Anwendung von mehreren Empfangsantennen in drahtlosen Kommunikationssystemen



Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktor–Ingenieurs (Dr.-Ing.)
der Fakultät für Ingenieurwissenschaften
der Universität Ulm

von

Michael Laurentius Nold

aus Bad Nauheim

1. Gutachter:	Prof. Dr.-Ing. J. Lindner
2. Gutachter:	Prof. Dr.-Ing. B. Rembold
Amtierender Dekan:	Prof. Dr.-Ing. H.-J. Pfleiderer
Datum der Promotion:	12. Juli 2002

2002

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Assistent der Abteilung Informationstechnik der Universität Ulm.

Mein Dank gilt in besonderer Weise meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr. Jürgen Lindner, der die Anregung zu dieser Arbeit gab und mir stets mit wichtigen Hilfen und Beiträgen zur Seite stand.

Herrn Prof. Dr. Bernhard Rembold von der RWTH Aachen danke ich für die Übernahme des Korreferats und seine hilfreichen Anmerkungen.

Bei Herrn Dr. Werner Teich bedanke ich mich sehr für die vielen weiterführenden Sachdiskussionen und seine organisatorische Unterstützung.

Für die sehr gute kollegiale Zusammenarbeit danke ich Herrn Dipl.-Ing. Christian Pietsch. Seine im Rahmen einer Diplomarbeit entstandenen Beiträge waren für meine Arbeit sehr wertvoll.

Herrn Dipl.-Ing. Siegfried Grob und meinem Vater möchte ich für die sorgfältige Durchsicht des Manuskriptes danken.

Allen Kollegen der Abteilung Informationstechnik danke ich für die jederzeit gute Zusammenarbeit und die vielen Fachdiskussionen, die mir bei der Erstellung dieser Arbeit sehr geholfen haben.

Mein besonderer Dank gilt auch meiner Familie und meiner Freundin Sigrid, die immer für mich da waren und mich unterstützten.

Ulm, im Juli 2002

Michael Nold

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung **7**

2 Räumliche Kanalmodelle **11**
2.1 Übersicht über das COST-259-Kanalmodell 12
2.1.1 Die Struktur des Kanalmodells 12
2.1.2 Verteilung der streuenden Objekte 13
2.1.3 Makrozellen Parameter 14
2.1.4 Pikozellen Parameter 18
2.2 Raytracing-Verfahren 20
2.2.1 Eigenschaften des Raytracers und verwendete Näherungen 21
2.2.2 Konstruktion des Strahlverlaufs 24
2.2.3 Berechnung des elektromagnetischen Feldes 27
2.2.4 Beugung 30
2.2.5 Streuung 35
2.2.6 Beispielhafte Ergebnisse zur Illustration 40
2.3 Zusammenfassung 44

3 Störunterdrückung mit Beamforming-Verfahren **47**
3.1 Räumliches Abtasttheorem 48
3.2 Beamforming-Verfahren 53
3.2.1 Näherungen 53
3.2.2 Delay-and-Sum-Beamforming 54
3.2.3 Beamforming im Frequenzbereich 56
3.2.4 Beamforming in zeitdiskreten Systemen 56
3.3 Gruppendiagramm 59
3.4 Optimierung der Blickrichtung 60
3.4.1 Klassisches Beamforming 60
3.4.2 Nullsteering 61
3.4.3 Maximierung des SNIR 62
3.5 Optimierung der Gewichtungsfaktoren 62
3.5.1 $\cos^m$-Verteilung 63
3.5.2 Taylor-Verteilung 64
3.5.3 Modifizierte Taylor-Verteilung 66
3.6 Eigen-Beamforming 68

3.7 Zusammenfassung 69

4 Vektorielle Beschreibung von Übertragungsverfahren für MIMO-Kanäle 71
4.1 Vektorwertige Übertragung und MIMO-Kanalmodell 71
4.2 Zeitdiskrete Kanalmatrix auf Symbolbasis 74
4.3 Beispielhafte Bitfehlerkurven für isotrope Störungen 76
4.3.1 Verwendetes Ausbreitungsszenario und Übertragungsverfahren 76
4.3.2 Ergebnisse einer OFDMA- und MC-CDMA-Übertragung 79
4.4 Zusammenfassung 86

5 Räumliche und zeitliche Signalverarbeitung bei nicht-isotropen Störungen 87
5.1 Beschreibung der nicht-isotropen Störungen 87
5.2 Empfangsfilter für nicht-isotrope Störungen 89
5.3 Analytische Betrachtung eines Ein-Pfad-Szenarios 93
5.3.1 Schmalbandige Betrachtung 97
5.3.2 Breitbandige Betrachtung 100
5.3.3 Zusammenfassung der verschiedenen Gewinne 105
5.4 Simulationsergebnisse 106
5.4.1 Ergebnisse breitbandiger Übertragungen 108
5.4.2 Ergebnisse schmalbandiger Übertragungen 110
5.5 Vergleich mit dem Kanal-Matched-Filter-Empfänger 112
5.6 Vergleich mit Beamforming-Verfahren 114
5.6.1 Verwendete Näherungen 114
5.6.2 Ergebnisse einer Ein-Pfad-Ausbreitung 115
5.6.3 Zusammenfassung 117

6 Zusammenfassung 119

A Anhang 123
A.1 Zeitdiskrete Ersatzkanalmatrix, Noise-Whitening-Filter 123
A.2 Wiener-Lee Beziehung in Matrix Darstellung 124
A.3 Cholesky-Faktorisierung 124
A.4 Schwarz'sche Ungleichung 124
A.5 Maximierung des Gewinns eines äquidistanten linearen Arrays 126

Literaturverzeichnis 129

Kapitel 1

Einleitung

Immer größere Anforderungen werden an zukünftige Kommunikationssysteme bezüglich der Datenrate, der Bandbreite und Leistungseffizienz sowie der Flexibilität bei der Zuteilung dieser Ressourcen gestellt. Diese Anforderungen resultieren aus den hohen Lizenzkosten für die Nutzung der Frequenzbänder und aus der Forderung, die Sendeleistung aufgrund der Problematik der biologischen Verträglichkeit weiter abzusenken bei gleichzeitig vermehrtem Bedarf an flexibel zugewiesenen hohen Datenraten für multimediale Anwendungen.

Um all diesen Kriterien gerecht zu werden, sind schon in der Vergangenheit die Übertragungsverfahren in Zeit- Frequenz- und Raumrichtung weiter optimiert worden, damit eine effizientere Übertragung ermöglicht werden kann. Die intensive Nutzung der räumlichen Dimension bietet für die Zukunft ein weiteres Potential zur Kapazitätssteigerung und Absenkung von Sendeleistung. Sie bildet den Hauptgegenstand dieser Arbeit.

Für die Untersuchung und Beurteilung von Übertragungsverfahren, die auf einer räumlich-zeitlichen Verarbeitung basieren, werden Kanalmodelle benötigt, die eine räumliche Ausbreitung der Sendesignale möglichst genau wiedergeben. Zunächst wird in Kapitel 2.1 eine kurze Übersicht über das COST-259-Kanalmodell gegeben. Es basiert auf statistischen bzw. geometrischen Analysen und Meßkampagnen und eignet sich aufgrund seiner Standardisierung besonders gut für die Verifikation und quantitative Bewertung von Übertragungssystemen. Es wird hier insbesondere aus Gründen der Vollständigkeit angeführt. Für die im Vordergrund stehende Anwendung, nämlich die Kanalimpulsantwort an einem bestimmten Ort in Abhängigkeit einer vorgegebenen Umgebung möglichst genau zu bestimmen, ist das in Kapitel 2.2 vorgestellte, und auf Raytracing-Verfahren basierende, physikalisch deterministische Kanalmodell besonders geeignet; es liefert die Kanalimpulsantworten für die nachfolgenden Untersuchungen.

Bereits bei den Mobilfunksystemen der zweiten Generation werden Verfahren die mehrere Antennen verwenden eingesetzt, um räumlich lokalisierte Störsignale zu unterdrücken, die in Frequenz- und Zeitrichtung die gleichen Ressourcen wie das Nutzsignal belegen. Bei derartigen ‘intelligenten Antennen’ werden die Antennencharakteristiken nach einer Richtungsschätzung der eintreffenden Signale mittels Beamforming bzw. Nullsteering eingestellt. Die Grundlagen verschiedener Beamforming-Verfahren werden in Kapitel 3 vorgestellt.

In eher konventionellen drahtlosen Kommunikationssystemen werden Übertragungsverfahren verwendet, die eine strenge Orthogonalität der Signale verschiedener Teilnehmer aufweisen; beispielsweise bei der konventionellen Frequenzmultiplex (FDM/FDMA)- oder Zeitmultiplex

(TDM/TDMA)- Übertragung. In zellularen Systemen treten Störungen von anderen Zellen aufgrund des Prinzips der Frequenzwiederholung auf. Systeme mit orthogonalen Teilnehmersignalen, bei denen diese Interferenz als zusätzliches Rauschen aufgefaßt wird, können durch einen Sender und einen Empfänger mit jeweils einer Antenne beschrieben werden.

Um Konzepte beschreiben zu können, die mehrere sendende Teilnehmer und mehrere Empfänger einbeziehen, wird in Kapitel 4.1 ein MIMO- (Multiple-Input Multiple-Output) Kanalmodell eingeführt. Bei diesem Modell ist die Anzahl der Antennen pro Sender und Empfänger nicht notwendigerweise begrenzt. In der vorliegenden Arbeit werden jedoch ausschließlich MIMO-Systeme mit mehreren Sendern, die jeweils eine Antenne verwenden, zusammen mit einem Empfänger, der über mehrere Empfangsantennen verfügt, betrachtet. Auf Verfahren wie z. B. Space-Time-Codierung wird hier nicht näher eingegangen.

In künftigen Kommunikationssystemen sollte die Möglichkeit bestehen, daß die zur Verfügung stehende gesamte Übertragungskapazität sehr flexibel zwischen den verschiedenen Nutzern aufgeteilt werden kann. Gleichzeitig soll die zur Verfügung stehende Datenrate weiter erhöht werden können. Bei einer solchen Übertragung über einen Mehrwegekanal kann, abhängig von den absoluten Bandbreiten und den Umweglaufzeiten, frequenzselektives Fading auftreten. Inzwischen hat sich herausgestellt, daß Spreiztechniken wie CDMA (Code Division Multiple Access) dafür gut geeignet sind. Damit ergeben sich allgemeine Mehrnutzer- (Multiuser-) Systeme mit verschiedensten Übertragungs-, Multiplex- und Zugriffsverfahren, insbesondere wenn man CDMA mit den klassischen Techniken kombiniert.

Bei derartigen Verfahren sind die Signale der einzelnen Nutzer nach dem Übertragungskanal im allgemeinen nicht mehr orthogonal, was ein Übersprechen zwischen den Kanälen bzw. Teilnehmern (Interuser Interference, IUI) zur Folge hat. In CDM/CDMA-Systemen wurden anfänglich diese Störungen, die durch das Übersprechen entstehen, vereinfachend als zusätzliches Rauschen betrachtet. Eine Verbesserung wird mit der Multiuser-Detektion (MUD) erreicht, bei der die Signale aller Nutzer empfangen und detektiert und somit nicht als ungewollte Störungen aufgefaßt werden.

Mit allgemeineren Verfahren, die mehrere Empfangsantennen einbeziehen, kann eine weitere Verbesserung der Bandbreite- und Leistungseffizienz erreicht werden. Für den Fall, daß alle Teilnehmer in den Prozeß der Multiuser-Detektion eingeschlossen sind, können mehrere Antennen auf der Empfangsseite helfen, die einzelnen Signale besser zu trennen, und dazu beitragen, die benötigte Komplexität der Multiuser-Detektionsverfahren zu reduzieren. Zusätzlich ergibt sich ein Energiegewinn durch jede weitere Empfangsantenne. In Kapitel 4.2 wird der Empfänger für diesen Fall der isotropen Störung (ausschließlich vom Empfänger verursachtes thermisches Rauschen) beschrieben. Anhand von beispielhaften Bitfehlerkurven wird die Leistungsfähigkeit für verschiedene Positionen der Nutzer bei codierter und uncodierter Übertragung und unterschiedlicher Anzahl von verwendeten Empfangsantennen aufgezeigt. Als Übertragungverfahren wird dazu OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) und MC-CDMA (Multi Carrier Code Division Multiplex) verwendet und als Ausbreitungsszenario wird ein geschlossener Raum gewählt. Die für die Simulation der Übertragung notwendigen Kanalimpulsantworten werden mit Hilfe der Raytracing-Verfahren aus Kapitel 2.2 ermittelt.

Eine weitere Verbesserung kann durch eine Verallgemeinerung erreicht werden, die über den aktuellen Stand der Technik hinausgeht und den Kern dieser Arbeit darstellt. Sie ist gekennzeichnet durch eine breitbandige, vektorwertige Übertragung mit mehreren Teilnehmern, die im

Empfänger detektiert werden. Gleichzeitig soll der Einfluß von mehreren räumlich lokalisierten Störern (nicht-isotrope Störungen) minimiert werden. In Kapitel 5 wird das Empfangsfilter in Anwesenheit von nicht-isotropen Störungen für den unendlich breitbandigen Fall bei beliebiger Anordnung der Antennen abgeleitet. Um die Ergebnisse und die daraus resultierende Grenzen analytisch darstellen zu können, wird in Kapitel 5.3 eine einfache Übertragung mit einem Ausbreitungspfad zwischen Teilnehmer und Störer theoretisch betrachtet. Der schmalbandige Spezialfall dieser Übertragung wird in Kapitel 5.3.1 untersucht.

In Kapitel 5.4 werden Simulationsergebnisse von einfachen Ausbreitungsszenarien und von Räumen mit Mehrwegeausbreitung für verschiedene Bandbreiten dargestellt und miteinander verglichen. Die dafür notwendigen Kanalimpulsantworten werden mit Hilfe der Raytracing-Verfahren aus Kapitel 2.2 ermittelt.

Die Leistungsfähigkeit des verallgemeinerten Empfangskonzepts für nicht-isotrope Störungen wird abschließend in Kapitel 5.6 der Leistungsfähigkeit der konventionellen Beamforming-Verfahren und in Kapitel 5.5 der Leistungsfähigkeit eines herkömmlichen Kanal-Matched-Filter Empfängers für isotrope Störungen gegenübergestellt.

Kapitel 2

Räumliche Kanalmodelle

Modelle für die Übertragung über den Mobilfunkkanal sind entscheidend für die Untersuchung von Systemen mit intelligenten Antennen – sowohl für das Design der Algorithmen und das Testen der Gesamtsysteme wie auch für die Netzwerkplanung. Die Kanalmodelle sollen die typischen Charakteristiken wiedergeben, die bei Messungen in verschiedenen Umgebungen beobachtet werden. Durch die räumliche Komponente und den höheren Bedarf an Bandbreite in zukünftigen Systemen werden an die Kanalmodelle folgende Anforderungen gestellt:

- Die Impulsantworten und die Statistik der Mehrpfadkomponenten sollten so realistisch wie möglich wiedergegeben werden. Dabei sollte auch der Kurz- und Langzeitschwund, die Kanalveränderungen durch nichtstationäre Szenarios und die dynamische Entwicklung von Pfaden berücksichtigt werden. Auch ist es wichtig, daß sich die räumlichen Eigenschaften am Mobilteil und an der Basisstation reproduzieren lassen.

- Das Kanalmodell sollte einfach genug sein, um theoretische Untersuchungen zu erlauben; außerdem sollten die Anforderungen an die Rechenkomplexität nicht zu hoch ausfallen.

- Für nicht richtungsaufgelöste oder für schmalbandige Anwendungen sollten gleich gute oder bessere Ergebnisse wie mit aktuellen Kanalmodellen erzielt werden.

In diesem Kapitel werden zwei verschiedene räumliche Kanalmodelle vorgestellt. Richtungsaufgelöste Kanalimpulsantworten werden später in dieser Arbeit benötigt, um verschiedene Empfangsverfahren, die mehrere Antennen miteinbeziehen, durch Simulation miteinander vergleichen zu können.

Das COST-259-Kanalmodell basiert auf einem stochastischen Modell. Die dafür notwendigen Modellparameter wurden mit Hilfe von Messungen bzw. Simulationen gewonnen und sind im wesentlichen dem COST-259 Abschlußbericht [Cor01] entnommen.

Das deterministische Kanalmodell basiert auf der Strahlsuche mittels Raytracing-Verfahren. An der Abteilung Informationstechnik der Universität Ulm wurde auf dieser Basis ein Simulationswerkzeug entwickelt [Hus94, HN97]. Die zugrundeliegenden Verfahren und Prinzipien, wie auch die seit der ersten Implementierung durchgeführten Erweiterungen, werden an dieser Stelle zusammenfassend dargestellt.

2.1 Übersicht über das COST-259-Kanalmodell

2.1.1 Die Struktur des Kanalmodells

Die Funkwellenausbreitung hängt von verschiedenen topographischen und elektrischen Eigenschaften in der Umgebung ab. Um diese Eigenschaften differenziert zu berücksichtigen, wurde eine dreistufige Struktur für das räumliche COST-259-Kanalmodell [Cor01] vorgeschlagen (Abbildung 2.1).

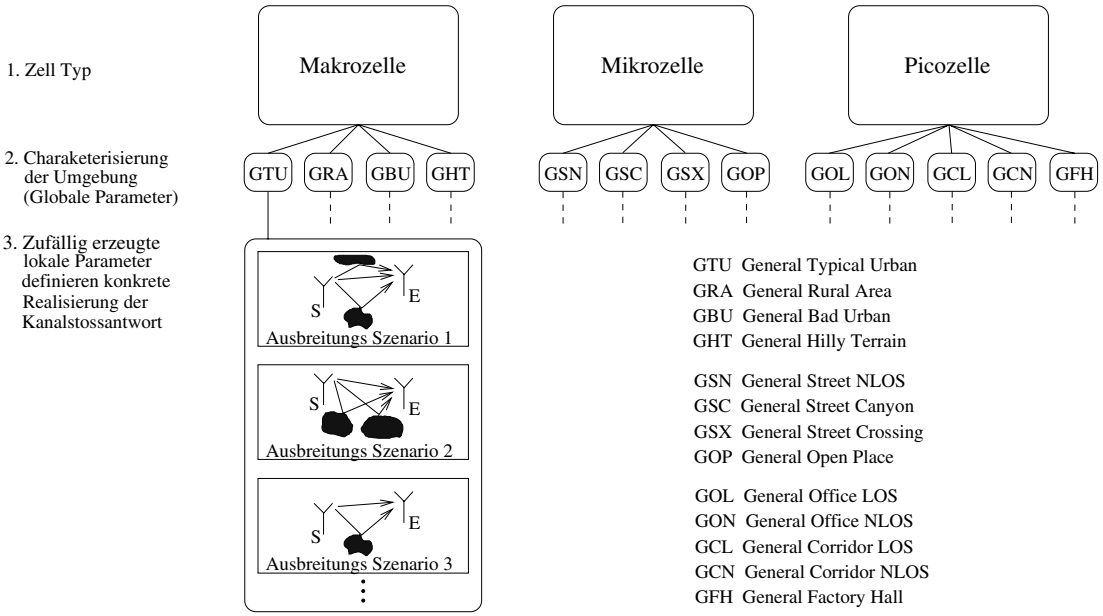


Abbildung 2.1: Struktur des COST-259-Kanalmodells (aus [Cor01])

Die erste Stufe unterscheidet die verschiedene Zelltypen Makro, Mikro und Pikozelle. Jeder Zelltyp ist wiederum in verschiedene, charakteristische Funk-Umgebungen unterteilt. Dies stellt die zweite Stufe dar, die zum Beispiel Szenarien mit Sichtverbindung (Line of Sight, LOS) und Szenarien ohne Sichtverbindung (Non Line of Sight, NLOS) unterscheiden. Jeder dieser Funk-Umgebungen steht für eine ganze Klasse verschiedener Ausbreitungs-Konstellationen, die ähnliche Eigenschaften aufweisen.

Die topographischen Eigenschaften einer Funk-Umgebung werden durch externe Parameter beschrieben, wie z. B. durchschnittliche Höhe der Basisstation bzw. des Mobilteils, ihre durchschnittliche Entfernung von der Basisstation, die durchschnittliche Höhe und Abstände der Gebäude. Die Ausbreitungsbedingungen innerhalb einer Funk-Umgebung werden statistisch mit Hilfe eines Satzes von Leistungsdichten beschrieben. Sie sind bestimmend für die Ausbreitung einer ganzen Funk-Umgebung, und heißen deshalb Globale Parameter (GP). Sie dienen als Schlüsselparameter und liefern die nötigen Entscheidungskriterien für das grundsätzliche Systemdesign, wie z. B. Modulationsart, Burst-Länge, Kanalcodierung. Die Festlegung einzelner globaler Parameter in einer bestimmten Umgebung kann mittels Messungen [HTTN99] oder durch Simulationen [HNBK00, HN00b, HN00a] erfolgen.

Die dritte Stufe des Kanalmodells erweitert die Ausbreitungsszenarien um zufällige Realisierungen einer der vorhergehenden Konstellationen. Diese Realisationen von Kanalimpulsantworten werden für umfangreiche Monte-Carlo Simulationen und zum Testen von Systemen benötigt. Sie werden durch lokale Parameter (LP) beschrieben. Ein Satz von lokalen Parametern gibt beispielsweise die Parameter der einfallenden Wellen an, wie z. B. die Anzahl der Pfade, ihre komplexe Amplituden, ihre Verzögerungen und Einfallswinkel.

2.1.2 Verteilung der streuenden Objekte

Messungen haben gezeigt, daß die Ausbreitungspfade in den meisten Umgebungen nicht immer gleichverteilt in τ, α (Verzögerung, Einfallsrichtung) sind, sondern daß sie typischerweise in Clustern beim Empfänger eintreffen. In Makrozell-Umgebungen entstehen Cluster dadurch, daß einige Gruppen von Streuern eine verhältnismäßig große Amplitude aufweisen, was durch ihre Nähe zum Empfänger oder durch ihren großen Streuquerschnitt begründet ist.

Im Geometrisch Stochastischen Kanalmodell (GSCM) (Abbildung 2.2) ist die Verteilungsdichtefunktion (engl.: Probability Distribution Function, PDF) der Aufenthaltsorte der Streuer (diffuse Streuer oder spiegelnde Reflektoren) vorgeschrieben [BJ98]. Für jede Realisation der Kanalimpulsantwort wird der Aufenthaltsort zufällig aus dieser Verteilungsdichtefunktion ermittelt und anschließend die Mehrpfadverzögerungen und Ankunftswinkel am Empfänger mit Hilfe eines einfachen Raytracing-Verfahrens ermittelt. Es wird angenommen, daß jeder Streuer nur mit einem Pfad an der gesamten Impulsantwort beteiligt ist. Außerdem muß die Verteilungsdichtefunktion derart ausgewählt werden, daß die entstehenden Leistungs-Verzögerungs-Profile (Power-Delay-Profile; PDP) und Azimut-Leistungs-Spektren (Azimuth-Power-Spectra; APS) mit den gemessenen Werten vernünftig übereinstimmen. Eine Erweiterung des Modells plaziert Objekte nicht nur um die Mobilstation herum, sondern verwendet auch entfernte Gruppen von streuenden Objekten. Das entspricht einer Gruppe von hohen Gebäuden oder Bergen, die als starke Streuer auftreten können.

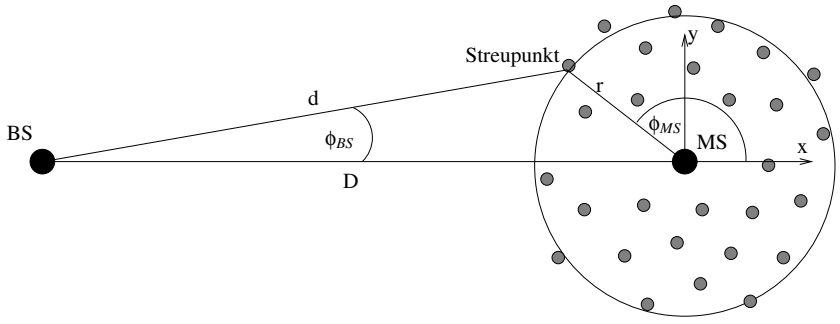


Abbildung 2.2: Prinzip des Geometrisch Stochastischen Kanalmodells (GSCM)(aus [Cor01])

Das Prinzip des GSCM erlaubt eine effiziente Implementierung, vor allem weil langsamer Schwund (Large-Scale Fading) und schneller Schwund (Small-Scale Fading) leicht unterteilt werden können. Der schnelle Schwund entsteht durch überlagernde Wellen von streuenden Objekten. Dabei ändert sich nur die Phasendifferenz der Pfade, die Amplituden der beteiligten

Pfade hingegen ändern sich über mehrere Wellenlängen kaum. Der langsame Schwund entsteht durch Änderung der Streuamplituden, durch das Erscheinen und Verschwinden von Clustern oder durch Abschattung. Diese Large-Scale Effekte hängen üblicherweise stark von der umgebenden Geometrie ab und können demnach durch Betrachtung der entsprechenden Anordnung realisiert werden.

Bei Meßkampagnen zur Verifizierung von Kanalmodellen entstehen als Ergebnisse oftmals Verzögerungs-Richtungs-Verteilungen. Diese können mit Hilfe einer Transformation [Egg98] in die Anordnung der Streuer umgerechnet werden. Dies erlaubt eine Anpassung des GSCM, um eine möglichst gute Übereinstimmung mit den Messungen zu erreichen.

$$pdf_1(x_s,y_s) = pdf_2(\tau(x_s,y_s),\phi_{BS}(x_s,y_s)) \cdot J(x_s,y_s) \tag{2.1}$$

mit:

$$\phi_{BS}(x_s,y_s) = \arctan\frac{y_s}{D+x_s} \quad , \quad \tau(x_s,y_s) = \frac{\sqrt{x_s^2+y_s^2}+\sqrt{(D+x_s)^2+y_s^2}}{c} \tag{2.2}$$

und:

$$J(x_s,y_s) = \begin{vmatrix} \frac{d}{dx_s}\phi_{BS}(x_s,y_s) & \frac{d}{dx_s}\tau(x_s,y_s) \\ \frac{d}{dy_s}\phi_{BS}(x_s,y_s) & \frac{d}{dy_s}\tau(x_s,y_s) \end{vmatrix} \tag{2.3}$$

Dabei ist $pdf_1(x_s,y_s)$ die Verteilungsdichte der Streupunkte in kartesischen Koordinaten. Sie wird aus der Verteilungsdichte $pdf_2(\tau(x_s,y_s),\phi_{BS}(x_s,y_s))$ multipliziert mit der Transformationsmatrix $J(x_s,y_s)$ berechnet. Die Winkel $\phi_{BS}(x_s,y_s)$ und Verzögerungen $\tau(x_s,y_s)$ lassen sich aus Abbildung 2.2 ableiten. In ähnlicher Weise kann auch eine Transformationsvorschrift für die Berechnung von $pdf_2(\tau,\phi_{BS})$ formuliert werden. Dadurch ist es möglich, in einer Implementierung die GSCM Methode mit der Verzögerungs-Winkel Methode zu kombinieren. Das GSCM wird angewendet, um das über den schnellen Schwund gemittelte Amplituden-Verzögerungs-Leistungs-Spektrum zu ermitteln, während die einzelnen Realisationen der Kanalimpulsantwort von der Verzögerungs-Winkel-Methode berechnet werden.

2.1.3 Makrozellen Parameter

Um eine Einordnung des COST-259-Kanalmodells und eine Gegenüberstellung zu dem etablierten COST-231-Kanalmodell zu ermöglichen, soll im Folgenden zunächst auf die verschiedenen Parameter für die Beschreibung der Makrozellen-Umgebung eingegangen werden.

Charakterisierung der Funk-Umgebung

Wie in Kapitel 2.1.2 beschrieben, werden die Zelltypen in verschiedene Funkumgebungen unterteilt. Die verschiedenen Funkumgebungen beschreiben die aktuelle Topologie, in der sich Basisstation und Mobilstation befinden. Das kann in mehr ländlichen Gebieten eine Ansammlung von streuenden Objekten sein, oder aber eher reguläre Strukturen bei städtischer Bebauung.

Pfaddämpfung

Für die Makrozell-Funkumgebung wurde ein schmalbandiges Pfaddämpfungsmodell [DLC99] verwendet. Unter der Annahme einer Übertragung im 2-GHz-Bereich, und unter der Annahme, daß die Antenne der Basisstation immer über der mittleren Dachhöhe liegt, wurde für General Rural Area (GRA) und General Hilly Terrain (GHT) das COST-231-Hata-Modell und für General Typical Urban (GTU) und General Bad Urban (GBU) das COST-231-Walfisch-Ikegami-Modell gewählt. Beide Verfahren ergeben die mittlere Pfaddämpfung und werden in [DLC99] Kapitel 4 beschrieben. Die Dämpfung des i-ten Clusters setzt sich aus der Pfaddämpfung des ersten Clusters und der Pfaddämpfung von zusätzlichen Clustern zusammen.

$$L_i = L_1 + L_{\text{add}}\ [\text{dB}], \quad L_{\text{add}} = \text{U}(0,20) + (\tau_i - \tau_0)/\mu\text{s}\ [\text{dB}] \tag{2.4}$$

Dabei bezeichnet $\text{U}(a,b)$ eine Gleichverteilung zwischen den Werten a und b.

Erzeugung von Clustern

Die Cluster sind räumlich gleichverteilt innerhalb einer maximalen Entfernung von der Basisstation, die der Zellgröße entspricht. Die Cluster werden unabhängig voneinander generiert, und es ist immer mindestens ein Cluster vorhanden. Die Position eines Clusters kann in die Verzögerungs-Azimutwinkel-Ebene projiziert werden (Abbildung 2.2). Wenn sich die Mobilstation bewegt, bewegen sich auch die Cluster.

Für das Entstehen und Verschwinden von Clustern findet das Konzept der ‘Bereiche der Sichtbarkeit’ (visibility regions) Anwendung [AB99b]. Die Radien der (kreisförmigen) Regionen um die Cluster sind in [Cor01] Tabelle 3.2.5 angegeben. Befindet sich die Mobilstation innerhalb einer solchen Region, ‘sieht’ sie den Cluster. Für jeden Cluster muß ein eigener Satz von Sichtbarkeitsbereichen definiert werden. Die Gesamtzahl an Clustern muß so gewählt werden, daß (gemittelt über alle Mobilstationen) die mittlere Anzahl an ‘aktiven’ Clustern auch erreicht wird. Betrachtet man eine minimale Anzahl von Clustern $N_{Cl,\text{min}}$, ergibt sich die Gesamtanzahl aus folgender Formel:

$$N_{\text{Cluster}} = N_{\text{Cluster,min}} + P(m)\,. \tag{2.5}$$

Dabei ist der Wert m der Parameter der Poisson Verteilung, der die mittlere Anzahl von zusätzlichen Clustern angibt.

Langsamer Schwund (Large-Scale Fading)

Wenn der Ort des Clusters bekannt ist, können entsprechende Realisationen des Abschattungs-Prozesses (Shadow Fading) ermittelt werden. Der entstehende Wert (in dB) wird zu der Pfaddämpfung addiert. Bei Makrozellen wird eine Exponentialfunktion für die Autokorrelationsfunktion verwendet. Die Korrelation des Large-Scale Fadings von verschiedenen Clustern wird vernachlässigt. Die Korrelationslänge ist in [Cor01] Tabelle 3.2.5 gegeben. Die Varianz der Abschattung ist für alle Cluster identisch und wird so gewählt, daß die Varianz des Schmalbandsignals vorgegebene Werte erreicht. Diese Normierung kann entweder durch eine Monte-Carlo Simulation erreicht, oder mit Hilfe analytischer Methoden ermittelt werden.

Schneller Schwund (Small-Scale Fading)

Das Small-Scale Fading entsteht durch Überlagerung der Mehrpfad-Komponenten mit verschiedenen Verzögerungen und Ankunftswinkeln. Diese Überlagerung hängt von systemspezifischen Größen wie Bandbreite und Richtcharakteristik der Antenne ab. Daher werden nicht das Fading, sondern die Mehrpfadkomponenten als die zugrundeliegende Ursache modelliert.

Im Falle einer Sichtverbindung (LOS) zwischen Mobilstation und Basisstation wird die Leistung des deterministischen direkten Pfades durch den Rice K-Faktor (Schmalband K-Faktor) bestimmt. Wenn dagegen keine Sichtverbindung besteht, ist der K-Faktor um einiges geringer. Die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten der Sichtverbindung ist gegeben durch [AB99a]:

$$P_{\mathrm{LOS}}(d) = \begin{cases} \frac{h_{BS}-h_{MS}}{h_{BS}} \cdot \frac{d_{co}-d}{d_{co}} & d < d_{co} \quad \text{und} \quad h_{BS} > h_{MS} \\ 0 & d \geqslant d_{co} \quad \text{oder} \quad h_{BS} \leqslant h_{MS} \end{cases} \tag{2.6}$$

Hierbei bezeichnet h_{BS} die Höhe der Basisstation, h_{MS} die Höhe der Mobilstation und d_{co} die 'cutoff' Entfernung, ab welcher eine Sichtverbindung immer weniger wahrscheinlich wird. Der Rice-Faktor wird als eine log-normalverteilte Zufallsvariable beschrieben, deren Mittelwert vom Excess Pathloss (EPL) abhängt.

$$K_0(\mathrm{EPL}) = \mathrm{U}\left(\frac{26 - \mathrm{EPL}\ [\mathrm{dB}]}{6},\ 6\right)\ [\mathrm{dB}] \tag{2.7}$$

$$\mathrm{EPL}(d) = L_1 - 20\ \log_{10}\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)\ [\mathrm{dB}] \tag{2.8}$$

Anzahl der Mehrpfadkomponenten

Die Anzahl der aufgelösten Mehrpfadkomponenten hängt von der Systembandbreite und von der Antennenapertur ab. Bei einer Trägerfrequenz von 500 MHz bis 3 GHz wurden bis zu 20 Pfade beobachtet. Für die Simulation ist es oft notwendig, daß die Anzahl von Mehrpfadkomponenten pro Cluster oder Verzögerungsraster genügend groß ist, damit jeder Cluster/Raster auch Small-Scale Fading aufweist. Für die Rekonstruktion dieses Fadings hat sich eine minimale Anzahl von 7 sorgfältig ausgewählten Komponenten als ausreichend erwiesen [Pae99]. Für einen ganzen Cluster sollte aber die Anzahl größer sein, um noch einen ausreichenden Fading-Anteil in einem Verzögerungs-Azimut Ausschnitt zu erhalten.

Aufspreizung der Verzögerungszeit, Azimut- und Elevationswinkel an einem Cluster

Die Cluster sind durch ihren Ort und Umriß, sowie auch ihre Verteilung und Leistung charakterisiert. Die Clusterung erzeugt ein exponentielles Profil in der Verzögerungszeit τ und ein laplaceförmiges Profil in Azimut φ und Elevation θ. In Makrozellen ist der Delay Spread, Azimuth Spread und die Abschattung von jedem Cluster korreliert. Der Cluster Spread ist von folgenden Relationen abgeleitet:

$$\begin{aligned} P_i[\mathrm{dB}] &= S_{sf} \cdot \mathrm{A} - L_i && \text{(Stochastischer Prozeß A)} \\ S_{\varphi,i}[\mathrm{deg}] &= M_{S_{\varphi,i}} \cdot 10^{[S_{S\varphi} \cdot \mathrm{B}/10]} && \text{(Stochastischer Prozeß B)} \\ S_{\tau,i}[\mathrm{s}] &= M_{S_{\tau,i}} \cdot d^{e_g} \cdot 10^{[S_{S\tau} \cdot \mathrm{C}/10]} && \text{(Stochastischer Prozeß C)} \end{aligned} \tag{2.9}$$

Hierbei ist e_g ein Modellparameter der hier zu 0.5 gesetzt wird. Der Ausdruck L_i wurde in Gleichung 2.4 erläutert. Die Weglänge ergibt $d = \tau_i \; c$. A,B,C sind normalverteilte Zufallsvariablen mit den Korrelationskoeffizienten:

$$\begin{aligned} \rho_{\mathrm{AB}} &= -0.75 \\ \rho_{\mathrm{BC}} &= +0.50 \\ \rho_{\mathrm{AC}} &= -0.75 \end{aligned} \tag{2.10}$$

Es besteht die Annahme, daß alle Pfade bei einem Elevationswinkel von 0° an der Mobilstation eintreffen, d.h. es kommt zu keiner Winkelaufspreizung in Elevationsrichtung. Alle für die jeweiligen Szenarien gültigen Mittelwerte M und Varianzen S können der Tabelle 3.2.5 [Cor01] entnommen werden.

Polarisation

Ausgangspunkt ist eine vertikal polarisierte Abstrahlung an der Basisstation. Dabei wird für die horizontale und die vertikale Komponente des empfangenen elektrischen Feldes ein unkorreliertes Fading aufgrund unterschiedlicher Ausbreitungspfade angenommen. Durch Reflexionen geht ein Teil der Leistung von der vertikalen in die horizontale Polarisationsrichtung über. Der Faktor XPD beschreibt dieses Leistungsverhältnis:

$$\mathrm{XPD} = P_{vv}/P_{vh}\,. \tag{2.11}$$

Dieses Leistungsverhältnis verändert sich sehr schnell innerhalb weniger Wellenlängen. Als Verteilungsfunktion für diesen stochastischen Prozeß wurde eine Normalverteilung mit dem Mittelwert M_{XPD} und der Varianz S_{XPD} vorgeschlagen.

$$\mathrm{XPD} = \mathrm{N}[M_{\mathrm{XPD}}; S_{\mathrm{XPD}}]\ [\mathrm{dB}]\,. \tag{2.12}$$

Für jede Pfadkomponente aus einem Cluster wird dieses Leistungsverhältnis aus der Verteilungsfunktion unabhängig gewählt; es bleibt dann für die ganze Lebensdauer dieser Pfadkomponente unverändert. Der Mittelwert M_{XPD} variiert je nach Szenario zwischen 6 dB und 12 dB. Die Varianz S_{XPD} variiert zwischen 6 dB und 3 dB.

Verteilungen der Verzögerungszeit, Azimut- und Elevationswinkel an der Mobilstation

Für die Aufspreizung der Verzögerungszeiten und Winkel an der Mobilstation kann folgendes angenommen werden:

- Es ergibt sich dieselbe Mehrwegeverbreiterung (Delay Spread) wie an der Basisstation.
- Das Azimut-Leistungsspektrum ist gleichverteilt über den gesamten Winkelbereich für den lokalen Cluster in der Makrozelle.
- Das Azimut-Leistungsspektrum für die restlichen Cluster hat die Form einer Laplace-Verteilung.
- Das Elevations-Leistungsspektrum hat in Makrozellen die Form einer Delta-Funktion.

2.1.4 Pikozellen Parameter

Im Gegensatz zum COST-231-Kanalmodell, das hauptsächlich eine Beschreibung für Makrozellen-Umgebungen liefert, wurden im COST-259-Modell auch Beschreibungen für die in drahtlosen lokalen Netzwerken immer wichtiger werdenden Mikro- und Pikozellen-Umgebungen integriert. Beispielhaft sollen im Folgenden die Parameter für die Pikozelle erläutert werden.

Charakterisierung der Funk-Umgebung

Auch für diesen Zelltyp sind mehrere Umgebungsvarianten festgelegt worden. Dafür sind möglichst typische Grundrisse (VCDAs, Virtual Cell Deployment Areas) von einzelnen Räumen (General Faktory Hall GFH) und ganzen Stockwerken (General Corridor NLOS (GCN), General Office LOS (GOL), General Corridor LOS (GCL), General Office NLOS (GON)) mit festen Senderstandorten definiert worden. Die Stockwerkumgebung besteht aus einem langen Korridor und mehreren kleineren und größeren Büroräumen. Bewegt sich nun eine Mobilstation auf einem festgelegten Weg durch dieses virtuelle Szenario, können alle Umgebungsvarianten mit und ohne Sichtverbindung zur Basisstation erzeugt und vor allem auch die Übergangswahrscheinlichkeiten zwischen den Umgebungsarten realistisch nachgebildet werden.

Kleine Büroräume werden ohne direkte Sichtverbindung durch eine Basisstation auf dem Korridor versorgt (GON). In einem Konferenzraum (GOL) ist die Basisstation in der Mitte des Raumes unterhalb der Decke plaziert. Ein großer Büroraum kann durch Trennwände in kleinere Arbeitskabinen unterteilt werden. Die Verzögerungs-Winkel-Verteilung ändert sich gegenüber der eines Konferenzraumes jedoch kaum. Einzig die Sichtverbindung kann eine zusätzliche Abschwächung aufgrund der zusätzlichen Trennwände erfahren.

Die Umgebung einer Fabrikhalle (GFH) unterscheidet sich in Bezug auf Ausbreitungsbedingungen und Abmessungen erheblich von den oben angesprochenen Szenarien. In der Fabrikumgebung kann die Sichtverbindung zwischen Mobilteil und Basisstation bei der Bewegung hinter bzw. um Anlagenteile herum oft abgeschattet werden. Veränderungen in den Ausbreitungsbedingungen und damit eine Anpassung der Modellparameter werden bei diesem Ausbreitungsmodell häufiger notwendig sein.

Bei der Festlegung der Parameter für die mittlere Antennenhöhe und für die Geschwindigkeit des Mobilteils wird zwischen einer Nutzung als Telefon (Höhe 1.5 m, mit Bewegung) und einer Nutzung als Notebook mit drahtlosem Netzwerkzugang (Höhe 1 m, feststehend) unterschieden.

Pfaddämpfung

In einer Pikozellen Umgebung wird die folgende Pfaddämpfung, die alle Cluster miteinschließt, vorgeschlagen.

$$L = L(1\mathrm{m}) + L_{sb} 10 \log_{10}(d/1\mathrm{m}) + L_{\mathrm{floor}}[\mathrm{dB}] \tag{2.13}$$

Dabei wurde für L_{floor} ein Wert zwischen 13 dB und 24 dB , und für die schmalbandige Pfaddämpfung L_{sb} ein Wert, abhängig vom Szenario, zwischen 2 dB und 3 dB ermittelt. Die Verteilungsfunktion der mittleren Pfaddämpfung für jeden Cluster hat die Form einer einseitigen

Exponentialkurve mit einer Abfallszeit, die abhängig von der konkreten Umgebung zwischen 40 ns und 360 ns beträgt.

Erzeugung von Clustern

Bei Konstellationen mit Sichtverbindung soll immer mindestens ein Cluster vorhanden sein. Bei Konstellationen ohne Sichtverbindung ist es auch möglich, daß kein Cluster aktiv ist. In Abhängigkeit von dem vorhergehenden Clusterzustand wird das Erscheinen und Verschwinden von Clustern durch einen stochastischen Prozeß gesteuert [Zwi99]. Die Wahrscheinlichkeit für das Erscheinen bzw. Verschwinden wird mit Hilfe eines Poisson-Prozesses modelliert. Unter Berücksichtigung der minimalen Anzahl von aktiven Clustern ergibt sich deren Gesamtanzahl aus der Formel:

$$N_{\text{Cluster}} = N_{\text{Cluster,min}} + P(m) \tag{2.14}$$

Hierbei gibt der Parameter m der Poissonverteilung $P(m)$ die mittlere Anzahl der gerade aktiven Cluster an.

Langsamer Schwund (Large-Scale Fading)

Im Vergleich zu dem Modell der Makrozellen-Umgebung wird hier ein etwas anderer Ansatz verfolgt. Es wird angenommen, daß nur das Erscheinen und Verschwinden von Pfaden die Ursache für die Dämpfung aufgrund von Abschattung darstellt. Dies stellt für die Pikozelle eine akzeptable Annahme dar, da die Anzahl der Pfade viel größer als die Anzahl der Cluster ist. Die Rate, mit der neue Cluster erzeugt werden, sowie ihre Lebensdauer, hängen direkt ab von der Varianz der Dämpfung durch Abschattung, die durch eine Normalverteilung zwischen 0 dB und 7 dB gegeben ist, und der Korrelationslänge des jeweiligen Szenarios [Zwi99].

Schneller Schwund (Small-Scale Fading)

Für die Umgebungen Büro und Korridor mit Sichtverbindung ist die Wahrscheinlichkeit für eine Sichtverbindung gleich eins. Für die anderen Umgebungen bei denen keine Sichtverbindung besteht, ist die Wahrscheinlichkeit immer null. Bei der Fabrikumgebung hingegen wird die Sichtverbindung statistisch mit Hilfe eines Konzepts der ‘Regionen der Sichtbarkeit’ ermittelt. Die mittlere Wahrscheinlichkeit für eine Sichtbarkeit beträgt dabei 0.5, der Durchmesser dieser Sichtbarkeitszone ist 0.5 m.

Für die Sichtverbindung gilt der schmalbandige Rice K-Faktor:

$$K = \mathrm{N}(2/3;2/3)[\mathrm{dB}] \qquad (\mathrm{LOS}) \tag{2.15}$$

Dabei stellt $\mathrm{N}(\sigma;\mu)$ eine Normalverteilung mit dem Mittelwert μ und der Varianz σ dar. Für die Fabrikumgebung wird für den Rice K-Faktor ein ähnliches Modell angewendet wie bei der Makrozellen-Umgebung, basierend auf einem Excess Pathloss (EPL).

Anzahl der Mehrpfadkomponenten

Für die Anzahl der Mehrpfadkomponenten gelten im wesentlichen dieselben Aussagen wie bei den Erläuterungen für die Makrozelle (Kapitel 2.1.3). In der Pikozellen-Umgebung können bei Berücksichtigung aller Cluster eine Anzahl von über 30 Pfade beobachtet werden.

Aufspreizung der Verzögerungszeit, Azimut- und Elevationswinkel an einem Cluster

Das Profil der Verzögerungszeit, das ein Cluster erzeugt, fällt ähnlich wie bei der Makrozelle exponentiell ab. Die Mehrwegeverbreiterung (Delayspread) beträgt dabei für alle Szenarien 5 ns. Abhängig vom konkreten Szenario ergibt sich für das Profil des Azimutwinkels ϕ im Fall einer Sichtverbindung eine Gleichverteilung zwischen $-\pi$ und $+\pi$. Wenn keine Sichtverbindung besteht ergibt, sich ein laplaceförmiges Profil. Für den Elevationswinkel θ ergibt sich bei einer Sichtverbindung ein einseitig exponentieller Verlauf. Bei fehlender Sichtverbindung ergibt sich ein laplaceförmiges Profil. Für die Verbreiterung des Elevationswinkels wurde ein Wert von 6°, für die Verbreiterung des Azimutwinkel wurde, abhängig vom Szenario, ein Wert zwischen 6° und 20° ermittelt. Im Gegensatz zu dem Modell der Makrozelle sind die einzelnen Werte für die verschiedenen Verbreiterungen unabhängig.

Polarisation

Für die Polarisation gelten im wesentlichen dieselben Überlegungen wie für die Makrozelle in Kapitel 2.1.3. Für den Mittelwert M_{XPD} und die Varianz S_{XPD} wird jedoch in Abänderung von der Makrozelle einheitlich für alle Szenarien ein Wert von 6 dB vorgeschlagen.

Verteilungen der Verzögerungszeit, Azimut- und Elevationswinkel an der Mobilstation

- Das Leistungsspektrum in Elevationsrichtung ist eine einseitig exponentialverteilte Funktion.
- Das Leistungsspektrum in Azimutrichtung entspricht dem der Basisstation.

2.2 Modellierung der Funksignalausbreitung mit Raytracing-Verfahren

Raytracing basiert auf der Theorie der geometrischen Optik, Reflexion, Beugung und Streuung [Sch50]. Unter Verwendung von topologischen Daten wie Lageplänen, Landkarten, Bauzeichnungen und unter Einbeziehung von morphologischen Daten aus Materialdatenbanken wird der Ausbreitungskanal, im Gegensatz zum vorhergehenden Kanalmodell, in deterministischer Weise modelliert. Dabei werden für jeden Pfad die komplexwertige Amplitude, die zeitliche Verzögerung (Delay) und der Ankunftswinkel (Angle-Of-Arrival) berechnet.
Ein wichtiges Anwendungsgebiet von Raytracing-Verfahren liegt in der Planung der Funkabdeckung [MH91] zur Positionierung von Basisstationen und in der Simulation von Funkortungsverfahren. Bei all diesen Anwendungen sollen die Impulsantworten an einem bestimmten

Ort in Abhängigkeit einer gegebenen Umgebung so realistisch wie möglich bestimmt werden [NH97, HN97]. Auch für die hier im Vordergrund stehende Anwendung, die räumliche Anordnung von Basisstationen und Mobilfunkteilnehmern in Innenräumen zu simulieren, um dadurch Empfangsverfahren zu beurteilen, eignet sich das Raytracing-Verfahren sehr gut, weil keine statistischen oder empirischen Einflüsse in die Simulation eingehen. Für die allgemeine Beurteilung der Leistungsfähigkeit eines Übertragungssystems in verschiedenen Zellklassen genügt es, die statistischen Eigenschaften eines Szenarios zu kennen.

Der Anwendung von Raytracing-Verfahren kommt entgegen, daß es heutzutage einfacher geworden ist, an topographische Daten bzw. Bauzeichnungen zu gelangen, da durch die moderne Satellitenaufklärung und die zunehmende Verwendung von CAD-Systemen in der Architektur geeignetes Datenmaterial zur Verfügung steht.

2.2.1 Eigenschaften des Raytracers und verwendete Näherungen

Das Simulationsprogramm wurde für den wissenschaftlichen Bereich an der Abteilung Informationstechnik der Universität Ulm erstellt [Hus96]. Es ermittelt die für ein definiertes Szenario charakteristischen Impulsantworten. Die Motivation war die Entwicklung eines Simulationsprogramms, das eine brauchbare Alternative oder Ergänzung zu umfangreichen Messungen darstellt und das für praktische Zwecke gute Ergebnisse liefert, die im Vergleich zur Messung deutlich schneller zur Verfügung stehen. Das hierzu verwendete Modell basiert auf einer physikalisch-deterministischen Beschreibung der elektromagnetischen Wellenausbreitung. Das bedeutet, daß allgemein verfügbare Materialparameter in die Simulation eingehen. Es erfolgt keine Anwendung empirischer Methoden, welche aus Meß- oder Erfahrungswerten generiert sind. Zur Schätzung der Übertragungsfunktion liefert das Modell die komplexen Amplituden, Laufzeiten und Ankunftswinkel (Direction of Arrival) der Ausbreitungspfade. Im Einzelnen läßt sich das Modell wie folgt charakterisieren:

- Dreidimensionale Repräsentation von beliebigen Umgebungen. Alle Gegenstände werden mit Hilfe von ebenen Flächen modelliert. Die Flächen werden als homogen angenommen. Die Beschreibung erfolgt durch die geometrischen Abmessungen und die dielektrischen Materialkonstanten.

- Physikalisch-deterministische Beschreibung der elektromagnetischen Wellenausbreitung.

- Berechnung der Impulsantwort durch Anwendung der geometrischen Optik [BW93] mit Hilfe von Raytracing-Verfahren. Dabei wird ein genügend kleines Verhältnis von Wellenlänge zu den geometrischen Abmessung der Grenzflächen vorausgesetzt.

- Reflexionen und Transmissionen beliebiger Ordnung werden berücksichtigt.

- Zwei verschiedene Methoden zur Strahlsuche, die Spiegelungsmethode und die Variationsmethode, können angewendet werden

- Beugungseffekte [Fal95] (Sender → Beugungkante → Empfänger) sind als skalare und vektorielle Algorithmen modelliert.

- Als Streumodell [Fie98] (Sender → streuende Oberfläche → Empfänger) kann zwischen der Stationary-Phase-Approximation (SPA), dem Small-Perturbation-Modell (SPM) und dem Peake's geometrischen Modell (nur monostatische Anordnung von Sender und Empfänger) gewählt werden.
- Die Berechnung des Empfangsfeldes erfolgt polarimetrisch [Bal89] unter Berücksichtigung von dielektrischen Materialkonstanten, Freiraumdämpfung und atmosphärischer Absorption.
- Auf der Sende- und Empfangsseite können beliebige Fernfeld-Antennencharakteristika vorgegeben werden, die im Raum frei ausrichtbar sind. Die Sendeantenne strahlt eine linear polarisierte Welle ab, der Empfänger detektiert einen linear polarisierten Anteil der elektromagnetischen Welle.

Für die Modellierung der Funksignalausbreitung kann von folgender Situation ausgegangen werden: In einer vorgegebenen Umgebung befinden sich ein Sender und ein Empfänger. Der Sender emittiert ein Funksignal in Form einer elektromagnetischen Welle und der Empfänger, der an einem beliebigen Empfangsort positioniert ist, detektiert das elektromagnetische Feld. Die Sende- und Empfangsantennen sind bei dieser Betrachtung Teile des resultierenden Gesamtkanals.

Der prinzipielle Weg zur Lösungsfindung ist ein Problem der klassischen Elektrodynamik und stellt die Auswertung der Maxwell-Gleichungen dar. Dafür müssen die Randbedingungen spezifiziert werden und die Maxwell-Gleichungen bezüglich dieser Randbedingungen gelöst werden. Durch dieses Vorgehen ergeben sich jedoch zwei grundlegende Probleme. Zum einen ist es nahezu unmöglich, für sämtliche Objekte eines Raumes eine exakte Beschreibung der inneren und äußeren Strukturen und der magnetischen und dielektrischen Materialkonstanten zu geben. Zum anderen ist der Rechenaufwand für eine numerische Lösung der Maxwellgleichungen unrealistisch hoch.

Aufgrund dieser Schwierigkeiten, die bei der Anwendung der Maxwellgleichungen entstehen, werden Vereinfachungen eingeführt. Einfluß auf die Wellenausbreitung haben hauptsächlich größere, gut reflektierende Objekte. Kleinere Objekte können daher in der Regel vernachlässigt werden. Die Objekte werden als homogen angenommen und mit einem einzigen Materialparameter beschrieben. Alle Oberflächen werden als ebene Flächen modelliert. Eine weitere Vereinfachung bezieht sich auf die Beschreibung der Ausbreitung der elektromagnetischen Welle. Bei genügend großem Verhältnis von Objektgröße zu Wellenlänge kann die geometrische Optik in Verbindung mit der Beugungstheorie angewendet werden. Dabei wird eine fortschreitende Wellenfront auf ihrem Ausbreitungsweg zwischen zwei Punkten vereinfachenderweise durch einen Strahl beschrieben. Sender und Empfänger stellen hierbei Punkte im Raum dar, die über Strahlen miteinander verbunden sind. Reflexion und Brechung an Grenzflächen werden nach dem Reflexionsgesetz

$$\alpha_i = \alpha_r \tag{2.16}$$

und dem Snelliusschen Brechungsgesetz

$$\frac{\sin \alpha_i}{\sin \alpha_t} = \frac{n_t}{n_i} \tag{2.17}$$

beschrieben (s. Abbildung 2.9). Diese können aus den Maxwell-Gleichungen mathematisch formal abgeleitet werden [BW93, MPM90]. In der geometrischen Optik wird von unendlich ausgedehnten Wellen- und Grenzflächen ausgegangen. Wenn die Ausdehnung des Reflektors die ersten Fresnel-Zonen umfaßt, ist nach [BS63, DZ94] die Näherung gerechtfertigt, den begrenzten Reflektor durch einen unendlich ausgedehnten Reflektor zu beschreiben. Diese Annahme ist um so eher zulässig, je kleiner die Wellenlänge im Verhältnis zu den geometrischen Abmessungen der betrachteten Grenzflächen ist. Wenn diese Annahme zugrundegelegt wird, ist die Beugung genau genommen nicht berücksichtigt und das Modell der geometrische Optik muß um den Effekt der Beugung erweitert werden.

Neben der direkten Ausbreitungsrichtung der elektromagnetischen Welle zwischen Sender und Empfänger gibt es eine Vielzahl indirekter Pfade, die sich aus Reflexionen, Transmissionen, Beugung und Streuung ergeben. Die direkte Ausbreitungsrichtung kann durch eine Sichtverbindung oder eine Transmission irgend eines beliebigen Objektes zustande kommen. Für die Kanalmodellierung muß nun das am Empfänger ankommende Feld, das sich aus den einzelnen Beiträgen der Mehrwegeausbreitung zusammensetzt, durch Superposition berechnet werden. Die Abbildung 2.3 zeigt eine typische Ausbreitungssituation von Funksignalen innerhalb eines Raumes.

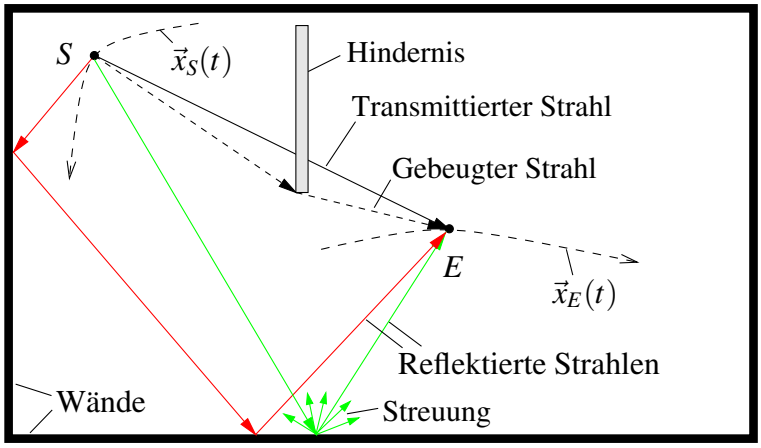


Abbildung 2.3: Reflexion, Transmission, Streuung und Beugung von Strahlen

Die Berechnung der Wellenausbreitung unter Anwendung der geometrischen Optik und unter Einbeziehung von Beugungseffekten wird als ‘Raytracing’ bezeichnet. Sie kann in folgende Arbeitsschritte unterteilt werden: Zuerst wird eine Strahlsuche durchgeführt, die alle möglichen und relevanten Ausbreitungspfade der elektromagnetischen Welle zwischen Sender und Empfänger findet. Dabei wird vorausgesetzt, daß sich Sender und Empfänger in einem stationären Zustand befinden. Als zweiter Schritt wird die Amplitude und Phase der monochromatischen Welle am Empfangsort berechnet. Zuletzt erfolgt der Übergang zum breitbandigen Modell und die Eingrenzung auf die Bandbreite des zu betrachtenden Übertragungsverfahrens.

2.2.2 Konstruktion des Strahlverlaufs

Im folgenden sollen zwei verschiedene Methoden zur Konstruktion des Strahlverlaufs vorgestellt werden: die Spiegelungsmethode und die Variationsmethode. Diese beiden Verfahren zeichnen sich durch verschiedene Abbruchbedingungen aus. Bei der Spiegelungsmethode wird die maximale Anzahl von Reflexionen vorgegeben, bei der Variationsmethode die minimal zulässige Amplitude. Durch dieses unterschiedliche Vorgehen bei der Strahlverlaufskonstruktion ergeben sich auch unterschiedliche Komplexitätsabschätzungen, auf welche anschließend kurz eingegangen wird.

Spiegelungsmethode

Diese Methode wird in [MH91] für die Modellierung von Funkkanälen vorgeschlagen und soll nachfolgend kurz erläutert werden. Die Spiegelungsmethode bei einer Einfachreflexion ist in Abbildung 2.4 dargestellt. Zuerst wird der virtuelle Sender S_{virtuell} durch Spiegelung des Senders S an der Reflexionsebene konstruiert. Anschließend wird S_{virtuell} mit dem Empfänger E durch eine Linie verbunden. Der gesuchte Reflexionspunkt P ergibt sich als Schnittpunkt des Strahls S_{virtuell} - E mit der Reflexionsebene. Der konstruierte Strahl ist dann ein Ausbreitungspfad, wenn auf seinem Weg vom Sender S über den Reflexionspunkt P zum Empfänger E kein Hindernis auftritt. Die Sichtverbindung geht nicht über einen Reflektor und muß daher gesondert konstruiert werden.

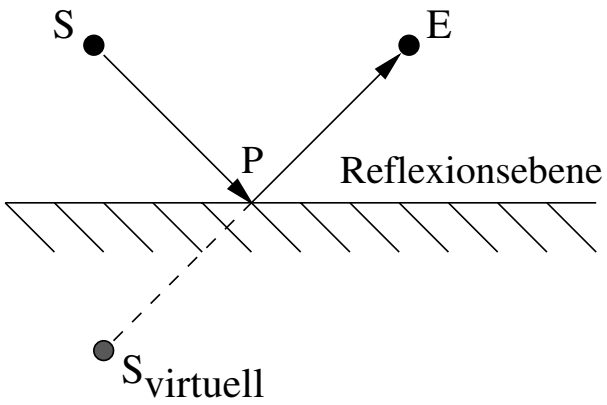


Abbildung 2.4: Spiegelungsmethode bei Einfachreflexion

Die Konstruktion der Reflexionspunkte für Reflexionen höherer Ordnung erfolgt in ähnlicher Weise. Abbruchkriterium der Strahlsuche ist die Reflexionsordnung. Unter Reflexionsordnung wird die Anzahl der Reflexionen eines Strahls vom Sender zum Empfänger verstanden. Für eine Reflexionsordnung k müssen alle möglichen Abfolgen von Reflektoren mit der maximalen Länge k aus der Gesamtmenge von N Reflektoren gefunden werden. Danach muß überprüft werden, ob bei allen gefundenen Abfolgen die Ausbreitungsbedingungen gemäß der geometrischen Optik zwischen den Reflektoren erfüllt sind. Weiterhin muß sichergestellt sein, daß keine Blockierung der Strahlen durch Hindernisse auftritt. Da alle möglichen Kombinationen berechnet und überprüft werden und der Empfängerpunkt durch die Konstruktion mit

Hilfe der virtuellen Senderpunkte stets exakt getroffen wird, ist die Spiegelungsmethode ein mathematisch exaktes Verfahren.

Variationsmethode

Die Variationsmethode wird in [Hus94, Hus96] vorgestellt und basiert auf der Strahlröhrenmethode [SR92]. Das Volumen einer Einheitskugel wird, wie in Abbildung 2.5 gezeigt, in eine Anzahl von M_{var} Strahlröhren, die vom Sender S ausgehen, unterteilt. Die Strahlröhren sollen die Oberfläche der Kugel möglichst gleichmäßig und ohne Überschneidungen aufteilen. Im Zentrum jeder Strahlröhre verläuft ein zentraler Strahl, der die Richtung der Pfadsuche vorgibt. Der zentrale Strahl wird in gerader Linie in den Raum soweit verlängert, bis ein Hindernis getroffen wird. Die Richtung des zentralen Strahls wird dann gemäß dem Reflexionsgesetz weitergeführt. Die Weiterführung des Strahls wird abgebrochen, wenn die Pfadlänge einen einstellbaren Schwellenwert überschreitet oder wenn die Amplitude des elektrischen Feldes einen einstellbaren Schwellenwert unterschreitet. Bei der Variationsmethode werden damit Abbruchbedingungen angewandt, die eher einen meßtechnischen Bezug haben, da Pfade, die eine kleine Amplitude und damit die geringere Relevanz aufweisen, nicht weiter berücksichtigt werden. Pfade hingegen, die gute Reflexionsbedingungen vorfinden, werden über viele Reflexionen fortgeführt. Im Gegensatz dazu bricht die Spiegelungsmethode, unabhängig von der Relevanz der Pfade, immer nach einer einstellbaren Anzahl von Reflexionen ab.

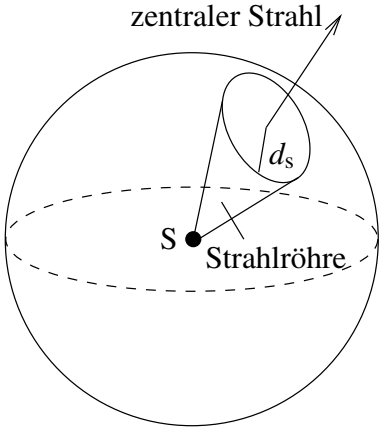


Abbildung 2.5: Strahlröhrenmethode

Zuerst wird der Abstand d_s zwischen dem zentralen Strahl und der Begrenzung der Strahlröhre auf der Einheitskugel ermittelt. Für jeden Strahlabschnitt zwischen zwei Reflektoren bzw. zwischen Sender und erstem Reflektor wird nun überprüft, ob eine senkrechte Verbindung d_{senk} vom zentralen Strahlabschnitt zum Empfangspunkt existiert (Abbildung 2.6). Existiert diese Verbindung, wird der Abstand d_{akt} vom gesuchten Strahl zum zentralen Strahlabschnitt auf der Einheitskugel aus dem Abstand d_{senk} vom Empfangspunkt zum Lotpunkt auf dem zentralen Strahlabschnitt und der Entfernung zwischen Lotpunkt und Sender berechnet. Ist der Abstand d_{akt} kleiner als der vorher bestimmte Abstand d_s, so ist der gesuchte Strahl, der den Empfängerpunkt exakt trifft, innerhalb dieser Strahlröhre enthalten. In einem nächsten Schritt geht es

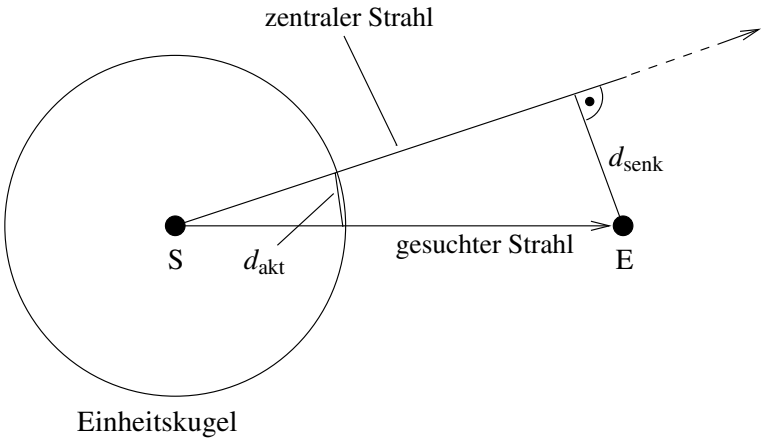


Abbildung 2.6: Bestimmung des Abstandes d_{akt}

um die Bestimmung des gesuchten Strahls zwischen Sender und Empfänger. Dabei werden nur noch die Strahlen betrachtet, deren gesuchter Strahl in der Strahlröhre enthalten sein muß. Diese Anzahl ist wesentlich kleiner als M_{var}. Die grundlegende Idee bei der Variationsmethode besteht darin, die zentralen Strahlen in den noch in Frage kommenden Strahlröhren in ihrer Richtung leicht zu variieren (Abbildung 2.7). Durch eine genügend kleine Variation der Anfangsrichtung ergeben sich nach Wiederholung der Strahlsuche sogenannte variierte Strahlen, die dieselbe Reflektor-Reihenfolge durchlaufen. Zu jedem variierten Strahl läßt sich analog der Abstand d_{var} vom zentralen zum variierten Strahl auf der Einheitskugel bestimmen. Durch die Schnittpunkte des originalen und des variierten Strahls mit der Einheitskugel und den Radien d_{akt} und d_{var} werden zwei Kreise auf der Einheitskugel definiert, die zwei gemeinsame Schnittpunkte besitzen. Eine der beiden Richtungen vom Sender zu den beiden Kreisschnittpunkten muß den gesuchten Strahl bestimmen. Durch nochmalige Wiederholung der Strahlsuche in Richtung der beiden Kreisschnittpunkte kann der gesuchte Strahl dann ermittelt werden. Der gesuchte Strahl führt dann zu einem verschwindenden d_{var}.

Komplexitätsbetrachtung

Für die Spiegelungsmethode läßt sich der Aufwand für die Berechnung von M_{sp} Ausbreitungspfaden bis zur Reflexionsordnung k mit Hilfe der Kombinatorik angeben:

$$M_{sp} = 1 + \sum_{i=1}^{k} N(N-1)^{i-1} . \tag{2.18}$$

Dabei ist N die Anzahl der betrachteten Reflektoren. Der Aufwand steigt exponentiell mit der Reflexionsordnung k. Für die Variationsmethode besteht der Aufwand in der Berechnung von M_{var} Ausbreitungspfaden[1]:

$$M_{var} = \left\lceil 4\pi \left(\frac{l_{max}}{d_R} \right)^2 \right\rceil . \tag{2.19}$$

[1] $\lceil x \rceil$ ist die kleinste ganze Zahl die größer oder gleich x ist

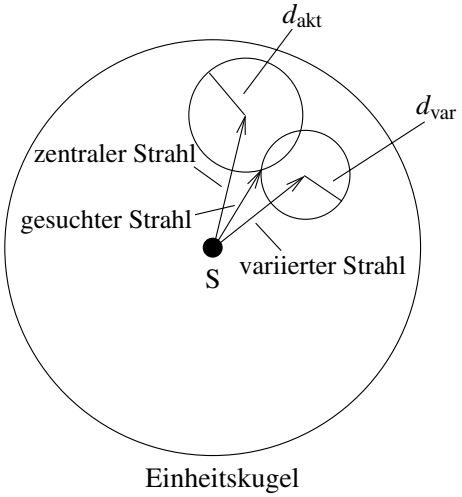


Abbildung 2.7: Bestimmung des gesuchten Strahls

Hierbei gibt $l_{\max}$ die maximal zulässige Länge an, die ein Ausbreitungspfad erreichen darf. d_{R} bezeichnet die kleinste Abmessung eines Reflektors, der bei der Modellierung noch berücksichtigt werden soll. M_{var} bezeichnet die Anzahl von Strahlröhren, die eingestellt werden muß, um eine bestimmte räumliche Auflösung, auch beim Erreichen der maximalen Pfadlänge $l_{\max}$, nicht zu unterschreiten.

Durch das Absenden und Verfolgen von Strahlen sowie die Verwendung der maximalen Länge bzw. minimalen Amplitude steigt die Komplexität bei der Variationsmethode bei weitem nicht so schnell an wie bei der Spiegelungsmethode. Bei der Spiegelungsmethode nämlich müssen alle Reflektorkombinationen untersucht werden, selbst dann, wenn beim größten Teil der Reflektorkombinationen überhaupt keine Ausbreitung gemäß der geometrischen Optik möglich ist.

Ausführliche Herleitungen der verschiedenen Komplexitätsabschätzungen, auch für Verfahren die in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet werden wie z.B die Strahlröhrenmethode und die Strahlzerlegungsmethode, werden in [Hus96] gegeben.

2.2.3 Berechnung des elektromagnetischen Feldes

Wenn alle möglichen und relevanten Ausbreitungspfade zwischen Sender und Empfänger gefunden sind, muß für jeden dieser Ausbreitungspfade die Amplitude und die Phase des elektromagnetischen Feldes am Empfänger berechnet werden. Für ein monofrequentes analytisches Zeitsignal $e^{j2\pi f_0 t}$ wird zunächst der Beitrag zum Empfangsfeld für jeden Ausbreitungspfad berechnet; das resultierende Empfangsfeld ergibt sich dann aus der Superposition der einzelnen Beiträge. Dabei wird angenommen, daß sich der Empfänger sowie alle Reflektoren und beugende Kanten im Fernfeld der Sendeantenne befinden. Für die Berechnung des elektrischen Feldes eines Ausbreitungspfades werden folgende Punkte berücksichtigt:

- Bei der Strahlausbreitung zwischen Sender und Empfänger mit Reflexionen, Transmissionen, Beugung und Streuung wird die Berechnung des elektrischen Feldes polarimetrisch

durchgeführt. Die Phasendifferenz wird durch die Laufzeit der Welle berücksichtigt.

- Die Materialparameter werden mit einer komplexwertigen dielektrischen Konstante beschrieben.

- Das Fernfeld der Antennencharakteristik von Sende- und Empfangsantenne und deren Ausrichtung im Raum geht in die Berechnung ein. Es wird eine linear polarisierte Welle abgestrahlt und der linear polarisierte Anteil der i. a. elliptisch polarisierten Welle wird an der Empfangsantenne detektiert.

- Die Freiraumdämpfung und die atmosphärische Dämpfung werden berücksichtigt.

In Abbildung 2.8 ist schematisch die Berechnung eines einzelnen Ausbreitungspfades gezeigt. E_S ist die vom Sender abgestrahlte elektrische Feldstärke. Die Reflexion an den Wänden beeinflußt Phase und Amplitude des elektrischen Feldes und ist abhängig von den Materialparametern der Reflektoren und dem Einfallswinkel der einfallenden Welle. Zahlenwerte für verschiedene Materialparameter sind in der Literatur verfügbar [Zol93].



Abbildung 2.8: Einflüsse auf die Amplitude und Phase des Empfangssignals

Die Reflexion einer ebenen, linear polarisierten Welle an der Grenzfläche zwischen zwei homogenen Medien ist in Abbildung 2.9 dargestellt. Die senkrecht zum Wellenvektor $\vec{k}$ einfallende Welle kann in zwei Komponenten aufgespaltet werden: eine Komponente $\vec{E}^i_\perp$ parallel zur Einfallsebene, die durch $\vec{k}$ und $\vec{n}$ aufgespannt wird und eine zweite Komponente $\vec{E}^i_\parallel$ senkrecht dazu. Für die Berechnung des elektrischen Feldes nach der Reflexion ergibt sich mit den Reflexionskoeffizienten $r_\perp$ und $r_\parallel$ für die Komponenten des reflektierten elektrischen Feldes

$$\vec{E}^r_\perp = r_\perp \cdot \vec{E}^i_\perp \tag{2.20}$$

und

$$\vec{E}^r_\parallel = r_\parallel \cdot \left[2(\vec{E}^i_\parallel \cdot \vec{n})\vec{n} - \vec{E}^i_\parallel\right]. \tag{2.21}$$

Damit ist für das elektrische Feld $\vec{E}^r_\parallel$ auch die Änderung der Polarisationsrichtung berücksichtigt. Das resultierende Gesamtfeld nach der Reflexion ergibt sich aus der Superposition der parallelen und senkrechten Komponenten.

$$\vec{E}^r = \vec{E}^r_\perp + \vec{E}^r_\parallel. \tag{2.22}$$

Die Reflexionskoeffizienten $r_\perp$ und $r_\parallel$ sind unter der Annahme, daß eine elektromagnetische Welle auf eine unendlich ausgedehnte Grenzfläche zwischen zwei Dielektrika eintrifft, über die Fresnelschen Formeln

$$r_\perp = \frac{\sqrt{\varepsilon_i}\,\cos\alpha_i - \sqrt{\varepsilon_t - \varepsilon_i \sin^2\alpha_i}}{\sqrt{\varepsilon_i}\,\cos\alpha_i + \sqrt{\varepsilon_t - \varepsilon_i \sin^2\alpha_i}} \tag{2.23}$$

und

$$r_\parallel = \frac{\frac{\varepsilon_t}{\sqrt{\varepsilon_i}}\,\cos\alpha_i - \sqrt{\varepsilon_t - \varepsilon_i \sin^2\alpha_i}}{\frac{\varepsilon_t}{\sqrt{\varepsilon_i}}\,\cos\alpha_i + \sqrt{\varepsilon_t - \varepsilon_i \sin^2\alpha_i}} \tag{2.24}$$

gegeben. Deren Herleitung wird in [BW93] ausführlich beschrieben; dort sind auch die Transmissionskoeffizienten für das transmittierte elektrische Feld aufgeführt. Zwischen den Permittivitäten ε der Medien und den jeweiligen Brechungsindizes n besteht der Zusammenhang: $\varepsilon_i := \sqrt{n_i}$ und $\varepsilon_t := \sqrt{n_t}$.

Für die Betrachtung einer elliptisch polarisierten einfallenden Welle muß das Vorgehen erweitert werden. Als Polarisation wird die Bewegungsrichtung der Spitze des elektrischen Feldvektors im Zeigerdiagramm definiert. Für eine monofrequente Welle kann jede Polarisation durch die Überlagerung von zwei linear polarisierten Wellen die orthogonal zueinander verlaufen dargestellt werden. Zirkulare oder elliptische Polarisation entsteht, wenn zwischen zwei linear polarisierten Wellen eine Phasenverschiebung besteht. Nach ihrer Zerlegung wird für jeden der beiden linear polarisierten Anteile, wie oben beschrieben, die Reflexion an der Grenzfläche berechnet. Man erhält für jeden der beiden linear polarisierten Anteile nach der Reflexion jeweils eine parallele und eine senkrechte Komponente. Die beiden parallelen und die beiden senkrechten Komponenten können unter Berücksichtigung der Phasenverschiebung wieder zusammengefaßt werden. Man erhält dann nach der Reflexion im allgemeinen wieder eine elliptisch polarisierte Welle. Die Blöcke 'Abstrahlung' und 'Empfang' berücksichtigen die Polarisationsrichtung und einen Dämpfungsfaktor, der vom Austritts- bzw. Ankunftswinkel in die Fernfeldcharakteristik der Sende- bzw. Empfangsantenne abhängt. Die Komponente der elektrischen Sendefeldstärke E_S verläuft parallel zur Polarisationsrichtung der Sendeantenne. Die Freiraumdämpfung wird mit einem zusätzlichen Dämpfungsfaktor beschrieben, der sich aus der Länge der gesamten Ausbreitungsstrecke ergibt. Abschließend wird noch die Phasendrehung $\varphi_i = 2\pi f_0 \tau_i$ mit der Sendefrequenz f_0 und der Laufzeit τ_i, die sich aus der Länge des Ausbreitungspfades der monochromatischen Welle ergibt, miteingerechnet.

Durch die Mehrwegeausbreitung der Funkwellen, läßt sich das empfangene Signal aus der Addition einzelner monochromatischer Wellen ermitteln. Die einzelnen Beiträge der N Ausbreitungspfade werden nach dem Superpositionsprinzip addiert und als resultierendes Gesamtfeld $\vec{E}_E$ am Empfänger resultiert:

$$\vec{E}_E = \sum_{i=1}^{N} \vec{E}_{E,i} = \sum_{i=1}^{N} \vec{E}_i \cdot e^{-j2\pi f_0 \tau_i(f_o)} = \sum_{i=1}^{N} a_i(f_0) \cdot \vec{E}_S \cdot e^{-j2\pi f_0 \tau_i(f_0)}\,. \tag{2.25}$$

Die $\vec{E}_i$ bzw. $\vec{E}_{E,i}$ bezeichnen die elektrischen Feldstärkevektoren des i-ten Pfades ohne bzw. mit Berücksichtigung der Phasendrehung. Die komplexwertigen Faktoren $a_i(f_0)$ beinhalten die

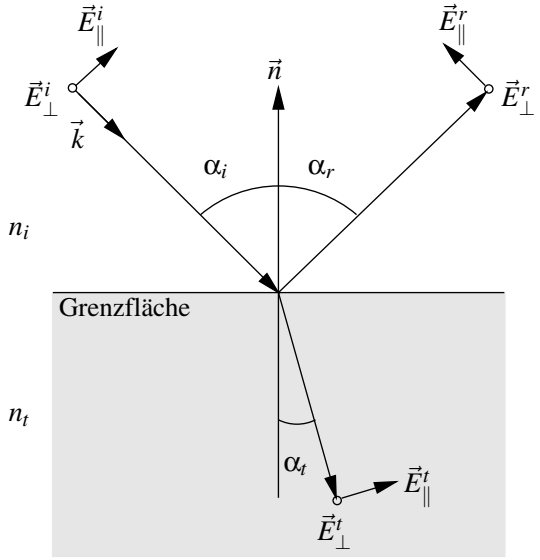


Abbildung 2.9: Reflexion und Brechung einer ebenen Welle an einer Grenzfläche

Abstrahlung, die Reflexionen, den Empfang und die Freiraum- bzw. atmosphärische Dämpfung. Als Ergebnis ergeben sich die einzelnen Pfade mit ihren komplexwertigen Amplituden, Verzögerungen und Ankunftswinkeln an der Antenne, aus denen sich die Impulsantwort zusammensetzt. Die obige Beschreibung geht von der Aussendung einer monochromatischen Welle aus. Bei der Annahme, daß ein Sendesignal um die Mittenfrequenz f_0 auf die Bandbreite f_Δ begrenzt ist und sich innerhalb dieses Frequenzbereichs die Parameter N, a_i und τ_i nicht ändern, ergibt sich folgende Übertragungsfunktion für diesen Frequenzbereich:

$$H(f) = \frac{E_E}{E_S} = \sum_{i=1}^{N} a_i \cdot e^{-j2\pi f \tau_i}. \tag{2.26}$$

Die Größe E_E bezeichnet die Komponente des elektromagnetischen Feldes, die parallel zur Polarisationsrichtung der Empfangsantenne liegt.

2.2.4 Beugung

Im Übergangsbereich zwischen ausgeleuchteten und abgeschatteten Bereichen liefert die geometrische Optik unstetige Ergebnisse. Dies steht im Widerspruch zu Meßergebnissen, bei denen immer ein stetiger Verlauf der Feldstärke beobachtet werden kann. Um diesen Effekt richtig zu beschreiben, muß die strahlenoptische Modellierung um eine Beugungskomponente erweitert werden. In der Literatur sind verschieden Ansätze bekannt, beispielsweise die skalare und die geometrische Beugungstheorie. Die konkrete Implementierung beschränkt sich aber auf die einfache Beugung, d.h. die Beugung eines Strahls an mehreren Kanten wird vernachlässigt.

Skalare Beugungstheorie

Eine einfache Näherungslösung stellt die skalare Beugungstheorie nach Fresnel [MH80] dar. Sie liefert hinreichend genaue Ergebnisse, für den Fall, daß die räumliche Ausdehnung der Beugungsobjekte sehr viel größer ist als die Wellenlänge der einfallenden elektromagnetischen Welle. Die skalare Beugungstheorie basiert auf dem Huygensschen Prinzip und verwendet nicht das Strahlenkonzept der geometrischen Optik. Auch die Polarisation des elektrischen Feldes bleibt unberücksichtigt. Ansatz ist das Fresnel-Kirchhoffsche Beugungsintegral mit einer skalaren, nicht polarisierten Wellenfunktion (Herleitung in [MH80]). Dabei wird von einer unendlich dünnen Wand ausgegangen, die den Raum in zwei Bereiche aufteilt: den Sichtbereich, in welchem eine Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger besteht, und den Schattenbereich. Die Lösung des Beugungsintegrals liefert einen ortsabhängigen Beitrag, der von der Schattengrenze ausgehend in beide Bereiche stetig abklingt. Eine Beugung zurück in Richtung des Senders wird nicht berücksichtigt. Wenn eine Sichtverbindung zwischen Sender und Empfänger besteht, überlagern sich der direkte Anteil mit dem gebeugten Beitrag, wodurch Oszillationen in der Amplitude des resultierenden elektrischen Feldes entstehen können.

Geometrische Beugungstheorie

Eine weitere Methode, das elektromagnetische Feld in der Umgebung der Schattengrenze zu berechnen, ist die 'Geometrical Theorie of Diffraction' (GTD). Sie basiert auf der Beschreibung der Beugung mit Hilfe von Strahlen, und wurde in [Kel62] vorgestellt. Mit der GTD kann das elektrische Feld berechnet werden, das an einer Kante eines leitenden Keils gebeugt wird. Ein Nachteil der GTD nach Keller sind die Polstellen, die genau an den Schattengrenzen auftreten. Kouyoumjian und Pathak [KP74] haben die GTD zur 'Uniform Theorie of Diffraction' (UTD) dahingehend erweitert, daß sich durch Einführung eines Kompensationsterms der Gültigkeitsbereich über die Schattengrenzen hinaus erweitert wird. Die UTD liefert einen additiven Beitrag zur konventionellen geometrischen Optik. Auch die Polarisationseffekte einer auf die Beugungskante eintreffenden Welle werden berücksichtigt.

Abbildung 2.10 zeigt den Einfall einer elektromagnetischen Welle auf einen ideal leitenden Keil mit einer unendlich ausgedehnten Kante. Die gesamte Ebene kann in drei Bereiche eingeteilt werden: Ausgehend von der geometrischen Optik überlagern sich im Bereich I ($0 < \phi_a < \pi - \phi_e$) der direkte und der reflektierte Pfad. Im Bereich II ($\pi - \phi_e < \phi_a < \pi + \phi_e$) existiert nur der direkte Pfad und im Bereich III ($\pi + \phi_e < \phi_a < n\pi$) herrscht völlige Abschattung. Der Keilwinkel beträgt hierbei $\gamma = (2-n)\pi$.

Den allgemeinen Fall eines schrägen Einfalls auf eine Kante zeigt Abbildung 2.11. Das elektromagnetische Feld im Punkt E berechnet sich nach [KP74, Bal89]:

$$\begin{pmatrix} E^a_{\beta_a}(E) \\ E^a_{\phi_a}(E) \end{pmatrix} = -\begin{pmatrix} D_s & 0 \\ 0 & D_h \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E^e_{\beta_e}(Q) \\ E^e_{\phi_e}(Q) \end{pmatrix} \cdot A(s_e, s_a) \cdot e^{-jks_a}. \tag{2.27}$$

Der Beugungspunkt Q auf dem Weg zwischen Sender S und Empfänger E ergibt sich aus der Anwendung des verallgemeinerten Fermatschen Prinzips. Dadurch kann die kürzeste Verbindung zwischen S und E über Q ermittelt werden. Der vom Sender S einfallende Strahl schließt mit der Beugungskante den Winkel β_e ein. Der gebeugte Strahl liegt auf der Oberfläche eines

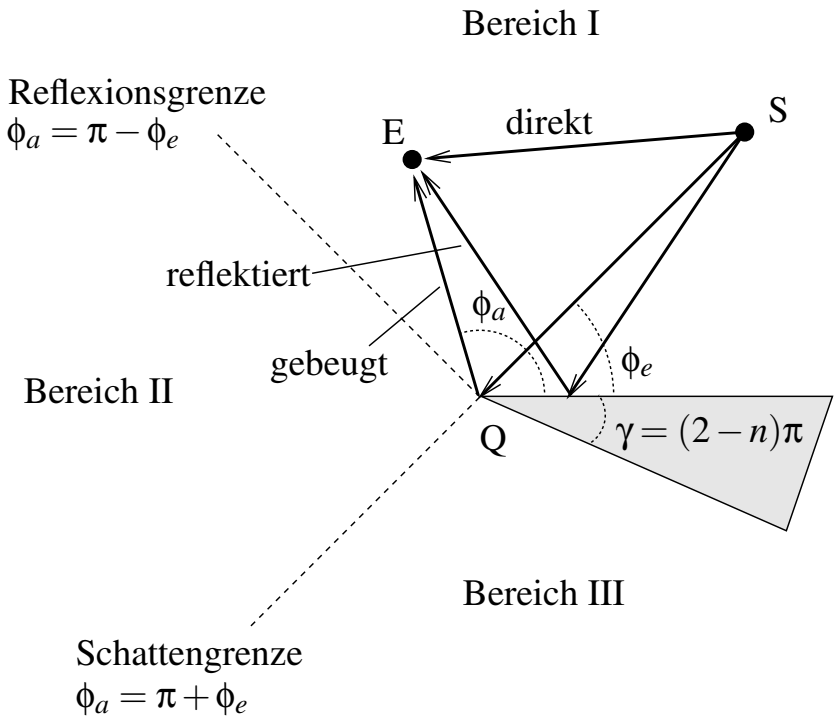


Abbildung 2.10: Einteilung verschiedener Bereiche bei der Beugung an einem Keil

Kegels, der durch den Ausfallswinkel β_a um den Beugungspunkt Q aufgespannt wird. Faßt man die verschiedenen Ansichten der Projektionen aus Abbildung 2.10 und 2.11 zusammen, dann ist der einfallende Strahl durch $(\vec{s}_e, \beta_e, \phi_e)$ charakterisiert, der ausfallende gebeugte Strahl durch $(\vec{s}_a, \beta_a, \phi_a)$. Mit Hilfe dieses strahlbezogenen orthonormalen Koordinatensystems kann eine vergleichsweise einfache Darstellung der dyadischen Beugungskoeffizienten $\underline{D}$ erreicht werden. Die Vektoren $\vec{s}_e, \vec{e}$ spannen die Einfallsebene, die Vektoren $\vec{s}_a, \vec{e}$ spannen die Ausfallsebene auf. Damit kann in dem Beugungspunkt Q das einfallende elektromagnetische Feld, wie Formel 2.27 zeigt, in zwei Komponenten zerlegt werden. Eine Komponente parallel zur Einfallsebene:

$$E^e_{\beta_e}(Q) = \vec{\beta}_e \cdot \vec{E}^e(Q) \tag{2.28}$$

und eine senkrecht zur Einfallsebene.

$$E^e_{\phi_e}(Q) = \vec{\phi}_e \cdot \vec{E}^e(Q)\,. \tag{2.29}$$

Dasselbe gilt für die parallele Komponente des elektromagnetischen Feldes im Punkt E.

$$E^a_{\beta_a}(E) = \vec{\beta}_a \cdot \vec{E}^a(E) \tag{2.30}$$

und deren senkrechte Komponente.

$$E^a_{\phi_a}(E) = \vec{\phi}_a \cdot \vec{E}^a(E). \tag{2.31}$$

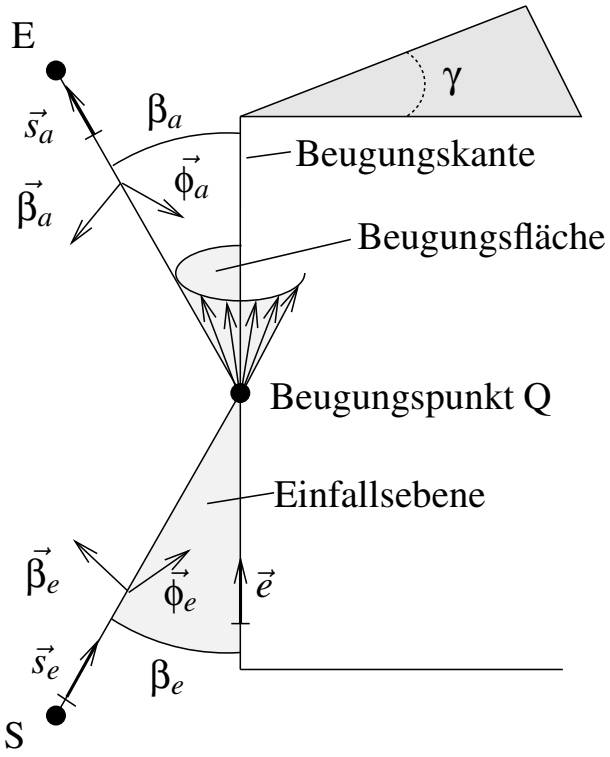


Abbildung 2.11: Schräger Einfall einer elektromagnetischen Welle auf die Kante eines Keils

In Formel 2.27 bezeichnet A den räumlichen Dämpfungsfaktor für eine Kugelwelle.

$$A(s_e, s_a) = \sqrt{\frac{s_e}{s_a(s_e + s_a)}} \tag{2.32}$$

Hierbei bezeichnet s_e den Abstand vom Punkt S zum Beugungspunkt Q und s_a die Länge zwischen Beugungspunkt Q und Punkt E.

D_s bzw. D_h sind die komplexwertigen Beugungkoeffizienten für die sogenannte Soft- bzw. Hardpolarisation. Der Koeffizient D_s gibt den Zusammenhang zwischen der $\vec{\beta}_e$ Komponente und der gebeugten $\vec{\beta}_a$ Komponente an. Der Koeffizient D_h zeigt den Zusammenhang zwischen der $\vec{\phi}_e$ Komponente und der gebeugten $\vec{\phi}_a$ Komponente auf:

$$D_s(L;\phi_e,\phi_a;n;\beta_e) = D^i(L;\phi_e,\phi_a;n;\beta_e) - D^r(L;\phi_e,\phi_a;n;\beta_e) \tag{2.33}$$

$$D_h(L;\phi_e,\phi_a;n;\beta_e) = D^i(L;\phi_e,\phi_a;n;\beta_e) + D^r(L;\phi_e,\phi_a;n;\beta_e) \tag{2.34}$$

D_s und D_h setzen sich jeweils aus zwei Komponenten D^i und D^r zusammen. Der Koeffizient für die gebeugte Welle, die vom direkten Ausbreitungspfad ausgeht, ist mit D^i bezeichnet. D^r

ist der Koeffizient der gebeugten Welle, die vom reflektierten Ausbreitungspfad herrührt.

$$D^i(L;\phi_e,\phi_a;n;\beta_e) = \frac{-e^{-j\pi/4}}{4n\sqrt{\pi k}\sin\beta_e}\left[\cot\left(\frac{\pi+(\phi_a-\phi_e)}{2n}\right)\cdot F\left(kLg^+(\phi_a-\phi_e)\right)+ \cot\left(\frac{\pi-(\phi_a-\phi_e)}{2n}\right)\cdot F\left(kLg^-(\phi_a-\phi_e)\right)\right] \tag{2.35}$$

und

$$D^r(L;\phi_e,\phi_a;n;\beta_e) = \frac{-e^{-j\pi/4}}{4n\sqrt{\pi k}\sin\beta_e}\left[\cot\left(\frac{\pi+(\phi_a+\phi_e)}{2n}\right)\cdot F\left(kLg^+(\phi_a+\phi_e)\right)+ \cot\left(\frac{\pi-(\phi_a+\phi_e)}{2n}\right)\cdot F\left(kLg^-(\phi_a+\phi_e)\right)\right] \tag{2.36}$$

Dabei bezeichnet k die Wellenzahl und $n = 2-\frac{\gamma}{\pi}$ die Winkelmaßzahl. Setzt man in die Beugungskoeffizienten D^i und D^r die Winkel für die Schatten- bzw. Reflexionsgrenze ein, so zeigen die Kotangensfunktionen teilweise divergierendes Verhalten. Um diese Polstellen zu kompensieren, wurde in [KP74] die Fresnel-Übergangsfunktion $F\left(kLg^{\pm}(\phi_a\pm\phi_e)\right)$ eingeführt, die an den Schattengrenzen jeweils gegen Null strebt und den Wert der Beugungskoeffizienten begrenzt. Für die Übergangsfunktion gilt:

$$F(x) = 2j\sqrt{|x|}\,e^{jx}\int_{\sqrt{|x|}}^{\infty} e^{-j\eta^2}d\eta\,. \tag{2.37}$$

Die Funktion $g^{\pm}(\phi_a-\phi_e)$im Argument der Übergangsfunktion ist ein Maß für die Winkeldifferenz zwischen Aufpunkt und Schattengrenze und definiert sich folgendermaßen:

$$g^{\pm}(\phi_a-\phi_e) = 1+\cos\left((\phi_a-\phi_e)-2\pi nN^{\pm}\right)\,. \tag{2.38}$$

Eingesetzt werden die ganzen Zahlen $N^{\pm}$, welche die Gleichung

$$2\pi nN^{\pm}-(\phi_a-\phi_e) = \pm\pi \tag{2.39}$$

bestmöglich erfüllen. Analog dazu läßt sich $g^{\pm}(\phi_a+\phi_e)$ berechnen. Der Distanzparameter L hat für Kugelwellen die Form:

$$L = \frac{s_e\cdot s_a}{s_e+s_a}\sin^2\beta_e\,. \tag{2.40}$$

Die UTD ist als asymptotische Näherung der Wellenausbreitung gültig, wenn $k\,L\,\sin^2\beta_e > 1$ gilt. Dazu müssen entweder die Frequenz oder der Winkel β_e oder die Abstände s_e bzw. s_a groß genug sein. Außerdem muß $\phi_e \neq 0, n\pi$ gelten.

2.2.5 Streuung

Bisher wurden alle Oberflächen als eben und glatt angenommen. In einer realen Umgebung treten hingegen rauhe Oberflächen auf. Dieser Sachverhalt wirft die Frage auf, wann ist eine Oberfläche als glatt, wann als rauh anzusehen. Mit Hilfe des Rayleigh-Kriteriums kann eine Unterscheidung definiert werden. Für die Herleitung des Rayleigh-Kriteriums [BS63] geht man wie in Abbildung 2.12 dargestellt, von einem Strahlenansatz der geometrischen Optik aus. Unter dem Winkel γ trifft ein Strahl auf die Oberfläche mit der Höhenänderung Δh. Der Gangunter-

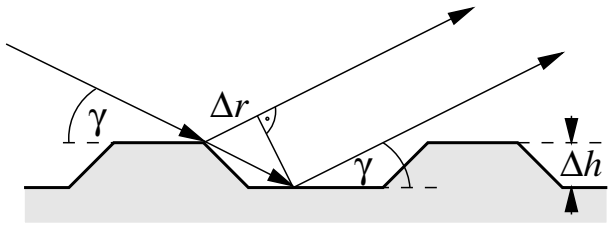


Abbildung 2.12: Erläuterung des Rayleigh-Kriteriums

schied Δr der beiden Strahlen aufgrund der Höhendifferenz beträgt:

$$\Delta r = 2\ \Delta h\ \sin\gamma. \tag{2.41}$$

Für die Phasendifferenz folgt:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda}\Delta r = \frac{4\pi\Delta h}{\lambda}\sin\gamma. \tag{2.42}$$

Im Falle einer statistisch rauhen Oberfläche wird als Höhendifferenz Δh die Standardabweichung der Höhenverteilung σ_h verwendet. Für den Phasenunterschied $\Delta\phi$ können nun zwei Extremfälle betrachtet werden. Ist der Phasenunterschied $\Delta\phi$ klein, so sind die beiden reflektierten Strahlen nahezu in Phase, und überlagern sich konstruktiv. Die Oberfläche kann somit als glatt angenommen werden. Diese Annahme ist zutreffend, wenn die Höhendifferenz Δh klein ist gegenüber der Wellenlänge λ oder wenn der Ankunftswinkel γ klein ist. Der zweite Extremfall stellt eine Phasendifferenz von $\Delta\phi = \pi$ dar. In diesem Fall überlagern sich die beiden reflektierten Strahlen destruktiv; es findet kein Energiefluß mehr statt in Reflektionsrichtung, die Energie wird statt dessen in andere Richtungen abgestrahlt, d.h. sie wird gestreut. Für das Rayleigh-Kriterium wird nun willkürlich als Grenze zwischen glatter Oberfläche mit spiegelnder Reflektion und rauher Oberfläche mit diffuser Streuung eine Phasendifferenz von $\Delta\phi = \frac{\pi}{2}$ definiert. Für eine glatte Oberfläche gilt somit das Rayleigh-Kriterium:

$$\Delta h < \frac{\lambda}{8\ \sin\gamma}. \tag{2.43}$$

Im Gegensatz zur einfachen Reflexion kann bei der Streuung ein Übersprechen der Leistung von einer lokal horizontal/vertikal polarisierten in eine lokal vertikal/horizontal polarisierte Welle stattfinden. Für deren Beschreibung reichen zwei komplexwertige Koeffizienten

wie bei der Reflexion nicht mehr aus. Mit Hilfe einer Streumatrix kann aber eine nahezu vollständige Beschreibung erreicht werden. Die Zerlegung des einfallenden Feldes in horizontal und vertikal polarisierte Felder ist im Zusammenhang mit rauhen Oberflächen bezüglich einer mittleren Referenz-Fläche zu verstehen. Da bei den statistischen Streumodellen die Grenzfläche durch einen Zufallsprozeß beschrieben wird, besitzen auch die gestreuten Felder ein zufälliges Verhalten. Die Streufelder variieren in Abhängigkeit von der augenblicklichen Realisation der Oberfläche in Bezug auf Amplitude und Phase. Für die Beschreibung der differentiellen Rückstreuquerschnitte in einer Streumatrix, die einen Zusammenhang zwischen einfallendem und gestreutem Feld herstellt, werden daher Erwartungswerte verwendet. In der Notation der Streumatrix kennzeichnet der erste Index die Polarisation des gestreuten Feldes, der zweite Index die Polarisation des einfallenden Feldes.

$$\underline{\sigma} = \begin{pmatrix} \sigma_{hh} & \sigma_{hv} \\ \sigma_{vh} & \sigma_{vv} \end{pmatrix} \tag{2.44}$$

Bei der Berechnung der Streuung kann von der in Abbildung 2.13 dargestellten Geometrie ausgegangen werden. Dazu wird der Einfallswinkel θ_i als Winkel zwischen Wellenvektor $\vec{k}$ und Normale $\vec{n}$ der rauhen Oberfläche bestimmt. Die Richtung der gestreuten Welle mit dem Wellenvektor $\vec{k_s}$ wird durch zwei Winkel charakterisiert. Der Winkel θ_s beschreibt den Winkel der Welle zur Referenznormalen; der Winkel ϕ_s beschreibt denjenigen Winkel, um den die Ebene der gestreuten Welle aus der Einfallsebene gedreht ist.

Spezialfälle für diese Winkel sind die spiegelnde Reflexion mit $\theta_i = \theta_s$ und $\phi_s = 0$ sowie der für eine monostatische Anordnung von Sender und Empfänger wichtige Fall der Rückstreuung mit $\theta_i = \theta_s$ und $\phi_s = \pi$.

In einer praktischen Implementierung der Berechnung der Streuung wird für jede ebene rauhe Oberfläche der differentielle Rückstreuquerschnitt vom Sender zum Empfänger im Mittelpunkt der Fläche berechnet. Der differentielle Rückstreuquerschnitt σ^0 (oft auch als normierter Rückstreuquerschnitt oder Rückstreufaktor bezeichnet) ist definiert als mittlerer Rückstreuquerschnitt σ pro Einheitsfläche und wird in der Regel in [dB] angegeben. Der mittlere Rückstreuquerschnitt σ gibt dabei das Verhältnis der vom Ziel abgestrahlten Leistung zur einfallenden Leistungsdichte an. Blickt der Empfänger auf diese Fläche jedoch unter einem großen Aspektwinkel, d. h. sind die Abmessungen der Oberfläche groß gegenüber ihrem Abstand zum Empfänger, werden Streuzentren am Rande dieser Fläche nicht ausreichend berücksichtigt. Diese Problematik kann durch Verwendung einer Richtwirkung der Antennencharakteristik auf Empfängerseite und durch die Berücksichtigung von Dopplerverschiebungen größere Auswirkungen haben. Eine Lösungsmöglichkeit ist die Unterteilung der Oberfläche in kleinere Teilflächen, abhängig vom Aspektwinkel, aus dem der Empfänger auf die Oberfläche blickt. Die Teilflächen sollten jedoch auch nicht zu klein gewählt werden, um die Gültigkeitsbereiche der Streumodelle nicht zu verletzen.

Für die Berechnung der Streuung existiert eine Vielzahl an Modellen, die meist für die Radar-Fernerkundung entwickelt wurden. Die im folgenden noch näher beschriebenen Streumodelle lassen sich unterteilen in:

- Deterministische Modelle:
  - Facetten-Modell → Stationary-Phase-Approximation

  - Bragg-Modell → Small-Perturbation-Modell

- Geometrische Modelle:

  - Peake's-Modell

Herleitungen und Gleichungen für die Berechnung der differentiellen Rückstreuquerschnitte für verschiedene Streumodelle sind in [UMF82, RBSK70] ausführlich beschrieben.

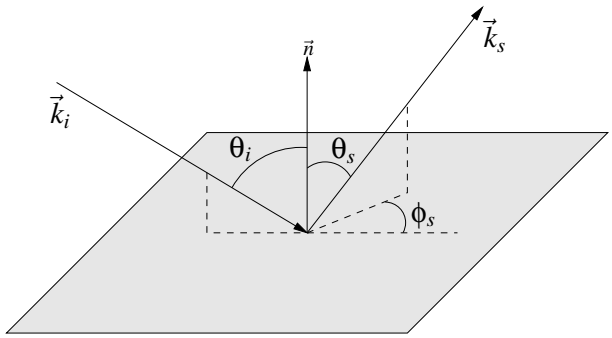


Abbildung 2.13: Koordinatensystem bei der Berechnung der Streuung

Stationary-Phase-Approximation

Die Stationary-Phase-Approximation (SPA) basiert auf einem deterministischen Facettenmodell. Das Facettenmodell nähert eine rauhe Oberfläche durch viele ebene Facetten an. Auf diesen ebenen Flächen wird das elektrische Feld durch die Summe von einfallendem und reflektiertem elektrischem Feld berechnet. Das Fernfeld ergibt sich dann aus der Feldverteilung der gesamten Oberfläche.

Auf eine Oberfläche mit geringer Krümmung, d.h. wenn die mittlere horizontale Ausdehnung groß ist im Verhältnis zur Wellenlänge, kann die Kirchhoffapproximation (Tangentialebenen-Näherung) angewendet werden. Bei der Reflexion wird dabei von einer in diesem Punkt tangential zur Oberfläche liegenden unendlich ausgedehnten Ebene ausgegangen. Damit ergibt sich die Forderung, daß der mittlere Krümmungsradius der Oberfläche größer sein muß als die Wellenlänge.

Wenn bezüglich einer Oberfläche die Kirchhoffapproximation angewendet werden kann, läßt sich auch die Feldverteilung angeben. Aus der damit verbundenen gesamten Oberflächenstromverteilung wird das Fernfeld der gestreuten Welle durch Lösung eines modifizierten Helmholzintegrals berechnet [BS63]. Für eine analytische Lösung des modifizierten Helmholzintegrals wird eine weitere Näherung eingeführt, was dann zu der Stationary-Phase-Approximation führt. Dabei wird die einfallende Welle nur von denjenigen Flächenelementen reflektiert, an denen normale Fresnelreflexionen stattfinden können. Vergleichbares ist zu beobachten, wenn Sonnenstrahlen von einer bewegten Wasseroberfläche zurückgeworfen werden und dabei ein Glitzern auf dem Wasser erzeugen. Die Intensität der Reflektion in eine bestimmte Richtung ist dabei proportional zur Häufigkeit dieser Reflexionen. Die Entscheidung, ob ein Punkt spiegelnd

reflektiert oder nicht, wird aufgrund der Phase des Feldes auf der Oberfläche getroffen. Es werden jene Punkte als spiegelnd bezeichnet, bei denen sich die Phase in einem lokal begrenzten Bereich nicht ändert, also stationär ist. Mit der weiteren Annahme einer z.B. gaußverteilten Zufallsoberfläche kann dann eine analytische Lösung für den differentiellen Rückstreuquerschnitt [RBSK70] angegeben werden. Bei dem Facettenmodell ist eine nahezu beliebige Änderung der Oberflächenhöhe zulässig, solange die räumliche Korrelationslänge genügend groß ist und damit die Oberfläche noch hinreichend durch ebene Facetten repräsentiert werden kann. Da die Variation der Oberflächenhöhe groß ist im Vergleich zur Wellenlänge, besteht die Rückstreuung nur aus diffuser Streustrahlung und der Anteil an kohärenter Rückstreuung kann vernachlässigt werden. Einige Parameter für Oberflächenrauhigkeiten im Außenbereich, die für eine Berechnung des differentiellen Rückstreuquerschnittes benötigt werden, sind in [LWK92] aufgeführt. Abbildung 2.14 zeigt den Verlauf des differentiellen Rückstreuquerschnitts für eine Oberfläche mit gaußförmiger Korrelationsfunktion und einem Effektivwert der Steigung (engl.: RMS Slope) von $m = 0.1$.

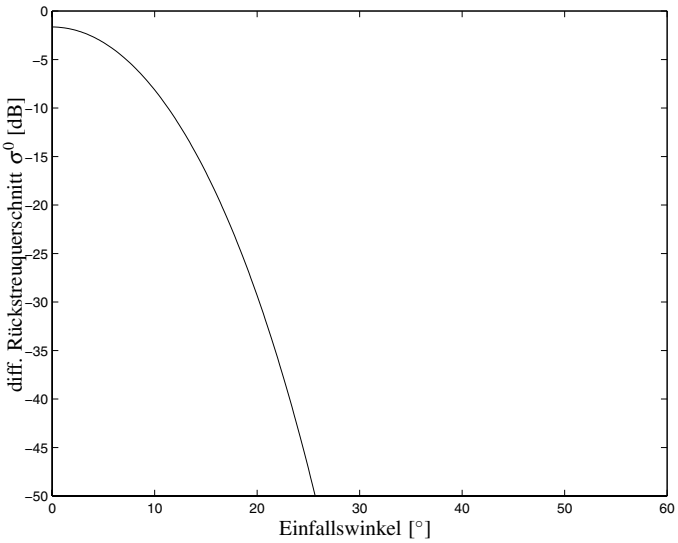


Abbildung 2.14: Differentieller Rückstreuquerschnitt mit Stationary-Phase-Approximation (SPA)

Small-Perturbation-Modell

Für die Modellierung von Oberflächen mit geringer Rauhigkeit kann das Small-Perturbation-Modell (SPM) [UMF82] verwendet werden. Oberflächen mit geringer Rauhigkeit sind beispielsweise die Wände von Innenräumen, aber auch Asphaltflächen, die insbesondere bei der Anwendung von Radar zu berücksichtigen sind. Bei dem SPA-Modell existiert zusätzlich zur inkohärent gestreuten Strahlung noch eine kohärent reflektierte Komponente des elektrischen Feldes [LWK92].

Das Small-Perturbation-Modell basiert auf dem Bragg-Modell, das eine weitere Klasse aus den deterministischen Modellen darstellt. Bei dem Bragg-Modell wird die Fernfeldver-

teilung des rückgestreuten Feldes durch feine Strukturen auf der Oberfläche erzeugt welche miteinander in Resonanz geraten (Bragg-Resonanz). Für dieses Modell ist charakteristisch, daß das Fernfeld proportional zu der Fouriertransformierten der Oberfläche ist. Bei dem Small-Perturbation-Modell (SPM) wird das elektrische Streufeld mit Hilfe einer Störungsrechnung berechnet [UMF82]. Das gesamte resultierende elektrische Feld besteht daher aus der Summe von einfallendem Feld sowie von kohärent reflektierten und von nicht kohärent gestreuten Feldern. Die Energieerhaltung, die in dieser Formulierung noch nicht berücksichtigt ist, kann durch Modifikation der fresnelschen Reflexionkoeffizienten mit einem Korrekturfaktor, der von der Rauhigkeit der Oberfläche abhängt, erreicht werden.

Das Modell beschreibt den Erwartungswert des inkohärent gestreuten Feldes von der Oberfläche. Für die kohärente Komponente der reflektierten Welle kann bei Kenntnis der Phase der einfallenden Welle die Phase für beliebige Oberflächen vorausgesagt werden, wenn Frequenz, Weglänge und Phase des Reflektionskoeffizienten aufgrund der Dielektrizitätskonstante der Oberfläche bekannt sind. Über die Phase der inkohärenten Komponente kann hingegen selbst bei Kenntnis der oben genannten Parameter keine Aussage gemacht werden. Die Phase ist zwar zeitinvariant, ändert sich aber für unterschiedliche Realisationen der Oberfläche durch den statistischen Prozeß. An einem Empfänger überlagern sich die kohärent und inkohärent reflektierten Komponenten, so daß keine getrennte Messung möglich ist. Für unterschiedliche Realisationen der Oberfläche wird jedoch eine Schwankung der Empfangsleistung aus einer Reflexionsrichtung um einen Mittelwert registriert. Damit können Rückschlüsse auf die inkohärente Komponente gemacht werden. Die Erwartungswerte der Leistung werden für beide Komponenten getrennt berechnet und dann zusammengefaßt.

Peake's geometrisches Streumodell

Geometrische Modelle kombinieren bekannte Rückstreuquerschnitte von einfachen geometrischen Objekten mit einer zufälligen Anordnung dieser Objekte im Raum und berechnen daraus Mittelwerte für die gestreuten Felder.

Da bei der Streuung an Vegetation die elektromagnetische Welle teilweise in die Wachstumszone eintritt, und damit nur schwierig mit Hilfe statistischer Oberflächen mit der Höhe als Zufallsvariable beschrieben werden kann, hat Peake [Pea65] ein Modell aus langen, dünnen dielektrischen Zylindern vorgeschlagen. Die Zylinder sind zufällig angeordnet, haben jedoch eine bevorzugte Ausrichtung in vertikaler Richtung [RBSK70]. Dieses Modell beschreibt viele natürlichen Oberflächen, wie sie beispielsweise in Wäldern, Grasflächen und bewachsenen Feldern vorkommen.

Es wird dabei angenommen, daß die Zylinder bei $z = 0$ beginnen und in negative z-Richtung unendlich ausgedehnt sind. Alle Zylinder sind rund und haben denselben Durchmesser, der geringer sein muß als die Wellenlänge der einfallenden Welle; auch besitzen alle Zylinder dieselben elektrischen Eigenschaften. Das Modell berücksichtigt beim Eintritt in die Ansammlung aus Zylindern eine exponentielle Dämpfung der einfallende Welle. Diese Dämpfung ist zum einen durch die Absorption der Vegetation und zum anderen aus dem Verlust an Energie durch Streuung begründet. Daher tritt die Welle in der Regel nicht besonders tief ein, und die unendliche Ausdehnung der Zylinder ist unter dieser Voraussetzung keine störende Annahme. Mit Hilfe dieser Näherungen kann ein differentieller Rückstreuquerschnitt abhängig von Einfalls-

und Streuwinkeln, der mittleren Zylinderanzahl pro Fläche, dem effektiven Radarrückstreuquerschnitt eines einzelnen Zylinders und dem Feuchtigkeitsgehalt, der die Dielektrizitätskonstante der Vegetation beeinflußt, berechnet werden. Abbildung 2.15 zeigt einen beispielhaften Verlauf für den differentiellen Rückstreuquerschnitt in Abhängigkeit vom Einfallwinkel. Als Nachteil ist anzusehen, daß keine Mehrfachstreuung zwischen den Zylindern berücksichtigt wird und daß neue Parameter, wie beispielsweise die Dielektrizitätskonstante und der Rückstreuquerschnitt eines einzelnen Grashalms bekannt sein müssen.

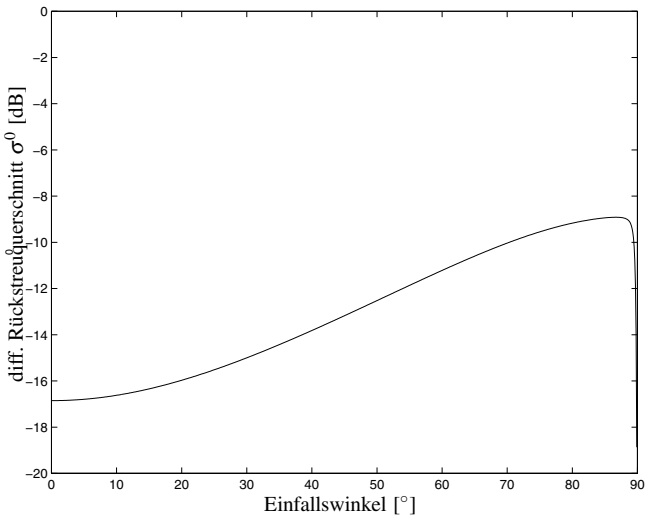


Abbildung 2.15: Differentieller Rückstreuquerschnitt mit Peake-Modell

2.2.6 Beispielhafte Ergebnisse zur Illustration

Die Abbildung 2.16 zeigt als einfaches Beispiel die Draufsicht auf einen geschlossenen Raum. In dem $5\times10\times2.5$ Meter großen Raum befinden sich zwei zusätzliche Wände. Alle Wände bestehen aus Beton ($\varepsilon = 6 - j0.3$) und haben eine Dicke von 0.2 Metern. Der Empfänger bewegt sich entlang eines Pfades, der aus insgesamt 454 äquidistanten Ortspunkten besteht. Der Sender ist statisch und befindet sich ebenso wie der Empfänger in einer Höhe von 1.5 Metern . Als Antennendiagramm für Sender und Empfänger wird eine Dipolcharakteristik verwendet, die in z-Richtung ausgerichtet ist. In der Simulation werden Reflektionen bis zur dritten Ordnung sowie einfache Transmission und Beugung berücksichtigt.

Stoßantwort

In Abbildung 2.17 beinhaltet die Abszisse die Verzögerungszeit τ, die Ordinate die Wegstrecke entlang der Empfängertrajektorie. Der Betrag der Stoßantworten ist durch unterschiedliche Graustufen gekennzeichnet. Die Mittenfrequenz liegt bei 60 GHz, und die Ergebnisse sind unter Annahme der Voraussetzungen in Kapitel 2.2.3 Gleichung 2.26 auf 2 GHz bandbegrenzt, wie dies auch bei breitbandigen Kanalmessungen der Fall wäre. Deutlich sind die Echos aufgrund

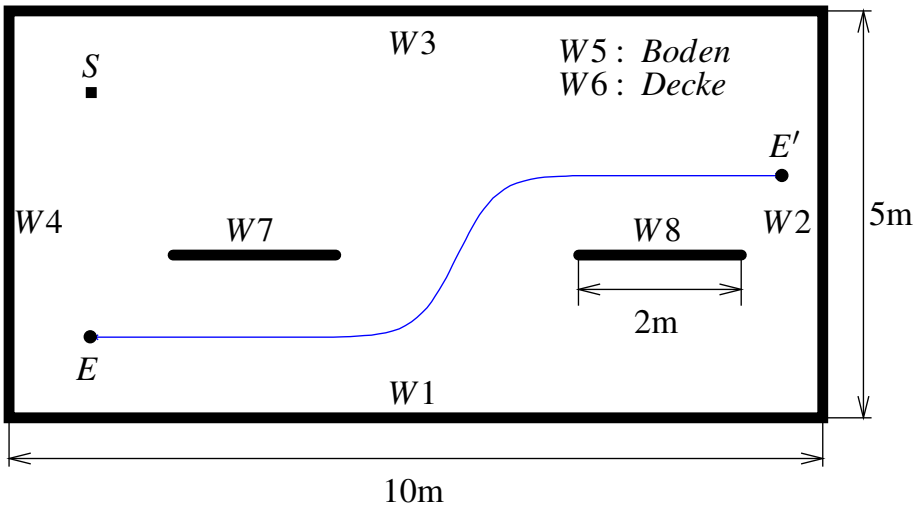


Abbildung 2.16: Beispielraum von oben, Empfängerbewegung von E nach E'

der Mehrwegeausbreitung zu erkennen, die sich entlang des Pfades verändern. In der untersten Zeile in Abbildung 2.17 ist die Kanalstoßantwort von Punkt S nach E, dem Ausgangspunkt des Empfängers, dargestellt. Die Sichtverbindung mit der kürzesten Verzögerung hat den höchsten Betrag des elektrischen Feldes. Mit der Bewegung entlang der Trajektorie verschwindet die Sichtverbindung, da eine Abschattung durch die Wand $W7$ eintritt.

Die Darstellung der Feldstärkeverteilung innerhalb des Raumes zeigt die Abbildung 2.18 bei eine Frequenz von 2.4 GHz und einer Kanalbandbreite von 30 MHz. Der Raum wurde systematisch abgetastet und die einzelnen Pfade der berechneten Stoßantworten phasenrichtig aufsummiert. Deutlich sind die Interferenzmuster zu erkennen, die durch eine konstruktive bzw. destruktive Überlagerung der verschiedenen Ausbreitungspfade entstehen.

Die Abbildung 2.19 zeigt die Leistungs-Richtungs-Verzögerungs-Verteilung (engl.: Power Direction Delay Profile; PDDP) am Empfänger zwischen Punkt S und Punkt E (s. Abbildung 2.16). Die Sichtverbindung hat die höchste Leistung und trifft mit der geringsten Verzögerungszeit aus 90° am Empfänger ein. Weitere Pfade aus 90° und 0° entstehen durch Reflektionen an den Wänden $W1$ und $W3$. Die restlichen Pfade resultieren durch Mehrfachreflektionen an den Seitenwänden $W2$, $W4$, am Boden $W5$ und an der Decke $W6$. Bedingt durch die geometrische Konstruktion der Ausbreitungspfade sind in einer Simulation die Ankunftswinkel am Empfänger und auch die Abfolge der Wände, an denen die Reflexionen stattgefunden haben, bekannt. Bei Messungen hingegen sind solche Informationen nur durch aufwendige, räumlich aufgelöste Messungen mit Antennenarrays zu bekommen. Die ersichtlichen Vorteile der Simulation werden in den nächsten Kapiteln genutzt, um Empfängerkonzepte zu entwickeln, die mit mehreren Empfangsantennen die räumlichen Eigenschaften des Übertragungskanals nutzen. Die Leistungsfähigkeit solcher Konzepte unter verschiedenen räumlichen Bedingungen wird genauer untersucht.

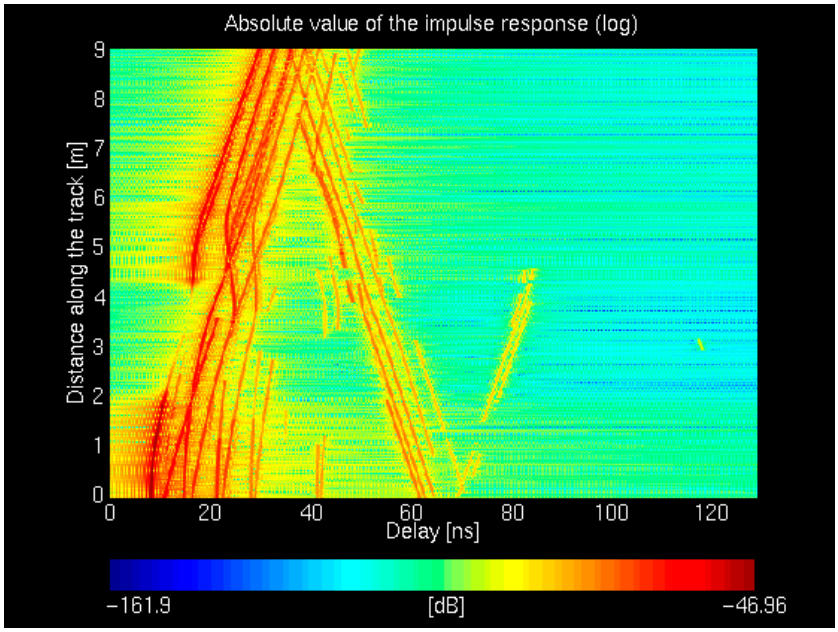


Abbildung 2.17: Betrag der Stoßantworten in Abhängigkeit des Empfangsortes, max. 3 Reflexionen, 20 stärksten Pfade, Frequenz 60 GHz, Bandbreite 2 GHz

Mehrwegeverbreiterung

Die unterschiedlich verzögerten Anteile in der Stoßantwort bei der Mehrwegeausbreitung können in Übertragungssystemen die Ursache für Intersymbolinterferenzen darstellen. Die instantane Mehrwegeverbreiterung ist ein Maß für diese zeitliche Dispersion der Stoßantwort. Sie ist folgendermaßen definiert [COS89]:

$$D_i(t) := \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{\infty}[\tau-\tau_m(t)]^2\,|h_T(\tau,t)|^2\,d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty}|h_T(\tau,t)|^2\,d\tau}}\,. \tag{2.45}$$

Dabei ist die mittlere Verzögerungszeit (engl.: Mean Delay) $\tau_m(t)$:

$$\tau_m(t) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty}\tau\,|h_T(\tau,t)|^2\,d\tau}{\int_{-\infty}^{\infty}|h_T(\tau,t)|^2\,d\tau}\,. \tag{2.46}$$

Bei der Auswertung der Gleichungen ist zu beachten, daß die Stoßantworten bandbegrenzter Signale zeitlich nicht begrenzt sind und daher $D_i(t)$ im allgemeinen divergiert. In der Praxis ist es sinnvoll, unter der Annahme eines kausalen Systems die untere Integrationsgrenze auf 0 zu setzen und die Stoßantwort in Verzögerungsrichtung nur bis zu einer bestimmten oberen Grenze zu betrachten. Diese obere Grenze ist in gewisser Weise willkürlich und hat erheblichen Einfluß auf den Wert der Mehrwegeverbreiterung. Für einen Vergleich der Mehrwegeverbreiterung verschiedener Kanäle ist es daher wichtig, gleiche Integrationsbereiche zu verwenden. Abbildung 2.20 zeigt die Mehrwegeverbreiterung in Abhängigkeit des Empfangsortes. Deutlich ist eine Zunahme der Mehrwegeverbreiterung in dem Bereich zu sehen, der durch die Wand $W7$ abgeschattet wird, da der direkte Ausbreitungspfad fehlt und die verzögerten Pfade stärker gewichtet werden.

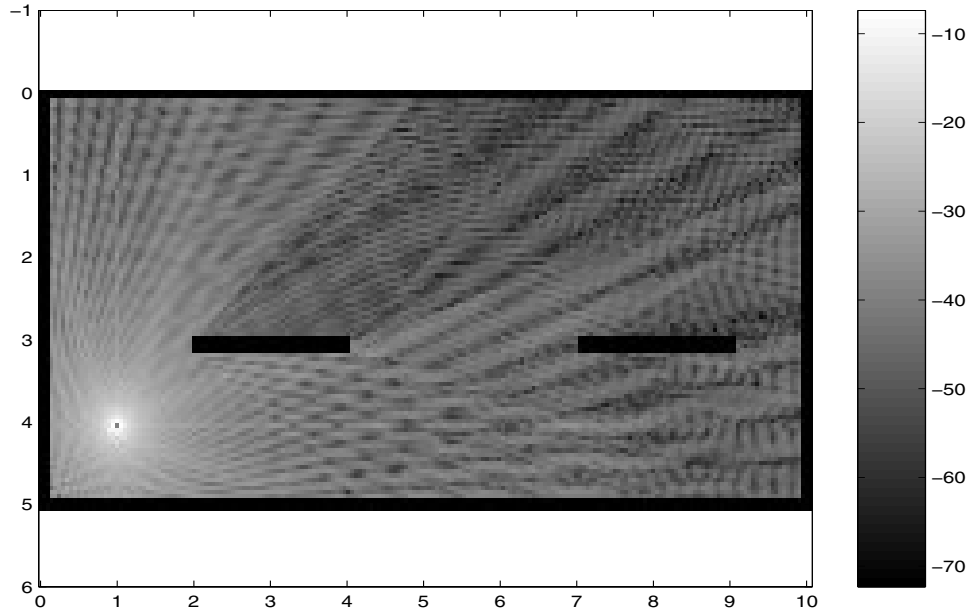


Abbildung 2.18: Verteilung der Feldstärke bei 2.4 GHz und 30 MHz Kanalbandbreite (in dB)

Normierte Empfangsleistung

Für die Berechnung der normierten Empfangsleistung wird von einem Sendesignal im äquivalenten Tiefpaßbereich $s_T(t)$ ausgegangen, das über den Kanal $h_T(t)$ übertragen wird. Die Leistungsdichte von $s_T(t)$ ist konstant c und auf eine Bandbreite f_Δ begrenzt und hat die Sendeleistung:

$$P_s = \frac{1}{2}\int_{f_\Delta} \phi_{s_T s_T}(f)df = \int_{f_\Delta} \phi_{ss}(f)df = c \cdot f_\Delta \,. \tag{2.47}$$

Das Ausgangssignal nach der Übertragung über den Kanal sei $g(t)$ und hat die Leistung:

$$P_g = \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{+\infty} \phi_{g_T g_T}(f)df = c \cdot \int_{f_\Delta} |H_T(f)|^2 df \,. \tag{2.48}$$

Für die auf die Sendeleistung normierte Empfangsleistung P_{norm} gilt somit:

$$P_{\text{norm}} = \frac{P_g}{P_s} = \frac{1}{f_\Delta}\int_{f_\Delta} |H_T(f)|^2 df = \frac{E_H}{f_\Delta} \,. \tag{2.49}$$

Dabei ist E_{H_T} die Energie der Übertragungsfunktion. Der Faktor $\frac{1}{2}$ folgt aus der Definition des äquivalenten Tiefpaßbereichs [Lük92]. Abbildung 2.21 zeigt die normierte Empfangsleistung in Abhängigkeit des Empfangsortes. Da in dem Bereich der Abschattung durch die Wand $W7$ der relativ große Beitrag der Sichtverbindung verschwindet, ist ein deutlicher Einbruch in der normierten Empfangsleistung in diesem Abschnitt festzustellen.

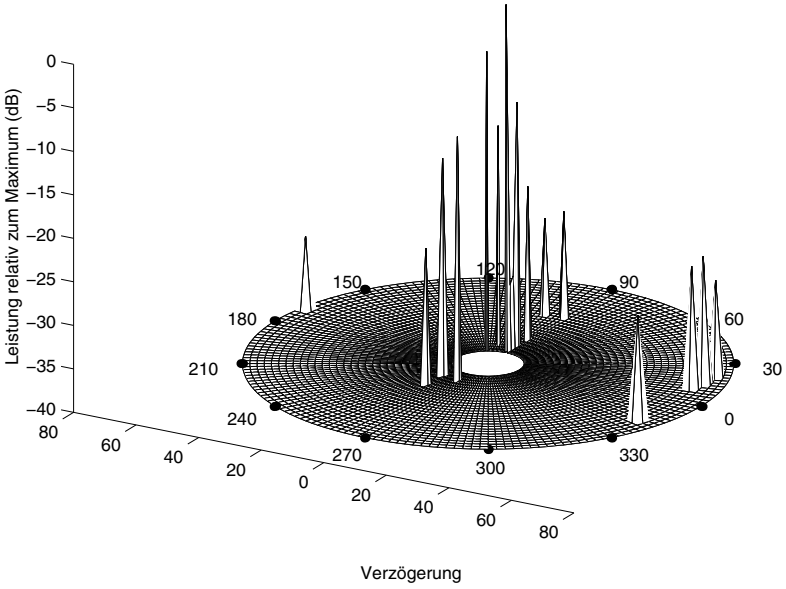


Abbildung 2.19: Power Direction Delay Profile - Zwischen Punkt S und E in Abbildung 2.16, x-Achse entspricht 0° Richtung

2.3 Zusammenfassung

In diesem Kapitel werden die Prinzipien und Modellparameter des stochastischen COST-259-Kanalmodells und die Grundlagen für die Modellierung der Funksignalausbreitung mittels Raytracing-Techniken vorgestellt. Die Modellparameter für das COST-259-Kanalmodell werden für Szenarien innerhalb von Gebäuden (Picozellen) und, zur Gegenüberstellung mit dem etablierten COST-231-Kanalmodell, auch für die Makrozellen-Umgebungen präsentiert. Dabei wird das unterschiedliche Ausbreitungsverhalten in den verschiedenen Zellklassen verdeutlicht. Der Einsatz eines stochastischen Kanalmodells erlaubt die allgemeine Beurteilung der Leistungsfähigkeit von Übertragungssystemen in einer bestimmten Klasse von Ausbreitungssituationen.

Die deterministische Modellierung der Funksignalausbreitung mit Raytracing-Verfahren wird verwendet, um für einen bestimmten Standort von Sender und Empfänger eine möglichst realistische Kanalimpulsantwort, ohne statistische und empirische Einflüsse, zu ermitteln. In den Kapiteln 4 und 5 in dieser Arbeit wird ein auf Raytracing-Verfahren basierendes Simulationsprogramm eingesetzt, um Empfangsverfahren mit mehreren Empfangsantennen zu untersuchen, welche die räumliche und zeitliche Struktur des Übertragungskanals nutzen. Der Einsatz eines deterministischen Kanalmodells stellt auch eine Ergänzung bzw. Alternative zu umfangreichen Messungen dar. Im Gegensatz zu Messungen sind dabei auch in komplizierten Mehrwegeumgebungen Rückschlüsse auf die physikalische Wellenausbreitung möglich, wie z. B. Bestimmung der Ankunftswinkel (Direction of Arrival) bzw. Verfolgung der Reflexions-

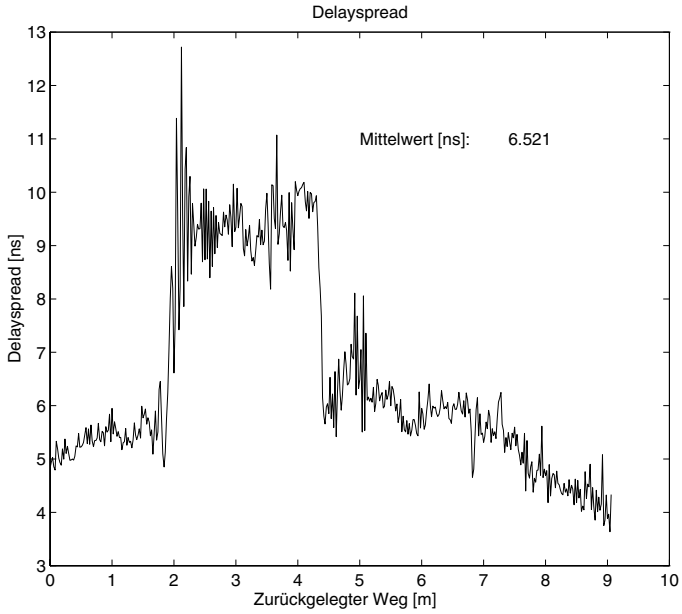


Abbildung 2.20: Mehrwegeverbreiterung in Abhängigkeit des Empfangsortes

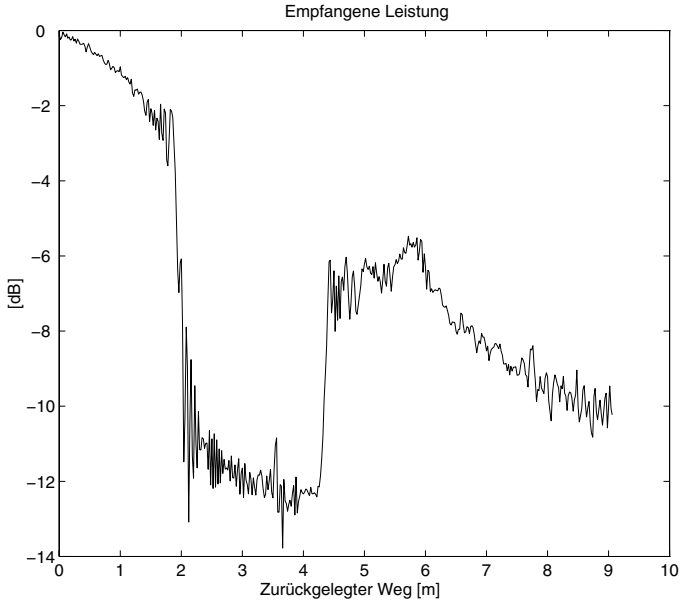


Abbildung 2.21: Normierte Empfangsleistung in Abhängigkeit des Empfangsortes

reihenfolge eines Pfades. Mit diesen zusätzlichen Informationen wird vor allem beim Vergleich der Leistungsfähigkeit verschiedener richtungsaufgelöster Empfangsverfahren ein besseres Verständnis ermöglicht. Zur Illustration werden abschließend beispielhafte Simulationsergebnisse für einen geschlossenen Raum bei verschiedenen Trägerfrequenzen präsentiert.

Kapitel 3

Unterdrückung von räumlich lokalisierten Störungen mit Beamforming-Verfahren

Unter Beamforming versteht man eine Anordnung von Sensoren, die durch eine geeignete Ansteuerung in der Lage sind, Signale in eine bestimmte Richtung abzugeben bzw. Signale aus einer bestimmten Richtung zu empfangen.

Der Begriff des Beamformings wird oft in Zusammenhang mit der Radartechnik bei der Zielerfassung verwendet; jedoch gibt es noch weitere Anwendungsgebiete: In der Geologie werden mit Anordnungen aus Schallsensoren die Dichten und Tiefen von verschiedenen Gesteinsschichten vermessen. Als Schallquellen dienen dabei natürliche Ereignisse wie z. B. Erdbeben oder künstlich ausgelöste Schallereignisse, wie z. B. Detonationen oder Vibrationen von Maschinen. Ein weiteres Beispiel für die Anwendung des Beamformings findet sich in der Astronomie. Durch eine synchrone Zusammenschaltung von weit verteilten Radioteleskopen wird eine enorme Auflösung und Empfindlichkeit erreicht.

Eine klassische Methode, die räumliche Komponente für Übertragungen zu nutzen, liegt bei SDMA (Space Division Multiple Access) vor. Um die räumliche Trennung der Übertragungskanäle zu erreichen, werden Beamforming- / Nullsteering-Verfahren eingesetzt. Gegenstand der Untersuchungen der folgenden Kapitel ist eine Abschätzung, welche Möglichkeiten und Grenzen das Beamforming für den Einsatz im Mobilfunkbereich bietet. Grundlegende Untersuchungen zu diesem Thema wurden dazu in der Arbeit [Sch01] durchgeführt. Als Störsignal soll ein Signal bezeichnet werden, welches dasselbe Frequenzband- und Zeitintervall belegt wie das Nutzsignal. Wenn die beiden Signale nicht aufgrund ihrer Orthogonalität im Empfänger getrennt werden können, ist dies nur durch eine räumliche Verarbeitung zu erreichen.

Zunächst wird ein Überblick über die Funktionsweise von verschiedenen Beamforming-Verfahren gegeben. Dabei wird der Schwerpunkt vor allem auf die unterschiedlichen Realisierungen, auf die Methoden zur Optimierung der Blickrichtung der Hauptkeule und auf die Belegungsfunktion der Gewichtungsfaktoren gelegt. Gerade bei der Berechnung der Gewichtungsfaktoren gibt es einige Verfahren, die aus dem Bereich der Radar- / Richtfunktechnik stammen. Simulationsergebnisse für ein einfaches Ausbreitungsszenario werden bei der Gegenüberstellung der Leistungsfähigkeit von allgemeineren Methoden zur Unterdrückung von störenden Teilnehmern in Kapitel 5.6 vorgestellt.

Die Winkel, aus denen die Nutzsignale bzw. Störsignale auf die Antennen eintreffen, werden

als bekannt vorausgesetzt. Auf die Verfahren zur Richtungsschätzung wird daher nicht näher eingegangen. Wichtig ist, daß die praktische Verwendbarkeit eines Beamformers entscheidend von der Genauigkeit der Richtungsschätzung abhängt. Auch darf die Komplexität und der damit verbundene Rechenaufwand bei einem Vergleich mit alternativen Verfahren nicht vernachlässigt werden. Einige häufig verwendete Verfahren zur Bestimmung der Ankunftsrichtung sind z. B.: Maximum-Likelihood-Estimation [ZW88], Minimum-Variance-Beamforming, MUSIC [Sch86] und ESPRIT [PRK85].

3.1 Räumliches Abtasttheorem

Ausgangspunkt ist die Wellengleichung nach Maxwell [JD93]. Im weiteren wird das Fernfeld einer Welle betrachtet. Diese Fernfeldnäherung ergibt, daß die Welle eine ebene Wellenfront bildet, und sich in eine Richtung ausbreitet.

$$\begin{aligned}\left(\frac{\partial}{\partial t}\right)^2 f(\vec{x},t) &= c^2 \Delta f(\vec{x},t)\,, \\ \left(\frac{\partial}{\partial t}\right)^2 f(\vec{x},t) &= c^2 \left[\left(\frac{\partial}{\partial x}\right)^2 f(\vec{x},t) + \left(\frac{\partial}{\partial y}\right)^2 f(\vec{x},t) + \left(\frac{\partial}{\partial z}\right)^2 f(\vec{x},t)\right]. \end{aligned} \tag{3.1}$$

Mit dem Ansatz einer komplexen Exponentialschwingung erhält man die klassische Darstellung:

$$f(\vec{x},t) = e^{j(\omega t - \vec{k}\vec{x})}\,. \tag{3.2}$$

Diese Funktion entspricht dem analytischen Signal. Um daraus ein reales, reellwertiges Bandpaßsignal zu erhalten, muß der Realteil gebildet werden. Der Vektor $\vec{x}$ beschreibt die Raumkoordinate und der Vektor $\vec{k}$ den Wellenvektor. Setzt man die Gleichung 3.2 in Gleichung 3.1 ein, so erhält man [Blo98]:

$$\frac{\omega^2}{c^2} = |\vec{k}|^2 = k^2\,. \tag{3.3}$$

Die Wellenzahl k ergibt sich aus dem Wellenvektor $\vec{k}$ einer ebenen Welle durch Betragsbildung:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}\,. \tag{3.4}$$

Die Wellenzahl k kann als die Anzahl der Wellenperioden, die pro Längeneinheit überschritten werden, interpretiert werden.

Die Fouriertransformation von Gleichung 3.2 bezüglich $\vec{x}$ und t ergibt die Wellenzahl-Frequenz-Darstellung des Wellenfeldes:

$$F(\vec{k},\omega) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} f(\vec{x},t) e^{-j\omega t - \vec{k}\vec{x}}\, d\vec{x}\, dt \tag{3.5}$$

Bezüglich der Raumkoordinaten erhält man drei und bezüglich der Zeitkoordinate eine Transformation. Die Transformation der Zeitkoordinate resultiert in dem zugehörigen Frequenzbereich. Analog dazu werden die Raumkoordinaten in ihren räumlichen Frequenzbereich transformiert, der durch den Wellenvektor $\vec{k}$ charakterisiert wird.

Für eine ebene Welle, die sich in Richtung $\vec{\alpha}_0$ ausbreitet, erhält man:

$$f(\vec{x},t) = s(t - \vec{\alpha}_0\vec{x}) \quad . \tag{3.6}$$

Der Vektor $\vec{\alpha}_0 = \frac{\vec{k}_0}{\omega_0} = \frac{\vec{r}}{c_0}$ wird in der engl. Literatur als 'Slowness-Vector' in Richtung $\vec{r}$ bezeichnet ($|\vec{r}| = 1$). Die Wellenzahl-Frequenz-Darstellung nach der Fouriertransformation ergibt:

$$F(\vec{k},\omega) = S(\omega)\delta(\vec{k} - \omega \cdot \vec{\alpha}_0) \quad . \tag{3.7}$$

Dabei bezeichnet $S(\omega)$ die Fouriertransformierte des Signals $s(t)$, und $\delta(\vec{k})$ repräsentiert die dreidimensionale Diracfunktion. Eine Verallgemeinerung kann durch eine geeignete Superposition von ebenen Wellen erreicht werden.

Die Feldstärkebelegung über der Ausdehnung l (Apertur) einer Antenne kann kontinuierlich sein, wie im Falle einer klassischen Antenne z. B. eines Dipols, oder diskret, wie bei Antennen-Arrays die beim Beamforming verwendet werden. Eine Antenne sammelt nur über ein endliches Gebiet Energie ein. Mathematisch wird ein solches (Orts-)Fenster (Gewichtungsfunktion) mit der sogenannten Aperturbelegung $w(\vec{x})$ beschrieben, die die Ausmaße und die Belegung der Apertur beschreibt. Damit ergibt sich das von einer endlichen Apertur mit der Belegungsfunktion $w(\vec{x})$ abgestrahlte elektrische Feld:

$$y(\vec{x},t) = w(\vec{x})f(\vec{x},t) \quad . \tag{3.8}$$

Mit Hilfe der Fouriertransformation erhält man das Signal $y(\vec{x},t)$ in der Wellenzahl-Frequenz-Darstellung:

$$Y(\vec{k},\omega) = \frac{1}{(2\pi)^3} \int_{-\infty}^{\infty} W(\vec{k}-\vec{l})F(\vec{l},\omega))\,d\vec{l} \quad . \tag{3.9}$$

$Y(\vec{k},\omega)$ resultiert aus der Faltung bezüglich der Wellenzahl der Fouriertransformierten des elektrischen Feldes (Gleichung 3.7) mit der Apertur-Glättungsfunktion (engl.: aperture smoothing function):

$$W(\vec{k}) = \frac{1}{(2\pi)^3} \int_{-\infty}^{\infty} w(\vec{x})e^{j\vec{k}\vec{x}}\,d\vec{x} \quad . \tag{3.10}$$

Setzt man in Gleichung 3.9 den Ansatz einer ebenen Welle aus Gleichung 3.7 ein, so resultiert:

$$Y(\vec{k},\omega) = S(\omega)W(\vec{k} - \omega\vec{\alpha}_0) \quad . \tag{3.11}$$

Als Beispiel sei eine lineare, zum Ursprung symmetrische, kontinuierliche und rechteckförmig begrenzte Belegung entlang der x-Achse gegeben (Abbildung 3.1):

$$w(\vec{x}) = w(x,y,z) = \text{rect}\left(\frac{x}{l}\right) . \tag{3.12}$$

Die Fouriertransformation ergibt:

$$W(\vec{k}) = W(k_x, k_y, k_z) = l \,\mathrm{si}\left(k_x \frac{l}{2}\right). \tag{3.13}$$

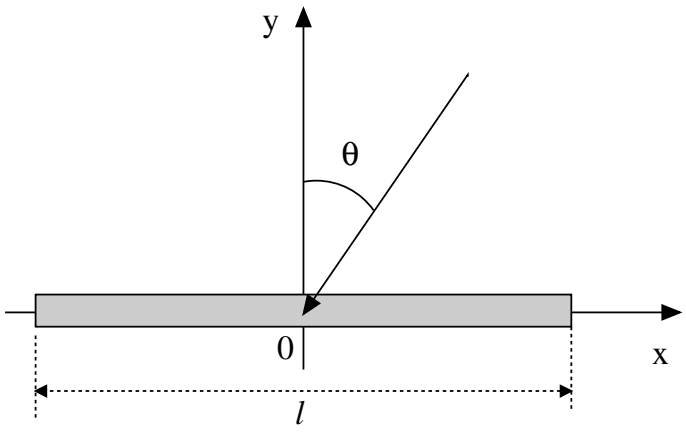


Abbildung 3.1: Eingezeichnet ist die Richtung in die eine ebene Welle im Winkel θ auf eine kontinuierliche Apertur der Länge l einfällt bzw. aus der eine ebene Welle abgestrahlt wird

Für den Zusammenhang zwischen polar- und kartesischen Koordinaten gilt:

$$k_x = \frac{2\pi}{\lambda} \sin(\theta). \tag{3.14}$$

Ist $\vec{k}$ gleich $\omega\vec{\alpha}$, ergibt sich aus Gleichung 3.11:

$$Y(\omega\vec{\alpha}, \omega) = S(\omega)W(\vec{0}) = S(\omega) \cdot l \quad . \tag{3.15}$$

Für andere Frequenzen ω bzw. Richtungen $\vec{\alpha}$ wird das Spektrum $S(\omega)$ bei der entsprechenden Frequenz mit einem geringeren Wert $W(\vec{k} - \omega\vec{\alpha})$ multipliziert. Die Apertur kann bei einer festen Frequenz als räumliches Filter betrachtet werden, welches Signale aus der Richtung $\pm k_x$ nicht beeinflußt. Treffen die Signale aus einer anderen Richtung ein, werden sie gedämpft.

Wird als Sendesignal ein sehr schmalbandiges Signal $S(f) = \delta(f)$ vorausgesetzt, und ist der Abstand zwischen Sender und Antennenarray groß gegenüber der Wellenlänge, sodaß die Ausbreitung einer ebenen Welle angenommen werden kann (siehe auch Kapitel 3.2.1), so beschreibt $|W(\vec{k})|$ die Amplitude des Wellenfeldes im Fernfeld der Antenne.

Im Fall eines Antennen-Arrays besteht die Apertur aus einer diskreten Anordnung von Antennen. Diese Anordnung kann zwei - oder dreidimensional und muß nicht unbedingt symmetrisch sein. Die Symmetrie vereinfacht jedoch die Betrachtungsweise erheblich. Im einfachsten Fall wird man eine in x-Richtung lineare, diskrete Apertur aus L Sensoren mit Abstand d zwischen den einzelnen Sensoren vorfinden (Abbildung 3.2). Der n-te Sensor liegt damit an der

Position $x = nd$. Analog zu der Herleitung von Gleichung 3.9 ergibt sich die räumlich abgetastete Wellenzahl-Frequenz-Darstellung:

$$\begin{aligned} Y(k_x,\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-L_{1/2}}^{L_{1/2}} w_n\, f(nd,t)\, e^{-j(\omega t - k_x nd)} dt\,, \\ &= \frac{d}{2\pi} \int_{-\pi/d}^{\pi/d} W(k_x - l) F^{\mathrm{per}}(l,\omega)\, dl \quad , \end{aligned} \tag{3.16}$$

mit:

$$W(k_x) = \sum_{n=-L_{1/2}}^{L_{1/2}} w_n e^{jk_x nd} \quad \text{und} \quad F^{\mathrm{per}}(k_x,\omega) = \frac{1}{d} \sum_{p=-\infty}^{\infty} F(k_x - \frac{2\pi p}{d}, \omega) \quad .$$

Wegen der räumlichen Abtastung des Wellenfeldes durch $f(nd,t)$ ergibt sich im räumlichen Frequenzbereich eine periodische Funktion $F^{\mathrm{per}}(k_x,\omega)$. Ist das Wellenfeld räumlich bandbegrenzt, d. h. $F(k_x,t)$ ist null für $|k| \geqslant \pi/d$, gibt es keine Überlappung der einzelnen $F^{\mathrm{per}}(k_x,\omega)$ im räumlichen Frequenzbereich, was bedeutet, daß kein räumliches Aliasing entsteht. Der Einfluß einer zeitlichen Diskretisierung wird in Kapitel 3.2.4 behandelt. Die L Gewichtungsfaktoren w_n beschreiben eine diskrete Apertur. Die Funktion $W(k_x)$ gibt demzufolge die Apertur-Glättungsfunktion für das abgetastete Wellenfeld an.

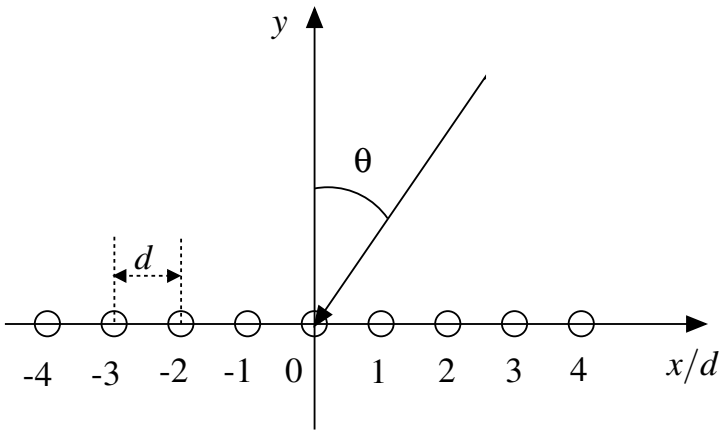


Abbildung 3.2: Äquidistant im Abstand d und linear entlang der x-Achse angeordnete Antennen

Für ein lineares Array, bei dem alle Gewichtungsfaktoren $w_n = 1$ sind, ergibt sich folgende Formel für die Apertur-Glättungsfunktion:

$$W(k_x) = \frac{\sin(\frac{k_x L d}{2})}{\sin(\frac{k_x d}{2})} \tag{3.17}$$

Der Betrag $|W(k_x)|$ der Apertur-Glättungsfunktion ist in Abbildung 3.3 für verschiedene Antennenabstände d normiert aufgetragen.

Wird ein Signal im Zeitbereich mit einer zu geringen Rate abgetastet, tritt Aliasing auf, d. h. die periodischen Spektren überlappen sich im Frequenzbereich. Bei der räumlichen Unterabtastung erhält man ähnliche Effekte. Dabei treten Mehrdeutigkeiten in der Richtungsbestimmung auf; das bedeutet, es gibt mehrere Maxima. Wählt man z. B. den Abstand zwischen zwei Antennen genau $d = \lambda$, erhält man im sichtbaren Bereich ein Hauptmaximum bei $\theta = 0$ und bei $\theta = -\frac{\pi}{2}$ und $\frac{\pi}{2}$ weitere Maxima (engl.: 'Grating Lobes'). Bei zunehmender Unterabtastung steigt die Zahl der Maxima im sichtbaren Bereich weiter an, was zur Folge hat, daß keine eindeutige Richtungsbestimmung mehr möglich ist (Abbildung 3.3).

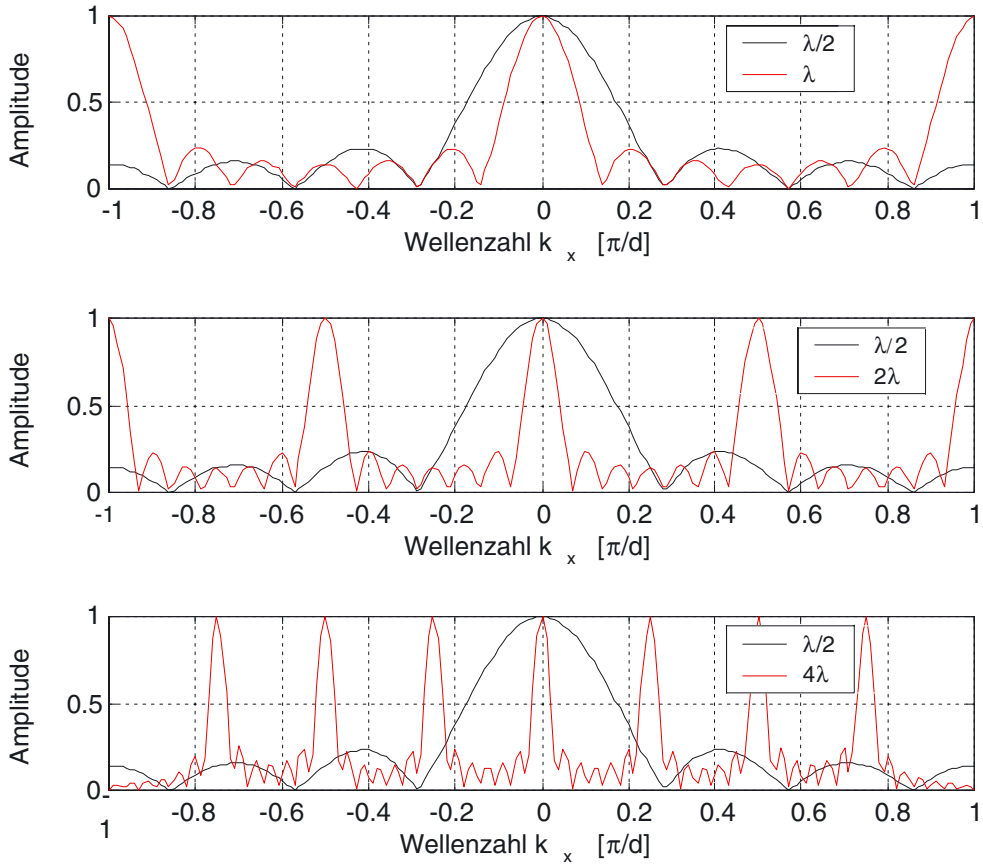


Abbildung 3.3: Sichtbaren Bereich für 7 Antennen mit den Abständen $\lambda/2$, λ, 2λ, 4λ. Grating Lobes führen zu Mehrdeutigkeiten

Um räumliches Aliasing zu vermeiden, sollte gelten:

$$d \leqslant \frac{\lambda}{2} \tag{3.18}$$

Diese Gleichung stellt die räumliche Abtastbedingung dar. Dabei bezeichnet λ die kleinste

auftretende Wellenlänge. Als sichtbaren Bereich bezeichnet [JD93] die Spanne der realen Einfallswinkel für eine gegebene Wellenlänge $\frac{-2\pi}{\lambda} \leq k \leq \frac{2\pi}{\lambda}$.
Im Falle der Unterabtastung wiederholt sich das Strahlungsdiagramm im sichtbaren Bereich; weitere Maxima 'Grating Lobes' erscheinen dann innerhalb des sichtbaren Bereiches.

3.2 Beamforming-Verfahren

3.2.1 Näherungen

Die Algorithmen für die Erzeugung von Strahlungsdiagrammen unterscheiden sich je nachdem, ob es sich um Quellen handelt, die sich im Nahbereich oder im Fernfeld der Antennenanordnung befinden. Geht man von einer Fernfeldbedingung aus, d. h. eine ebene Wellenfront trifft auf die Antennenanordnung, so läßt sich lediglich die Richtung der Quelle bestimmen. Im Nahfeld dagegen kann die Richtung und die Entfernung der Quelle bestimmt werden, da auf jede Antenne die Welle aus einer anderen Richtung eintrifft. Mit Hilfe von geometrischen Betrachtungen [JD93] kann die Winkeldifferenz zwischen dem Antennenelement in der Mitte der Antennenanordnung und einem beliebigen anderen Antennenelement n beschrieben werden:

$$\varepsilon_n \approx \frac{|\vec{x}_n|}{r_0} \sin\ \psi_n \tag{3.19}$$

Der Winkel ε_n beschreibt den Fehlwinkel, der an den verschiedenen Antennenelementen n entsteht. Als Näherung wird angenommen, daß alle Antennenelemente denselben Abstand r_0 von der Quelle aufweisen. Die Länge $\vec{x}_n$ gibt den Abstand des n-ten Antennenelements vom Mittelpunkt der Antennenanordnung an, ψ_n gibt die Differenz der Einfallswinkel zwischen 0-tem und n-ten Antennenelement an. Der Fehler ε_n wird maximal für $\psi_n = \frac{\pi}{2}$ und bei Betrachtung der äußersten Antennenelemente. Definiert man beispielsweise für ein Antennenarray einen maximalen Fehler zwischen mittlerem und äußerem Antennenelement von 1°, so sollte die Quelle mindestens 57 mal die gesamte maximale Abmessung der Antennenanordnung ($\max|\vec{x}_n|$) entfernt sein.

Eine weitere Abschätzung für die Entfernung, ab welcher eine Fernfeldnäherung gerechtfertigt ist, geht aus der Radaranwendung hervor [JJ61]:

$$r_0 \geq \frac{2\ (\max|\vec{x}_n|)^2}{\lambda}. \tag{3.20}$$

Dabei ist λ die Wellenlänge, mit welcher die Antenne betrieben wird.

- Im Folgenden soll immer vorausgesetzt sein, daß der Abstand zwischen Antennenarray und Quelle groß genug ist und folglich von einer Fernfeldnäherung ausgegangen werden kann.
- Weiter wird vorausgesetzt, daß im Übertragungsmedium keine Brechung und Dispersion auftritt.
- Weiterhin werden elektromagnetische Verkopplungen zwischen den Antennenelementen nicht berücksichtigt.

- Es sollen zunächst nur äquidistante lineare Antennenanordnungen betrachtet werden.
- Als Übertragungssignal wird ein schmalbandiger kontinuierlicher Träger angenommen.

3.2.2 Delay-and-Sum-Beamforming

Aufgrund des Abstands der einzelnen Antennen voneinander ergeben sich zeitliche Verzögerungen beim Einfall einer ebenen Welle auf die Antennenanordnung. Diese zeitlichen Verschiebungen werden durch Verzögerungsglieder so ausgeglichen, daß anschließend die Ausgangssignale der einzelnen Antennen kohärent aufaddiert werden können. Abbildung 3.4 zeigt das Blockbild eines Delay-and-Sum-Beamformers. L bezeichnet die Anzahl der Antennen, w_n die Amplitudengewichtungsfunktion, Δt_n die zu den einzelnen Sensoren zugehörige Verzögerung und $g_n(t)$ die Signale der einzelnen Sensoren; man erhält somit folgendes Ausgangssignal:

$$y(t) = \sum_{n=0}^{L-1} w_n g_n(t - \Delta t_n)\,. \tag{3.21}$$

Die Funktion w_n wird auch Fensterfunktion genannt und dient dazu, die Keulenform zu optimieren und die Nebenmaxima zu reduzieren. Für die Ausrichtung des Beams im Raum muß die Funktion Δt_n variiert werden.

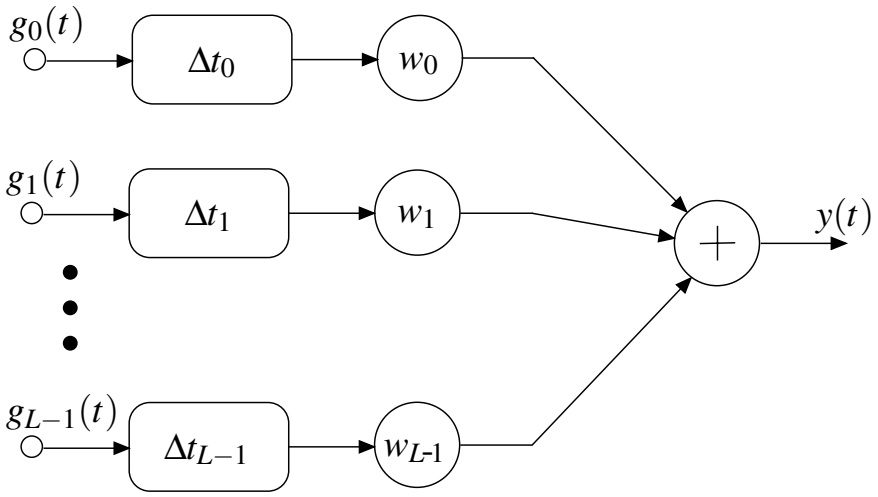


Abbildung 3.4: Blockbild des Delay-and-Sum-Beamformers. Die empfangenen Signale werden erst verzögert und anschließend mit den Gewichtungsfaktoren w multipliziert bevor sie aufsummiert werden

Analog zu Gleichung 3.6 gilt für eine monochromatische ebene Welle die aus Richtung $\vec{\alpha}_0 = \frac{\vec{r}}{c}$ auf die in $\vec{x}$-Richtung lineare Antennenanordnung eintrifft:

$$f(\vec{x},t) = s(t - \vec{\alpha}_0 \vec{x}). \tag{3.22}$$

Durch die räumliche Abtastung am Sensor n erhält man:

$$g_n(t) = s(t - \vec{\alpha}_0 \vec{x}_n). \tag{3.23}$$

Am Ausgang des Delay-and-Sum-Beamformers ergibt sich dann nach der Summenbildung:

$$y(t) = \sum_{n=0}^{L-1} w_n s(t - \Delta t_n - \vec{\alpha}_0 \vec{x}_n). \tag{3.24}$$

Für den Fall $\vec{\alpha} \neq \vec{\alpha}_0$ zeigt die Hauptkeule in eine andere Richtung als die einfallende Welle, und man erhält deshalb ein abgeschwächtes Signal am Ausgang des Beamformers:

$$\begin{aligned} \Delta t_n &= -\vec{\alpha}\vec{x}_n = \frac{-\vec{r}\vec{x}_n}{c}, \\ y(t) &= \sum_{n=0}^{L-1} w_n s(t + (\vec{\alpha} - \vec{\alpha}_0)\vec{x}_n). \end{aligned} \tag{3.25}$$

Bei $\vec{\alpha} = \vec{\alpha}_0$ sind die Verzögerungen Δt_n so eingestellt, daß eine konstruktive Überlagerung zustande kommt:

$$\Delta t_n = -\vec{\alpha}_0 \vec{x}_n = \frac{-\vec{r}_0 \vec{x}_n}{c}. \tag{3.26}$$

Mit Gleichung 3.24 ergibt sich am Ausgang des Delay-and-Sum-Beamformers:

$$y(t) = s(t) \sum_{n=0}^{L-1} w_n.$$

Nach Gleichung 3.26 schätzt ein Beamformer den Slowness-Vector. In Radar- und Mobilfunkanwendungen kann im allgemeinen von einer konstanten und bekannten Lichtgeschwindigkeit c_0 der elektromagnetischen Welle im Ausbreitungsmedium ausgegangen werden. Somit läßt sich die Richtung $\vec{r}$ im Slowness-Vector schätzen.

Bei der Anwendung in der Seismologie hingegen ist dagegen eine Voraussetzung, daß der Ort des Senders und die geometrischen Abmessungen zum Empfangsarray und damit $\vec{r}$ bekannt sind. Tritt nun eine Abweichung zwischen der geschätzten und der tatsächlichen Richtung auf, kann auf die Ausbreitungsgeschwindigkeit im Medium c_{Medium} und dadurch auf eine bestimmte Schichtung von verschiedenen Medien geschlossen werden.

Bei der Einführung des Delay-and-Sum-Beamformers wurde von einer idealen Abtastung des Wellenfeldes durch die Antennen ausgegangen. Auch wurde angenommen, daß keine Störungen auftreten. Bei praktischen Antennensystemen erfolgt jedoch eine räumliche und / oder zeitliche Filterung des Eingangssignals durch die Antennensysteme. Eine nichtideale zeitliche Filterung ergibt sich z. B. durch die Übertragungsfunktion von realen Filtern. Die räumliche Filterung erfolgt durch die Verwendung von realen Antennen innerhalb des Antennenarrays, die für sich alleine eine ausgeprägte Richtcharakteristik aufweisen können. Mit Hilfe einer geeigneten zeitlichen Filterung (Filter-und-Delay-Beamformer) können vorhandene Störsignale

unterdrückt und der Beamformer auf das spektrale Verhalten des zu empfangenden Signals abgestimmt werden. Die Wiener-Filterung [Hay86] stellt in diesem Zusammenhang eine optimale Lösung dar. Das Delay-and-Sum-Beamforming ist eine lineare zeitinvariante Operation, daher ist eine Filterung der einzelnen Signale $g_n(t)$ am Eingang des Beamformers äquivalent zur Filterung von $y(t)$ am Ausgang des Beamformers (s. Abbildung 3.4). In praktischen Systemen wird im allgemeinen aufgrund vorhandener Nichtlinearitäten, wie z. B. der Quantisierung, nach einer Filterung die Multiplikation mit den Gewichtungsfaktoren durchgeführt.

3.2.3 Beamforming im Frequenzbereich

Bei der in Kapitel 3.2.2 eingeführten Methode des Delay-and-Sum-Beamformers geht man von einer zeitlichen Verzögerung zwischen den einzelnen Sensoren aus. Diese zeitliche Verzögerung korrespondiert mit einer linearen Phasenverschiebung beim Frequenzbereich-Beamformer. Diese Betrachtungsweise ist auch aus der Radar- und Funktechnik bekannt. Die Darstellung für den Frequenzbereich-Beamformer im Frequenzbereich lautet:

$$Y(\omega) = \sum_{n=0}^{L-1} w_n G_n(\omega) e^{-j\omega\Delta t_n} . \tag{3.27}$$

Ein Problem ergibt sich bei der praktischen Realisierung mit der Fouriertransformation, bei der von $-\infty$ bis $+\infty$ integriert werden muß. Daher müssen die Voraussetzungen der Kurzzeit-Fourier-Analyse erfüllt sein. Für den Frequenzbereich-Beamformer resultiert die Gleichung, wenn das Ergebnis der Kurzzeit-Fourier-Analyse jedes einzelnen Sensors aufsummiert wird. Zusätzlich muß jeder Summenteil noch um die Phase, die der angenommenen Verzögerung entspricht, verschoben werden:

$$Y(t,\omega) = \sum_{n=0}^{L-1} w_n g_n(t,\omega) e^{j\omega t} e^{-j\omega\Delta t_n} . \tag{3.28}$$

Bei der Anwendung in der Radar bzw. Funktechnik wird angenommen, daß das Signal nur ein schmales Frequenzband (Bandbreite B) um die Mittenkreisfrequenz ω_0 belegt. Für diesen Fall ist $Y(t,\omega)$ näherungsweise 0 für alle $\omega \neq \omega_0$.

$$y(t) \approx \frac{B}{2\pi} Y(\omega_0) e^{j\omega_o t} \approx \frac{B}{2\pi} Y(t,\omega_0) \tag{3.29}$$

3.2.4 Beamforming in zeitdiskreten Systemen

Ausgangspunkt für das Beamforming mit zeitdiskreten Systemen ist das Verfahren des Delay-and-Sum-Beamformings (Kapitel 3.2.2). Jedoch werden hier die Signale nicht mehr in analoger Form verwendet, sondern nach Abtastung als zeit- und wertdiskretes Signal weiterverarbeitet. Abbildung 3.5 zeigt das Blockschaltbild eines digitalen Beamformers. Die zeitdiskrete Darstellung eröffnet die Möglichkeit der digitalen Signalverarbeitung und damit den Vergleich der Leistungsfähigkeit verschiedener Beamforming-Algorithmen mit Hilfe von Simulationsprogrammen. Die zeitdiskrete Darstellung ergibt allerdings auch, daß nur noch ganzzahlige

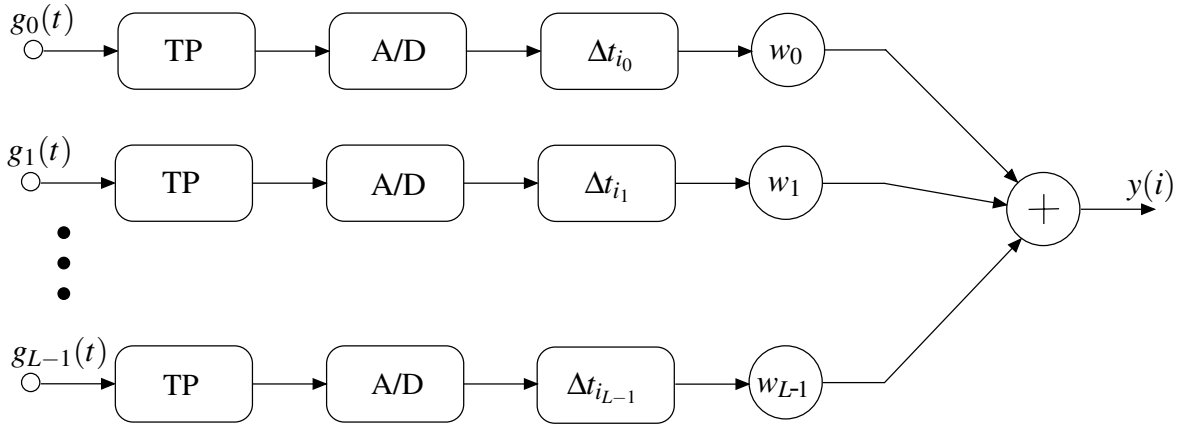


Abbildung 3.5: Blockbild des zeitdiskreten Beamformers. Die Signale der einzelnen Sensoren werden nach einer Tiefpaßfilterung zeit- und wertdiskret weiterverarbeitet

Vielfache des Abtastintervalls als Verzögerung Δt gewählt werden können. Daraus resultiert eine Ungenauigkeit bei der Ausrichtung der Hauptkeule. Der Quantisierungsfehler, der bei der wertdiskreten Darstellung der Signale auftritt, soll im Folgenden als hinreichend klein angenommen werden. Für einen zeitdiskreten Delay-and-Sum-Beamformer erhält man demnach am Ausgang:

$$y(t_i) = \sum_{n=0}^{L-1} w_n g_n(t_i - \Delta t_{i_n}), \tag{3.30}$$

wobei t_i die diskrete Zeit angibt und Δt_{i_n} die diskrete Verzögerung am Sensor n. Wenn die Gleichung 3.2 als Ausgangspunkt genommen wird, ergibt sich am Ausgang eines Sensors:

$$g_n(t_i) = f(\vec{x}_n, t_i T) = e^{j(\omega_0 t_i T - \vec{k}_0 \vec{x}_m)}. \tag{3.31}$$

Somit erhält man am Ausgang des Beamformers:

$$\begin{aligned} y(t_i) &= e^{j\omega_0 t_i T} \sum_{n=0}^{L-1} w_n e^{-j(\omega_0 \Delta t_{i_n} T + \vec{k}_0 \vec{x}_n)}, \\ &= e^{j\omega_0 t_i T} H(\vec{k}_0, \omega_0). \end{aligned} \tag{3.32}$$

Aufgrund der zeitlichen Diskretisierung kann die Hauptkeule nicht mehr beliebig ausgerichtet werden. Um weitere Freiheitsgrade für die Ausformung der Hauptkeule zu erlangen, muß der Antennenabstand d und das Abtastintervall T gewählt werden, sodaß gilt: $d \gg cT$. Um diese Forderung zu erfüllen, kann entweder die Abtastrate erhöht und somit eine Überabtastung durchgeführt werden, oder aber der Antennenabstand d kann vergrößert werden, wobei dann jedoch ein räumliches Aliasing (Mehrdeutigkeiten) auftreten kann.

Durch die zeitliche Abtastung resultiert ein Fehler, der sich in einer veränderten Ausprägung der Haupt- und Nebenkeulen wiederspiegelt. Die Wellenzahl-Frequenz-Antwort des diskreten

Beamformers lautet:

$$H(\vec{k}_0, \omega_0) = \sum_{n=0}^{L-1} w_n e^{-j(\omega_0 \Delta t_{i_n} T + \vec{k}_0 \vec{x}_n)} . \tag{3.33}$$

Der Fehler in der Verzögerungzeit $\varepsilon_{\Delta t_n}$ kann als Differenz zwischen diskret einstellbarer Verzögerung und benötigter kontinuierlicher Verzögerung definiert werden:

$$\varepsilon_{\Delta t_n} = \Delta t_{i_n} T - \Delta t_n . \tag{3.34}$$

Man erhält damit als Wellenzahl-Frequenz-Antwort:

$$H(\vec{k}_0, \omega_0) = \sum_{n=0}^{L-1} \left(w_n e^{-j\omega_0 \varepsilon_{\Delta t_n}} \right) e^{-j(\omega_0 \Delta t_n + \vec{k}_0 \vec{x}_n)} . \tag{3.35}$$

Die Differenz in der Verzögerungszeit wirkt sich als zusätzliche Phase in den Gewichtungsfaktoren aus. Dies ergibt ein Gruppendiagramm, das von der Idealrichtung abweicht.

Eine Methode diesen Fehler zu verkleinern, ist die Verwendung eines höheren Abtasttaktes innerhalb des Beamformers. In der Literatur [JD93] wird dies auch als 'Time-Domain-Interpolating-Beamforming' bezeichnet. Abbildung 3.6 verdeutlicht dieses Vorgehen. Bei der sogenannten Sensor-Signal-Interpolation erfolgt in einem ersten Schritt ein Überabtastung des Signals um den Faktor I (mit Nullen auffüllen), um eine höhere Abtastrate zu erzielen:

$$u'_n = \uparrow_I [g_n(t)] . \tag{3.36}$$

Dadurch ergibt sich ein neues Abtastintervall von $T' = \frac{T}{I}$. Anschließend werden die höher abgetasteten Signale mit einem Tiefpaß geglättet. Durch diese Tiefpaßfilterung bekommen die eingefügten Nullstellen im allgemeinen andere Werte zugewiesen. Durch das Auffüllen mit Nullen

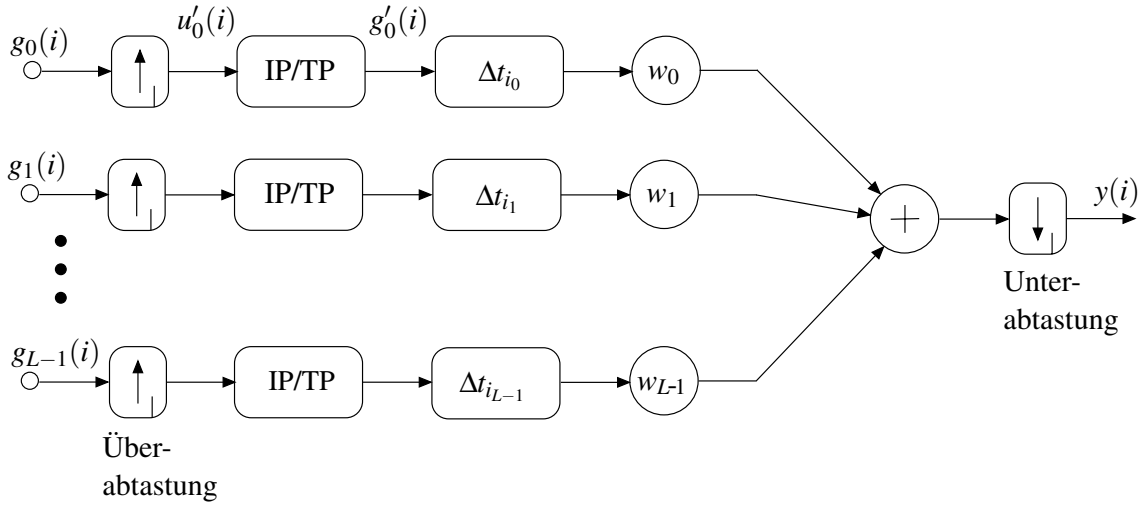


Abbildung 3.6: Blockbild des Time-Domain-Interpolating-Beamformers

entsteht eine periodische Wiederholung im Frequenzbereich. Der Tiefpaß hat die Funktion, die überflüssigen Spektren abzuschneiden. Durch die Erhöhung des Abtastintervalls von T auf $\frac{T}{I}$ ist eine feinere Einstellung der Verzögerungszeiten Δt_{i_m} möglich, und somit kann eine größere Anzahl von idealen Hauptkeulen ausgeformt und der Wellenzahl-Frequenz-Fehler reduziert werden. Nach dem eigentlichen Beamformingvorgang wird das Signal durch Unterabtastung wieder auf die ursprüngliche Abtastrate gebracht.

Da zwischen der Überabtast- und Unterabtaststufe ein lineares System vorliegt, kann die Reihenfolge der Tiefpaßfilterung und der Beamforming-Operation auch vertauscht werden. Somit ist nur eine Tiefpaßfilterung nach dem Additionspunkt notwendig. Diese sogenannte 'Postbeamforming Interpolation' ergibt eine Einsparung an Rechenkomplexität, wenn die Anzahl L der Antennen größer ist als der Interpolationsfaktor I.

3.3 Gruppendiagramm

Das Strahlungsdiagramm der Gruppenantenne ergibt sich aus der räumlichen Überlagerung von Gruppendiagramm und Strahlungsdiagramm der einzelnen Antennen. Unter der Annahme eines Antennenarrays aus einzelnen omnidirektionalen Punktantennen ergibt sich aus Kapitel 3.1 folgender Ausdruck für die Richtcharakteristik der Antennengruppe [JD93, Men00, ZB90]:

$$C(\phi) = \sum_{n=0}^{L-1} w_n \, e^{-j \cdot n \cdot kd(\sin\phi - \sin\theta)} \,. \tag{3.37}$$

Werden zusätzlich die Gewichtungsfaktoren $w_n = \text{konst.} = 1$ gewählt, erhält man die vereinfachte Beziehung:

$$C(\phi) = \frac{\sin[L\frac{\pi d}{\lambda}(\sin\phi - \sin\theta)]}{\sin[\frac{\pi d}{\lambda}(\sin\phi - \sin\theta)]} \,. \tag{3.38}$$

Abbildung 3.7 zeigt die Amplitude des resultierenden Gruppendiagramms für eine lineare äquidistante Anordnung von Antennen. Das Signal trifft aus der Richtung θ auf die Antennenanordnung ein, die Hauptkeule ist dabei in Richtung ϕ ausgeformt. Gemäß des räumlichen Abtasttheorems, das in Kapitel 3.1 näher erklärt wurde, kann das Signal bei einem Abstand $d = \frac{\lambda}{2}$ zwischen den Antennenelementen aus einem Winkelbereich $-90^\circ \leqslant \theta \leqslant 90^\circ$ auf das Antennenarray eintreffen, ohne das durch Grating Lobes Mehrdeutigkeiten beim Ausformen der Hauptkeule auftreten. Schränkt man diesen Schwenkbereich der Hauptkeule auf einen kleineren Winkelbereich ein, können auch für größere Antennenabstände d Hauptkeulen ohne Grating Lobes ausgerichtet werden. Dabei gilt für einen zwischen $\theta_{\min}$ und $\theta_{\max}$ eingeschränkten Schwenkbereich ein maximaler Antennenabstand von:

$$d = \frac{\lambda}{1 - \sin\theta_{\min}} = \frac{\lambda}{1 + \sin\theta_{\max}} \tag{3.39}$$

für

$$\theta_{\min} \leqslant \theta \leqslant \theta_{\max} \,.$$

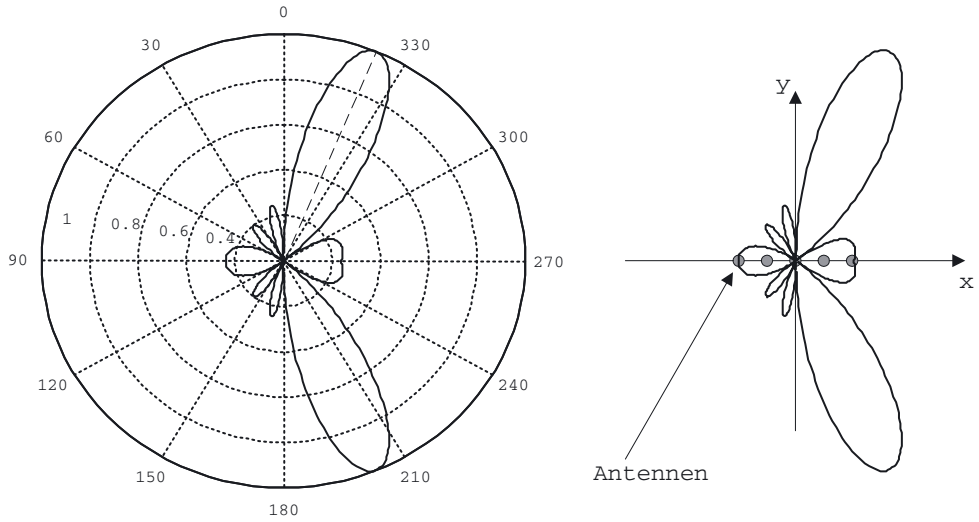


Abbildung 3.7: Durch gezielte Ansteuerung der Verzögerungsglieder und Gewichtungsfaktoren der einzelnen Antennen kann ein Gruppendiagramm mit ausgeprägter Hauptkeule ausgeformt werden

3.4 Optimierung der Blickrichtung

Im Folgenden soll für eine Mobilfunkanwendung gezeigt werden, wie durch eine geeignete Ansteuerung der Phase der einzelnen Antennen eine bestimmte Blickrichtung des Gruppendiagramms erreicht werden kann. Die Signalleistung, die von einem Nutzer (Signal Of Interest, SOI) abgestrahlt wird, muß im Empfänger maximiert werden. Ein störender Sender (Signal Not Of Interest, SNOI) – dies kann z. B. ein Teilnehmer aus einer anderen Funkzelle sein – soll dagegen so gut wie möglich durch das Gruppendiagramm abgeschwächt werden. Im Folgenden werden verschiedene Ansätze erläutert, das Gruppendiagramm einer Anordnung von mehreren Antennen auf eine solche Aufgabenstellung anzupassen. Es wird dabei vorausgesetzt, daß die Positionen des Nutzers und des Störers am Empfänger bekannt sind, was bei der praktischen Realisierung durch eine geeignete Richtungsschätzung sichergestellt werden kann. Bei der Berechnung des Gruppendiagrammes wird von der Gleichung 3.38 ausgegangen, d. h. es wird zunächst nur die Einstellung der Verzögerungswerte verändert. Der Betrag der Gewichtungsfaktoren bleibt $w_n = \text{konst.} = 1$. Die Verfahren optimieren, bei vorgegebenen Richtungen der Nutz- und Störsignale, den Blickrichtungswinkel $\theta_{\max}$ der Antennenanordnung durch geeignete Einstellung der Verzögerungszeiten an jeder Antenne.

3.4.1 Klassisches Beamforming

Beim klassischen Beamforming ist es ein grundlegender Ansatz, die Blickrichtung so zu wählen, daß das Nutzsignal mit maximaler Leistung empfangen werden kann. Dies bedeutet, daß die Hauptkeule in die Richtung des zu erwartenden Signals gelegt wird. Dadurch wird die Si-

gnalleistung maximiert:

$$|C(\theta_{\mathrm{SOI}})|^2 \stackrel{!}{=} \max. \tag{3.40}$$

Abbildung 3.8 zeigt ein Antennendiagramm, das nach diesen Vorgaben optimiert ist.

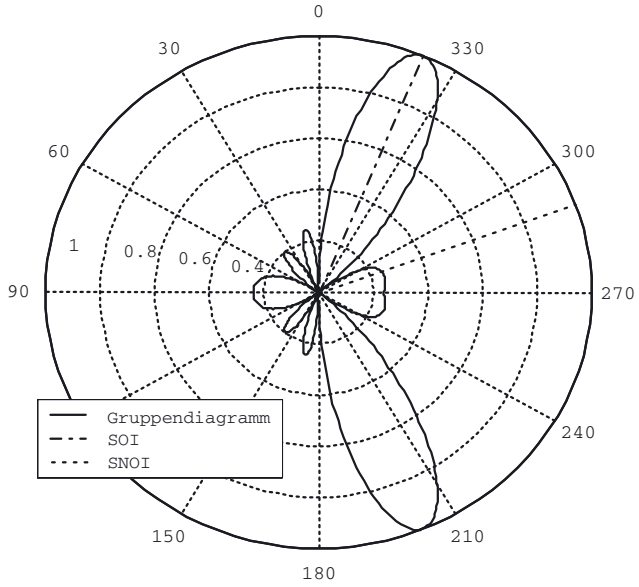


Abbildung 3.8: Prinzip des klassischen Beamformers
Das Gruppendiagramm wird in die Richtung des Nutzers ausgeformt. Die Richtung der anderen Signale bzw. Störungen werden nicht berücksichtigt

Als Nachteil dieses Vorgehens ist anzusehen, daß Störsignale unberücksichtigt bleiben. Daher kann ein mitunter erheblicher Anteil an Störenergie empfangen werden, insbesondere dann, wenn die verfügbaren Freiheitsgrade in der Einstellung des Hauptmaximums, die sich aus der Anzahl der Antennen ergeben, nicht optimal ausgenutzt werden.

3.4.2 Nullsteering

Beim Nullsteering-Verfahren wird die Störleistung ausgeblendet, indem eine Nullstelle des Antennengruppendiagramms in die Richtung des Störers gelegt wird. Es können $L-1$ Nullstellen mit L Antennen gebildet werden. Dazu müssen in Gleichung 3.38 die Nullstellen des Zählers ermittelt werden:

$$|C(\theta_{\mathrm{SNOI}})|^2 \stackrel{!}{=} \min. \tag{3.41}$$

Fallen mehrere Lösungen an, optimiert man in einem zweiten Schritt das verbleibende SNR, indem man die Signalleistungen für die gefundenen Blickrichtungen θ berechnet und sich für

die Blickrichtung mit der stärksten Nutzsignalleistung entscheidet. In Abbildung 3.9 wird aufgezeigt, wie die Nullstelle des Antennendiagramms in die Richtung des Störsignals ausgebildet wird.

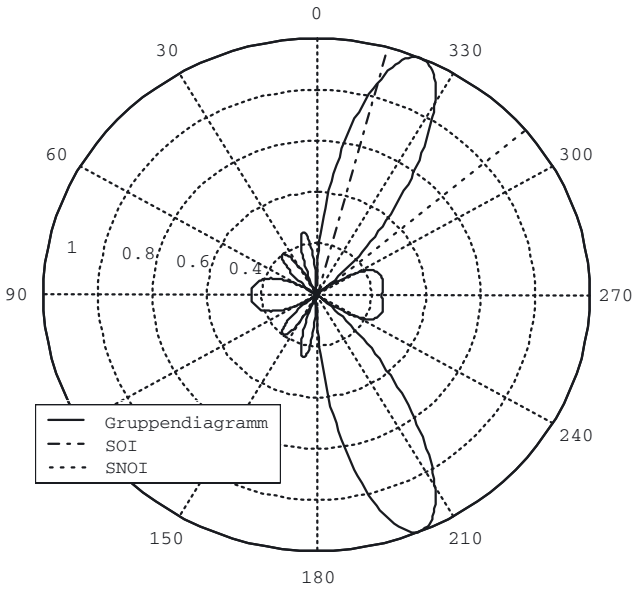


Abbildung 3.9: Prinzip des Nullsteerings
Bei diesem Verfahren wird eine Nullstelle des Gruppendiagramms in die Richtung der Position der Störung gelegt. Die Position des Nutzers bleibt unberücksichtigt

3.4.3 Maximierung des SNIR

Die Optimierung des SNIR-Verhältnisses ist speziell für die Anwendung in Mobilfunksystemen eine vielversprechende Methode, die Blickrichtung der Antennenanordnung möglichst funktionsgerecht auszurichten. Dabei ergibt sich ein Kompromiß zwischen möglichst geringer Dämpfung in Richtung des gewünschten Signals und einer größtmöglichen Abschwächung des Signals aus der Richtung des Störers. Abbildung 3.10 zeigt ein Antennendiagramm und die zugehörigen Ankunftswinkel für Nutz- und Störsignale:

$$\mathrm{SNIR} = \frac{|C(\theta_{\mathrm{SOI}})|^2}{|C(\theta_{\mathrm{SNOI}})|^2} \stackrel{!}{=} \max. \tag{3.42}$$

3.5 Optimierung der Gewichtungsfaktoren

Zu der im vorhergehenden Kapitel 3.4 betrachteten Optimierung der Blickrichtung des Antennenarrays läßt sich durch eine geeignete Wahl der Gewichtungsfaktoren $\vec{w}$ zusätzlich eine

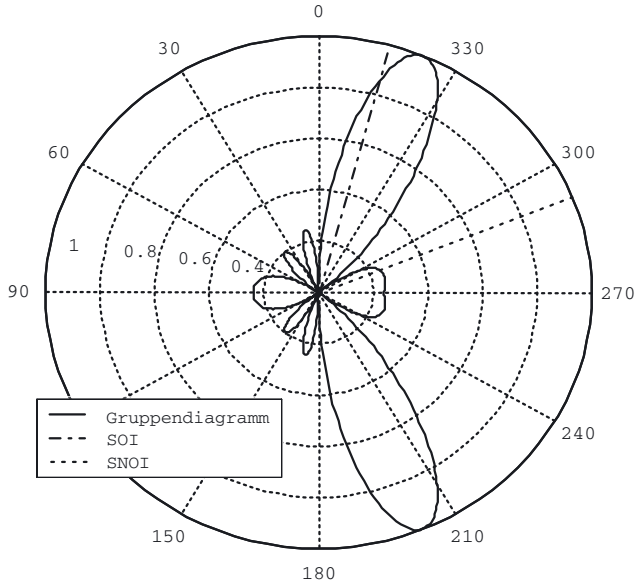


Abbildung 3.10: Prinzip des maximalen SNIR
Dieses Verfahren optimiert das SNIR Verhältnis durch Maximierung der Nutzenergie bei gleichzeitiger Minimierung der Störenergie

Optimierung der Form des Antennengruppendiagramms erzielen. Es kann beispielsweise die Breite des Hauptmaximums und die Höhe der Nebenmaxima angepaßt werden. Ausgangspunkt hierfür ist die allgemeinere Gleichung 3.37. Im Folgenden sollen verschiedene Gewichtungsfunktionen vorgestellt werden. Dies sind im einzelnen:

- $\cos^{\mathrm{m}}$-Verteilung
- Taylor-Verteilung
- modifizierte Taylor-Verteilung

Durch die Anwendung einer dieser Belegungsfunktionen werden die Nebenkeulen auf ein bestimmtes Niveau reduziert. Die verschiedenen Belegungsfunktionen unterscheiden sich vor allem in der erzielten Dämpfung und Welligkeit der Nebenmaxima sowie im Maß der Verbreiterung der Hauptkeule.

3.5.1 $\cos^{\mathrm{m}}$-Verteilung

Ein einfacher Ansatz für die Einstellung der Gewichtungsfaktoren ist die $\cos^{\mathrm{m}}$-Verteilung [JJ61]. Sie wird durch die Funktion:

$$w(x) = h + (1-h)\cos^{m}\left(\frac{\pi x}{l}\right) \tag{3.43}$$

definiert, wobei darstellen:

- x der Abstand der Antennen vom Mittelpunkt des Arrays
- l die Gesamtlänge der Apertur
- h die normalisierte Sockelhöhe
- m Parameter für die Form der Verteilung

Für den speziellen Fall m = 0 erhalten alle Gewichtungsfaktoren den Wert 1 und entsprechen damit den vereinfachten Annahmen aus Kapitel 3.4. Die Abbildung 3.11 zeigt die Gewichtungsfunktionen für verschiedene Parameterwerte m. In der praktischen Anwendung werden häufig die Kosinus- (m = 1) und die Kosinus-Quadrat-Verteilung (m = 2) verwendet. Bei m = 1 wird eine maximale Nebenkeulendämpfung von ca. 23 dB [JJ61] erzielt. Eine weitere Eigenschaft der $\cos^m$-Verteilung ist die monotone Abnahme der Nebenkeulenhöhe. Die Sockelhöhe h wird im weiteren zu 0 angenommen.

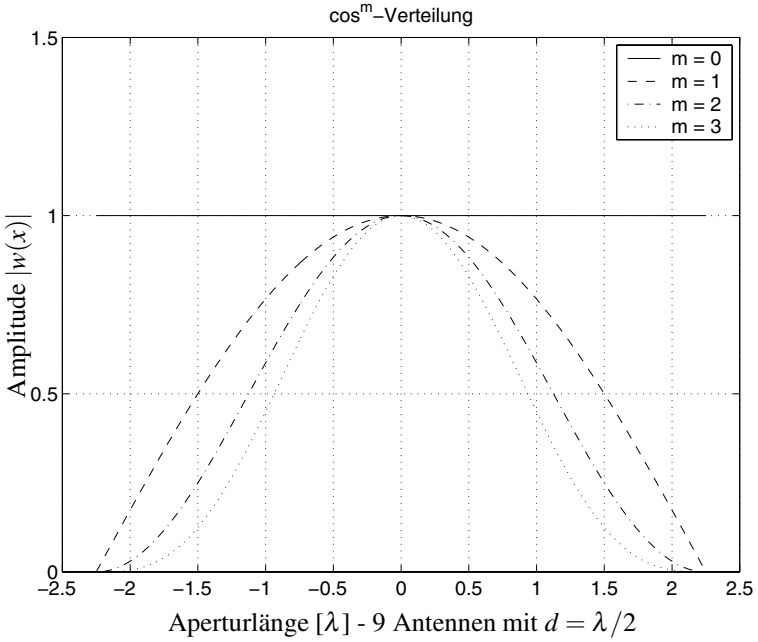


Abbildung 3.11: Die $\cos^m$-Verteilung für verschiedene Parameterwerte m

3.5.2 Taylor-Verteilung

Im Vergleich zur $\cos^m$-Verteilung erlaubt es die Taylor Verteilung [Tay55], bei gegebenen Pegeln für die Nebenkeulen, eine schmälere Hauptkeule auszuformen. Außerdem ist die Anzahl der Nebenkeulen mit selben Pegeln einstellbar. Die Pegel der restlichen Nebenkeulen fallen

monoton ab. Die Taylor-Verteilung hat die Form:

$$w(x,A,\bar{n}) = \frac{1}{2\pi}\left[F(0,A,\bar{n}) + 2\sum_{n=1}^{\bar{n}-1} F(n,A,\bar{n})\cos\left(\frac{n\pi x}{l}\right)\right]$$

$$\text{mit:} \quad F(n,A,\bar{n}) = \frac{[(\bar{n}-1)!]^2 \prod_{m=1}^{\bar{n}-1}\left(1-\frac{n^2}{\sigma^2[A^2+(m-1/2)^2]}\right)}{(\bar{n}-1+n)!\,(\bar{n}-1-n)!}. \tag{3.44}$$

Dabei sind:

- x der Abstand der Antennen vom Mittelpunkt des Arrays
- l die Gesamtlänge der Apertur
- $A = \frac{1}{\pi \operatorname{arccosh}(R)}$
- R das Amplituden-Verhältnis von Haupt- zu Nebenkeule
- $\sigma = \frac{\bar{n}}{\sqrt{A^2+(\bar{n}-1/2)^2}}$
- $\bar{n}$ Anzahl der Nebenkeulen mit denselben Pegeln auf einer Seite der Hauptkeule

Abbildung 3.12 zeigt die Taylor-Verteilung für verschiedene Parameterwerte R.

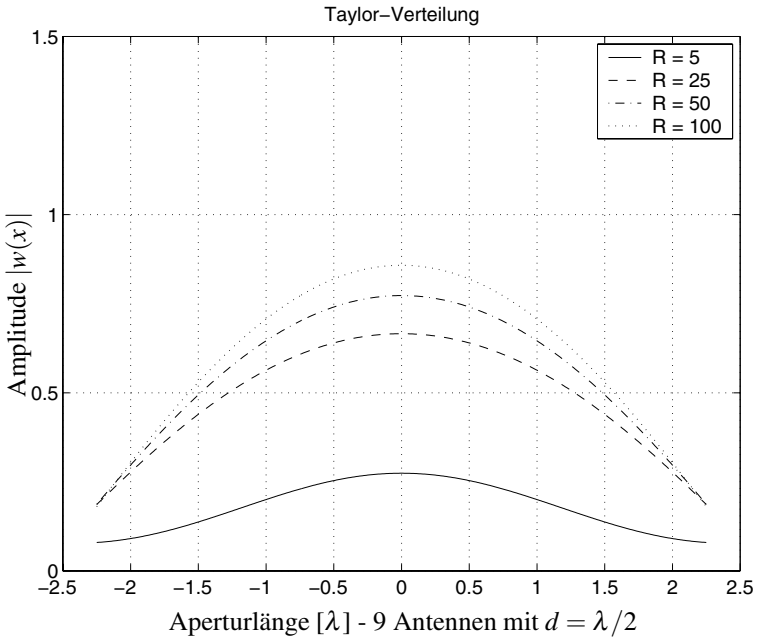


Abbildung 3.12: Die Taylor-Verteilung für $\bar{n} = 3$ und verschiedene Parameterwerte R

Bei dieser Amplitudenverteilung ist die Keulenbreite normiert auf eine Quelle mit der Ausdehnung von einer Wellenlänge gegeben durch:

$$\beta = \sigma\beta_0 \,. \tag{3.45}$$

Dabei ist:

$$\beta_0 = \frac{2}{\pi}\sqrt{\operatorname{arccosh}^2(R) - \operatorname{arccosh}^2\left(\frac{R}{\sqrt{2}}\right)} \,. \tag{3.46}$$

Für eine Apertur mit der Länge l gilt dann:

$$\text{Keulenbreite} = \sigma\beta_0\frac{\lambda}{l} \,. \tag{3.47}$$

3.5.3 Modifizierte Taylor-Verteilung

Die modifizierte Taylor-Verteilung [Tay53] (auch: modifizierte $\mathrm{si}(\pi u)$ der Taylor Verteilung) erzeugt ebenfalls monoton abfallende Nebenkeulen. Der Pegel der Hauptkeule ist einstellbar, und die Struktur der Nebenkeulen ähnelt einer Quelle mit gleichförmiger Belegung. Im Gegensatz zur Taylor-Verteilung erzeugt diese jedoch eine etwas breitere Hauptkeule und als Folge dessen stärker gedämpfte Nebenkeulen. Die modifizierte Taylor-Verteilung hat die Form:

$$w(x) = \frac{1}{2\pi}J_0\left[j\pi\beta\sqrt{1-\left(\frac{2x}{l}\right)^2}\right] , \tag{3.48}$$

hier sind:

- x der Abstand der Antennen vom Mittelpunkt des Arrays
- l die Gesamtlänge der Apertur
- J_0 Besselfunktion 1. Art und nullter Ordnung
- β definiert das Verhältnis R zwischen Hauptkeule und erster Nebenkeule als $R = 4.60333\frac{\sinh(\pi\beta)}{\pi\beta}$

Abbildung 3.13 zeigt die Verteilung der Gewichtungsfunktion der modifizierten Taylorverteilung für verschiedene Parameterwerte R.

Für die modifizierte Taylor-Verteilung sind die Auswirkungen der Gewichtungsfaktoren auf das Antennendiagramm graphisch in Abbildung 3.14 dargestellt. Die Pegel der Nebenkeulen werden deutlich abgesenkt, statt dessen tritt eine Verbreiterung der Hauptkeule ein. Für den Fall, daß keine Nullstelle mehr im Gruppendiagramm liegt, wird der maximale theoretische Gewinn nicht mehr erreicht, da immer eine gewisse Störleistung vorhanden ist. In der Praxis wird daher immer abgewogen werden müssen, wie breit die Hauptkeule sein soll bzw. inwieweit die Nebenkeulen reduziert werden sollen.

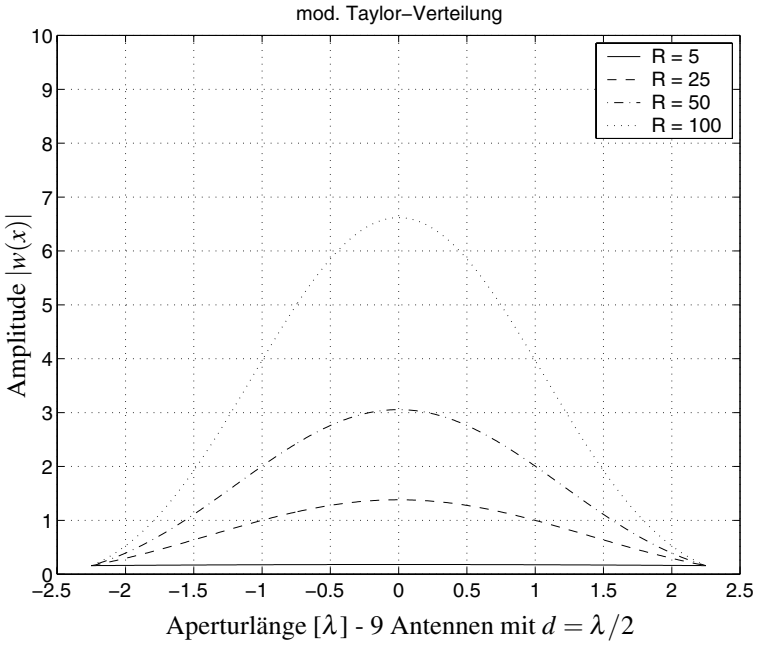


Abbildung 3.13: Die modifizierte Taylor-Verteilung für verschiedene Parameterwerte R

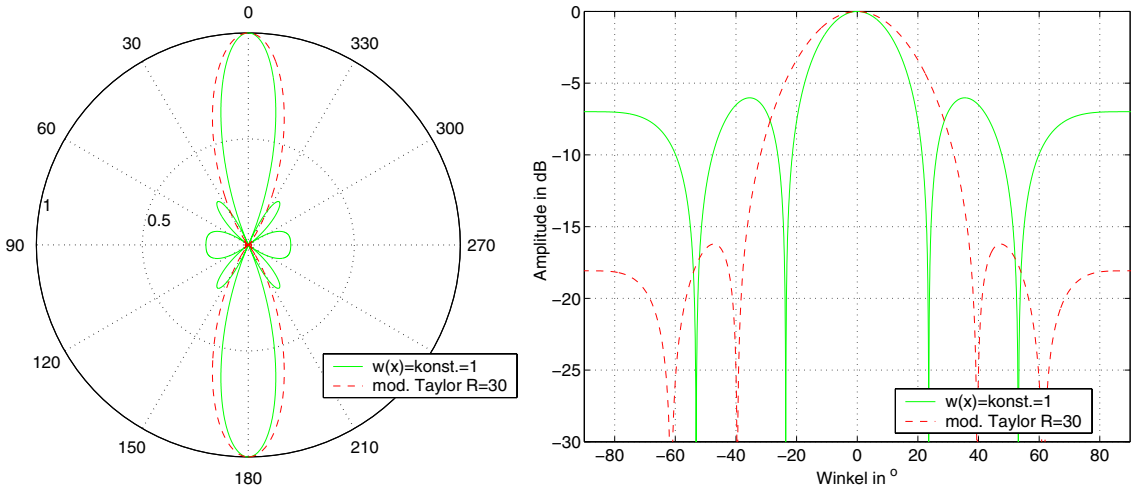


Abbildung 3.14: Auswirkung der Gewichtungsfaktoren
Die Abbildung zeigt die Amplitude zweier Gruppendiagramme von fünf Antennen im Abstand $\frac{\lambda}{2}$, mit unterschiedlichen Gewichtungsfaktoren

3.6 Eigen-Beamforming

Das Eigen-Beamforming [JD93] ist ein Verfahren, welches das Verhältnis von Signal- zu Störplus Rauschleistung (SNIR) maximiert. Dabei werden Blickrichtung und Gewichtungsfaktoren des Antennenarrays gemeinsam optimiert. Im Gegensatz zu den Verfahren aus Kapitel 3.4, bei denen lediglich eine einzelne Nutz- und / oder eine Störrichtung optimiert wurde, wird bei dem Eigenwert-Beamforming eine Optimierung unter Berücksichtigung beliebiger Richtungen durchgeführt. Als Näherung wird eine schmalbandige Betrachtung vorausgesetzt. Ausgangspunkt ist wieder eine Antennenanordnung mit L Empfangsantennen. An den Empfangsantennen überlagern sich an jeder Antenne das Nutzsignal $g(t)$ nach der Übertragung über den Übertragungskanal, das Störsignal $i(t)$ und der unkorrelierte thermische weiße Rauschprozeß mit der Leistung $\mathrm{E}(|n_i(t)|^2) = N_0$. Die einzelnen Signale werden im Beamformer jeweils mit einem komplexen Gewichtungsfaktor w_i, der Phasenverschiebung und den Amplitudenfaktor zusammen beinhaltet, multipliziert. Ein Aufsummieren ergibt dann das skalare Signal $y(t)$:

$$y(t) = \vec{w}^T (\vec{s}(t) + \vec{i}(t) + \vec{n}(t)) . \tag{3.49}$$

Die Leistung des empfangenen Signals $y(t)$ ist folgendermaßen definiert:

$$\begin{aligned} P_y &= \mathrm{E}\left\{\vec{y}(t)\vec{y}(t)^{*T}\right\} , \\ &= \mathrm{E}\left\{\vec{w}^{*T}\left(\vec{s}(t) + \vec{i}(t) + \vec{n}(t)\right)\left(\vec{s}(t) + \vec{i}(t) + \vec{n}(t)\right)^{*T}\vec{w}\right\} . \end{aligned} \tag{3.50}$$

Unter der Annahme, daß die Signale $s(t)$, $i(t)$ und $n(t)$ statistisch unabhängig sind, kann die räumliche Korrelationsmatrix eines Signalvektors $\vec{v}$ definiert werden als:

$$\underline{R}_{vv} = \mathrm{E}\left\{\vec{v}(t)\vec{v}(t)^{*T}\right\} . \tag{3.51}$$

Damit ergibt sich die Leistung des Empfangssignal:

$$\begin{aligned} P_y &= \mathrm{E}\left\{\vec{w}^{*T}\vec{s}(t)\vec{s}(t)^{*T}\vec{w}\right\} + \mathrm{E}\left\{\vec{w}^{*T}\vec{i}(t)\vec{i}(t)^{*T}\vec{w}\right\} + \mathrm{E}\left\{\vec{w}^{*T}\vec{n}(t)\vec{n}(t)^{*T}\vec{w}\right\} , \\ &= \vec{w}^{*T}\underline{R}_{ss}\vec{w} + \vec{w}^{*T}(\underline{R}_{ii} + \underline{R}_{nn})\vec{w} . \end{aligned} \tag{3.52}$$

Hierbei bezeichnet $\underline{R}_{ss}$ die räumliche Korrelationsmatrix des Nutzsignals, $\underline{R}_{ii}$ die räumliche Korrelationsmatrix der Störungen und $\underline{R}_{nn} = N_0\underline{E}$ die diagonale räumliche Korrelationsmatrix der thermischen Rauschprozesse. Für eine ausführliche Beschreibung der Korrelationsmatrizen und deren Eigenschaften wird auf Kapitel 5 verwiesen. Die gesamte empfangene Signalenergie P_y besteht aus einem Nutzsignal-Anteil und einem Anteil, der thermisches Rauschen und die Störungen enthält. Setzt man diese Komponenten ins Verhältnis zueinander, erhält man einen Ausdruck für das SNIR:

$$\mathrm{SNIR} = \frac{\vec{w}^{*T}\underline{R}_{ss}\vec{w}}{\vec{w}^{*T}(\underline{R}_{ii} + \underline{R}_{nn})\vec{w}} . \tag{3.53}$$

Das SNIR hat die Form eines Rayleigh-Koeffizienten. Die Maximierung des Rayleigh-Koeffizienten kann mit Hilfe einer verallgemeinerten Eigenwertzerlegung durchgeführt werden [JD93]:

$$\underline{R}_{ss}\vec{w} = \lambda(\underline{R}_{ii} + \underline{R}_{nn})\vec{w}. \tag{3.54}$$

Der Eigenvektor $\vec{w}_{\max}$ mit dem größten Eigenwert $\lambda_{\max}$ maximiert das SNIR. Der Beamformer bildet mit diesen Gewichtungsfaktoren ein Antennendiagramm aus, welches das Verhältnis von Signal- zu Stör- plus Rauschleistungs maximiert. Als SNIR ergibt sich $\lambda_{\max}$. Im allgemeinen weisen Korrelationsmatrizen $\underline{R}_{vv}$ eine hermitesche Symmetrie ($\underline{R}'_{vv} = \underline{R}_{vv}$) auf und sind semidefinit ($\vec{x}'\underline{R}_{vv}\vec{x} > 0,\ \forall\, \vec{x} \neq \vec{0}$). Die Eigenwerte sind somit positiv und reellwertig, die daraus resultierenden Eigenvektoren bilden eine orthonormale Basis. Ebenfalls auf der Eigenwert-Analyse basierende Verfahren sind in [HBD00], [HHD99] und [HB00b] aufgeführt.

3.7 Zusammenfassung

Im vorliegenden Kapitel wird in Auszügen der aktuelle Stand der Technik bei der gezielten Ausformung von Richtcharakteristiken mit linearen äquidistanten Anordnungen von Antennen vorgestellt. Zunächst wird ausgehend von einem allgemeinen Ansatz, unter Annahme einer ebenen Welle und einer schmalbandigen Übertragung, das räumliche Abtasttheorem und die entstehenden Mehrdeutigkeiten bei Unterabtastung in der Ausformung der Richtcharakteristik erläutert. Als Verfahren wird das Delay-and-Sum-Beamforming vorgestellt, und auch die Problematik beim Beamforming in zeitdiskreten Systemen erläutert. Für den Spezialfall der linearen äquidistanten Antennenanordnung, und der Annahme einer ebenen Welle mit schmalbandiger Übertragung, wird der aus der Literatur bekannte Ausdruck für das Gruppendiagramm angegeben.

Anschließend werden verschiedene Ansätze zur Optimierung der Antennencharakteristik vorgestellt. Die Überlegungen werden für ein einfaches Szenario mit einem Teilnehmer der empfangen werden soll und einem Störer, der nach Möglichkeit ausgeblendet wird, durchgeführt. Die Optimierung der Antennencharakteristik gliedert sich in die Richtungsfindung der Hauptkeule und die Einstellung der Hauptkeulenbreite bzw. die Dämpfung der Nebenkeulen. Für die Optimierung der Blickrichtung werden das konventionelle Beamforming, das Nullsteering und ein Verfahren zur Optimierung des SNIR vorgestellt. Für die Optimierung der Form des Antennendiagramms werden die $\cos^{\mathrm{m}}$-Verteilung, die Taylor-Verteilung und die modifizierte Taylor-Verteilung verwendet.

Als aktueller Stand der Technik wird hier auch das Prinzip des Eigen-Beamformings angeführt, obgleich einzelne mathematische Begriffe erst in Kapitel 5 ausführlicher erläutert werden. Die angeführten Verfahren werden in Kapitel 5.6 mit der Leistungsfähigkeit eines neuartigen, optimalen Empfangsverfahren verglichen und die Ergebnisse diskutiert.

Kapitel 4

Vektorielle Beschreibung von Übertragungsverfahren für MIMO-Kanäle

Um Konzepte beschreiben zu können, die mehrere sendende Teilnehmer und mehrere Empfangsantennen einbeziehen, werden im folgenden die Grundlagen einer vektoriellen Beschreibung [Lin99, Lin01] basierend auf einem MIMO- (Multiple Input Multiple Output) Kanalmodell und das daraus resultierende Modell des zeitdiskreten Ersatzkanals angeführt. Das konventionelle skalare Übertragungsmodell [Lin97, Lin98] wird dazu auf eine vektorielle Betrachtung erweitert, die mehrere skalare Übertragungen zusammenfaßt. Dies erlaubt die Beschreibung von verschiedensten Übertragungs-, Multiplex-, und Zugriffsverfahren in allgemeinen Mehrnutzer-Systemen [Lin00]. Der Empfänger wird für den Fall von isotropen Störungen (thermisches Rauschen) angegeben. Eine Erweiterung der hier angeführten Grundlagen auf nicht-isotrope Störungen erfolgt in Kapitel 5. Anhand von beispielhaften Bitfehlerkurven einer OFDMA und MC-CDMA-Übertragung wird die Leistungsfähigkeit bei codierter und uncodierter Übertragung und unterschiedlicher Anzahl von Empfangsantennen aufgezeigt.

4.1 Vektorwertige Übertragung und MIMO-Kanalmodell

Die Zuordnung der skalaren Übertragungen zu räumlich getrennten Teilnehmern wird durch eine MIMO-Kanalmatrix $\underline{H}(t)$ bestimmt. Beispielsweise könnte jeder Teilnehmer nur einen Sendestrom für ein serielles Übertragungsverfahren beanspruchen. Dabei werden alle Kanalstoßantworten zu den L Empfangsantennen in der Regel unterschiedlich sein. Abbildung 4.1 verdeutlicht diese Zuordnung der Übertragungskanäle.

Andererseits ist auch eine Zuordnung denkbar, in der alle Sendeströme einem einzigen Teilnehmer mit einer Sendeantenne zugewiesen sind. Wenn der Empfänger ebenfalls nur eine Antenne verwendet, sind alle Kanalimpulsantworten identisch. Die Sendeströme definieren in diesem Fall unterschiedliche Subkanäle für einen Teilnehmer. Die Unterteilung in Subkanäle, die nach Möglichkeit orthogonal sein sollten, wird dann z. B. mit Hilfe von Zeit- (TDM) Frequenz- (FDM) oder Codemultiplexverfahren (CDM) realisiert.

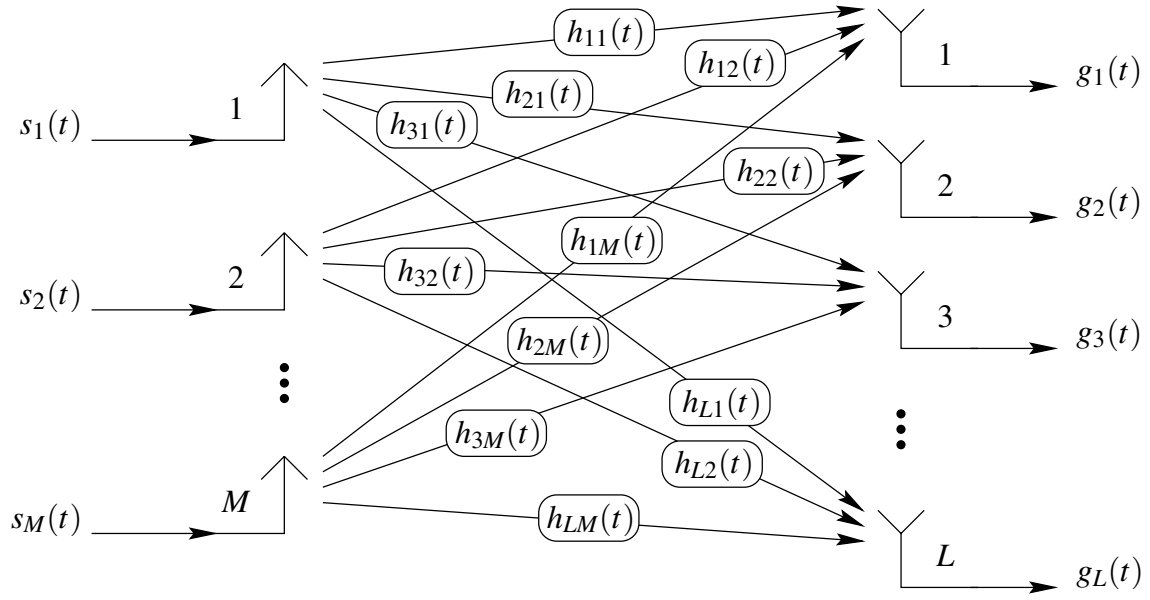


Abbildung 4.1: MIMO-Kanal für M Teilnehmer und L Empfangsantennen

Im allgemeinen Fall ergibt sich ein Übertragungsmodell, in dem verschiedene Teilnehmer eine gewisse Anzahl von Subkanälen für die Übertragung benutzen. Für die folgenden Betrachtungen wird nur ein Empfänger mit mehreren Empfangsantennen verwendet, was die allgemeine Gültigkeit aber nicht einschränkt. In einer Umgebung mit mehreren Nutzern kann die Zuteilung des Kanals wiederum mit Hilfe von TDM, FDM oder CDM Verfahren realisiert werden. Im Kontext von Verfahren für den Kanalzugriff (Access) spricht man dann von TDMA, FDMA oder CDMA.

Das Sendesignal $s_i(t)$ von Subkanal bzw. Teilnehmer i kann folgendermaßen geschrieben werden:

$$s_i(t) = \sum_k u_i(t - kT_s)x_i(k)\,. \tag{4.1}$$

Hierbei bezeichnet $u_i(t)$ das Elementarsignal, T_s die Symboldauer und $x_i(k)$ das komplexwertige Sendesymbol. Werden alle M gesendeten Signale $s_i(t)$ zu einem Vektor zusammengefaßt, ergibt sich:

$$\vec{s}(t) \;=\; \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_M(t) \end{pmatrix} = \sum_k \begin{pmatrix} u_1(t-kT_s) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & u_2(t-kT_s) & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & u_M(t-kT_s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ \vdots \\ x_M(k) \end{pmatrix}.$$

Dies läßt sich mit Hilfe einer Diagonalmatrix $\underline{U}(t)$ und dem Sendesymbolvektor $\vec{x}(k)$ kompakter schreiben:

$$\vec{s}(t) = \sum_k \underline{U}(t - kT_s)\vec{x}(k) \quad . \tag{4.2}$$

Für den allgemeinen Fall, wenn jeder Subkanal einem anderen Teilnehmer zugeordnet wird, erhält man die Kanalimpulsantwort $h_{ij}(t)$ von Teilnehmer $j \in \{1,...,M\}$ auf der Sendeseite zu der Antenne $i \in \{1,...,L\}$ auf der Empfangsseite. Die Kanalimpulsantworten der verschiedenen Empfangsantennen für einen Teilnehmer j können zu einem Vektor zusammengefaßt werden:

$$\vec{h}_j(t) = \begin{pmatrix} h_{1j}(t) \\ h_{2j}(t) \\ \vdots \\ h_{Lj}(t) \end{pmatrix} \quad .$$

Werden alle Übertragungskanäle spaltenweise zusammengefaßt, erhält man die Kanalmatrix:

$$\underline{H}(t) = \left(\vec{h}_1(t), \vec{h}_2(t), \ldots, \vec{h}_M(t)\right) = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & \ldots & h_{1M}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & \ldots & h_{2M}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{L1}(t) & h_{L2}(t) & \ldots & h_{LM}(t) \end{pmatrix} . \tag{4.3}$$

Nach der Übertragung des Sendesignals $\vec{s}(t)$ über den physikalischen Kanal $\underline{H}(t)$ ergibt sich das Empfangssignal:

$$\begin{aligned} \vec{g}(t) &= \frac{1}{2}\underline{H}(t) * \vec{s}(t) + \vec{n}(t) \\ &= \frac{1}{2}\underline{H}(t) * \sum_k \underline{U}(t - kT_s)\vec{x}(k) + \vec{n}(t) \\ &= \sum_k \underline{V}(t - kT_s)\vec{x}(k) + \vec{n}(t) \quad \text{mit:} \quad \underline{V}(t) = \frac{1}{2}\underline{H}(t) * \underline{U}(t) . \end{aligned} \tag{4.4}$$

Dabei ist $\vec{n}(t)$ ein additiver weißer Gaußscher Vektor-Rauschprozeß, wobei die Komponenten an den L Antennen statistisch unabhängig voneinander sind. Der Gesamtkanal $\underline{V}(t)$ entsteht durch die Reihenschaltung von physikalischem Kanal und Sendefiltermatrix:

$$\begin{aligned} \underline{V}(t) &= (\vec{v}_1(t), \vec{v}_2(t), \ldots, \vec{v}_M(t)) \\ &= \left(\frac{1}{2}\begin{pmatrix} h_{11}(t) \\ h_{21}(t) \\ \vdots \\ h_{L1}(t) \end{pmatrix} * u_1(t), \frac{1}{2}\begin{pmatrix} h_{12}(t) \\ h_{22}(t) \\ \vdots \\ h_{L2}(t) \end{pmatrix} * u_2(t), \ldots, \frac{1}{2}\begin{pmatrix} h_{1M}(t) \\ h_{2M}(t) \\ \vdots \\ h_{LM}(t) \end{pmatrix} * u_M(t), \right) \\ &= \left(\frac{1}{2}\vec{h}_1(t) * u_1(t), \frac{1}{2}\vec{h}_2(t) * u_2(t), \ldots, \frac{1}{2}\vec{h}_M(t) * u_M(t) \right) \\ &= \frac{1}{2}\underline{H}(t) * \underline{U}(t) . \end{aligned}$$

Der Faktor $\frac{1}{2}$ erfolgt aus der Definition der Faltung im äquivalenten Tiefpaßbereich. Hier bedeutet '$*$' die Faltungsoperation von zwei Matrizen.

Wie bei der skalaren Übertragung ist das optimale Empfangsfilter für den Fall eines weißen Gaußschen Rauschprozesses als additive Störung ein Filter, das auf das Elementarsignal und den Kanal angepaßt ist:

$$\underline{V}^{*T}(-t) = \frac{1}{2}\underline{U}^{*T}(-t) * \underline{H}^{*T}(-t). \tag{4.5}$$

Eine Erweiterung des Übertragungsmodells auf die Betrachtung von nicht-isotropen Störungen, das sind beispielsweise störende Teilnehmer, die im Empfänger nicht bekannt, und somit auch keine Matched-Filter für diese Signale vorhanden sind, wird in Kapitel 5 eingeführt. Dort kann auch aufgezeigt werden, daß das Empfangsfilter in Gleichung 4.5 optimal eingestellt ist bezüglich zeitlich und räumlich 'weißen' Störungen. Solche Störungen weisen dann keine Korrelation zwischen verschiedenen Empfangsantennen auf.

Für das Signal $\vec{y}(t)$ nach dem Kanal-Matched-Filter gilt:

$$\begin{aligned}\vec{y}(t) &= \frac{1}{2}\underline{V}^{*T}(-t) * \left(\sum_k \underline{V}(t-kT_s)\vec{x}(k) + \vec{n}(t)\right) \\ &= \frac{1}{8}\underline{U}^{*T}(-t) * \underline{H}^{*T}(-t) * \left(\underline{H}(t) * \sum_k \underline{U}(t-kT_s)\vec{x}(k) + \vec{n}(t)\right).\end{aligned} \tag{4.6}$$

4.2 Zeitdiskrete Kanalmatrix auf Symbolbasis

Die Abtastung von $\vec{y}(t)$im Symboltakt T_s ergibt die Folge von empfangenen Symbolvektoren:

$$\begin{aligned}\vec{\tilde{x}}(k) &= \vec{y}(kT_S) \\ &= \underline{R}(k) * \vec{x}(k) + \vec{\tilde{n}}(k) \quad .\end{aligned} \tag{4.7}$$

Nach Abbildung 4.2 setzt sich die zeitdiskrete Kanalmatrix auf Symbolbasis $\underline{R}(k)$ zusammen aus der Diagonalmatrix der Elementarsignale, welche das Übertragungsverfahren definieren, der physikalischen MIMO-Kanalmatrix, und der Kanal-Matched-Filter Matrix. Im allgemeinen besteht $\underline{R}(k)$, äquivalent zu der skalaren Beschreibung $r(k)$, aus einer Folge von Matrizen:

$$\begin{aligned}\underline{R}(k) &= \frac{1}{2}\underline{V}^{*T}(-t) * \underline{V}(t)\big|_{t=kT_s} \\ &= \frac{1}{8}\underline{U}^{*T}(-t) * \underline{H}^{*T}(-t) * \underline{H}(t) * \underline{U}(t)\big|_{t=kT_s} \quad .\end{aligned} \tag{4.8}$$

Um den Beitrag jeder einzelnen Empfangsantenne zu verdeutlichen, kann $\underline{R}(k)$ bezüglich dem Empfangssignal $g(t)$ an jeder Antenne zerlegt werden [Lin01]. Jede Zeile in der Matrix des physikalischen Kanals in Gleichung 4.3 liefert den Beitrag von einer Antenne l am Empfangssignal $g(t)$.

$$\vec{h}_l(t) = (h_{l1}(t), h_{l2}(t), \ldots, h_{lM}(t))$$

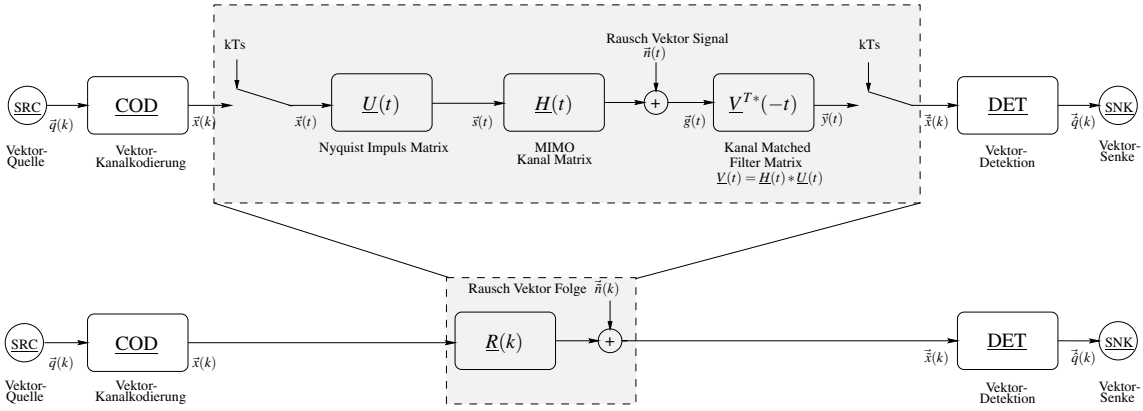


Abbildung 4.2: Zeitkontinuierliches und zeitdiskretes Vektor-Übertragungsmodell

Die Matrixfaltung kann durch die Summe einer Faltung von Vektoren ausgedrückt werden:

$$\underline{H}^{T*}(-t) * \underline{H}(t) = \sum_{l=1}^{L} \vec{h}_l^{T*}(-t) * \vec{h}_l(t)$$

Damit kann die Gleichung 4.8 auch geschrieben werden:

$$\begin{aligned} \underline{R}(k) &= \sum_{l=1}^{L} \frac{1}{8} \underline{U}^{*T}(-t) * \vec{h}_l^{T*}(-t) * \vec{h}_l(t) * \underline{U}(t) \Big|_{t=kT_s} \\ &= \sum_{l=1}^{L} \underline{R}_l(k) \end{aligned} \tag{4.9}$$

Das heißt, die resultierende Matrix $\underline{R}(k)$ ergibt sich aus der komponentenweise Addition der Matrizen $\underline{R}_l(k)$ der einzelnen Empfangsantennen [LNE97].

Abbildung 4.3 veranschaulicht die Summation der Übertragung über die Matrizen $\underline{R}_l(k)$ der einzelnen Antennen. Aus dem unteren Teil von Abbildung 4.2 geht hervor, daß die Leistungsfähigkeit der gesamten Übertragung nur von den Blöcken 'Codierung', 'Ersatzkanal $\underline{R}(k)$' und 'Detektion mit Decodierung' abhängt. Der ideale Ersatzkanal stellt eine Einheitsmatrix $\underline{R}(k) = \underline{E} \cdot \delta(k)$ für $k = 0$ dar; es gibt also kein Übersprechen zwischen den einzelnen Subkanälen bzw. Teilnehmern $\vec{\hat{x}}(k)$ (keine ISCI/IUI) und auch keine Inter-Block-Interferenz (IBI), auch werden die Subkanäle nicht gedämpft. Die Merkmale verschiedener Matrizen $\underline{R}(k)$ werden in Kapitel 4.3 am Beispiel der Übertragungsverfahren OFDMA und MC-CDMA ausführlicher dargestellt.

Die Folge von empfangenen Symbolvektoren $\vec{\hat{x}}(k)$ beinhaltet genau die gleiche Information über den Sendesymbolvektor $\vec{x}(k)$ wie das empfangene Signal $\vec{g}(t)$. D. h. diese Folge von Vektoren $\vec{\hat{x}}(k)$ bildet eine hinreichende Statistik (sufficient statistic) in Bezug auf eine Maximum-A-Posteriori (MAP) bzw. Maximum-Likelihood (ML) Detektion der Folge von Quellensymbolvektoren $\vec{q}(k)$ [Lin99].

Für den hier vorausgesetzten Fall der isotropen Störung (ausschließlich vom Empfänger verursachtes thermisches weißes Gaußsches Rauschen) ist es daher die beste Vorgehensweise,

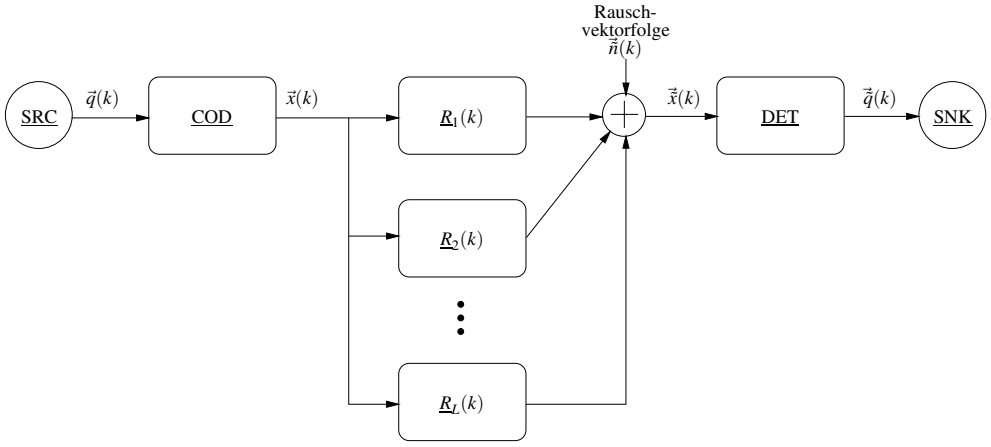


Abbildung 4.3: Summation der Übertragung über die Matrizen $\underline{R}_l(k)$ der einzelnen Empfangsantennen

wenn die empfangenen Signalamplituden phasenrichtig aufsummiert werden (Maximum Ratio Combining).

Der Rauschprozeß $\vec{\tilde{n}}(t)$ in Gleichung 4.7 ist nicht mehr 'weiß', da im zeitdiskreten Ersatzkanal-Modell das Rauschen durch das Empfangsfilter 'eingefärbt' wurde (siehe Anhang A.1).

$$\vec{\tilde{n}}(k) = \frac{1}{2}\,\underline{V}^{*T}(-t) * \vec{n}(t)\Big|_{t=kT_S} . \tag{4.10}$$

Die Kovarianzmatrix des zeitdiskreten Vektor-Rauschprozesses ist gegeben durch:

$$\underline{\Phi}_{\vec{\tilde{n}}\vec{\tilde{n}}}(k) = N_0 \cdot \underline{R}(k) \quad . \tag{4.11}$$

Dabei ist N_0 die zweiseitige Rauschleistungsdichte jeder einzelnen Komponente von $\vec{n}(k)$.

4.3 Beispielhafte Bitfehlerkurven für isotrope Störungen

Anhand von Bitfehlerkurven für die Übertragungsverfahren Orthogonal-Frequency-Division-Multiple-Access (OFDMA) und Multi-Carrier-Code-Division-Multiple-Access (MC-CDMA) soll die Leistungsfähigkeit bei Verwendung von mehreren Empfangantennen verdeutlicht werden [LNST98, LN98, LNTS98]. Alle Nutzer sind dem Empfänger zugeordnet und sollen detektiert werden. D. h. es treten keine störenden Teilnehmer auf; als additive Störung existiert ausschließlich richtungsunabhängiges, thermisches Rauschen (isotrope Störung).

4.3.1 Verwendetes Ausbreitungsszenario und Übertragungsverfahren

Als Umgebung wird das einfaches Szenario im Indoor-Bereich in Abbildung 4.4 gewählt. Der geschlossene Raum, in welchem noch zwei weitere Wände stehen, hat die Maße 5m x 10m x

2.5m . Den Wänden wurde die dielektrische Materialkonstante von Beton $(6 - j0.3)$ zugeordnet. Alle Sender und Empfänger befinden sich in einer Höhe von 1.5m über dem Boden. Als Antennencharakteristik wird das ausgemessene omnidirektionale Diagramm einer bikonischen Hornantenne bei der Simulation mitberücksichtigt. Die 8x4=32 Kanalimpulsantworten $h_{lm}(t)$ sind

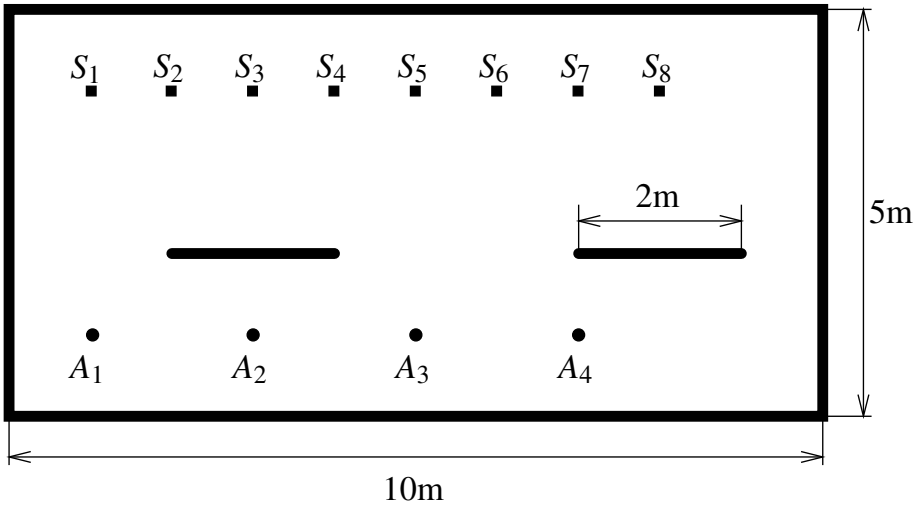


Abbildung 4.4: Indoor Szenario mit 8 Nutzern und bis zu 4 Empfangsantennen

mit Hilfe der Raytracing-Verfahren aus Kapitel 2.2 bei einer Mittenfrequenz $f_0 = 60GHz$ durch Simulation bestimmt worden, um daraus die MIMO-Kanalmatrix $\underline{H}(t)$) aus Gleichung 4.3 zusammenzusetzen.

OFDMA ist ein orthogonales Mehrträgerverfahren. Bei OFDMA wird der Informationsstrom in viele Datenströme mit reduzierter Datenrate aufgeteilt, welche dann die einzelnen Subkanäle modulieren. Die Spektren der einzelnen Subkanäle können überlappen, müssen aber orthogonal zueinander sein. Ein großer Vorteil von OFDMA als Übertragungsystem ist die relativ einfache Detektion der gesendeten Signale auf der Empfangsseite, da aufgrund der Schmalbandigkeit der Subkanäle parallele flachschwund (engl.: flat-fading) Kanäle vorliegen. Ein Nachteil ergibt sich im Falle einer Mehrpfadausbreitung, da es dann zu einer Auslöschung von einzelnen Subkanälen kommen kann.

Die Voraussetzungen für die Anwendung von OFDMA ist eine gegenüber dem Delayspread lange Symboldauer und eine langsame Änderung des Kanals. Aufgrund dieser Annahmen kann der Kanal innerhalb einer OFDMA Symboldauer näherungsweise als konstant angenommen werden. Außerdem wird eine perfekte Frequenzsynchronisation vorausgesetzt.

Durch die Einführung einer Schutzzeit zwischen zwei OFDM-Blöcken, in der der Sendeblock zyklisch wiederholt wird, können Interblockinterferenzen (IBI) vermieden werden.

Den 8 Teilnehmern werden jeweils 4 Subkanäle einer OFDM-Übertragung zugewiesen. Die 8 x 4 = 32 Subkanäle belegen bei der Mittenfrequenz f_0 insgesamt eine Bandbreite von $f_\Delta = 200MHz$. Diese Bandbreite wurde deshalb gewählt um die Leistungsfähigkeit zukünftiger breitbandiger Dienste über stark frequenzselektive Kanäle zu verdeutlichen. Bei größerer Umgebung und damit ansteigenden Umweglaufzeiten kann die Bandbreite um denselben Faktor

reduziert werden. Die hier gewonnenen prinzipiellen Schlußfolgerungen bleiben dabei erhalten.

Da das frequenzselektive Fading zwischen benachbarten Subkanälen korreliert ist, werden die Subkanäle eines Nutzers über den gesamten zur Verfügung stehenden Frequenzbereich durch die Zuordnung in Gleichung 4.12 verteilt. So kann jeder Nutzer bei frequenzselektivem Fading zumindest über einige Subkanäle Informationen übertragen.

$$\vec{x} = (\underbrace{x_1, x_2 \ldots x_8}_{\text{ersten}} \underbrace{x_9, x_{10} \ldots x_{16}}_{\text{zweiten}} \ldots\ldots\ldots \underbrace{x_{25}, x_{26} \ldots x_{32}}_{\text{vierten Subkanäle von jedem Nutzer}})^T \tag{4.12}$$

Um dieser Auslöschung von Vektorkomponenten entgegenzuwirken, ist entweder eine übergeordnete Codierung oder ein verbesserter Empfänger notwendig, der auch die Information innerhalb der Schutzzeit ausnutzt [EGS+99]. Jeder Teilnehmer liefert somit vier Einträge in die Diagonale der Matrix $\underline{R}_{\text{OFDMA}}$. Diese Einträge ergeben sich aus den Betragsquadraten der Übertragungsfunktion von jedem Nutzer an den 4 Frequenzen.

MC-CDMA ist ein Spreizverfahren, das auf einer OFDMA-Übertragung aufbaut. Die Sendesymbole eines jeden Nutzers werden mit Hilfe eines Nutzercodes (hier Walsh-Funktionen) in Frequenzrichtung gespreizt. Dadurch wird jedes Informationssymbol eines Nutzers auf eine bestimmte Anzahl von OFDM-Subkanäle verteilt, und der Anfälligkeit von OFDM gegenüber frequenzselektivem Fading kann entgegengewirkt werden. Wenn eine Kanalamplitude eines OFDM-Subkanals durch Fading abgeschwächt wird, geht die Information eines Symbols nicht vollständig verloren.

Bei MC-CDMA wird mit einer Spreizmatrix mit 4 identischen 8 x 8 Walsh Hadamard Submatrizen eine Spreizung durchgeführt. Die vier Subkanäle sind dabei immer noch orthogonal, die Subkanäle von verschiedenen Nutzern sind jedoch untereinander durch unterschiedliche Spreizcodes getrennt. Auf diese Weise nutzt jeder Nutzer den gesamten Frequenzbereich. Weitere orthogonale Spreizverfahren und deren Eigenschaften werden in [BEL00, BL00] aufgeführt. In [Rei97] wurde gezeigt, daß für den Fall einer Blockübertragung eine allgemeine Trennung von Entzerrung und Decodierung möglich ist. Durch eine geeignete Transformation mit Hilfe von Spreizverfahren kann der frequenzselektive bzw. der Rayleigh-Fading Übertragungskanal in parallele AWGN Kanäle transformiert werden [REL00]. Dabei lassen sich bekannte Codierungsverfahren für eine AWGN-Übertragung verwenden.

Aufgrund von frequenzselektivem Fading sind die Spreizcodes nach der Übertragung nicht mehr orthogonal, was eine Multiuser-Detektion erfordert [LN99]. Wegen der relativ kurzen Spreizlängen konnte hier ein Vektorieller Maximum-Likelihood-Empfänger [Ett76] verwendet werden. Dies stellt eine Erweiterung des skalaren Falles [For72] nach der Suche der am wahrscheinlichsten gesendeten Quellsymbolsequenz (MLSE; Maximum Likelihood Sequence Estimation) auf ein vektorielles Verfahren (VMLSE; Vector Maximum Likelihood Sequence Estimation) dar. Falls keine Codierung erfolgt, kann die Realisierung mit Hilfe eines vektoriellen Viterbi-Algorithmus [Vit67, For72, Ett76] erreicht werden. Die linearen Verzerrungen des Kanals werden dabei durch einen Trellis beschrieben. Für suboptimale Detektionsverfahren, wie z. B. dem rekurrenten neuronalen Netz (RNN) [TS96, TBE+98, TSN98, ETL98, STEL01] oder dem iterativen Soft-Block-Decision-Feedback-Equalizer (ISBDFE) [Rei97] und seine Abwandlungen [Bur01, EL01] ergeben sich auch bei größeren Spreizlängen akzeptable Ergebnisse bei geringerer Komplexität. Verschiedene Multiuser- Multisubkanal-Übertragungsverfahren

können zu denselben Matrizen $\underline{R}(k)$ führen [Sch97], woraus sich dann auch dieselben Anforderungen an den Multiuser-Detektor ergeben.

Bei diesem Uplink sind alle Nutzer aktiv, was als 'voll ausgelastetes System ' (fully loaded system) bezeichnet wird. Der Empfänger kann mehrere Empfangsantennen für die Detektion verwenden. Nach Gleichung 4.9 werden die Matrizen $\underline{R}_i$ der einzelnen Empfangsantennen A_i aufsummiert. Bei nur einer Empfangsantenne wird die Antenne A_1 verwendet, bei zwei Empfangsantennen die Antennen A_1 und A_2 usw.

4.3.2 Ergebnisse einer OFDMA- und MC-CDMA-Übertragung

Die Abbildung 4.5 zeigt qualitativ die Verbesserung der Matrizen $\underline{R}$ mit zunehmender Anzahl von Empfangsantennen [Rui99]. Wenn nur eine Antenne verwendet wird, zeigen sich bei OFDMA auf der Diagonalen Nullstellen, die durch frequenzselektives Fading infolge der Mehrpfadausbreitung verursacht sind. Da aufgrund der unterschiedlichen Antennenpositionen und damit

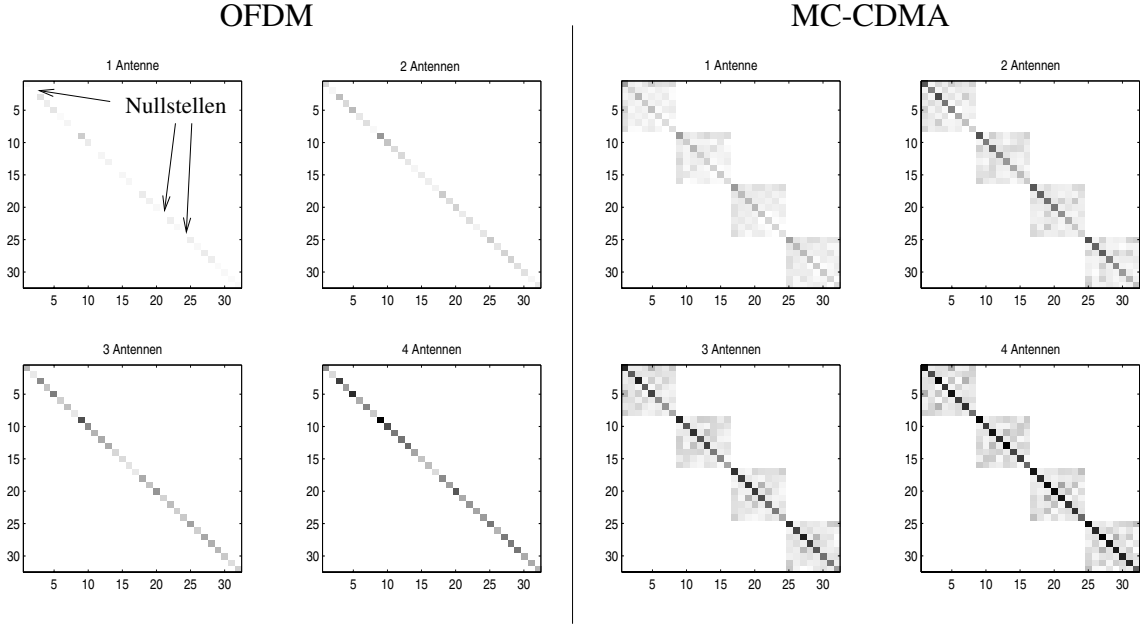


Abbildung 4.5: Betrag der Kanalmatrizen $\underline{R}$ für OFDMA und MC-CDMA für eine zunehmende Anzahl von Empfangsantennen, ohne innere Wände

unterschiedlichen Kanalimpulsantworten auch das frequenzselektive Fading bei verschiedenen Frequenzen auftritt, kann ein Ausgleich der Nullstellen durch den Beitrag einer anderen Antenne erfolgen.

Bei MC-CDMA sind die 8x8 Teilmatrizen wegen der deorthogonalisierenden Wirkung des frequenzselektiven Kanals voll besetzt. Aufgrund der Eigenschaften der Autokorrelationsmatrizen $\underline{R}_{\mathrm{MC-CDMA}}$ der einzelnen Antennen ergeben sich in der Hauptdiagonalen immer konstruktive Beiträge, während bei allen übrigen Einträgen Additionen oder Subtraktionen erfolgen können. Die Abbildung 4.5 zeigt für MC-CDMA mit zunehmender Anzahl von verwendeten

Antennen ein Hervortreten der Hauptdiagonale im Vergleich zu den übrigen Einträgen. Auch ist zu beobachten, daß die Unterschiede zwischen den Einträgen in der Hauptdiagonalen immer kleiner werden. Die resultierende Matrix nähert sich somit mit steigender Antennenzahl einer Einheitsmatrix an (siehe Kapitel 4.2). Daher kann eine Entzerrung einfacher und mit besseren Ergebnissen durchgeführt werden.

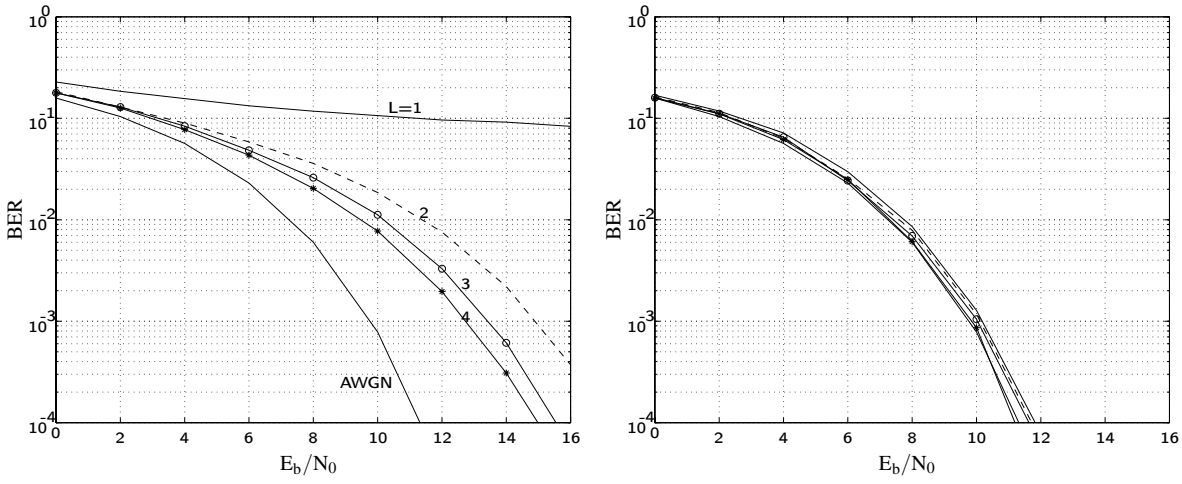
Im Folgenden sollen stellvertretend für alle acht Teilnehmer nur die Nutzer 2 und 4 eingehender betrachtet werden. Die Bitfehlerkurven und das $\frac{E_b}{N_0}$ werden gemittelt über die vier Subkanäle, die jedem Nutzer zur Verfügung stehen. Die Darstellung der Bitfehlerkurven ist bezüglich des Diversitätsgewinns normiert aufgetragen. Der Energiegewinn, den jede Antenne durch das Einsammeln der Signalenergie beiträgt, wird somit nicht dargestellt. Auch bei der Verwendung von vier Empfangsantennen kann mit dieser Normierung maximal die AWGN-Kurve (zweiseitige Rauschleistungsdichte N_0) für die BPSK- (Binary Phase Shift Keying) Übertragung mit einer Antenne erreicht werden. Diese Ein-Antennen AWGN-Kurve ist als Referenz in den Abbildungen mit eingezeichnet.

Abbildung 4.6 zeigt die uncodierte Übertragung für Nutzer 2 in einem leeren Raum ohne die zwei inneren Wände von Abbildung 4.5. Jeder Nutzer hat eine Sichtverbindung zu jeder Empfangsantenne.Weitere Ausbreitungspfade entstehen durch Reflexionen. Diese Mehrpfadausbreitung führt zu einem frequenzselektiven Fading. Bitfehlerkurven für Nutzer 4, bei ansonsten den gleichen Bedingungen, sind in Abbildung 4.7 dargestellt.

Wie zu erwarten, nähern sich die Bitfehlerkurven mit zunehmender Anzahl von Empfangsantennen der AWGN Kurve an. Die Übertragungsbedingungen bei OFDMA sind für Nutzer 2 aufgrund sehr starker Frequenzselektivität des Kanals ungünstiger wie für Nutzer 4. Bei MC-CDMA wird eine Diversität in Frequenzrichtung ausgenutzt; die Ergebnisse erreichen daher bei beiden Nutzern schon mit einer Antenne fast die AWGN Kurve. Der zusätzliche Energiegewinn, den jede Antenne zusätzlich beiträgt, ist in dieser Darstellung ausnormiert.

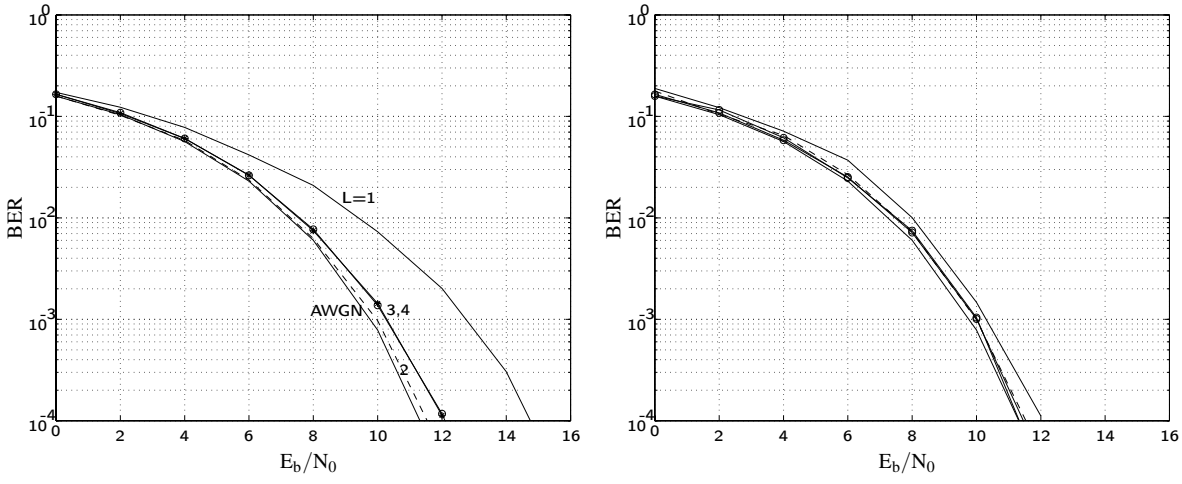
Die Abbildungen 4.8 und 4.9 zeigen die uncodierte Übertragung für Nutzer 2 und 4 in einem Raum mit Innenwänden, wie in Abbildung 4.4. Durch die zusätzlichen Wände kann es zu Abschattungen der Sichtverbindung kommen. Dadurch erreichen manche Sendesignale die Empfangsantennen nur über Reflexionen mit einer größeren Dämpfung. Die Bitfehlerkurven liegen bei OFDMA näher beieinander, die Leistungsfähigkeit aber scheint im Mittel etwas schlechter zu werden. Wenn die Bitfehlerkurven schon relativ nahe an der AWGN-Referenzkurve liegen, wie Abbildung 4.9 a.) aufzeigt, kann eine zusätzliche Empfangsantenne einen Subkanal auch wieder bevorzugen und damit bei der Mittelung über alle 4 Subkanäle eine Verschlechterung der gesamten Bitfehler-Leistungsfähigkeit hervorrufen. Für MC-CDMA ergeben sich nahezu gleiche Ergebnisse wie für das Szenario ohne Innenwände.

Die Abbildungen 4.10 bis 4.12 zeigen eine codierte Übertragung für die Nutzer 2 und 4 in einer Umgebung mit und ohne innere Wände. Die Kanalcodierung erfolgt mit einem punktierten Faltungscode $\mathscr{C}(133,171)_8$ der Rate 2/3 (Basiscode Rate 1/2) und Gedächtnis 6 mit Maximum-Likelihood-Decodierung. Bei OFDMA wird bei der Codierung ein Interleaving in Frequenzrichtung über die 4 Subkanäle eines Nutzers durchgeführt, um der Auslöschung von Subträgern entgegenzuwirken. Bei MC-CDMA ist eine Codierung in Subkanal-Richtung nicht notwendig, da aufgrund der Nutzung der Frequenzdiversität durch Spreizung alle Subkanäle ähnliche Übertragungsqualitäten erreichen. Für die codierte Übertragung sind nur die Ergebnisse für eine und vier Empfangsantennen zusammen mit der codierten AWGN-Kurve als Referenz



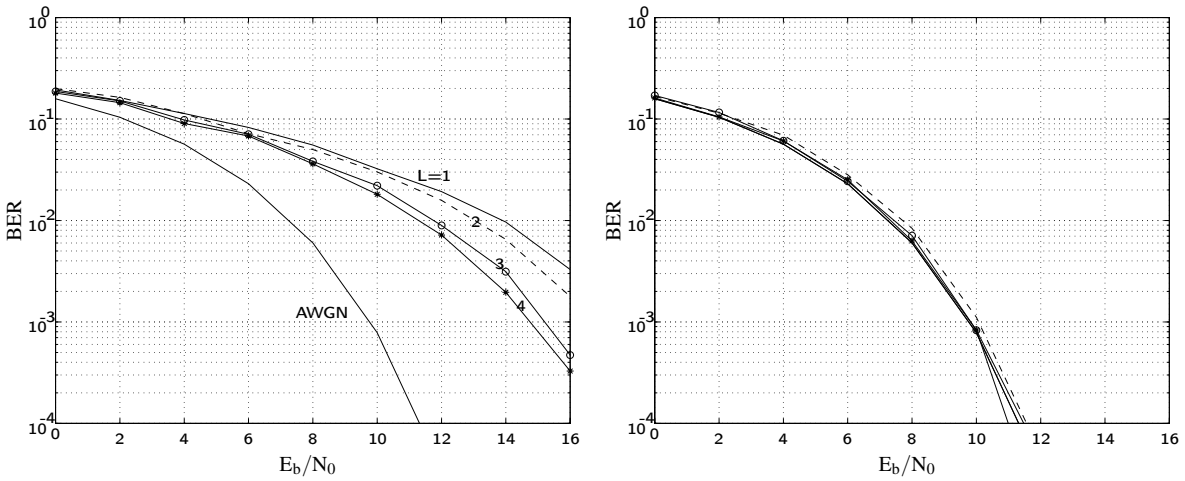
a.) OFDMA b.) MC-CDMA

Abbildung 4.6: Bitfehlerhäufigkeit für den Raum ohne innere Wände, L=Anzahl der Empfangsantennen, Nutzer 2



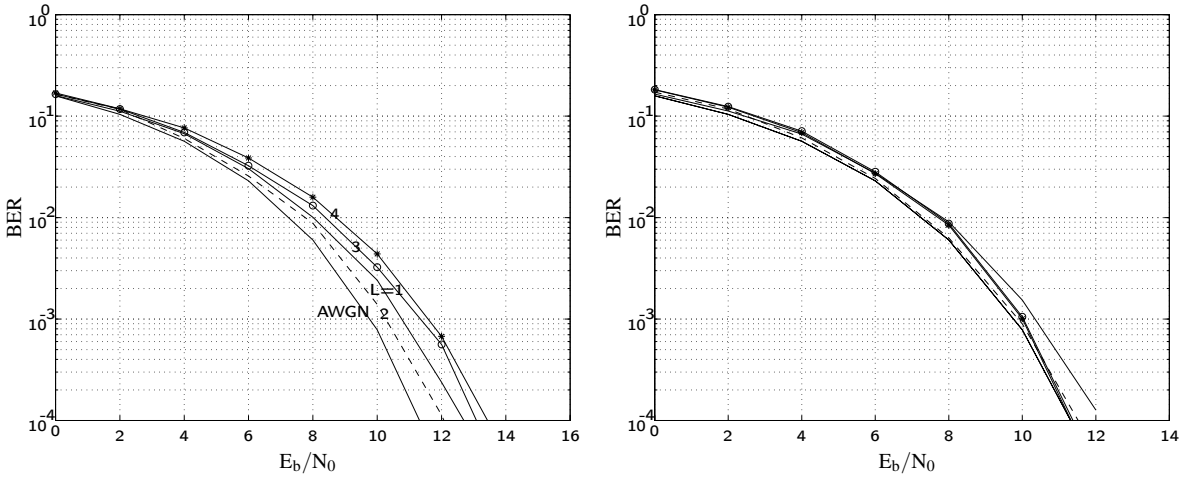
a.) OFDMA b.) MC-CDMA

Abbildung 4.7: Bitfehlerhäufigkeit für den Raum ohne innere Wände, L=Anzahl der Empfangsantennen, Nutzer 4



a.) OFDMA b.) MC-CDMA

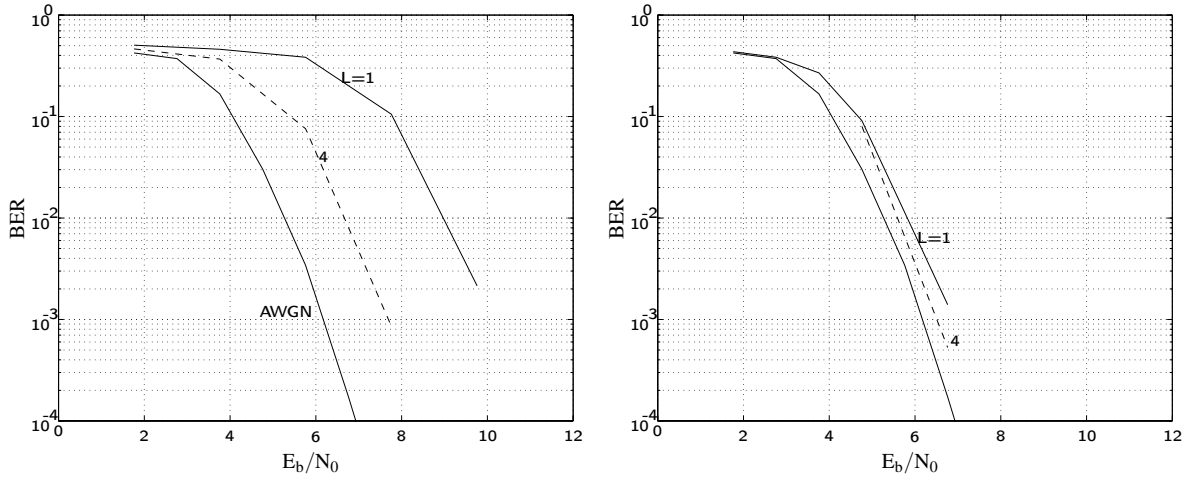
Abbildung 4.8: Bitfehlerhäufigkeit für den Raum mit inneren Wänden, L=Anzahl der Empfangsantennen, Nutzer 2



a.) OFDMA b.) MC-CDMA

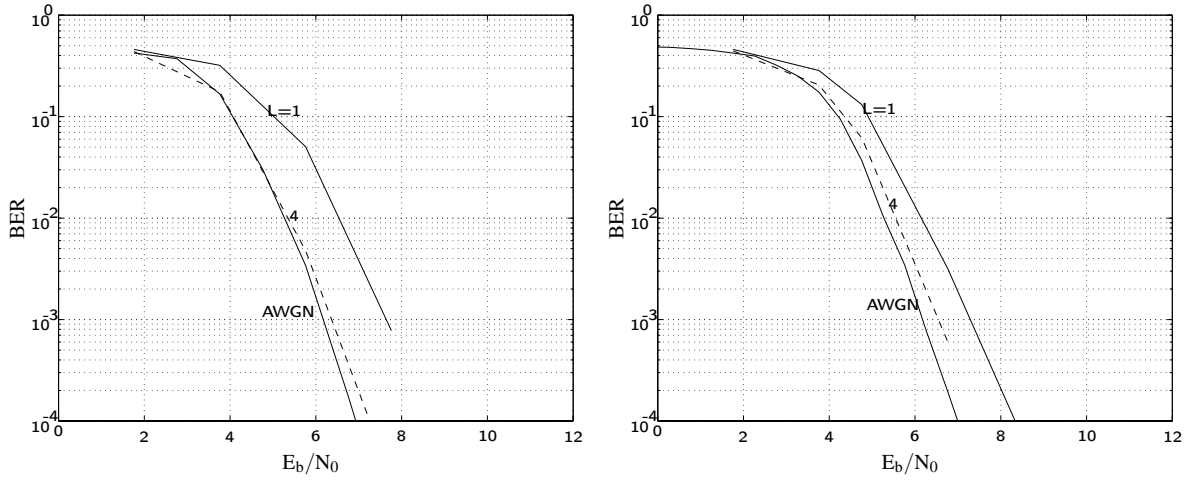
Abbildung 4.9: Bitfehlerhäufigkeit für den Raum mit inneren Wänden, L=Anzahl der Empfangsantennen, Nutzer 4

dargestellt. Ein Vergleich mit den Abbildungen 4.6 bis 4.9 ergibt ein ähnliches Verhalten für die codierte Übertragung. In Abbildung 4.10 wird bei Nutzer 2 im Raum ohne Innenwände mit einer Empfangantenne ein Codiergewinn erreicht, aber aufgrund des frequenzselektiven Fadings bleibt ein Verlust von etwa 4 dB im Vergleich zur codierten AWGN-Kurve. Mit 4 Empfangsantennen liegt dieser Verlust dagegen lediglich noch bei etwa 1.5 dB. MC-CDMA zeigt demnach schon im uncodierten Fall eine sehr gute Leistungsfähigkeit, und aus diesem Grund liegen die Bitfehlerkurven für die codierte Übertragung nahe bei der codierten AWGN-Referenzkurve.



a.) OFDMA b.) MC-CDMA

Abbildung 4.10: Bitfehlerhäufigkeit für den Raum ohne innere Wände, Faltungscodierung Rate 2/3 Memory 6, L=Anzahl der Empfangsantennen, Nutzer 2



a.) OFDMA b.) MC-CDMA

Abbildung 4.11: Bitfehlerhäufigkeit für den Raum ohne innere Wände, Faltungscodierung Rate 2/3 Memory 6, L=Anzahl der Empfangsantennen, Nutzer 4

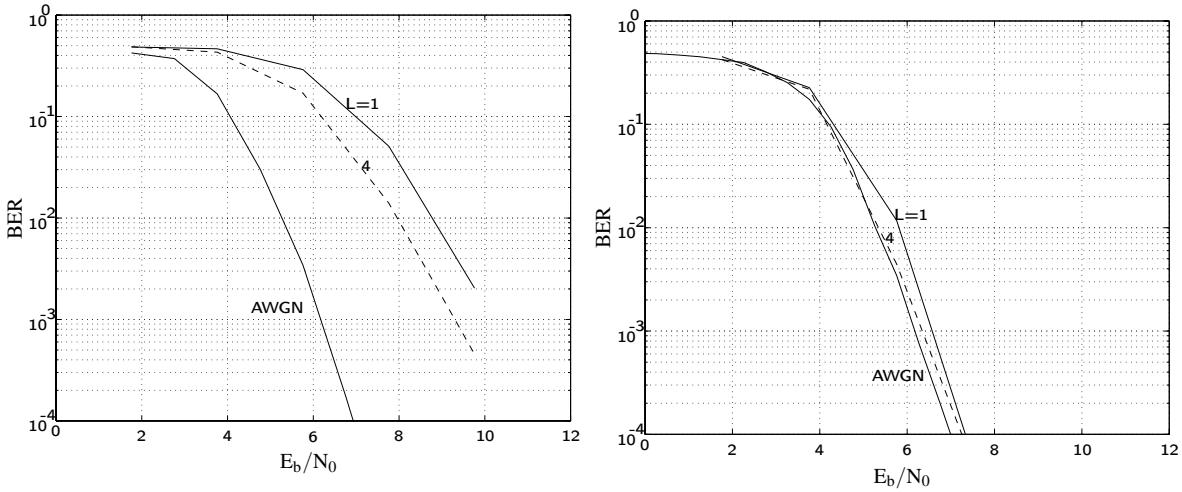


Abbildung 4.12: Bitfehlerhäufigkeit für den Raum mit inneren Wänden, Faltungscodierung Rate 2/3 Memory 6, L=Anzahl der Empfangsantennen, Nutzer 2

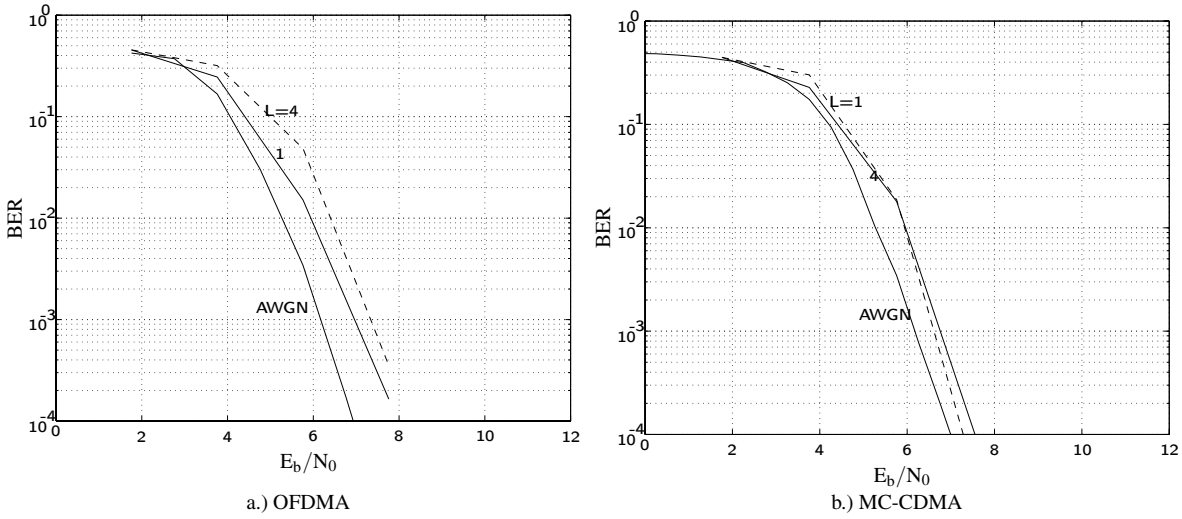


Abbildung 4.13: Bitfehlerhäufigkeit für den Raum mit inneren Wänden, Faltungscodierung Rate 2/3 Memory 6, L=Anzahl der Empfangsantennen, Nutzer 4

4.4 Zusammenfassung

In diesem Kapitel werden die Grundlagen einer vektorwertigen Übertragung über MIMO-Kanäle und das daraus resultierende Modell des zeitdiskreten Ersatzkanals für den Fall nicht-isotroper Störungen vorgestellt. Am Beispiel einer OFDMA- und MC-CDMA-Übertragung in einem Indoorszenario werden für eine unterschiedliche Anzahl von Empfangsantennen Simulationen der Bitfehlerrate durchgeführt. Dabei werden auch Übertragungen mit zusätzlicher Kanalcodierung betrachtet. Die Simulationsergebnisse lassen sich folgendermaßen zusammenfassen: OFDMA zeigt abhängig vom Ort und Szenario mit einer Antenne eine starke Schwankung der Leistungsfähigkeit. Mehrere Empfangsantennen bringen dagegen eine deutliche Verbesserung und auch der Verlauf der Bitfehlerkurven wird einheitlicher. MC-CDMA zeigt schon mit einer Antenne eine sehr gute Leistungsfähigkeit, was auf die Ausnutzung der Frequenzdiversität durch das Spreizverfahren zurückzuführen ist. Auf diese Weise erreichen die verschiedenen Subkanäle eine ähnliche Übertragungsqualität und es wird eine sehr flexible Zuteilung der Subkanäle an die Nutzer möglich. Bei OFDMA hingegen ist im allgemeinen immer eine Codierung über mehrere Subkanäle notwendig, um eine akzeptable Übertragung in allen Situationen zu gewährleisten. Dies führt jedoch zu einer Verringerung der Nutzdatenrate. Ein gewisser Nachteil von MC-CDMA ist die Notwendigkeit einer Multiuser-Multisubkanal Detektion. Bei Verwendung von mehreren Empfangsantennen kann jedoch die Detektion vereinfacht, bzw. bei gleicher Komplexität die Sendeleistung abgesenkt werden.

Kapitel 5

Räumliche und zeitliche Signalverarbeitung bei nicht-isotropen Störungen

Im vorangegangenen Kapitel wurde vorausgesetzt, daß alle Teilnehmer im Empfänger detektiert werden können und daß als Störung an jeder Empfangsantenne ausschließlich unabhängiges, additives, weißes Gaußsches Rauschen auftritt.

Im allgemeinen aber sind drahtlose Kommunikationssysteme zusätzlich zum thermischen Rauschen noch von störenden Teilnehmern aus anderen Funkzellen oder anderen störenden Funksystemen, die auf derselben Frequenz operieren, beeinflußt. Bei Betrachtung von mehreren Empfangsantennen oder von Störungen mit mehreren Ausbreitungspfaden, können diese Einflüsse nicht mehr einfach als AWGN-Prozeß modelliert werden.

5.1 Beschreibung der nicht-isotropen Störungen

In der folgenden Beschreibung soll das thermische Rauschen und die Störungen durch räumlich verteilte Teilnehmer, die nicht in den Multiuserprozeß des Empfängers miteinbezogen sind, berücksichtigt werden.

Das Sendesignal eines Störers wird als Musterfunktion eines weißen Gaußschen Rauschprozesses (WGR) $s^{(i)}(t)$ modelliert. Für das Empfangssignal $\vec{i}(t)$ an allen Empfangsantennen ergibt sich damit:

$$\vec{i}(t) = \frac{1}{2}\vec{h}^{(i)}(t) * s^{(i)}(t) = \frac{1}{2}\begin{pmatrix} h_1^{(i)}(t) \\ h_2^{(i)}(t) \\ \vdots \\ h_L^{(i)}(t) \end{pmatrix} * s^{(i)}(t) \quad . \tag{5.1}$$

Dabei bezeichnet $\vec{h}^{(i)}(t)$ die Kanalimpulsantwort zwischen i-tem Störer und den Empfangsantennen.

Der Ansatzpunkt für das weitere Vorgehen ist die Berücksichtigung der Korrelationen der Störungen zwischen allen Empfangsantennen. In Kapitel 5.2 wird dann die Beschreibung dieser Störungen dazu verwendet, einen Empfänger herzuleiten, der das Signal- zu Rausch- plus Störleistungs-Verhältnis (SNIR) maximiert.

Die Korrelationsmatrix $\underline{\Phi}^{(i)}(t,\tau)$ des Signals $\vec{i}(t)$ beschreibt die Abhängigkeiten zwischen allen Empfangsantennen:

$$\begin{aligned}\underline{\Phi}^{(i)}(t,\tau) &= \mathrm{E}\left\{\frac{1}{2}\vec{i}(t+\tau)\vec{i}^{*T}(t)\right\} \\ &= \mathrm{E}\left\{\frac{1}{8}s^{(i)}(t+\tau)s^{(i)*T}(t)\begin{pmatrix} h_1^{(i)}(t+\tau)h_1^{(i)*T}(t) & \dots & h_1^{(i)}(t+\tau)h_L^{(i)*T}(t) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_L^{(i)}(t+\tau)h_1^{(i)*T}(t) & \dots & h_L^{(i)}(t+\tau)h_L^{(i)*T}(t)\end{pmatrix}\right\}.\end{aligned}$$

Der Erwartungswertoperator $\mathrm{E}\{\cdot\}$ führt eine zeitliche Mittelung durch. Für die Kurzzeit-Korrelationsmatrix erfolgt die Mittelung über eine Zeitspanne, die kürzer als die Kohärenzzeit des Kanals ist, d. h. der Kanal ändert sich nicht wesentlich während einer Mittelung. Für die Langzeit-Korrelationsmatrix erfolgt die Mittelung über einen längeren Zeitraum. Dabei gehen dann allerdings Informationen über die räumlichen und zeitlichen Eigenschaften der Störung verloren. Als unmittelbare Notwendigkeit ergibt sich daraus, die Korrelationsmatrix immer dann neu zu bestimmen, wenn eine Änderung der Gesamtanordnung erfolgt ist.

Im Folgenden sollen ausschließlich zeitinvariante Kanäle weiter betrachtet werden. Die Kanalstoßantworten sind deterministisch und können aus dem Erwartungswert herausgezogen werden:

$$\underline{\Phi}^{(i)}(\tau) = \frac{{\sigma^{(i)}}^2}{4}\begin{pmatrix} h_1^{(i)}(\tau) * h_1^{(i)*T}(-\tau) & \dots & h_1^{(i)}(\tau) * h_L^{(i)*T}(-\tau) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_L^{(i)}(\tau) * h_1^{(i)*T}(-\tau) & \dots & h_L^{(i)}(\tau) * h_L^{(i)*T}(-\tau)\end{pmatrix}. \tag{5.2}$$

Die Sendeleistung des Störers ${\sigma^{(i)}}^2$ wird im weiteren auf 1 gesetzt.

In der praktischen Anwendung wird es im allgemeinen schwierig, die Kanalimpulsantworten der Störungen zu ermitteln. Jedoch ist eine direkte Schätzung der Störkorrelationen (evtl. nach Subtraktion der im Empfänger schon detektierten Signale) denkbar, wenn dies auch hier nicht weiter untersucht werden soll.

Bei unabhängigem thermischem Rauschen, gibt es keine Abhängigkeiten zwischen den verschiedenen Empfangsantennen. Für die Signale einer eintreffenden Störung gilt dies hingegen nicht, da das störende Signal von der selben Quelle stammt, und daher beispielsweise bei einer Ausbreitung über die Sichtverbindung zwischen den Antennen vollständig korreliert ist.

Für die Korrelationsmatrix des thermischen Rauschprozesses gilt:

$$\underline{\Phi}^{(n)}(\tau) = {\sigma^{(n)}}^2\begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1\end{pmatrix}_{L\mathrm{x}L} \delta(\tau) = {\sigma^{(n)}}^2\,\underline{E}\,\delta(\tau) \quad . \tag{5.3}$$

Dabei wird die gleiche Rauschleistung $\sigma^{(n)^2}$ an jeder Empfangsantenne vorausgesetzt.

Die Signale $s^{(i)}(t)$ von verschiedenen störenden Teilnehmern entstehen unabhängig voneinander und können daher als unabhängige Korrelationsmatrizen geschrieben werden. Die resultierende Korrelationsmatrix aller Störprozesse ergibt sich aus der Summe der Korrelationsmatrizen der einzelnen Störungen:

$$\underline{\Phi}(\tau) = \underline{\Phi}^{(n)}(\tau) + \underline{\Phi}^{(i_1)}(\tau) + \ldots + \underline{\Phi}^{(i_N)}(\tau). \tag{5.4}$$

$\underline{\Phi}^{(n)}(\tau)$ beschreibt die Korrelationsmatrix des thermischen Rauschens und $\underline{\Phi}^{(i_1)}(\tau)$ bis $\underline{\Phi}^{(i_N)}(\tau)$ die Korrelationsmatrizen der N Störer.

5.2 Empfangsfilter für nicht-isotrope Störungen

In der nachfolgenden Darstellung wird für ein Empfänger mit mehreren, beliebig angeordneten Empfangsantennen das optimale Empfangsfilter abgeleitet, welches die Nutzleistung maximiert und gleichzeitig die Störleistung von räumlich nicht-isotropen, störenden Teilnehmern minimiert [NPS$^+$01, PNTL02]. Das entspricht einer Maximierung des Nutzsignals- zum Rausch-plus Störleistungs-Verhältnis (SNIR). Für gaußverteilte Rausch- und Störsignale erreicht dieser Empfänger auch bezüglich der statistischen Entscheidungstheorie das Optimum [Bla98], d. h. die Symbole am Ausgang des Empfängers bilden eine hinreichende Statistik in Bezug auf eine Maximum-A-Posteriori (MAP)-Detektion oder Maximum-Likelihood (ML)-Detektion.

Die Maximierung des SNIR wird für ein einmalig bei $t = 0$ ausgesendetes Symbol durchgeführt. Für eine Folge von Symbolen kann gezeigt werden, daß das Optimum immer noch erreicht werden kann. Es kann aber Intersymbol-Interferenz (ISI) auftreten, weshalb der Einsatz eines Entzerrers nach dem Empfangsfilter notwendig wird.

Die Herleitung wird für zeitlich kontinuierliche Signale im äquivalenten Tiefpaßbereich durchgeführt.

Analog zur Gleichung 4.4 ergibt sich das Empfangssignal $\vec{g}(t)$ nach dem Empfangsfilter. Zusätzlich treffen jetzt die Störsignale $\vec{i}(t)$ aus Gleichung 5.1 an den Empfangsantennen ein.

$$\vec{g}(t) = \frac{1}{2}\underline{H}(t) * \vec{s}(t) + \vec{n}(t) + \vec{i}(t).$$

Die Kanalmatrix $\underline{H}(t)$ beinhaltet in diesem Fall nur die Kanalimpulsantworten der Nutzer, die im Empfänger detektiert werden können.

Aus Gründen einer übersichtlicheren Schreibweise, wird nur ein Teilnehmer mit seinem Nutzsignal betrachtet. Die allgemeine Gültigkeit wird dabei nicht eingeschränkt. Die Matrizen und Vektoren $\underline{U}(t)$, $\underline{H}(t)$, $\underline{V}(t)$ und $\vec{x}(k)$ reduzieren sich somit zu $u(t)$, $\vec{h}(t)$, $\vec{v}(t)$ und $x(k)$:

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{1}{2}\vec{e}^T(t) * \vec{g}(t) \\ &= \frac{1}{2}\vec{e}^T(t) * \vec{v}(t)x(0) + \frac{1}{2}\vec{e}^T(t) * (\vec{n}(t) + \vec{i}(t)) \\ &= y_s(t) + y_n(t) \quad . \end{aligned}$$

Das optimale Empfangsfilter $\vec{e}(t)$ soll im folgenden bestimmt werden. Die Signalanteile nach dem Empfangsfilter für das Nutzsignal $y_s(t)$ und für den Störanteil $y_n(t)$, der sich aus dem Störsignal $\vec{i}(t)$ und dem thermischen Rauschen $\vec{n}(t)$ zusammensetzt, lauten:

$$\begin{aligned} y_s(t) &= \frac{1}{2}\vec{e}^T(t) * \vec{v}(t)x(0) \\ y_n(t) &= \frac{1}{2}\vec{e}^T(t) * (\vec{n}(t) + \vec{i}(t)) \end{aligned}$$

Die Energie des gewünschten Nutzsignals ist gegeben durch $S = |y_s(0)|^2$. Die zeitlichen Verzögerungen durch die Filter werden vernachlässigt und der Abtastzeitpunkt auf $t = 0$ festgelegt. Die Fouriertransformation von $\vec{e}(t)$ und $\vec{v}(t)$ ergibt:

$$\vec{v}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \vec{v}(t)e^{-j2\pi ft}\,dt$$

und

$$\vec{e}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \vec{e}(t)e^{-j2\pi ft}\,dt \quad .$$

Das Parsevaltheorem liefert:

$$y_s(f) = \frac{1}{2}\vec{e}^T(f)\vec{v}(f)x(0) \quad .$$

Die anschließende Fourierrücktransformation und Abtastung bei $t = 0$ ergibt:

$$y_s(t)|_{t=0} = \frac{1}{2}x(0)\int_{-\infty}^{\infty} \vec{e}^T(f)\vec{v}(f)\,df \quad .$$

Wird eine endliche Sendesymbolenergie $|x(0)|^2 = 1$ vorausgesetzt, resultiert die Energie des Nutzsignals nach dem Empfangsfilter:

$$S = \frac{1}{8}\left|\int_{-\infty}^{\infty} \vec{e}^T(f)\vec{v}(f)\,df\right|^2 . \tag{5.5}$$

Für den Erwartungswert der Augenblicksleistung von Störung plus Rauschen $I + N = \mathrm{E}\{|y_n(t)|_{t=0}|^2\}$ ergibt sich mit der Korrelationsmatrix der Störung $\underline{\Phi}(\tau)$ in Gleichung 5.4 die Autokorrelationsfunktion:

$$\underline{\Phi}_{y_n}(\tau) = \frac{1}{4}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \vec{e}^T(\beta)\underline{\Phi}(\tau - \beta + \gamma)\vec{e}^*(\beta)\,d\beta\,d\gamma \quad .$$

Eine anschließende Fouriertransformation liefert das Leistungsdichtespektrum von Störung plus Rauschen nach dem Empfangsfilter:

$$\underline{\Phi}_{y_n}(f) = \frac{1}{4}\vec{e}^T(f)\underline{\Phi}(f)\vec{e}^*(f) \quad .$$

Für die gesamte Stör- plus Rauschleistung resultiert nach der Integration:

$$I+N = \underline{\Phi}_{y_n}(\tau)\big|_{\tau=0} = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{\Phi}_{y_n}(f)\,df \quad . \tag{5.6}$$

Die Gleichungen 5.5 und 5.6 ergeben dann zusammen das Signal- zu Rausch- plus Störleistungs-Verhältnis (SNIR):

$$\frac{S}{I+N} = \frac{\left|\int_{-\infty}^{\infty} \vec{e}^T(f)\vec{v}(f)\,df\right|^2}{2\int_{-\infty}^{\infty} \vec{e}^T(f)\underline{\Phi}(f)\vec{e}^*(f)\,df} \quad . \tag{5.7}$$

Eine Maximierung dieses Verhältnisses mit Hilfe der Schwarz'schen Ungleichung aus Anhang A.4 bezüglich des Empfangsfilters $\vec{e}(f)$ ergibt:

$$\vec{e}(f) = c\,(\underline{\Phi}^*(f))^{-1}\vec{v}^*(f)$$

wobei $c \in \mathbb{C}$ eine beliebige komplexe Konstante darstellt, die im weiteren ohne Einschränkung der allgemeinen Gültigkeit zu $c = 1$ gesetzt wird. Damit resultiert für das maximierte SNIR:

$$\frac{S}{I+N} = \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty} \vec{v}^{*T}(f)(\underline{\Phi}(f))^{-1}\vec{v}(f)\,df \quad . \tag{5.8}$$

Die Beschreibung im Zeitbereich wird als

$$\underline{\check{\Phi}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} (\underline{\Phi}(f))^{-1}e^{j2\pi ft}\,df \tag{5.9}$$

definiert.

Die inverse Fouriertransformation von $\vec{e}(f)$ ergibt dann:

$$\vec{e}(t) = \underline{\check{\Phi}}^*(-t) * \vec{v}^*(-t) \quad . \tag{5.10}$$

Das kontinuierliche skalare Zeitsignal $y(t)$ am Ausgang des Empfangsfilters lautet analog zu Gleichung 4.6 und 4.7 bei einmaliger Aussendung eines Symbols:

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{1}{2}\vec{e}^T(t) * \vec{g}(t) \\ &= \frac{1}{2}\vec{v}^{*T}(-t) * \underline{\check{\Phi}}^{*T}(-t) * \vec{v}(t)x(0) + y_n(t) \\ &= r(t)x(0) + y_n(t) \end{aligned}$$

mit:

$$\begin{aligned} r(t) &= \frac{1}{2}\vec{v}^{*T}(-t) * \underline{\check{\Phi}}^{*T}(-t) * \vec{v}(t) \\ y_n(t) &= \frac{1}{2}\vec{v}^{*T}(-t) * \underline{\check{\Phi}}^{*T}(-t) * (\vec{n}(t) + \vec{i}(t)) \quad . \end{aligned}$$

Die Abtastung von $r(t)$ im Symboltakt kT_s, wobei die hinreichende Statistik erhalten bleibt [Bla98], ergibt analog zu Gleichung 4.8 den skalaren zeitdiskreten Ersatzkanal:

$$r(k) = \frac{1}{2}\vec{v}^{*T}(-t) * \underline{\check{\Phi}}^{*T}(-t) * \vec{v}(t)\Big|_{t=kT_S}$$

Die Fouriertransformation von $r(t)$ liefert:

$$r(f) = \frac{1}{2}\vec{v}^{*T}(f)\left(\underline{\Phi}^{-1}(f)\right)^{*T}\vec{v}(f) \quad . \tag{5.11}$$

Ein Vergleich von Gleichung 5.8 mit Gleichung 5.11 zeigt, daß die rechte Seite von Gleichung 5.11 dem Integrant aus Gleichung 5.8 entspricht. Weiterhin kann das Integral in Gleichung 5.8 als inverse Fouriertransformation zum Zeitpunkt $t = 0$ interpretiert werden. Damit gibt $r(k)|_{k=0}$ das SNIR nach dem Empfangsfilter an.

Um eine weitere Interpretationsmöglichkeit aufzuzeigen, soll $r(f)$ mit Hilfe einer Cholesky-Faktorisierung (siehe Anhang A.3) im Frequenzbereich in zwei multiplikative Teile aufgespaltet werden:

$$r(f) = \frac{1}{2}\left(\underline{F}^{-1}(f)\vec{v}(f)\right)^{*T} \cdot \left(\underline{F}^{-1}(f)\vec{v}(f)\right) \quad .$$

$\underline{F}^{-1}(f)$ kann als die fouriertransformierte Impulsantwort eines Pre-Whitening-Filters interpretiert werden, welches das räumlich 'farbige' Rauschen der räumlich lokalisierten Störungen in 'weißes' Rauschen transformiert. Das Filter $\left(\underline{F}^{-1}(f)\vec{v}(f)\right)^{*T}$ kann als Matched-Filter aufgefaßt werden, welches angepaßt ist auf die Reihenschaltung von Elementarsignal, physikalischem Kanal und dem Pre-Whitening-Filter. Analog zur Gleichung 5.9 kann das Pre-Whitening-Filter im Zeitbereich definiert werden:

$$\underline{\check{F}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{F}^{-1}(f)e^{j2\pi ft}\,df \quad . \tag{5.12}$$

Eine Erweiterung des Blockbildes aus Abbildung 4.2 um das Pre-Whitening-Filter wird in Abbildung 5.1 dargestellt für den Fall einer allgemeinen vektorwertigen Übertragung.

Wenn ausschließlich thermisches Rauschen aus Gleichung 5.3 an den Empfangsantennen anliegt, vereinfacht sich die Gleichung 5.11:

$$r(f) = \frac{1}{2}\vec{v}^{*T}(f)\vec{v}(f) \quad .$$

Dies entspricht dem schon in Gleichung 4.8 und 4.9 diskutierten Spezialfall, wonach die Addition der $r(k)$ von jeder Antenne die beste Lösung darstellt.

Die Unterdrückung der räumlich lokalisierten Störungen kann durch die Faltung mit $\underline{\check{\Phi}}(t)$ zu einer Verlängerung der Impulsantwort des Empfangsfilters führen. Durch diese Verlängerung der Impulsantwort kann zusätzliche ISI entstehen.

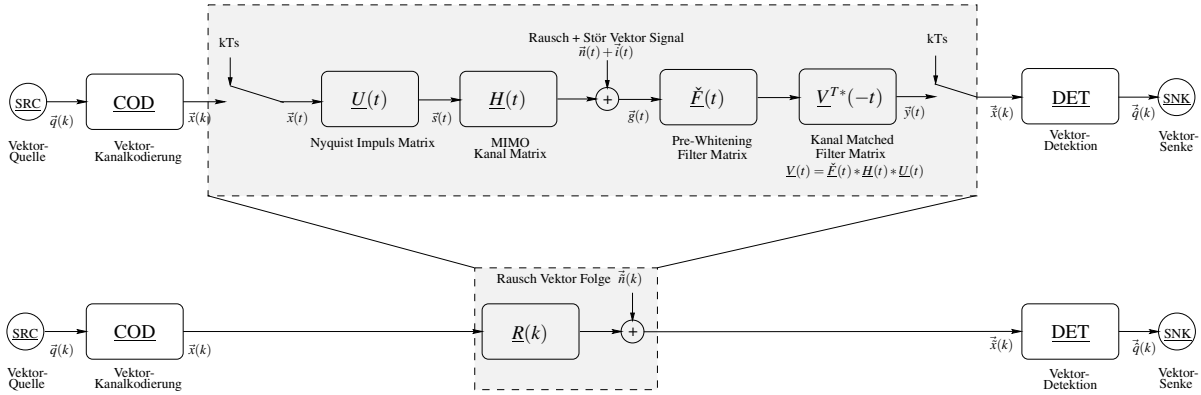


Abbildung 5.1: Zeitkontinuierliches und zeitdiskretes Vektor-Übertragungsmodell mit Pre-Whitening-Filter

5.3 Analytische Betrachtung eines Ein-Pfad-Szenarios

Das einfache Szenario in Abbildung 5.2 besteht für Nutzer und Störer nur aus einer Sichtverbindung. Für diese Anordnung soll das optimale Empfangsfilter in einer geschlossenen analytischen Form berechnet werden. Aus Gründen der Vereinfachung wird dabei eine lineare Anordnung der Empfangsantennen angenommen.

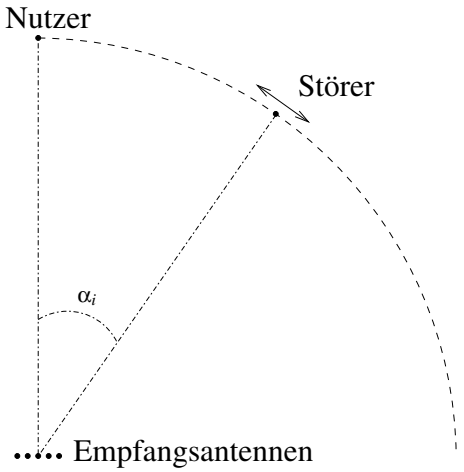


Abbildung 5.2: Verwendetes Ausbreitungsszenario.

Die Abbildung 5.3 zeigt das Empfangs-Antennenarray und die einfallende ebene Welle des direkten Ausbreitungspfades. Der Einfallswinkel $\alpha^{(u,i)}$ wird zur Senkrechten in Bezug auf das Antennenarray angegeben. Der Nutzer bleibt stationär. Damit ergibt sich ein Einfallswinkel bezüglich der Mitte des Antennenarrays von $\alpha^{(u)} = 0°$. Der Störer bewegt sich beginnend bei der Position des Nutzers $\alpha^{(i)} = 0°$ auf einem Viertelkreis bis $\alpha^{(i)} = 90°$.

Die L Antennen sind aufsteigend numeriert. Der Abstand d_l bezeichnet die Entfernung zwischen Antennenelement l und $l+1$. Die Abstände müssen nicht notwendigerweise äquidistant

sein. Die Einfallswinkel der Wellenfront an allen Antennenelementen werden dabei als gleich angenommen. Diese Annahme ist näherungsweise erfüllt, wenn der Abstand des Nutzers und des Störers sehr viel größer als die Ausdehnung des Arrays (siehe Kapitel 3.2.1) ist. Auch wird dabei der Dämpfungsunterschied aufgrund verschieden langer Ausbreitungspfade zwischen den Antennenelementen vernachlässigt.

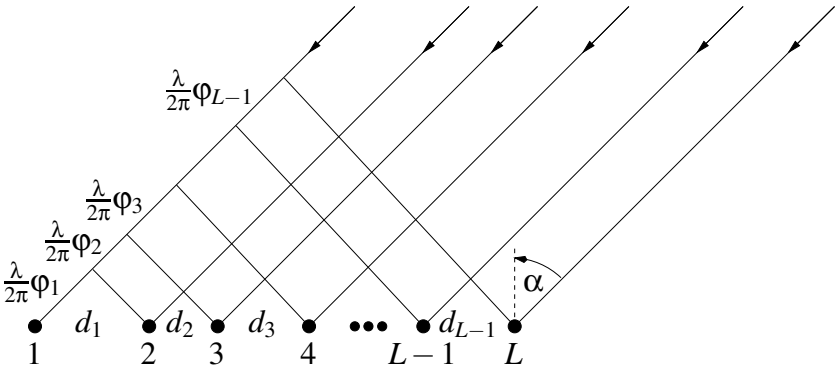


Abbildung 5.3: Die ebene Welle eines Ausbreitungspfades trifft auf eine lineare Antennenanordnung

Zunächst werden keine Einschränkungen bezüglich der Bandbreite vorausgesetzt. Das bedeutet, es wird eine unendlich breitbandige Übertragung angenommen. Außerdem werden zeitkontinuierliche Signale betrachtet. Damit ergibt sich die Impulsantwort von Nutzer bzw. Störer:

$$\vec{h}^{(u)}(t) = \begin{pmatrix} \delta(t) \\ e^{j\sum_{l=1}^{1}\varphi_l^{(u)}} \cdot \delta(t - \sum_{l=1}^{1} t_l^{(u)}) \\ \vdots \\ e^{j\sum_{l=1}^{L-1}\varphi_l^{(u)}} \cdot \delta(t - \sum_{l=1}^{L-1} t_l^{(u)}) \end{pmatrix} \quad \text{und} \quad \vec{h}^{(i)}(t) = \begin{pmatrix} \delta(t) \\ e^{j\sum_{l=1}^{1}\varphi_l^{(i)}} \cdot \delta(t - \sum_{l=1}^{1} t_l^{(i)}) \\ \vdots \\ e^{j\sum_{l=1}^{L-1}\varphi_l^{(i)}} \cdot \delta(t - \sum_{l=1}^{L-1} t_l^{(i)}) \end{pmatrix} \tag{5.13}$$

Die Summe $\sum_{l=i}^{j-1} t_l$ bezeichnet die zeitliche Verzögerung eines Sendesymbols zwischen zwei Antennenelementen i und j. Die Phasendrehungen $\varphi_l^{(u)}$ und $\varphi_l^{(i)}$ werden durch die Einfallswinkel von Nutzer bzw. Störer bestimmt:

$$\varphi_l^{(u)} = \frac{2\pi d_l}{\lambda}\sin(\alpha^{(u)}) \quad \text{und} \quad \varphi_l^{(i)} = \frac{2\pi d_l}{\lambda}\sin(\alpha^{(i)}) \quad .$$

Auch die zeitlichen Verzögerungen des Sendesymbols sind über die Einfallswinkel von Nutzer und Störer gegeben:

$$t_l^{(u)} = \frac{d_l}{c}\sin(\alpha^{(u)}) \quad \text{und} \quad t_l^{(i)} = \frac{d_l}{c}\sin(\alpha^{(i)}) \quad .$$

Da nur die relativen Phasendifferenzen an unterschiedlichen Empfangsantennen ausschlaggebend sind, kann die Phase an einer Antenne beliebig gewählt werden. Daher kann die Phase für Antenne 1 zu null gesetzt werden. Für jeden anderen Phasenwert würde sich dieselbe Korrelationsmatrix $\underline{\Phi}(t)$ ergeben.

Nach Gleichung 5.4 ist die resultierende Korrelationsmatrix das Ergebnis aus der Addition der einzelnen Korrelationsmatrizen von störendem Teilnehmer und des thermischen Rauschens:

$$\underline{\Phi}(t) = \frac{1}{2} g \vec{h}^{(i)}(t) * \vec{h}^{(i)^{*T}}(-t) + \frac{1}{2}(1-g)\underline{E}\,\delta(t) \quad .$$

Die Matrix $\underline{E}$ stellt eine Einheitsmatrix der Größe LxL dar. Der Parameter $g = \frac{I}{I+N}$ beschreibt den prozentualen Anteil der Leistung des Störers I in Bezug auf die gesamte Interferenzleistung von Störung plus thermischem Rauschen $I+N$. Mit Hilfe dieses Parameters g kann der maximale und der minimale Gewinn für einen bestimmten Anteil der Störleistung angegeben werden (siehe auch Kapitel 5.6.2).

Die Fouriertransformation von Gleichung 5.13 ergibt die Kanalübertragungsfunktion:

$$\vec{h}^{(u)}(f) = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{j\sum_{l=1}^{1}(2\pi f t_l^{(u)} - \varphi_l^{(u)})} \\ \vdots \\ e^{j\sum_{l=1}^{L-1}(2\pi f t_l^{(u)} - \varphi_l^{(u)})} \end{pmatrix} \quad \text{und} \quad \vec{h}^{(i)}(f) = \begin{pmatrix} 1 \\ e^{j\sum_{l=1}^{1}(2\pi f t_l^{(i)} - \varphi_l^{(i)})} \\ \vdots \\ e^{j\sum_{l=1}^{L-1}(2\pi f t_l^{(i)} - \varphi_l^{(i)})} \end{pmatrix} . \tag{5.14}$$

Wird die Kanalübertragungsfunktion des Störers in die räumlich-zeitliche Korrelationsmatrix im Frequenzbereich eingesetzt, ergibt sich:

$$\underline{\Phi}(f) = \frac{1}{2} g \vec{h}^{(i)}(f) \vec{h}^{(i)^{*T}}(f) + \frac{1}{2}(1-g)\underline{E} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & \dots & g e^{j\sum_{l=1}^{L-1}(2\pi f t_l^{(i)} - \varphi_l^{(i)})} \\ g e^{-j\sum_{l=1}^{1}(2\pi f t_l^{(i)} - \varphi_l^{(i)})} & \dots & g e^{j\sum_{l=2}^{L-1}(2\pi f t_l^{(i)} - \varphi_l^{(i)})} \\ \vdots & & \vdots \\ g e^{-j\sum_{l=1}^{L-1}(2\pi f t_l^{(i)} - \varphi_l^{(i)})} & \dots & 1 \end{pmatrix} .$$

Die Matrixinversion von $\underline{\Phi}(f)$ wird für eine konstante Frequenz f durchgeführt:

$$\underline{\Phi}^{-1}(f) = \frac{2(1-g)^{L-2}}{(1+(L-1)g)(1-g)^{L-1}} \begin{pmatrix} 1+(L-2)g & \dots & g e^{j\sum_{l=1}^{L-1}(2\pi f t_l^{(i)} - \varphi_l^{(i)})} \\ g e^{-j\sum_{l=1}^{1}(2\pi f t_l^{(i)} - \varphi_l^{(i)})} & \dots & g e^{j\sum_{l=2}^{L-1}(2\pi f t_l^{(i)} - \varphi_l^{(i)})} \\ \vdots & & \vdots \\ g e^{-j\sum_{l=1}^{L-1}(2\pi f t_l^{(i)} - \varphi_l^{(i)})} & \dots & 1+(L-2)g \end{pmatrix} .$$

Für das Sendefilter wird das breitbandige Elementarsignal $u^{(u)}(t) = \delta(t)$ verwendet. Für den Frequenzbereich ergibt sich $u^{(u)}(f) = 1$. Damit kann nach Gleichung 5.11 der zeitkontinuierliche Ersatzkanal im Frequenzbereich $r(f)$ ermittelt werden:

$$\begin{aligned} r(f) &= \frac{1}{2}\vec{h}^{(u)*T}(f)\cdot\underline{\breve{\Phi}}(f)\cdot\vec{h}^{(u)}(f) \\ &= \frac{L(1+(L-2)g)}{(1+(L-1)g)(1-g)} \\ &\quad - \frac{g\left(\sum_{m=1}^{L-1}\sum_{n=m}^{L-1} e^{\,j\sum_{l=m}^{n}(2\pi f\triangle t_l-\triangle\varphi_l)}\right)}{(1+(L-1)g)(1-g)} \\ &\quad - \frac{g\left(\sum_{m=1}^{L-1}\sum_{n=m}^{L-1} e^{\,-j\sum_{l=m}^{n}(2\pi f\triangle t_l-\triangle\varphi_l)}\right)}{(1+(L-1)g)(1-g)} \\ &= \frac{L(1+(L-2)g)}{(1+(L-1)g)(1-g)} - \frac{2g\left(\sum_{m=1}^{L-1}\sum_{n=m}^{L-1}\cos\left(2\pi f\sum_{l=m}^{n}\triangle t_l - \sum_{l=m}^{n}\triangle\varphi_l\right)\right)}{(1+(L-1)g)(1-g)} \quad . \end{aligned} \tag{5.15}$$

Dabei werden die Abkürzungen $\triangle t_l = t_l^{(u)} - t_l^{(i)}$ und $\triangle\varphi_l = \varphi_l^{(u)} - \varphi_l^{(i)}$ verwendet.

Die inverse Fouriertransformation von $r(f)$ lautet dann:

$$\begin{aligned} r(t) &= \frac{1}{2}\vec{h}^{(u)*T}(-t) * \underline{\breve{\Phi}}(t) * \vec{h}^{(u)}(t) \\ &= \frac{L(1+(L-2)g)\delta(t)}{(1+(L-1)g)(1-g)} \\ &\quad - \frac{g\left(\sum_{m=1}^{L-1}\sum_{n=m}^{L-1}\left(e^{\,-j\sum_{l=m}^{n}\triangle\varphi_l}\delta(t+\sum_{l=m}^{n}\triangle t_l)\right)\right)}{(1+(L-1)g)(1-g)} \\ &\quad - \frac{g\left(\sum_{m=1}^{L-1}\sum_{n=m}^{L-1}\left(e^{\,j\sum_{l=m}^{n}\triangle\varphi_l}\delta(t-\sum_{l=m}^{n}\triangle t_l)\right)\right)}{(1+(L-1)g)(1-g)} \quad . \end{aligned} \tag{5.16}$$

Nach Kapitel 5.2 resultiert das SNIR nach dem Empfangsfilter für $r(t)|_{t=0}$. Wenn das Nutzsignal und das Störsignal aus verschiedenen Richtungen eintreffen, bezeichnet der erste Term in Gleichung 5.16 den Abtastwert bei $t = 0$; aus den beiden subtraktiven Termen ergibt sich die Intersymbolinterferenz (ISI).

Der Gewinn des Empfängers wird als Verbesserung des SNIR durch das Empfangsfilter definiert. Dieser Gewinn zeigt die Verbesserung an, die eintritt gegenüber einem Empfänger mit nur einer Empfangsantenne bei gleichem Anteil von Rausch- und Störleistung.

Es wird sowohl für den Nutzer als auch für die Störung einschließlich des thermischen Rauschens die gleiche Leistung angenommen. Auf Grund dessen gibt der erste Term in Glei-

chung 5.16 den Gewinn an, unter der weiteren Voraussetzung, daß jegliche Intersymbolinterferenz eliminiert werden kann. Allerdings kann auch die Verwendung eines Maximum-Likelihood-Detektors nicht sicherstellen, daß sämtliche ISI restlos entfernt werden kann.

Damit ergibt $r(t)|_{t=0}$ eine obere Grenze für den Gewinn, der auch als 'Matched-Filter-Bound' bezeichnet wird. Kann die ISI restlos eliminiert werden, resultiert ein konstanter Gewinn von

$$\Gamma_{\text{mean}} = \begin{cases} \dfrac{L}{1+(L-1)g} & \text{für} \quad \alpha^{(u)} = \alpha^{(i)} \\ \dfrac{L}{1-g}\dfrac{1+(L-2)g}{1+(L-1)g} & \text{für} \quad \alpha^{(u)} \neq \alpha^{(i)} \end{cases} \tag{5.17}$$

vorausgesetzt, wenn die Signale von Nutzer und Störung aus verschiedenen Richtungen eintreffen ($\alpha^{(u)} \neq \alpha^{(i)}$). Ein abweichender Wert für den Gewinn ergibt sich für $\alpha^{(u)} = \alpha^{(i)}$. In diesem Falle treffen der Nutzer und die Störung aus der selben Richtung ein und können daher räumlich nicht voneinander getrennt werden. Dieser minimale Gewinn wird auch bei einer schmalbandigen Übertragung erreicht (siehe Kapitel 5.3.1). Bezüglich der Bandbreite wurden bisher keine Einschränkungen gemacht. Daher soll Γ_{mean} als 'Breitband-Mittelwert' bezeichnet werden.

Für eine wachsende Anzahl von Empfangsantennen erreicht Γ_{mean} in Gleichung 5.17 asymptotisch den Wert $\frac{L}{1-g}$ für $\alpha^{(u)} \neq \alpha^{(i)}$. Derselbe Gewinn wird für den Fall einer schmalbandigen Übertragung maximal erreicht, was im nächsten Kapitel gezeigt wird.

Wie schon erwähnt wurde, ist auch bei Verwendung eines Maximum-Likelihood-Detektors nicht sichergestellt, daß die ISI restlos entfernt werden kann. Jedoch ist der Gewinn immer größer als die Summe der Absolutwerte der ISI-Terme, wenn thermisches Rauschen als Störung und keine Einschränkung bezüglich der Bandbreite vorausgesetzt wird.

Die maximale Summe der Absolutwerte der ISI-Terme ist gegeben durch:

$$\Upsilon_{\text{max}} = \frac{L(L-1)g}{(1+(L-1)g)(1-g)} \quad . \tag{5.18}$$

Damit ist das Verhältnis zwischen der Summe ISI-Term und dem Abtastwert bei $t = 0$:

$$\frac{\Upsilon_{\text{max}}}{\Gamma_{\text{mean}}\left(\alpha^{(u)} \neq \alpha^{(i)}\right)} = \frac{L(L-1)g}{L(1+(L-2)g)} = \frac{(L-1)g}{1+(L-2)g} \leqslant 1 \quad . \tag{5.19}$$

Daraus resultiert, daß die Summe aller ISI-Terme den Abtastwert bei $t = 0$ nicht übertrifft. Durch eine Erhöhung des SNIR kann theoretisch sämtliche ISI vollständig eliminiert werden. Gleichung 5.18 zeigt eine Zunahme der ISI bei einer größeren Anzahl von Empfangsantennen.

5.3.1 Schmalbandige Betrachtung

Von einer schmalbandigen Betrachtung kann ausgegangen werden, wenn die Zeitverzögerungen $t_l^{(u)}$ und $t_l^{(i)}$ sehr viel kleiner sind als die Dauer eines Symbols. Dann erreicht ein Symbol alle Antennen zum gleichen Zeitpunkt, und nur die Phasenunterschiede sind relevant.

Den schmalbandigen zeitkontinuierlichen Ersatzkanal erhält man durch die Begrenzung von Gleichung 5.15 auf eine Frequenzlinie $\delta(f - f_c)$. Bei Betrachtung im äquivalenten Tiefpaßbereich, ergibt sich der bandbegrenzte Gewinn bei einer Frequenz f_c durch eine Multiplikation von

Gleichung 5.15 mit $\delta(f)$. Die Abtastung des schmalbandigen zeitkontinuierlichen Ersatzkanals liefert dann:

$$\begin{aligned}\Gamma(f_c) &= r(t)|_{t=0} = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(f) r(f) e^{j2\pi ft}\, df \Bigg|_{t=0} \\ &= r(f)|_{f=0} \\ &= \frac{L(1+(L-2)g) - 2g\left(\sum_{m=1}^{L-1}\sum_{n=m}^{L-1}\cos\left(\sum_{l=m}^{n}\frac{2\pi d_l}{\lambda}(\sin(\alpha^{(u)})-\sin(\alpha^{(i)}))\right)\right)}{(1+(L-1)g)(1-g)} \quad .\end{aligned}$$

Die Abspaltung eines frequenzunabhängigen Terms ergibt:

$$\Gamma(f_c) = \frac{L(1+(L-2)g)}{(1+(L-1)g)(1-g)} - \frac{2g\left(\sum_{m=1}^{L-1}\sum_{n=m}^{L-1}\cos\left(\sum_{l=m}^{n}\frac{2\pi f_c d_l}{c}(\sin(\alpha^{(u)})-\sin(\alpha^{(i)}))\right)\right)}{(1+(L-1)g)(1-g)} \quad (5.20)$$

Mit der Annahme eines äquidistanten Antennenarrays, d. h. gleiche Abstände zwischen den Antennen, ergibt sich eine weitere Vereinfachung:

$$\Gamma(f_c) = \frac{L(1+(L-2)g) - 2g\left(\sum_{l=1}^{L-1}(L-l)\cos\left(l(\triangle\varphi^{(u)}-\triangle\varphi^{(i)})\right)\right)}{(1+(L-1)g)(1-g)} \quad . \quad (5.21)$$

Dabei bezeichnet $\triangle\varphi^{(u)} = \varphi_l^{(u)} - \varphi_{l+1}^{(u)}$ und $\triangle\varphi^{(i)} = \varphi_l^{(i)} - \varphi_{l+1}^{(i)}$ die Phasendifferenz des Nutzers bzw. des Störers zwischen zwei Antennenelementen.

Wird ausschließlich unkorreliertes thermisches Rauschen an den Empfangsantennen als Störung angenommen ($g = 0$), ist der Gewinn durch die Anzahl der Antennen L gegeben und beträgt $10\log L$ dB. Dieser Gewinn wird üblicherweise als Antennengewinn[1] bezeichnet. Da die Empfangssignale eines Störers an den Empfangsantennen im allgemeinen untereinander korreliert sind, erhält man einen anderen Wert für den Gewinn.

Die Berechnung der Minima von Gleichung 5.20 und 5.21 führt auf

$$\Gamma_{\min} = \frac{L(1+(L-2)g) - 2g\sum_{j=1}^{L-1} j}{(1+(L-1)g)(1-g)} = \frac{L}{1+(L-1)g} \quad . \quad (5.22)$$

Dieser minimale Gewinn $\Gamma_{\min}$ ergibt sich immer dann, wenn der Nutzer und der Störer aus der selben Richtung auf die Empfangsantennen eintreffen. Auch in Gleichung 5.17 resultiert $\Gamma_{\min} = \Gamma_{\text{mean}}$ für $\alpha^{(u)} = \alpha^{(i)}$. Bei Antennenabständen die größer als die Wellenlänge λ sind, ergeben sich für äquidistante Antennenarrays minimale Gewinne, auch bei anderen Winkeln wie $\alpha^{(u)} = \alpha^{(i)}$. Ist kein thermisches Rauschen vorhanden ($g = 1$), ergibt sich ein minimaler

[1] Nach der Definition in [Bal97] und [ST81] ergibt sich der Antennengewinn eines Arrays als Grenzwert für große Antennenabstände d.

Gewinn von 0 dB, da keine räumliche Trennung von Nutzer und Störer möglich ist. Um eine Trennung zu erreichen, müßte bei der praktischen Realisierung für den Nutzer und den Störer verschiedene Zeitschlitze, Frequenzen oder Spreizcodes gewählt werden. Aber auch in diesem Falle bringt ein Empfänger mit mehreren Antennen keine Verbesserung des Gewinns.

Der maximale Gewinn für ein äquidistantes Antennenarray wird in Anhang A.5 ausgeführt:

$$\Gamma_{\max} = \frac{L}{1-g} \quad . \tag{5.23}$$

Für nicht-äquidistante Arrays sollte dieses Maximum ebenfalls gelten, da sich der erzielbare Gewinn zusammensetzt aus der Summe der Antennengewinne $10\log L$ dB und dem Gewinn, der durch die Ausblendung des Störers mit $10\log\frac{1}{1-g}$ dB entsteht.

Bei $g = 0$, d. h. für statistisch unabhängiges thermisches Rauschen an den Empfangsantennen, fallen Maximum und Minimum aufeinander. Die Störung ist in diesem Falle unkorreliert, und es ergibt sich ein konstanter Gewinn.

Bei $g = 1$ hingegen existiert kein thermisches Rauschen, sondern es treffen ausschließlich korrelierte Störungen aus einer bestimmten Raumrichtung an den Empfangsantennen ein. Im schlechtesten Fall ergibt sich kein Gewinn gegenüber einem Empfänger mit nur einer Antenne. Der maximal erzielbare Gewinn strebt dagegen gegen unendlich, wenn der Störer vollständig ausgeblendet werden kann.

Die Abbildungen 5.4 stellt die Ergebnisse aus Gleichung 5.21 für verschiedene lineare, äquidistante Antennenarrays dar. Die Abbildung in Gleichung 5.22 a.) zeigt den Gewinn gegenüber einer Ein-Antennen AWGN Kurve für eine unterschiedliche Anzahl von verwendeten Empfangsantennen und einem Antennenabstand von $\frac{\lambda}{2}$.

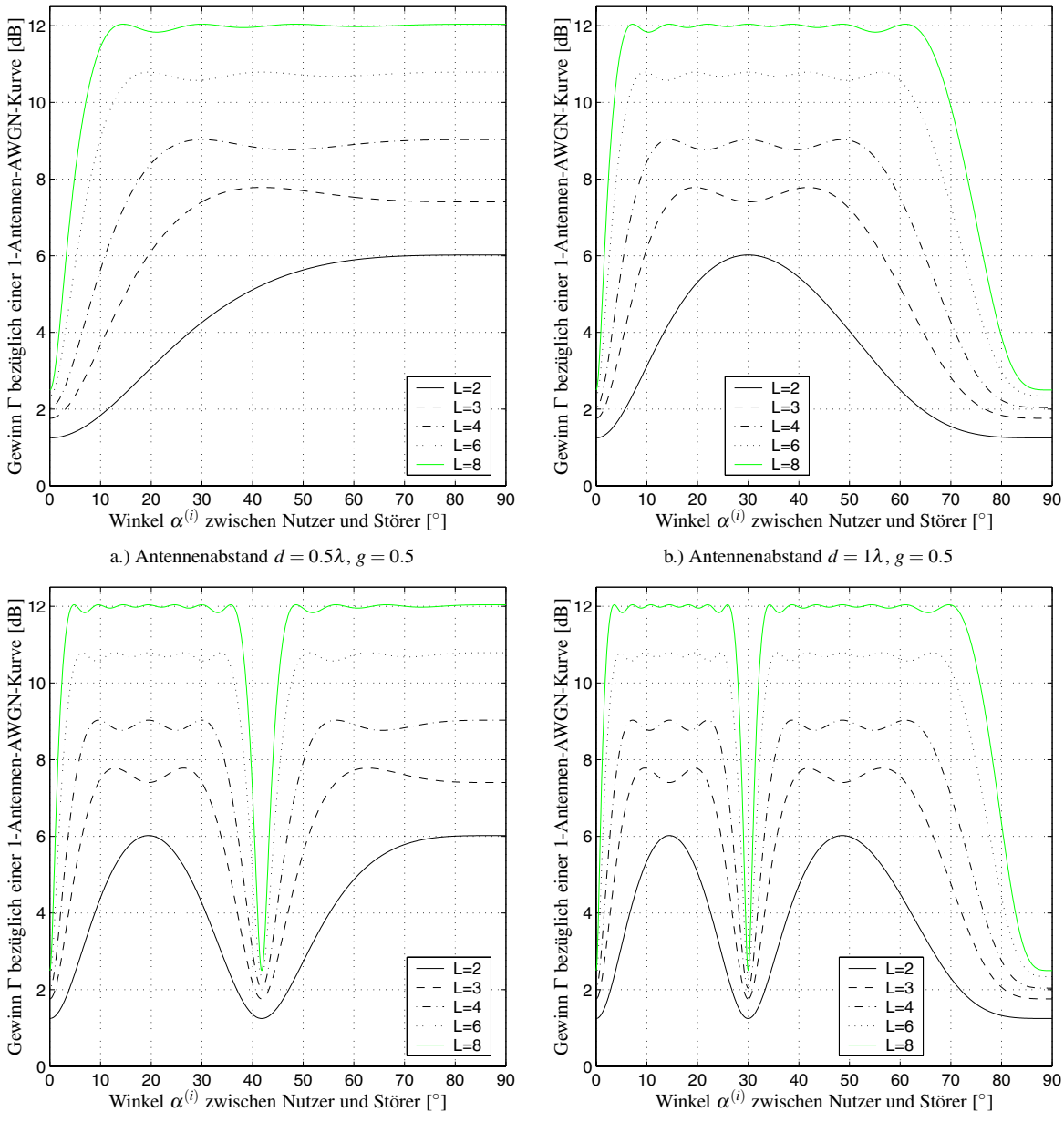
Wird der Abstand zwischen den Antennen erhöht, ergeben sich aufgrund der Eigenschaften des Antennendiagramms bzw. aufgrund des räumlichen Abtasttheorems zusätzliche Minima (siehe Kapitel 3.1).

In allen Darstellungen befindet sich der Nutzer bei $\alpha^{(u)} = 0^\circ$ senkrecht zum Antennenarray. Der Störer wird auf einem Viertel-Kreis um den Mittelpunkt des Antennenarrays verschoben (siehe Abbildung 5.2).

Ähnliche Ergebnisse sind zu erwarten, wenn Störer und Nutzer vertauscht werden. Allerdings wird der Gewinn aufgrund der geänderten effektiven Apertur abweichende Werte ergeben, wenn der Teilnehmer, der fest positioniert ist, nicht bei $\alpha^{(u,i)} = 0^\circ$ liegt.

In allen Abbildungen wird der Parameter $g = 0.5$ gewählt. Das bedeutet: 50% der gesamten Rausch- plus Störleistung resultiert aus thermischem Rauschen und 50% stammt von dem störenden Teilnehmer. Unter dieser Bedingung ergibt sich ein maximaler Gewinn der in Abhängigkeit steht mit der Anzahl der verwendeten Antennen: $10\log\left(L\cdot\frac{1}{0.5}\right)$ dB $= 10\log(L)$ dB $+$ 3.01 dB für $L \geqslant 2$.

Abbildung 5.5 zeigt die Ergebnisse der allgemeineren Gleichung 5.20 für lineare Antennenarrays aus 4 Antennen mit nicht-äquidistanten Antennenabständen. Die Abstände zwischen den Antennen variieren von $d = 0.5\lambda$ bis $d = 2\lambda$. Zum Vergleich ist die Gewinnkurve für ein äquidistantes Antennenarray mit $d = 0.5\lambda$ eingezeichnet.



a.) Antennenabstand $d = 0.5\lambda$, $g = 0.5$

b.) Antennenabstand $d = 1\lambda$, $g = 0.5$

c.) Antennenabstand $d = 1.5\lambda$, $g = 0.5$

d.) Antennenabstand $d = 2\lambda$, $g = 0.5$

Abbildung 5.4: Gewinn eines linearen äquidistanten Antennenarrays in einem Ein-Pfad-Ausbreitungszenario für $g = 0.5$

5.3.2 Breitbandige Betrachtung

Im vorigen Unterkapitel wurde eine schmalbandige Betrachtung der allgemeinen Gleichung 5.16 durchgeführt. Bei dieser schmalbandigen Betrachtung fallen die subtraktiven Terme auf den Abtastzeitpunkt $t = 0$, und der Gewinn wird konstruktiv oder destruktiv beeinflußt.

Im Gegensatz dazu vermindert sich bei der breitbandigen Betrachtung wegen der höheren

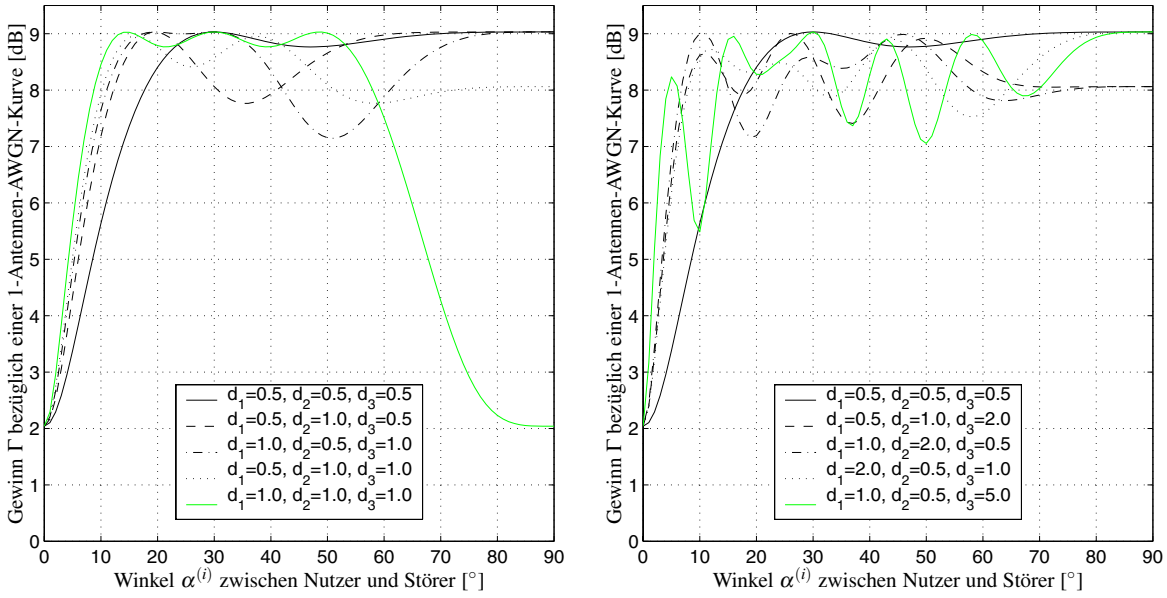


Abbildung 5.5: Gewinn einer linearen Antennenanordnung mit 4 Antennen und nicht-äquidistanten Antennenabständen in einem Ein-Pfad-Ausbreitungszenario für $g = 0.5$

zeitlichen Auflösung der Einfluß der beiden Terme auf den Abtastzeitpunkt bei $t = 0$ und damit auf den Gewinn. Dabei entsteht allerdings auch ISI, die eine Entzerrung erforderlich macht.

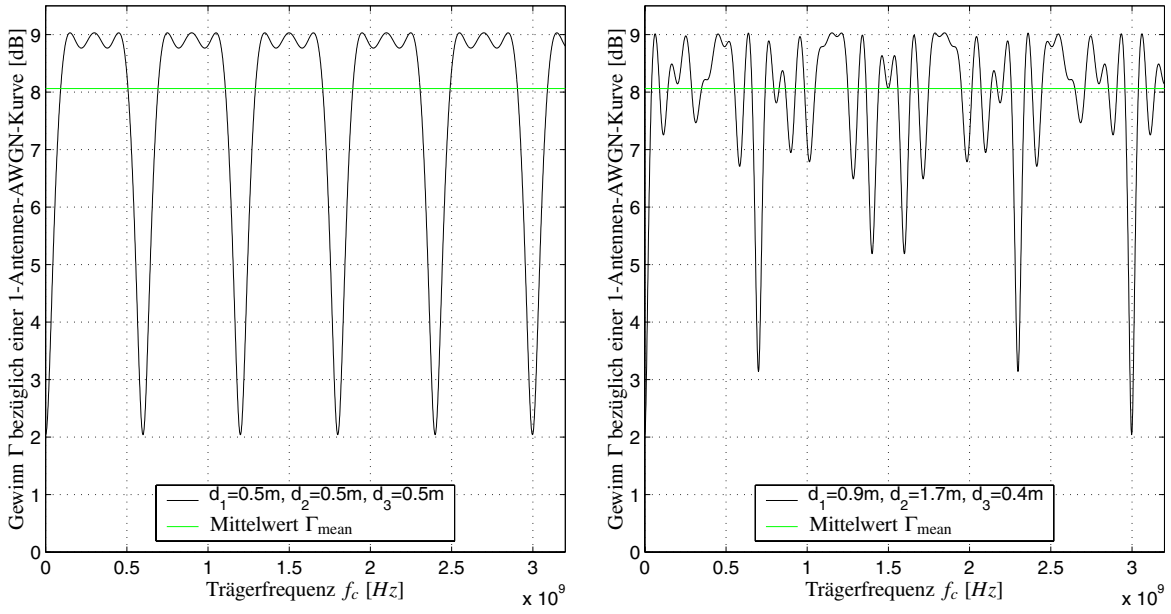
Die Auswirkungen der Tiefpaßfilterung von Kanalimpulsantworten vor einer Signalverarbeitung, sollen im folgenden diskutiert werden. Ausgangspunkt sei wieder die Fouriertransformierte $r(f)$ in Gleichung 5.16. Durch die Multiplikation von $r(f)$ mit $\frac{1}{f_\triangle}\text{rect}\left(\frac{f}{f_\triangle}\right)$ erfolgt die Bandbegrenzung auf $f_\triangle$ im Frequenzbereich. Die inverse Fouriertransformation ergibt dann den bandbegrenzten Ersatzkanal im Zeitbereich:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{f_\triangle}\text{rect}\left(\frac{f}{f_\triangle}\right) r(f) e^{j2\pi ft}\, df \quad . \tag{5.24}$$

Zum Abtastzeitpunkt $t = 0$ erhält man daraus den Gewinn:

$$\begin{aligned} \Gamma_w &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{f_\triangle}\text{rect}\left(\frac{f}{f_\triangle}\right) r(f) e^{j2\pi ft}\, df \Bigg|_{t=0} \\ &= \frac{1}{f_\triangle} \int_{-\frac{f_\triangle}{2}}^{\frac{f_\triangle}{2}} r(f)\, df \quad . \end{aligned} \tag{5.25}$$

Aufgrund der Bandbegrenzung gibt es in diesem Fall einen Beitrag zum Abtastwert bei $t = 0$ der subtraktiven Terme in Gleichung 5.16. Da $r(f)$ den schmalbandigen Gewinn für eine



a.) Periodizität: $f_p = 600$MHz, ggT: $d_c = 0.5$

b.) Periodizität: $f_p = 3$GHz, ggT: $d_c = 0.1$

Abbildung 5.6: Gewinn in Abhängigkeit der Trägerfrequenz f_c, $g = 0.5$, der Nutzer und Störer bei $\alpha^{(u)} = 0°$ und $\alpha^{(i)} = 90°$ und von 4 Antennen

bestimmten Frequenz f_c darstellt, kann der breitbandige Gewinn Γ_w nach einer Verschiebung der Integrationsgrenzen wie folgt beschrieben werden:

$$\Gamma_w(f_\triangle, f_{\min}) = \frac{1}{f_\triangle} \int_{f_{\min}}^{f_{\min}+f_\triangle} \Gamma(f_c)\, df_c \quad . \tag{5.26}$$

Dabei bezeichnet $f_\triangle$ die Bandbreite und $f_{\min}$ die untere Grenzfrequenz des Übertragungskanals. Der Gewinn bei einer breitbandigen Übertragung ist der Mittelwert aus den schmalbandigen Gewinnen der beteiligten Frequenzen innerhalb der entsprechenden Bandbreite.

Der Antennenabstand wurde bisher in Bruchteilen der Wellenlänge λ angegeben. In einem schmalbandigen Fall kann angenommen werden, daß sich für Frequenzen nahe bei f_c eine ähnliche Wellenlänge und damit auch ein ähnlicher Gewinn ergibt. Bei einer breitbandigen Ansteuerung des Antennenarrays können sich jedoch die Eigenschaften weit ab von der Mittenfrequenz entscheidend verändern. Aus diesem Grund wird im Folgenden der schmalbandige Gewinn für verschiedene Frequenzen f_c und bei festen physikalischen Abständen zwischen den Antennen genauer untersucht.

Abbildung 5.6 zeigt den Verlauf des schmalbandigen Gewinns für $g = 0.5$ über einen Frequenzbereich von 3 GHz. Es wird ein Antennenarray mit 4 Antennen verwendet, bei fest vorgegebenen Abständen d_l. Der Nutzer und der Störer liegen fest bei $\alpha^{(u)} = 0°$ und $\alpha^{(i)} = 90°$. Die Abbildungen basieren auf der Gleichung 5.20. Dabei ist nur der Teil $\Lambda(f_c)$ von der Frequenz f_c

abhängig:

$$\Gamma = \frac{L(1+(L-2)g)}{(1+(L-1)g)(1-g)} - \frac{2g\Lambda(f_c)}{(1+(L-1)g)(1-g)}$$

mit:

$$\Lambda(f_c) = \sum_{m=1}^{L-1}\sum_{n=m}^{L-1} \cos\left(\frac{2\pi \sum_{l=m}^{n} d_l f_c}{c}\left(\sin(\alpha^{(u)}) - \sin(\alpha^{(i)})\right)\right) \quad . \tag{5.27}$$

Eine Veränderung der Position von Nutzer bzw. Störer macht sich durch eine lineare Skalierung der Frequenzachse bemerkbar. Da hier $\alpha^{(u)} = 0^\circ$ und $\alpha^{(i)} = 90^\circ$ gewählt wurde, führt jede andere Winkelkombination zu einer Aufspreizung des Gewinnverlaufs.

Nach Abbildung 5.6 gibt es ab einer bestimmten Frequenz f_p eine periodische Wiederholung des Gewinnverlaufs. Aufgrund der Skalierung der Frequenzachse hängt f_p von der Ankunft der Welle aus der Richtung des Nutzers und des Störers ab. Bemerkenswert ist die Abhängigkeit des Gewinnverlaufs von der Wahl der Antennenabstände. Dadurch entsteht die Möglichkeit, die Anordnung der Antennen auf bestimmte vorgegebene Anforderungen zu optimieren. Die Frequenz f_p verringert sich, wenn die Gesamtlänge des Antennenarrays vergrößert wird, dabei aber die relativen Abstände zwischen den Antennenelementen beibehalten werden. Wird eine konstante Gesamtlänge vorausgesetzt, resultiert bei einem äquidistanten Antennenarray ein Minimum für f_p. Wird hingegen eine irreguläre Struktur für die Antennenanordnung gewählt, ergibt sich eine Erhöhung von f_p. Für die Periodizität f_p, ab der sich der Gewinnverlauf wiederholt, gilt:

$$f_p = \frac{c}{d_c\left(\sin(\alpha^{(u)}) - \sin(\alpha^{(i)})\right)} \quad . \tag{5.28}$$

Die Länge d_c gibt den größten gemeinsamen Teiler (ggT) von allen Antennenabständen innerhalb des Antennenarrays an. Anders ausgedrückt bedeutet d_c den größten äquidistanten Rasterabstand, bei dem alle Antennen des irregulären Antennenarrays auf einem Rasterpunkt liegen. Eine Maximierung von f_p kann erreicht werden, wenn die Antennenabstände 'relativ Prim' ($\mathrm{ggT}\{a,b\} = 1$) zueinander gewählt werden.

Wird die Gleichung 5.27 über eine ganze Periode f_p integriert, ergibt dies:

$$\begin{aligned}
\int_{f_x}^{f_x+f_p} \Lambda(f_c)\,df_c &= \int_{f_x}^{f_x+f_p} \sum_{m=1}^{L-1}\sum_{n=m}^{L-1} \cos\left(\frac{2\pi \sum_{l=m}^{n} d_l f_c}{c}\left(\sin(\alpha^{(u)}) - \sin(\alpha^{(i)})\right)\right) df_c \\
&= \frac{1}{2\pi \sum_{l=m}^{n} \triangle t_l} \sum_{m=1}^{L-1}\sum_{n=m}^{L-1} \sin\left(\frac{2\pi \sum_{l=m}^{n} d_l f_c}{c}\left(\sin(\alpha^{(u)}) - \sin(\alpha^{(i)})\right)\right)\Bigg|_{f_x}^{f_x+f_p} \\
&= 0 \quad .
\end{aligned}$$

Dabei kann der Beginn der Integration f_x beliebig gewählt werden. Aufgrund des symmetrischen Gewinnverlaufs ergibt sich dieses Ergebnis auch für die Integration über $\frac{f_p}{2}$, wenn die Integrationsgrenze am Anfang einer Periode liegt. Damit verbleibt für den mittleren Gewinn der erste Term in Gleichung 5.20:

$$\Gamma_{\text{mean}} = \frac{L(1+(L-2)g)}{(1+(L-1)g)(1-g)} \quad . \tag{5.29}$$

Wie schon erwähnt, wird aufgrund der unvollständigen Unterdrückung der ISI in einem realen Entzerrer der maximale Gewinn nicht in allen Fällen erreicht. Da somit die Leistungsfähigkeit sehr von der Art des Entzerrers abhängt, wird nachfolgend der Gewinn untersucht, wenn sämtliche ISI komplett eliminiert werden kann (Matched-Filter-Bound).

Normalerweise passen die Verzögerungen auf dem Kanal nicht in das Abtastraster der Signalverarbeitung im Empfänger. Deshalb wird eine Tiefpaßfilterung der Eingangssignale durchgeführt. Alle verzögerten Werte, die nicht in das Abtastraster passen, beeinflussen aber den Abtastwert bei $t = 0$. Wählt man als Übertragungs-Bandbreite ein Vielfaches der Frequenz f_p, z. B. $f_\triangle = nf_p$ mit n als ganze Zahl, ergibt sich eine Abtastrate von $T_c = \frac{1}{nf_p}$ (Der Faktor 2 im Nenner kürzt sich heraus, da die Bandbreite im Basisband $\frac{f_\triangle}{2}$ beträgt). Für diese Wahl der Bandbreite ergeben die obigen Überlegungen einen Gewinn von Γ_{mean}; alle Verzögerungen des Kanals fallen auf das Abtastraster der Signalverarbeitung und die Intersymbolinterferenzen beeinflussen den Abtastwert bei $t = 0$ nicht mehr. Wird die Bandbreite $f_\triangle$ gegenüber der Periodizität f_p groß genug gewählt, so variiert der Gewinn nur geringfügig für unterschiedliche Winkel $\alpha^{(u)}$ und $\alpha^{(i)}$.

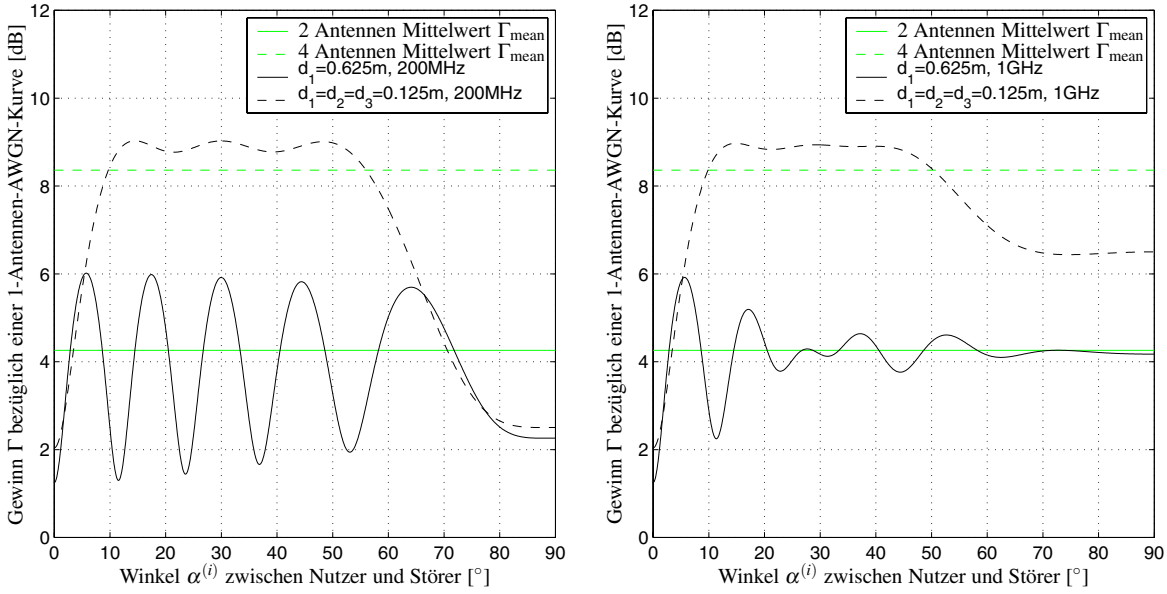
Die Abbildung 5.6 zeigt den schmalbandigen Gewinn als Funktion der Trägerfrequenz f_c. Bei einer derartigen schmalbandigen Übertragung kann es vorkommen, daß für eine bestimmte Anordnung von Nutzer, Störer und Antenne bei einem der verschiedenen Minima ein geringer Gewinn die Übertragung beeinträchtigt.

Im Gegensatz dazu aber gibt es bei der breitbandigen Übertragung in Abbildung 5.7 eine Mittelung über einen gewissen Frequenzbereich, wodurch eine Übertragung mit schlechtem Gewinn vermieden wird. Findet beispielsweise eine Übertragung mit der Bandbreite $f_\triangle = 1$ GHz und einer unteren Grenzfrequenz von $f_{\min} = 1.9$ GHz statt, errechnet sich der Gewinn aus dem Mittelwert des Gewinns in dem zugehörigen Frequenzintervall $[1.9\text{ GHz}, 2.9\text{ GHz}]$. Die Abbildung 5.6 zeigt den Gewinnverlauf über der Trägerfrequenz für $\alpha^{(u)} = 0^\circ$ und $\alpha^{(i)} = 90^\circ$.

In Abbildung 5.7 werden die Gewinnverläufe einer Übertragung mit der Mittenfrequenz von 2.4 GHz über eine Bandbreite von $f_\triangle = 200$ MHz in Bild a.) und $f_\triangle = 1$ GHz in Bild b.) gegenübergestellt. Betrachtet man die Gewinnkurve für 2 Antennen in Bild b.), erkennt man eine relativ kleine Abweichung von dem breitbandigen Mittelwert Γ_{mean} für große Winkel zwischen Nutzer und Störer. Nach Gleichung 5.28 ist in diesem Fall ab einem Winkel von 28.7° der Integrationsbereich ($f_\triangle = 1$ GHz) größer als die Periodizität f_p.

Kleine Winkeldifferenzen zwischen Nutzer und Störer ergeben einen ähnlichen Verlauf wie bei einer schmalbandigen Übertragung.

Der Abstand zwischen zwei Antennen ist bei der Anordnung mit 4 Antennen kleiner. Aus diesem Grund wird die Länge einer Periode f_p größer. Bei einer Bandbreite von $f_\triangle = 1$ GHz wird bei allen Winkeln ein akzeptabler Gewinn erreicht.



a.) Bandbreite $f_\triangle = 200$ MHz

b.) Bandbreite $f_\triangle = 1$ GHz

Abbildung 5.7: Gewinn bei linearen äquidistanten Antennenarrays bei einem Ein-Pfad-Ausbreitungszenario für $g = 0.5$ und für verschiedene Bandbreiten $f_\triangle$

5.3.3 Zusammenfassung der verschiedenen Gewinne

Bei obigen Betrachtungen von schmal- und breitbandigen Übertragungen wurden verschiedene Arten von Gewinnen beobachtet, die hier nochmals zusammengefaßt werden.

- **Antennengewinn**
  Der Antennengewinn wurde bereits in zahlreichen Veröffentlichungen aufgezeigt wie z. B. in [HB00a]. Für den Antennengewinn gilt:

$$\Gamma_a = L \quad . \tag{5.30}$$

  Dabei bezeichnet L die Anzahl der Empfangsantennen. Dieser Gewinn ergibt sich aufgrund von räumlich und zeitlich unkorrelierten Störungen bzw. aufgrund von Rauschen.

- **Ausblendungsgewinn**
  Für den Ausblendungsgewinn gilt:

$$\Gamma_i = \frac{1}{1-g} \quad . \tag{5.31}$$

  Dabei gibt g den prozentualen Anteil der Leistung eines räumlich lokalisierten Störers an. Der Ausblendungsgewinn ist der maximal mögliche Faktor, wenn der Störer vollständig ausgeblendet werden kann.

- **Gemittelter Breitbandgewinn (Frequenz-Diversität)**
  Wenn $\Gamma(f_c)$ den Gewinn einer schmalbandigen Übertragung bei einer Frequenz f_c darstellt, dann gilt für den breitbandigen Gewinn (Matched-Filter-Bound) der Mittelwert über die schmalbandigen Gewinne:

$$\Gamma_w = \frac{1}{f_\triangle} \int_{f_{\min}}^{f_{\min}+f_\triangle} \Gamma(f_c)\, df_c \quad . \tag{5.32}$$

  $f_\triangle$ bezeichnet die Bandbreite und $f_{\min}$ die untere Grenzfrequenz der Übertragung. Eine breitbandige Signalverarbeitung bringt im Vergleich zur schmalbandigen Verarbeitung keinen zusätzlichen Gewinn; es findet stattdessen eine Mittelung über die Gewinne der einzelnen Frequenzen statt. Dieser Mittelungsprozeß wird als Diversität bezeichnet [Lin99]. Bei den bisherigen Betrachtungen wurde keine Mehrpfad Ausbreitung angenommen. Daher kann die Diversität nicht über den Energiegewinn erklärt werden, der bei Antennen mit unterschiedlichen Empfangsvoraussetzungen durch zusätzliche Ausbreitungspfade auftritt. Die hierbei erhaltene Diversität ähnelt vielmehr dem Mittelungsprozeß, der bei einer gespreizten Übertragung über einen frequenzselektiven Mehrpfadkanal beobachtet werden kann (siehe Kapitel 4.3).

  Eine Erhöhung des Antennenabstandes bewirkt einen Diversitätseffekt bei geringeren Bandbreiten. Bei der Definition der 'Breitbandigkeit' sind daher die Bandbreite des Übertragungssystems und die räumlichen Abmessungen des Antennenarrays zu berücksichtigen.

5.4 Simulationsergebnisse

In den vorhergehenden Kapiteln sind einige theoretische Betrachtungen von Empfangssystemen mit mehreren Antennen vorgestellt worden. Nachfolgend werden einige Simulationsergebnisse für ein Indoor-Szenario dargestellt [Pie01]. Abbildung 5.8 zeigt den Grundriß eines einfachen Szenarios, das für die Simulationen verwendet wurde. Die Abmessungen des Raumes betragen 10 m in der Breite, 10 m in der Länge und 2.5 m in der Höhe. Bei einigen Simulationen wird zusätzlich eine Wand in der Mitte des Raumes mit 3 m Breite und einer Höhe von 2.5 m hinzugefügt.

Die lineare Antennenanordnung des Empfängers am linken unteren Rand der Abbildung 5.8 besteht aus 21 einzelnen Antennen, die einen Abstand von 0.25λ zueinander haben. Für eine Simulation können einzelne Antennen selektiert werden. Auf diese Weise ist eine Vielzahl linearer Anordnungen mit minimalen Abständen von 0.25λ darstellbar.

Die mittlere Antenne des Antennenarrays ist 1 m von jeder der beiden Wände entfernt plaziert, und die gesamte Anordnung ist parallel zur unteren Wand angebracht. Die Antennen weisen in der Azimutebene die omnidirektionale Antennencharakteristik eines Dipols auf und empfangen somit Signalenergie aus allen Richtungen. Als Trägerfrequenz wurde $f_c = 2.4$ GHz gewählt. Bei dieser Frequenz beträgt der physikalische Antennenabstand $d = \frac{\lambda}{4} = 3.1$ cm.

Der Nutzer befindet sich stationär in der oberen linken Ecke des Raumes mit einem Abstand von 1 m zu den Wänden. Daraus ergibt sich ein Einfallswinkel von $\alpha^{(u)} = 0^\circ$ bezüglich

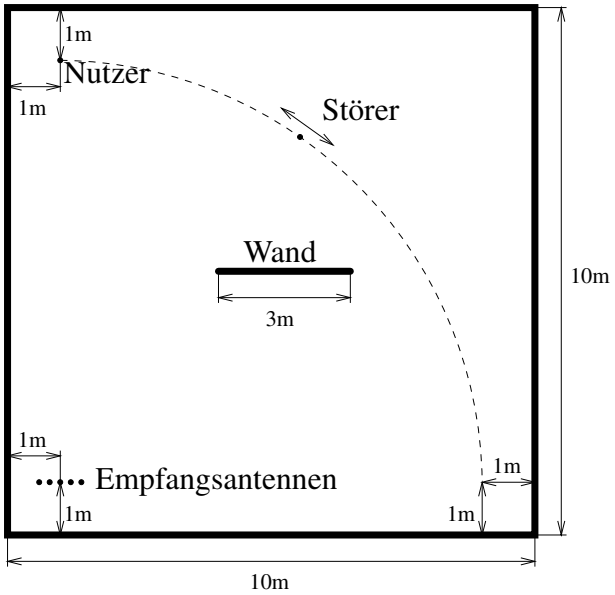


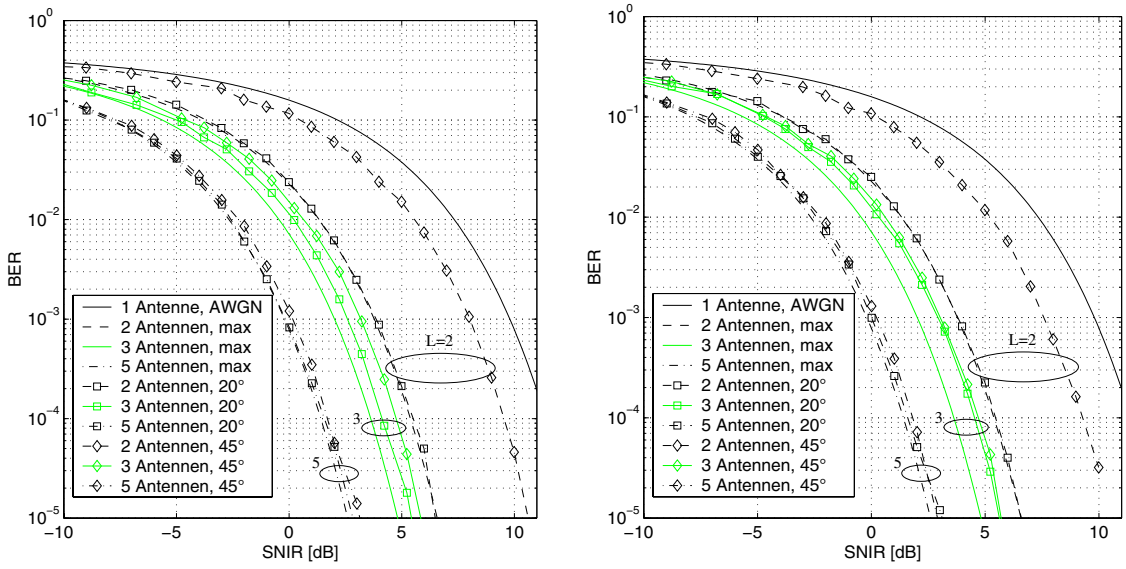
Abbildung 5.8: Verwendete Simulationsumgebung

der Mitte des Antennenarrays. Der Störer bewegt sich beginnend bei der Position des Nutzers $\alpha^{(i)} = 0^\circ$ auf einem Viertelkreis in 5° Schritten bis $\alpha^{(i)} = 90^\circ$ mit einem Radius von 8 m zur Mitte der Antennenanordnung. Über dem Winkel $\alpha^{(i)}$ werden auch die Gewinne für die Simulationsergebnisse aufgetragen. Das Antennenarray, der Nutzer und der Störer befinden sich in einer Ebene genau 1 m über dem Boden.

Es wird eine ideale Kenntnis der Kanalparameter auf der Empfangsseite vorausgesetzt. Die Kanalimpulsantworten zwischen Nutzer bzw. Störer und Empfangsantennen sind mit Hilfe von Raytracing-Verfahren, die in Kapitel 2.2 ausführlich beschrieben sind, gewonnen worden. Dabei werden die 20 stärksten Pfade bis zur dritten Reflexionsordnung berechnet. Als Ergebnis erhält man die komplexen Amplituden und Verzögerungen von jedem einzelnen Ausbreitungspfad an jeder Antenne. Bei der Simulation der Reflexionen wird als Wandmaterial die Dielektrizitätskonstante von Beton ($\varepsilon = 6 - j0.3$) verwendet.

Elektromagnetische Verkopplungen zwischen den Antennenelementen werden nicht berücksichtigt. Die Darstellung der Gewinnfunktionen basiert auf der Berechnung von Bitfehlerkurven. Die Abbildung 5.9 zeigt einige beispielhafte Bitfehlerkurven für verschiedene Winkel und unterschiedliche Anzahl von Antennen und Bandbreiten. Für den Fall einer schmalbandigen Übertragung ergeben sich die resultierenden Bitfehlerkurven aus einer Verschiebung der AWGN-Kurve. Für den Fall einer breitbandigen Übertragung ändert sich die Steigung der Bitfehlerkurve und der Gewinn ist abhängig vom gewählten SNIR. Der angegebene Gewinn gibt in allen Abbildungen den Abstand zwischen der Bitfehlerkurve und der AWGN-Referenz bei einem SNIR Wert von 4 dB an.

Die Empfangsleistung wird bei allen Simulationen normiert. Dies entspricht einer perfekten Leistungsregelung bei Nutzer und Störer. Obwohl in einer praktischen Anwendung die Annahme einer perfekten Leistungsregelung für den Störer unwahrscheinlich ist, wird diese



Bandbreite $f_\triangle = 20$ kHz

Bandbreite $f_\triangle = 20$ MHz

Abbildung 5.9: Innenraum mit Wand, 20 Ausbreitungspfade, Antennenabstand $d = \lambda$, $g = 0.5$

Annahme gemacht, um die Gewinne, die durch die Ausblendung des Störers erreichbar sind, deutlicher darstellen und miteinander vergleichen zu können. Für eine Mehrpfad-Übertragung ergibt sich aufgrund der gemachten Vorgaben derselbe maximale Gewinn wie bei einer Ein-Pfad-Übertragung, da bei einer kompletten Ausblendung des Störers in beiden Fällen das bestmögliche Ergebnis erreicht werden kann.

Als Übertragungsverfahren wird eine uncodierte blockweise BPSK-Übertragung gewählt. Jeder Block besteht dabei aus neun Informationssymbolen. Dies entspricht beispielsweise einer TDM-Übertragung, bei der alle Zeitschlitze dem selben Nutzer zugeordnet sind. Die Begrenzung auf die entsprechende Bandbreite erfolgt durch eine Tiefpaßfilterung. Die zeitdiskreten Ersatzkanalmatrizen werden gemäß Kapitel 4.2 berechnet. Die Matrix $\underline{R}(k=0)$ wird zyklisch mit den Werten von $\underline{R}(k=-1)$ und $\underline{R}(k=1)$ ergänzt, um die Interblock-Interferenz zu berücksichtigen. Auf diese Weise entsteht die gleiche Bitfehlerrate wie bei einer seriellen Übertragung. Als Detektionsverfahren wird ein Maximum-Likelihood-Entzerrer nach dem Empfangsfilter eingesetzt.

5.4.1 Ergebnisse breitbandiger Übertragungen

Zunächst wird auf Ergebnisse von breitbandigen Übertragungen eingegangen, bei denen nur die Sichtverbindung bei der Simulation berücksichtigt ist.

Die Abbildung 5.10 zeigt Simulationsergebnisse für 20 MHz und 200 MHz. Außerdem sind die theoretischen Kurven für den schmalbandigen Mittelwert bei der Mittenfrequenz $f_c = 2.4$ GHz für ein Antennenabstand von $d = 62.5$ cm und der breitbandige Mittelwert Γ_{mean} eingezeichnet. Der eingezeichnete breitbandige Mittelwert wird erreicht, wenn keinerlei Einschränkungen bezüglich der Bandbreite getroffen werden. Größere Unterschiede zwischen den

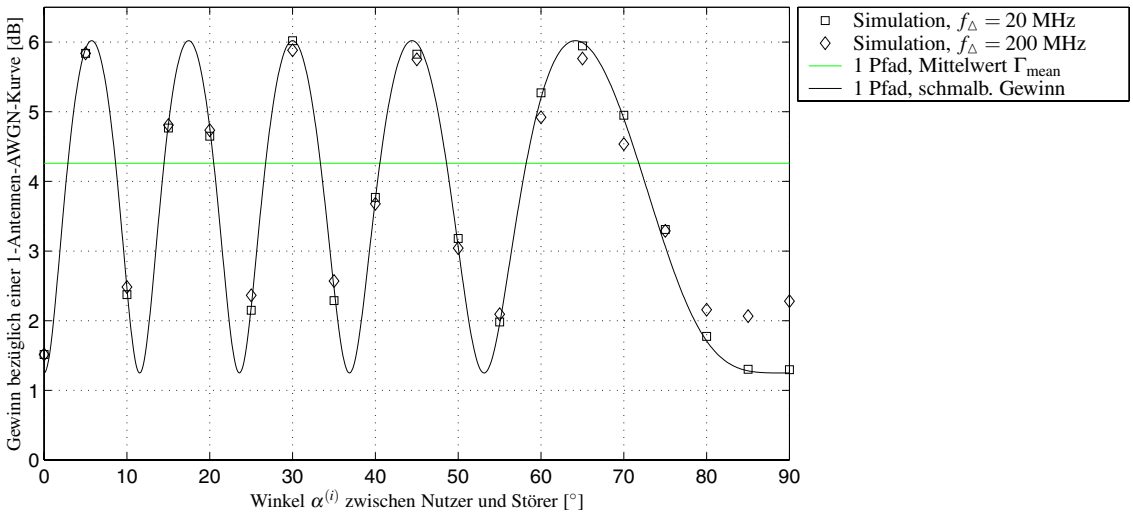


Abbildung 5.10: Simulation einer 1 Pfad Übertragung, $g = 0.5$, 2 Antennen, $d = 5\lambda$

Simulationsergebnissen und dem schmalbandigen Fall ergeben sich lediglich für sehr große Bandbreiten und große Winkel zwischen Nutzer und Störer. Die Verzögerungen der Kanalimpulsantwort sind in aller Regel erheblich kürzer als die Symboldauer. Daher kann die Intersymbolinterferenz vernachlässigt werden.

Bei der Übertragung mit einer Bandbreite von $f_\triangle = 200$ MHz und einem Antennenabstand von $d = 62.5$ cm ergibt sich für die maximale Verzögerung bei $\alpha^{(i)} = 0°$ eine halbe Symboldauer, was gerade eine signifikante Abweichung von der schmalbandigen Theoriekurve zur Folge hat.

Es besteht ein invers proportionaler Zusammenhang zwischen Bandbreite und Antennenabstand, wenn der Betrag der ISI konstant gehalten wird. Wird der Antennenabstand um den Faktor zwei vergrößert, dafür aber die Bandbreite halbiert, erhält man das selbe Ergebnis.

Um die Resultate einer breitbandigen Signalverarbeitung stärker zu verdeutlichen, werden in Abbildung 5.11 Simulationsergebnisse mit einer noch größeren Bandbreite von $f_\triangle = 1$ GHz vorgestellt.

Abbildung 5.11 zeigt die Gewinnverläufe für zwei äquidistante Antennenarrays mit einer Gesamtlänge von 62.5 cm. Ein Antennenarray besteht aus 6 Antennen, während das andere nur 2 Antennen benutzt (siehe auch Abbildung 5.10).

Die großen Markierungen bezeichnen die Ergebnisse mit Maximum-Likelihood-Entzerrung. Die kleinen Markierungen kennzeichnen den Gewinn für den Fall, daß alle ISI eliminiert werden kann (Matched-Filter-Bound). Diese simulierten Werte liegen auf der theoretischen, nach Gleichung 5.26 berechneten Referenzkurve für den breitbandigen Gewinn. Desweiteren ist der schmalbandige Gewinnverlauf für die Mittenfrequenz $f_c = 2.4$ GHz der Übertragung (Gleichung 5.21) und der breitbandige Mittelwert Γ_{mean} für $\alpha^{(u)} \neq \alpha^{(i)}$ (Gleichung 5.17) eingezeichnet. Obwohl eine Maximum-Likelihood-Entzerrung durchgeführt wird, kann die ISI nicht vollständig eliminiert werden.

Werden die Simulationsergebnisse in Abbildung 5.11 für das Array aus 2 Antennen mit der

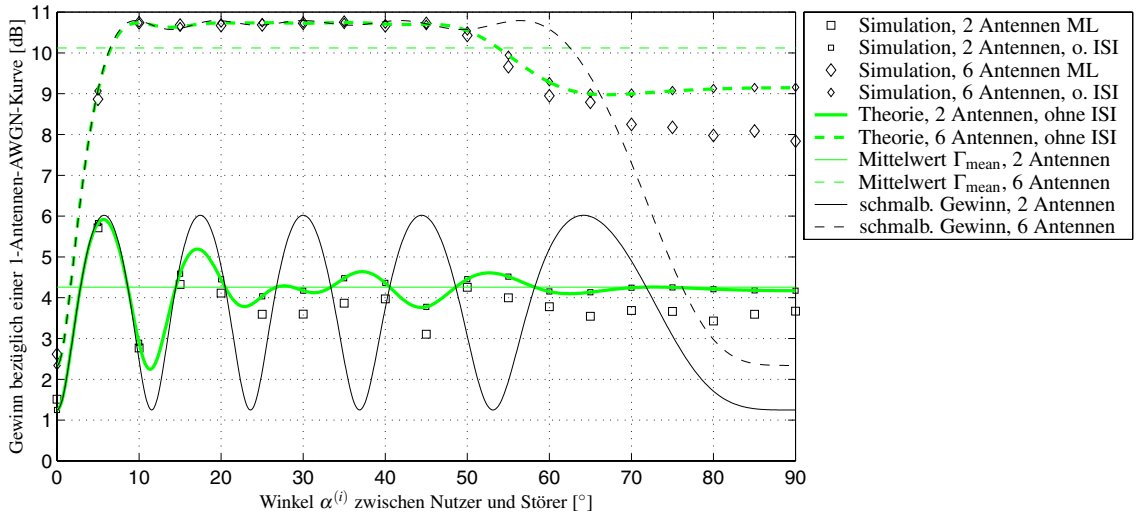


Abbildung 5.11: Simulation einer 1-Pfad Übertragung, $g = 0.5$, Bandbreite $f_\triangle = 1$ GHz

Abbildung 5.10 verglichen, ist eine weitere Annäherung an den breitbandigen Mittelwert Γ_{mean} aufgrund der höheren Bandbreite erkennbar. Bei einem Szenario mit vielen Ausbreitungspfaden ist zu erwarten, daß der Mittelungseffekt schon bei wesentlich geringeren Bandbreiten eintritt und die Varianz der Gewinnkurve abnimmt.

5.4.2 Ergebnisse schmalbandiger Übertragungen

Für die Simulation in Abbildung 5.12 wurde der Raum in Abbildung 5.8 mit einer zusätzlichen inneren Wand verwendet. Als Trägerfrequenz wird $f_c = 2.4$ GHz gewählt und die Antennenabstände betragen für beide Antennenarrays $d = \frac{\lambda}{2}$. Die Abbildung zeigt den Gewinnverlauf für zwei und fünf Antennen. Zusätzlich ist als Referenz das Ergebnis für eine schmalbandige Ein-Pfad-Übertragung aus Gleichung 5.21 eingezeichnet. Die Mehrpfadausbreitung stellt sicher, daß immer ein gewisser Leistungsanteil des Störers ausgeblendet werden kann. Mit steigender Anzahl der im Empfänger verwendeten Antennen sinkt die prozentuale Varianz des Gewinnverlaufs.

Die Beobachtungen im vorigen Kapitel haben ergeben, daß sich die breitbandigen Simulationsergebnisse und die schmalbandigen Resultate lediglich für ziemlich hohe Bandbreiten oder für sehr große Antennenabstände signifikant unterscheiden. Eine räumlich-zeitliche Signalverarbeitung ist nur bei Vorhandensein von ISI notwendig, da die schmalbandige Signalverarbeitung bereits die räumlichen Korrelationen nutzt.

Bei einer Mehrpfadausbreitung sind zeitliche Korrelationen aufgrund der größeren Pfadverzögerungen öfters zu erwarten; trotzdem zeigt sich eine geringe Auswirkung auf die Gewinnverläufe. Ein Grund dafür könnte die geringe Intensität der mehrfach reflektierten Pfade sein. Folglich wird für Umgebungen mit großen Pfadverzögerungen und wenig Reflexionen schon bei geringeren Bandbreiten eine räumlich-zeitliche Signalverarbeitung benötigt.

Für eine schmalbandige Übertragung hat sich gezeigt, daß ein Antennenabstand von $d = \frac{\lambda}{2}$

vorteilhaft ist; in diesem Falle können Mehrdeutigkeiten im Antennendiagramm (siehe Abbildung 5.4) vermieden werden.

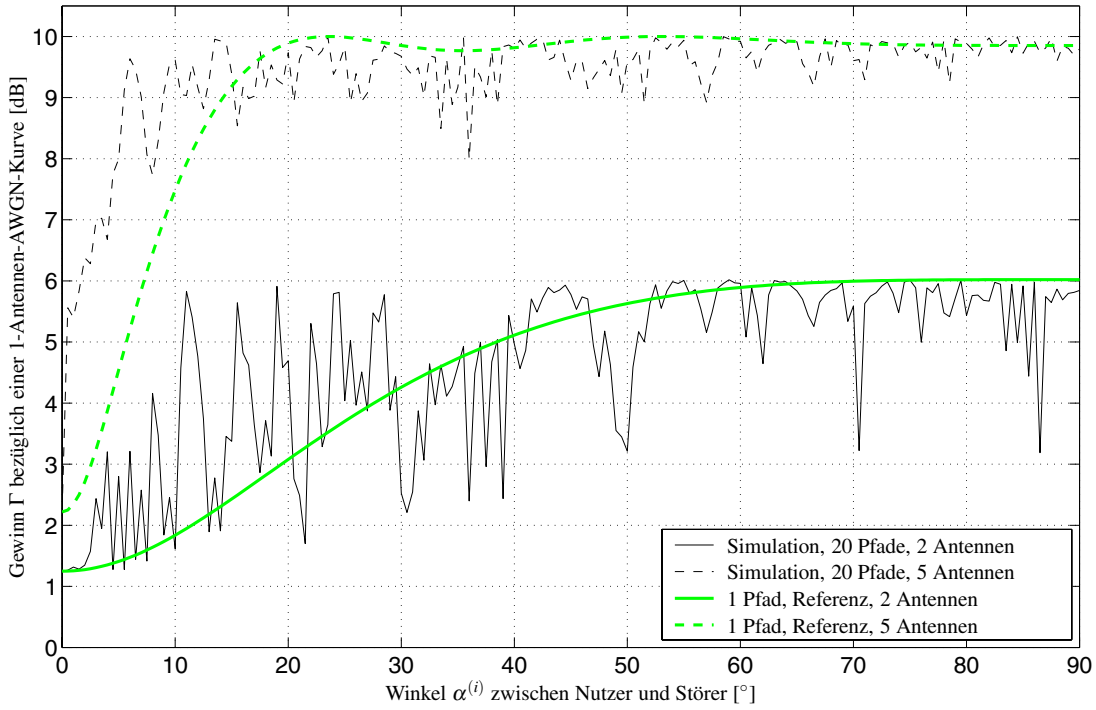


Abbildung 5.12: Innenraum mit Wand, 20 Ausbreitungspfade, $g = 0.5$, $d = \frac{\lambda}{2}$, $f_{\triangle} = 20$ kHz

In einem Innenraum-Szenario ist konventionelles Beamforming nach Kapitel 3 normalerweise relativ aufwendig, da es viele Ausbreitungspfade gibt und die Ankunftsrichtungen über einen großen Winkelbereich verteilt sind.

Bei der Herleitung des optimalen Empfängers unter Anwesenheit von lokalisierten Störungen in Kapitel 5.2 wurde als Ansatz von einer allgemeinen Optimierung des SNIR ausgegangen, ohne eine Einschränkung hinsichtlich der Anordnung der Antennen zu treffen. Aus diesem Ansatz ergibt sich indirekt auch ein optimales Antennendiagramm. Zur Illustration kann das für eine schmalbandige Übertragung berechnete optimale Filter $e(t)$ in Gleichung 5.10 auch als äquivalentes Antennendiagramm dargestellt werden. Dazu werden aus dem Filter $e(t)$ die Phasen- und Amplitudenwerte der Gewichtungsfaktoren an jedem Antennenelement ermittelt (siehe Kapitel 3.3). Das Elementarsignal $u(t)$ liefert für ein schmalbandiges Signal an allen Antennen den gleichen Faktor und hat somit auf die Form des Antennendiagramms keinen Einfluß.

Die Abbildung 5.13 zeigt Antennendiagramme für verschiedene Positionen des Störers. Als Ausbreitungszenario wird wiederum der Innenraum mit innerer Wand (siehe Abbildung 5.8) unter Verwendung von 20 Ausbreitungspfaden verwendet. Das lineare äquidistante Antennenarray besteht aus 5 Antennen im Abstand $d = \frac{\lambda}{2}$. Der Nutzer liegt fest bei $\alpha^{(u)} = 0°$, der Störer nimmt Positionen in $10°$ Schritten von $\alpha^{(i)} = 0°$ bis $\alpha^{(i)} = 90°$ ein.

Die Antennendiagramme sind aufgrund der omnidirektionalen Richtcharakteristik der Ein-

zelantennen spiegelsymmetrisch zur Antennenanordnung, d. h. zur Waagerechten $270° - 90°$.

Im ersten Diagramm bei $\alpha^{(i)} = 0°$ liegen Nutzer und Störer aufeinander und sind daher räumlich nicht trennbar; beide weisen dieselben Ausbreitungspfade auf. Das Antennendiagramm ist in diesem Fall so ausgeformt, daß die empfangene Gesamtenergie des Nutzers maximiert wird.

Die Raytracing-Simulation liefert nicht nur die Kanalimpulsantworten, sondern auch die genauen Ankunftswinkel für jeden Ausbreitungspfad (vergleiche Abbildung 2.19), so daß diese Richtungen zur besseren Beurteilung ebenfalls angegeben werden. Der stärkste Pfad des Nutzers ist mit einer durchgezogen grünen (grauen) Linie gekennzeichnet, der stärkste Pfad des Störers ist durchgezogenen rot (schwarz) gekennzeichnet. Die restlichen reflektierten Pfade sind gestrichelt grün (grau) für den Nutzer bzw. gestrichelt rot (schwarz) für den Störer.

Bei $\alpha^{(i)} = 40°$ und $\alpha^{(i)} = 50°$ ist die Sichtverbindung des Störers durch die innere Wand abgeschattet, sodaß der stärkste Pfad über eine Reflexion eintrifft.

Über den ganzen Winkelbereich $\alpha^{(i)}$ zeigt die Hauptkeule nahezu unverändert in Richtung der Pfade mit der höchsten Nutzenergie. Die Nullstellen und Nebenkeulen werden zum Zweck der Störunterdrückung für jeden Winkel $\alpha^{(i)}$ entsprechend angepaßt. Die polare Darstellung der Antennengewinne gibt einen quantitativen Eindruck über die Ausrichtung der stärkeren Keulen im Raum. Für die Beurteilung der tatsächlich anfallenden Gewinne ist eine lineare Auftragung über dem Winkel besser geeignet (vergleiche dazu Abbildung 3.14).

5.5 Vergleich mit dem Kanal-Matched-Filter-Empfänger

Bei dem in Kapitel 4 abgeleiteten Matched-Filter-Empfänger erfolgt eine Maximierung der Energie des Nutzers unter der Voraussetzung von unkorreliertem weißem Gaußschen Rauschen an jeder einzelnen Empfangsantenne, also ohne die Berücksichtigung von räumlich lokalisierten, störenden Teilnehmern. Sämtliche Nutzenergie wird durch das Kanal-Matched-Filter an jeder Antenne eingesammelt; anschließend werden die Beiträge aller Antennen nach Gleichung 4.9 aufaddiert. Dieser Spezialfall in Abbildung 4.3 resultiert auch für das optimale Empfangsfilter für nicht-isotrope Störungen in Kapitel 5, vorausgesetzt, daß für die resultierende Störkorrelationsmatrix $\underline{\Phi}^{(n)}(\tau)$ nur die diagonale Korrelationsmatrix des thermischen Rauschprozesses aus Gleichung 5.3 verwendet wird. Das äquivalente Antennendiagramm für den Kanal-Matched-Filter-Empfänger entspricht damit der Darstellung in Abbildung 5.13 bei $\alpha^{(i)} = 0°$ und es erfolgt keine Anpassung des Antennendiagramms bei einer veränderter Position des Störers.

In Abbildung 5.14 ist der Gewinnverlauf des optimalen Empfängers für isotrope Störungen dem Gewinnverlauf des Kanal-Matched-Filter-Empfängers, für zwei und fünf Antennen gegenübergestellt. Es wird dabei der Innenraum wieder mit einer inneren Wand (siehe Abbildung 5.8) und 20 Ausbreitungspfaden verwendet. Als Trägerfrequenz wird $f_c = 2.4$ GHz gewählt. Die Antennenabstände betragen für beide Antennenarrays $d = \frac{\lambda}{2}$. Zusätzlich ist als Referenz das Ergebnis für eine schmalbandige Ein-Pfad-Übertragung aus Gleichung 5.21 eingetragen.

Der Gewinnverlauf des Kanal-Matched-Filter-Empfängers liegt immer unterhalb der Kurve für den optimalen Empfänger. Für zwei Antennen ist der Verlust nicht übermäßig groß; er liegt nur für einzelne Winkel bei etwa 1 dB. Bei fünf Antennen wird der Unterschied aber deutlicher.

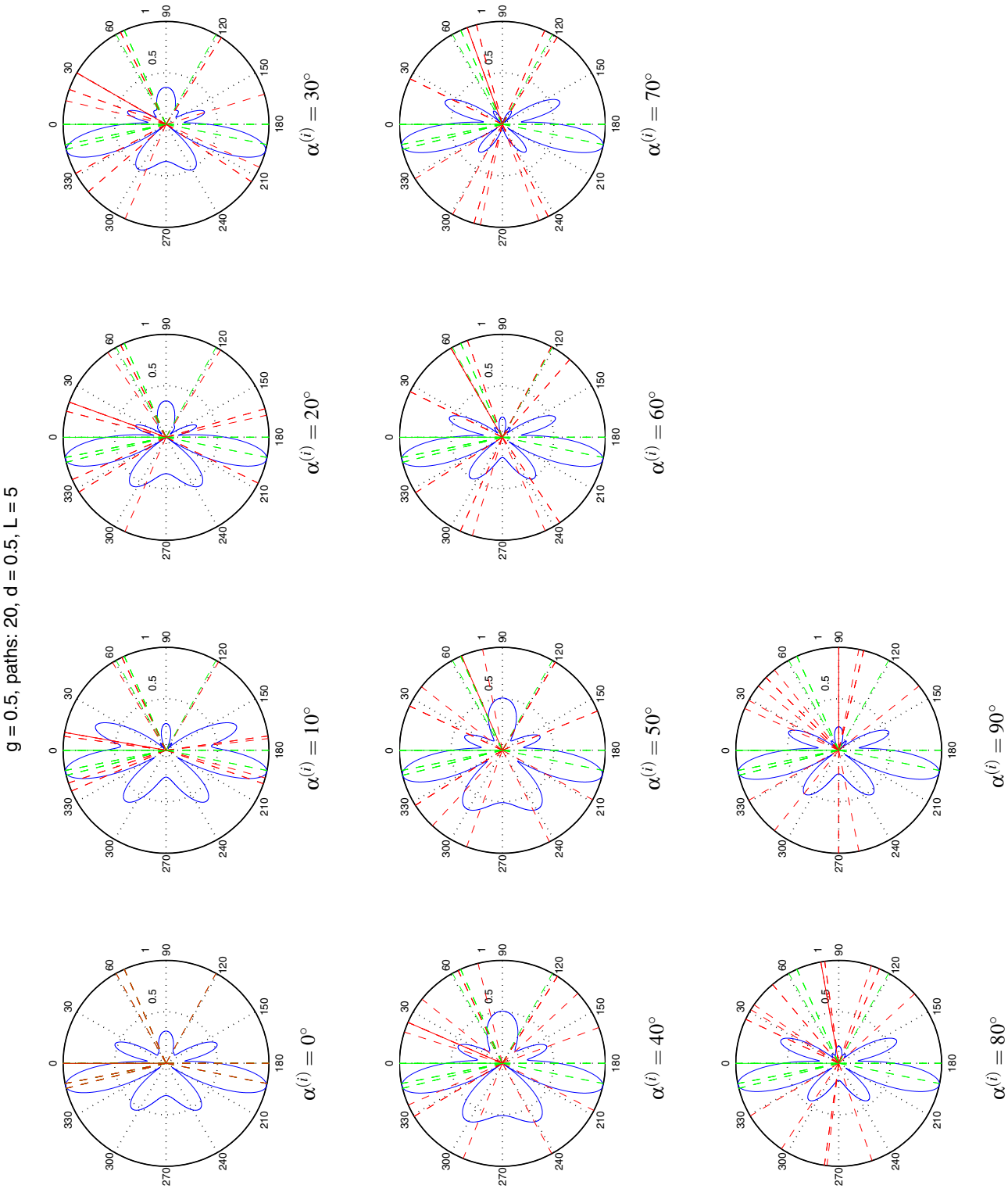


Abbildung 5.13: Antennendiagramme für Nutzer bei $\alpha^{(u)} = 0° $ und Störer von $\alpha^{(i)} = 0° - 90°$ in $10°$ Schritten, 5 Antennen, Abstand $d = \frac{\lambda}{2}$, $g = 0.5$, Innenraum mit Wand, 20 Ausbreitungspfade

Die Kurve für den Kanal-Matched-Filter-Empfänger liegt teilweise mit mehr als 2 dB deutlich unterhalb der Kurve für einen optimalen Empfänger. Außerdem ist die Varianz des Gewinnverlaufs beim Kanal-Matched-Filter-Empfänger wesentlich größer.

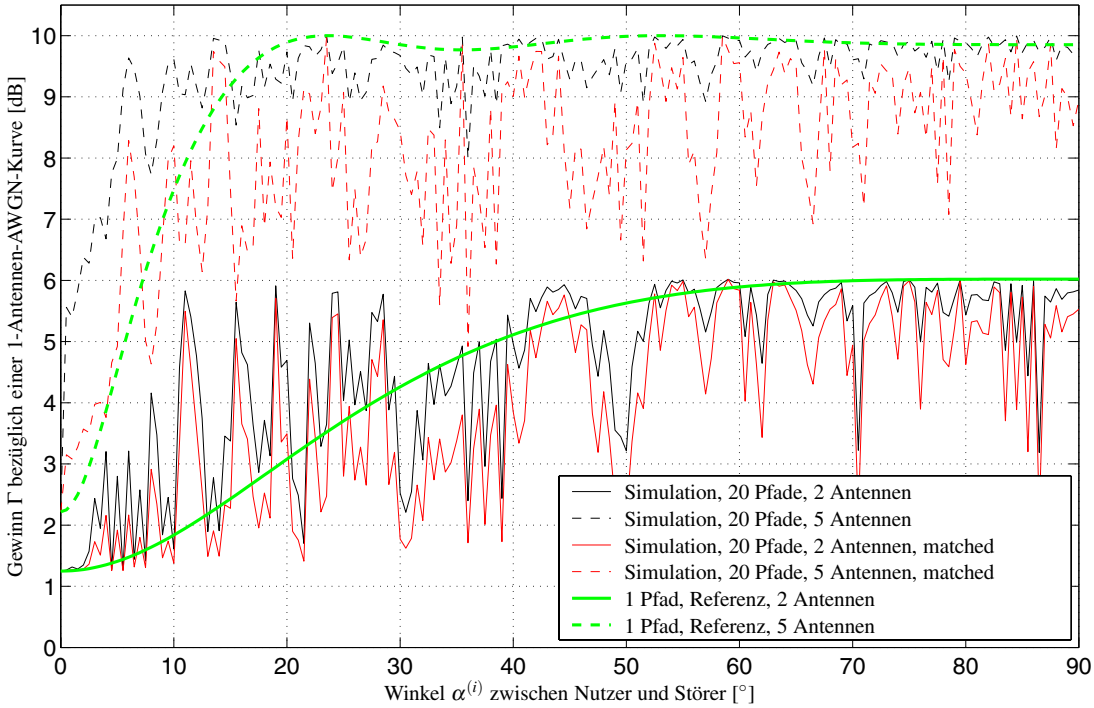


Abbildung 5.14: Innenraum mit Wand, 20 Ausbreitungspfade, $g = 0.5$, $d = \frac{\lambda}{2}$, $f_{\triangle} = 20$ kHz

5.6 Vergleich mit Beamforming-Verfahren

5.6.1 Verwendete Näherungen

Für die Erstellung der Simulationsergebnisse von verschiedenen Beamforming-Verfahren mit unterschiedlichen Belegungsfunktionen wurden Annahmen und Näherungen getroffen, die nachfolgend nocheinmal zusammengefaßt werden.

- Ideale Richtungsschätzung.
  Die Einfallswinkel von Nutzer und Störer sind durch die Wahl des Simulationsszenarios bekannt und werden dem Beamforming-Algorithmus für die Optimierung der Blickrichtung weitergegeben.

- Als Übertragungssignal wird ein schmalbandiger kontinuierlicher Träger angenommen.

- Annahme der Fernfeldnäherung der gesamten Antennenanordnung nach Kapitel 3.2.1.

- Energienormierung der Ergebnisse.
  Um einen Vergleich der Leistungsfähigkeit in Bezug auf die Störausblendung zu ermöglichen, werden die am Empfänger eintreffenden Leistungen von Nutzer und Störer für die Berechnung des Gewinns normiert. Durch diese Vorgehensweise wird der Einfluß von verschiedenen Ausbreitungswegen (z. B. Abschattung, Apertur-Effizienz) kompensiert. Andererseits wird dadurch der spätere Vergleich der Ergebnisse wesentlich vereinfacht.

- Die Antennen besitzen in der Azimutebene die omnidirektionale Richtcharakteristik eines Dipols.

- Keine Berücksichtigung der Antennenverkopplung/-beeinflussung.
  Jede Antenne entzieht dem elektromagnetischen Feld Energie. Werden zwei oder mehrere Antennen, die nahe beieinander stehen betrachtet, läßt sich nachweisen, daß diese Antennen sich gegenseitig beeinflussen. Diese Wechselwirkung verändert das Antennendiagramm jeder einzelnen Antenne und wirkt sich damit auch auf das gesamte Antennendiagramm aus.

- Es werden nur äquidistante lineare Antennenanordnungen betrachtet.

Bei den in Kapitel 3 vorgestellten Verfahren werden hier, mit Ausnahme des Eigen-Beamformings in Kapitel 3.6, zur Optimierung der Blickrichtung und der Belegungsfunktion des Antennenarrays, nur die Sichtverbindungen als einzige Nutzrichtung und einzige Störrichtung berücksichtigt.

5.6.2 Ergebnisse einer Ein-Pfad-Ausbreitung

Die Abbildungen 5.15 zeigen die Gewinne für verschiedene Optimierungsverfahren und Belegungsfunktionen. Wenn der Störer in eine Nullstelle des Antennendiagrammes eintrifft und auf diese Weise vollständig ausgeblendet werden kann, ergäbe sich theoretisch ein unendlicher Gewinn. Um diese Polstellen bei der Darstellung zu vermeiden und auch das Verhalten der Gewinnfunktion bei nahezu vollständiger Ausblendung der Störung beurteilen zu können, wird das unkorrelierte thermische Rauschen mit der Leistung N, welches an jeder Antenne auftritt, in die Betrachtung miteinbezogen. Auf diese Weise läßt sich – wie in Kapitel 5.3 dargelegt – der Parameter $g = \frac{I}{I+N}$ einführen. Dieser Parameter g gibt den prozentualen Anteil der Leistung des Störers I in Bezug auf die gesamte Interferenzleistung $I+N$ an.

Die x-Achse bezeichnet in jeder Abbildung als Referenz die Leistungsfähigkeit eines Empfängers mit nur einer Antenne und identischer Rausch- plus Störleistung. Im Falle einer schmalbandigen BPSK-Übertragung ergibt sich die Mehrantennen-Bitfehlerkurve direkt aus der Verschiebung der Bitfehlerkurve für eine Antenne um den entsprechenden Gewinn.

Für alle Ergebnisse in der Abbildung 5.15 a.) bis d.) wird ein äquidistanter Antennenabstand von $d = \lambda/2$ verwendet. Die Bilder zeigen die Resultate für Antennenarrays mit $L = 2,\ 3,\ 4,\ 5$ Antennen.

Als bestmögliche Verlauf der Gewinnfunktion ist die schmalbandige Gewinnkurve für den optimalen Empfänger aus Gleichung 5.21 als ‘SNIR optimal’ eingezeichnet. Sie kann dann

erreicht werden, wenn die Blickrichtung des Antennenarrays für jede Winkelposition des Störers und gleichzeitig auch die Belegungsfunktion in optimaler Weise eingestellt wird. Für den schmalbandigen Fall (d. h. keine ISI) erreicht auch der Eigen-Beamformer (siehe Kapitel 3.6) diesen Gewinnverlauf.

Für den Winkel 0° liegen Nutzer und Störer aufeinander und sind räumlich nicht trennbar. Das Signal des Störers trifft aber immer noch als korreliertes Signal an den Antennen ein. Man erhält jedoch einen gewissen Gewinn durch den verbleibenden Anteil des unkorrelierten thermischen Rauschens, das sich nicht konstruktiv im Empfänger aufsummiert. Für die globalen Maxima in den Abbildungen 5.15 a.) bis d.) kann der Störer vollständig eliminiert werden. Übrig bleibt lediglich der Anteil des thermischen Rauschens an den Antennen. Für zwei Antennen ergibt sich ein Gewinn von 3 dB gegenüber einer Antenne, wenn ausschließlich thermisches Rauschen (g=1) auftritt. Daraus folgt für $g = 0.5$ ein Gewinn von $3/0.5$ dB $=$ 6dB.

Als Verfahren zur Einstellung der Blickrichtung werden das konventionelle Beamforming (siehe Kapitel 3.4.1), das Nullsteering (siehe Kapitel 3.4.2) und die Optimierung des SNIR (siehe Kapitel 3.4.3) gegenübergestellt.

Die Optimierung des SNIR ist ein Verfahren, bei dem eine gute Leistungsfähigkeit zu erwarten ist. Für die Optimierung des SNIR werden die Simulationen auch noch mit verschiedenen Belegungsfunktionen durchgeführt. Folgende 3 Belegungsfunktionen werden dabei berücksichtigt:

1. Die rechteckförmige Belegungsfunktion, bei der alle Gewichtungsfaktoren $w = 1$ sind.
2. Die $\cos^{\mathrm{m}}$ Belegungsfunktion (siehe Kapitel 3.5.1) mit dem Parameter m=1.
3. Die modifizierte Taylorfunktion (siehe Kapitel 3.5.3) mit dem Parameter $R = 7.86$.

Die Gewichtungsfaktoren werden lediglich einmal berechnet und sind danach über den gesamten Winkelbereich konstant.

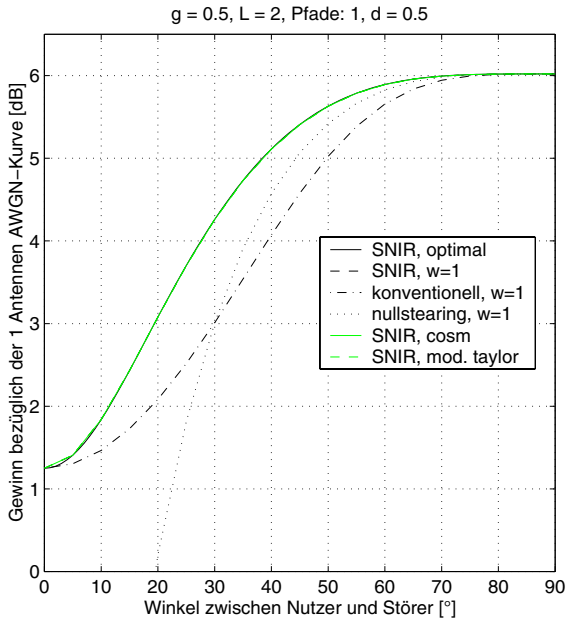
Das Nullsteering-Verfahren versucht den Störer in eine Nullstelle des Antennendiagramms zu legen und eliminiert auf diese Weise auch den Beitrag des Nutzers unter der Voraussetzung, daß Störer und Nutzer sehr nahe zusammen liegen. Aus diesem Grund wird das Ergebnis in der Nähe von 0° sogar noch schlechter als mit einer Antenne.

Die Gewinne erreichen dann ihre globalen Maxima, wenn die Hauptkeule vollständig auf den Nutzer ausgerichtet ist und gleichzeitig die Nullstelle in Richtung der Störung zeigt.

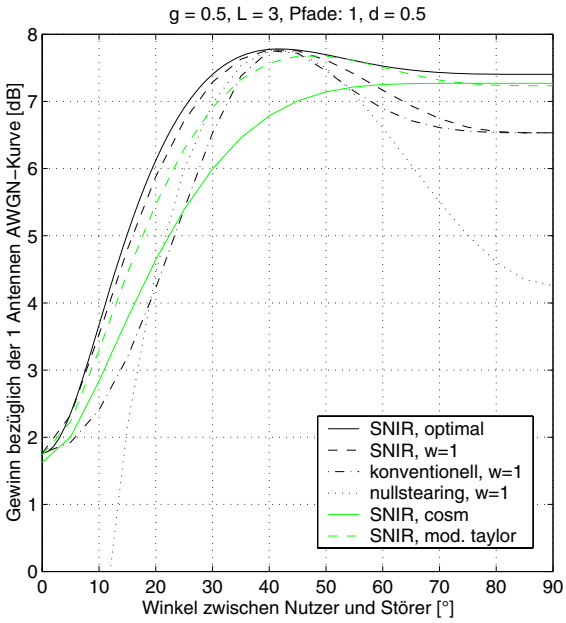
Für den Bereich ab 0° ergeben sich bessere Ergebnisse für solche Belegungsfunktionen, die eine schmale Antennenkeule im Fernfeld erzeugen und somit auch bei geringen Winkeldifferenzen eine gute Trennung zwischen Nutzer und Störer zulassen.

Aus einer sehr schmalen Belegungsfunktion resultiert im Fernfeld eine sehr breite Antennenkeule. Die Nullstellen des Antennendiagramms können sich dann außerhalb des sichtbaren Bereichs befinden. Eine komplette Ausblendung des Störers ist dann nicht mehr möglich.

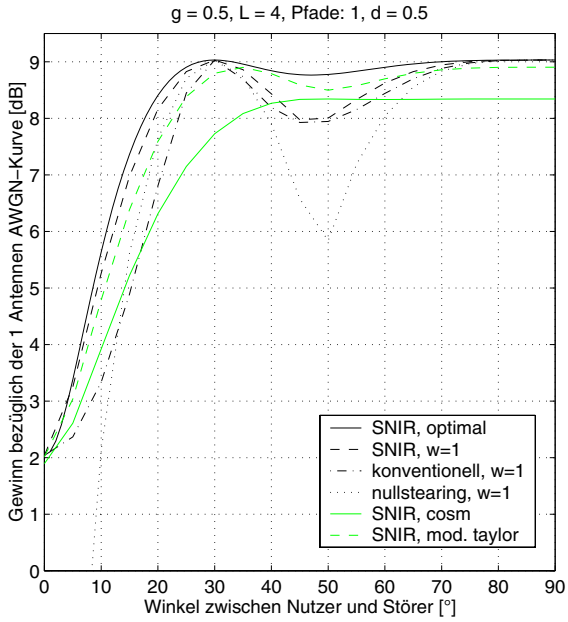
Vergleicht man die Gewinne für die SNIR Optimierung bei rechteckförmiger Belegung mit der modifizierten Taylorbelegung, ergibt sich bei der rechteckförmigen Belegung ein schnellerer Anstieg des Gewinns, da die Hauptkeule schmaler ist. Für größere Winkel bricht die Gewinnfunktion dann allerdings stärker ein; bedingt durch die schmale Hauptkeule sind die Nebenzipfel relativ hoch. Über diese Nebenzipfel wird dann ein Störsignalanteil aufgefangen, der den möglichen Gewinn reduziert.



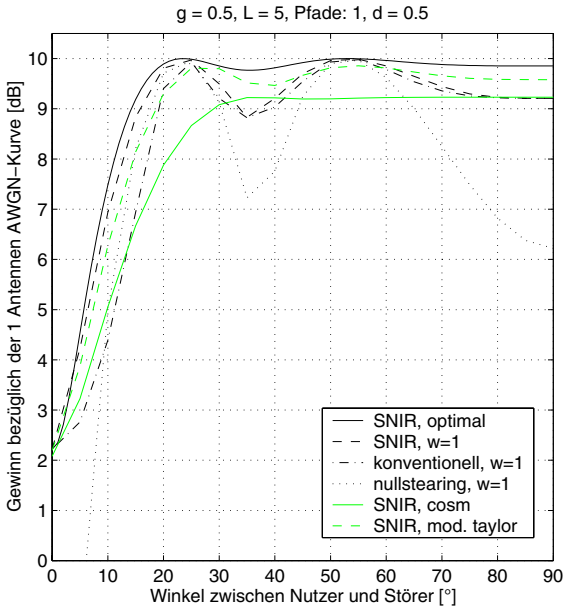
a.) 2 Antennen, $d = \frac{\lambda}{2}$, $g = 0.5$



b.) 3 Antennen, $d = \frac{\lambda}{2}$, $g = 0.5$



c.) 4 Antennen, $d = \frac{\lambda}{2}$, $g = 0.5$



d.) 5 Antennen, $d = \frac{\lambda}{2}$, $g = 0.5$

Abbildung 5.15: Die Abbildungen zeigen die Gewinne für verschiedene Optimierungsverfahren und Belegungsfunktionen.

5.6.3 Zusammenfassung

Die Optimierung des SNIR mit den Gewichtungsfaktoren $w = 1$ ergibt bessere Resultate als das Konventionelle oder das Nullsteering-Beamforming.

Bei dem Nullsteering-Beamforming ergeben sich große Schwankung in der Gewinnfunktion, und eine schlechte Leistungsfähigkeit, wenn Nutzer und Störer nahe beisammen liegen. Alle Verfahren zeigen in der Gewinnkurve zwischen den Maxima erhebliche Einbrüche. Die Ursache dafür ist die nicht durchgeführte Optimierung der Gewichtungsfunktion für jede Winkelkonstellation. Die Nebenzipfel, die diese Gewinneinbrüche erzeugen, müßten für größere Winkel stärker unterdrückt werden. Ein Verfahren, das die Optimierung des SNIR zusammen mit der Optimierung der Belegungsfunktion an jeder Winkelposition durchführt, wird die Leistungsfähigkeit des Eigen-Beamformers erreichen können.

Im Mehrpfadfall sollte die Blickrichtung auf die Richtungen mit der höchsten Leistung von Nutzer und Störer optimiert werden. Die restlichen Pfade bleiben bei dieser Optimierung unberücksichtigt und treffen dann unkontrolliert auf das Antennendiagramm ein. In diesem Fall ist zu erwarten, daß für sehr viele Pfade sowohl die maximalen als auch die minimalen Gewinne nicht mehr ohne weiteres erreicht werden. Auch entstehen Verluste im möglichen Gewinn, da wiederum keine individuelle Anpassung der Gewichtungsfaktoren an das Mehrpfadszenario durchgeführt wird.

In einer Mehrpfadumgebung müßte dementsprechend eine Optimierung des SNIR und der Belegungsfunktion bezüglich aller Pfade von Nutzer und Störer durchgeführt werden. Die Richtungen aller Pfade müssen dann im Beamforming-Algorithmus bekannt sein. Der Eigen-Beamformer ermittelt auch für eine Mehrpfadumgebung die optimalen Phasen und Amplituden der Gewichtungsfaktoren. Dabei ist es nicht zwingend notwendig, daß alle Antennen linear oder äquidistant angeordnet sind. Allerdings müssen bei der Berechnung die Kreuzkorrelation der Signale zwischen allen Antennenkombinationen bekannt sein (siehe Gleichung 3.54). Dafür ist im allgemeinen eine individuelle Kanalschätzung an jeder Antenne erforderlich. Wenn eine Leistungsregelung (Powercontrol) auf der Sendeseite durchgeführt wird, findet die Kanalschätzung bei einem relativ niedrigen SNIR statt. Durch die festgelegte Antennengeometrie bei den Beamforming-Verfahren wird eine Vereinfachung bei der Richtungsschätzung möglich. Durch das Ausnutzen der Signalabhängigkeiten zwischen den Antennen kann diese Richtungsschätzung deshalb bei einem höheren SNIR stattfinden.

Für eine Erweiterung auf ein Szenario mit mehreren räumlich verteilten Nutzsignalen, die am Empfänger detektiert werden sollen, muß für jeden Nutzer einzeln eine solche Optimierung durchgeführt werden. Wenn keine gemeinsame Detektion der Nutzsignale möglich ist, können alle anderen Signale als Störsignale interpretiert und räumlich ausgeblendet werden. Wenn jedoch im Empfänger eine gemeinsame Detektion der Nutzsignale möglich ist, ergibt sich eine Verbesserung, wenn nur die Störsignale räumlich unterdrückt werden und gleichzeitig versucht wird, sämtliche Energie aller Nutzer im Empfänger aufzusammeln. Die Signale der einzelnen Nutzer werden in einem nachfolgenden Detektionsprozeß separiert (siehe Kapitel 4).

Für sehr einfache Szenarien, bei denen die Energie von Nutzer und Störer aus einer einzigen Richtung eintreffen, liefert das SNIR-Beamforming-Verfahren ein gutes Ergebnis. Eine weitere Verbesserung läßt sich dadurch erreichen, daß eine Antennencharakteristik mit schmaler Hauptkeule benutzt wird, wenn Nutzer und Störer nahe zusammen liegen. Dagegen liefert eine Antennencharakteristik mit starker Nebenzipfelunterdrückung gute Resultate, wenn Nutzer und Störer eine große Winkeldifferenz zueinander aufweisen.

Kapitel 6

Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit werden für drahtlose Kommunikationssysteme Verfahren der räumlich-zeitlichen Signalverarbeitung entwickelt und untersucht, wobei die Anwendung von mehreren Empfangsantennen im Vordergrund steht.

Für die Untersuchung und Simulation von räumlich-zeitlichen Empfangsalgorithmen werden realistische Kanalimpulsantworten benötigt, in denen die räumlichen Eigenschaften des Übertragungskanals enthalten sind. Zu diesem Zweck wird ein physikalisch deterministisches 3D-Raytracing-Verfahren zur Berechnung der Funksignalausbreitung verwendet, das an der Abteilung Informationstechnik der Universität Ulm entwickelt wurde. Es werden zwei verschiedene Methoden zur Strahlsuche der Ausbreitungspfade mittels Raytracing-Verfahren beschrieben. Außerdem wird auf die wesentlichen Grundlagen für die polarimetrische Berechnung des elektrischen Empfangsfeldes und für die Berechnung von Beugungs- und Streuungeffekten eingegangen. Zur Vollständigkeit wird auch das stochastische COST-259-Kanalmodell kurz beschrieben.

Eine klassische Methode, die räumliche Komponente für Übertragungen zu nutzen, liegt bei SDMA (Space Division Multiple Access) vor. Um eine räumliche Separation der Übertragungskanäle zu erreichen, werden Beamforming- / Nullsteering-Verfahren eingesetzt. Für verschiedene Verfahren zur Optimierung der Blickrichtung und der Anpassung des Antennendiagramms werden die Grundlagen vorgestellt.

Als theoretische Basis wird anschließend die Erweiterung einer skalaren Übertragung zu einer allgemeinen, vektoriellen Beschreibung einer Mehrnutzer- / Multisubkanal-Übertragung über einen MIMO-Kanal eingeführt. Für isotrope Störungen (ausschließlich vom Empfänger verursachtes thermisches Rauschen) werden Ergebnisse vorgestellt; sie zeigen auf, daß ein Kanal-Matched-Filter an jeder Empfangsantenne zum Einsatz kommt. Die resultierenden Signale nach dem Kanal-Matched-Filter werden anschließend konstruktiv aufsummiert (Maximum Ratio Combining).

In einem weiteren Schritt wird dieser Matched-Filter-Empfänger auf nicht-isotrope Störungen erweitert. Nicht-isotrope Störungen sind räumlich lokalisierte Teilnehmer, die nicht im Detektionsprozeß auf der Empfängerseite bekannt sind. Diese Störungen können aus benachbarten Kommunikationszellen oder aber auch von anderen Funkdiensten in dem gleichen Frequenzbereich stammen. Der dabei abgeleitete Empfangsalgorithmus basiert auf der Maximierung des Signal-zu-Stör-und-Rauschleistungsverhältnisses (SNIR). Ein solcher Empfangsalgo-

rithmus kann auch dazu verwendet werden, eine Vorselektion der Nutzsignale im Empfänger durchzuführen, um damit eine nachgeschaltete Multiuser-Detektion zu erleichtern.

Ein ähnliches Optimierungskriterium liegt auch dem Eigen-Beamforming zugrunde. Das vorgestellte Empfangsprinzip stellt jedoch eine Verallgemeinerung dar. Hier wird die Optimierung im Frequenzbereich durchgeführt und im Gegensatz zum Eigen-Beamforming ist keine Beschränkungen bezüglich der Systembandbreite notwendig.

Bei der Maximierung des SNIR werden die räumlichen und zeitlichen Korrelationen der Störsignale an den Empfangsantennen genutzt. Die zeitlichen Korrelationen sind lediglich bei einer breitbandigen Signalverarbeitung ausschlaggebend. Im Gegensatz zu klassischen Beamforming-Verfahren wird bei der vorgestellten Maximierung des SNIR keine feste geometrische Anordnung der Empfangsantennen vorausgesetzt. Dies ist ein großer Vorteil, da bei vielen Anwendungen eine flexible Anordnung der Antennen ein wichtiges Kriterium darstellt. Denkbare Einsatzorte für das vorgestellte Empfangsprinzip könnten Fahrzeuge sein. Bei Fahrzeugen ist in der Regel kein Platz für ein Antennenarray mit festen Abmessungen; statt dessen können Antennen beliebig verteilt angebracht werden.

In der vektoriellen Schreibweise kann der resultierende Empfänger als ein Pre-Whitening-Filter mit einem nachfolgenden Matched-Filter aufgefaßt werden, das auf die Reihenschaltung von Elementarsignal, Kanal einschließlich Pre-Whitening-Filter angepaßt ist.

Es werden anschließend theoretische Betrachtungen für ein einfaches Ein-Pfad-Szenario mit einem Nutzer, einem Störer und einem linearen Antennenarray durchgeführt. Die Wirkungsweise des Empfangsfilters wird auf diese Weise verständlicher und es lassen sich die prinzipiellen Grenzen besser aufzeigen. Das Antennenarray muß dabei nicht notwendigerweise äquidistante Abstände aufweisen. Für diese Ein-Pfad-Ausbreitung kann eine geschlossene analytische Beschreibung für den Gewinn in Abhängigkeit des Winkels zwischen Nutzer und Störer angegeben werden. Bei der Ableitung werden keine Einschränkungen bezüglich der Bandbreite vorausgesetzt.

Im weiteren wird der Spezialfall einer schmalbandigen Signalverarbeitung bei einer Frequenzlinie genauer untersucht. Der minimale und maximale erzielbare Gewinn kann auf diese Weise angegeben werden. Der Übergang zu einer breitbandigen Übertragung führt zu dem Ergebnis, daß sich der resultierende breitbandige Gewinn aus der Mittelung der Gewinne der Schmalbandübertragungen in dem entsprechenden Frequenzbereich ergibt. Auf diese Weise erhält man durch eine breitbandige Signalverarbeitung einen Diversitätsgewinn.

Bei einem Ein-Pfad-Kanal kann von breitbandigen Signalen gesprochen werden, wenn die Signallaufzeitdifferenzen zwischen zwei Antennen in der Größenordnung einer Symboldauer liegen. Diese Signallaufzeitdifferenz wird jedoch auch vom Antennenabstand bestimmt. Bei vielen Anwendungen, wie zum Beispiel WLAN (Wireless Local Area Network), sind Anordnungen mit weit auseinanderstehenden Antennen denkbar. Hier werden schon bei den gegenwärtig üblichen Bandbreiten Signalverzögerungen erreicht, die in der Größenordnung von einigen Symboldauern liegen. Eine breitbandige Verarbeitung wird daher notwendig, um eine räumliche Trennung zwischen Nutz- und Störsignal zu erreichen.

Zur Illustration werden für diese Ein-Pfad-Ausbreitung verschiedene Gewinnverläufe in Abhängigkeit vom Winkel zwischen Nutzer und Störer bei schmalbandiger und breitbandiger Übertragung vorgestellt. Als Gewinn wird die Verbesserung des Signal-zu-Stör-und-Rauschleistungsverhältnis (SNIR) durch das optimierte Empfangsfilter gegenüber der Lei-

stungsfähigkeit eines Empfängers mit nur einer Antenne bezeichnet.

In den Simulationsergebnissen repräsentiert der resultierende Gewinn den Abstand zur BPSK-Bitfehlerkurve für einen Empfänger mit nur einer Antenne. Bei einer breitbandigen Übertragung verlaufen die Bitfehlerkurven aufgrund der Intersymbolinterferenz nicht mehr parallel. In diesem Fall ist es notwendig, das verwendete SNIR anzugeben, bei dem die Simulation durchgeführt wurde.

Die Arbeiten haben gezeigt, daß bei einer breitbandigen Signalverarbeitung irreguläre Antennenanordnungen eine positive Auswirkung auf den Mittelungseffekt haben. Außerdem vergrößern sich die Abstände im Frequenzbereich zwischen den Gewinnminima. Mehrere Empfangsantennen bedeuten eine Erhöhung des maximalen Gewinns. Weiterhin nimmt die Varianz des Gewinnverlaufs mit steigender Anzahl von Antennen und zunehmender Bandbreite ab.

Weitere Simulationen wurden für einen einfachen Raum mit einer zusätzlichen Wand in der Mitte durchgeführt. Die erforderlichen Kanalstoßantworten wurden mittels 3D-Strahlsuche (Raytracing-Verfahren) erzeugt. Die dabei entstehende starke Mehrwegeausbreitung wurde für jede Empfangsantenne einzeln ermittelt.

Der Vergleich mit dem einfachen Matched-Filter-Empfänger für isotrope Störungen ergibt für den optimalen Empfänger einen im Mittel höheren Gewinn und eine geringere Varianz des Gewinnverlaufs. Die Differenz bei den Gewinnen wird jedoch erst bei einer größeren Anzahl von Antennen ausschlaggebend.

Um das vorgestellte Empfangsprinzip besser einordnen zu können, wird für das einfache Ein-Pfad-Ausbreitungsszenario die Leistungsfähigkeit von verschiedenen Beamforming-Verfahren gegenübergestellt. Zu den untersuchten Methoden gehören Nullsteering, das Ausrichten der Hauptkeule auf das Nutzsignal und eine Optimierung der Blickrichtung hinsichtlich des SNIR. Für die Anpassung der Breite der ausgebildeten Hauptkeule werden verschiedene Verteilungen für die Einstellung der Gewichtungsbeträge untersucht. Als Belegungsfunktionen werden die $\cos^m$-Verteilung und die modifizierte Taylor-Verteilung verwendet. Die Ergebnisse liegen selbst für dieses einfache Ausbreitungsszenario durchweg unterhalb der Gewinnkurve des optimalen Empfängers. Bei Indoor-Szenarien treffen eine große Anzahl von Ausbreitungspfaden aus unterschiedlichen Richtungen auf die Empfangsantennen ein. Für ein solches Szenario ist bei herkömmlichem Beamforming ein hoher Aufwand für die Optimierung des Strahlungsdiagrammes erforderlich. Wird die Hauptkeule ausschließlich auf den stärksten Pfad optimiert, ist bei einer Mehrpfad-Ausbreitung zu erwarten, daß die resultierenden Gewinne mit steigender Anzahl von Empfangsantennen immer weiter hinter den optimalen Ergebnissen zurückbleiben.

Da die Richtungsinformationen auch im Empfangsfilter enthalten sind, kann auch für den optimalen Empfänger im schmalbandigen Fall ein äquivalentes Antennendiagramm präsentiert werden.

Anhang A

A.1 Zeitdiskrete Ersatzkanalmatrix, Noise-Whitening-Filter

Nach Gleichung 4.10 wird der weiße Rauschprozeß am Eingang des Empfängers durch das Kanal-Matched-Filter 'farbig'. Im Modell muß daher hinter der zeitdiskreten Ersatzkanalmatrix $\underline{R}(k)$ ein mit dem Kanal-Matched-Filter gefiltertes und mit T_s abgetastetes weißes Gaußsches Rauschen hinzuaddiert werden.

Die Ersatzkanalmatrix $\underline{R}(k)$ kann mit dem vektoriellen NWF zu einer neuen Ersatzkanalgröße $\underline{F}(k)$ zusammengefaßt werden.

Aus Gleichung 4.8 ergibt sich eine hermitesche Matrix $\underline{R}(k)$. Damit ist auch deren z-transformierte $\underline{R}(z)$ hermitesch.

Für die Ersatzkanalmatrix $\underline{R}(k)$ kann damit das Matrix-Kreuzleistungsdichtespektrum durch Transformation in den z-Bereich berechnet werden:

$$\underline{R}(z) = \mathscr{Z}\{\underline{R}(k)\} \bullet\!\!-\!\!\circ \underline{R}(k)$$

$$\begin{array}{ccc} \underline{R}(k) & = & \underline{R}^{T*}(-k) \\ \updownarrow & & \updownarrow \\ \underline{R}(z) & = & \underline{R}^{T*}(z^{-1}) \end{array}$$

Matrizen mit diesen Eigenschaften können faktorisiert werden:

$$\underline{R}(z) = \underline{F}^{T*}(z^{-1})\underline{F}(z)\,.$$

Mit Hilfe des Matrix-Wiener-Lee Theorems in Anhang A.2 und Gleichung 4.11 kann gezeigt werden, daß $\underline{F}^{T*^{-1}}(z^{-1})$ ein vektorielles Noise-Whitening-Filter darstellt:

$$\begin{aligned} \underline{\Phi}_{nn}(z) &= \underline{F}^{T*^{-1}}(z^{-1}) \cdot \underbrace{\underline{\Phi}_{\tilde{n}\tilde{n}}(z)}_{N_0 \cdot \underline{R}(z)} \cdot \underline{F}^{-1}(z) \\ &= \underline{F}^{T*^{-1}}(z^{-1}) \cdot \underline{F}^{T*}(z^{-1}) \cdot N_0 \cdot \underline{E} \cdot \underline{F}(z) \cdot \underline{F}^{-1}(z) \\ &= N_0 \cdot \underline{E}. \end{aligned}$$

Der resultierende Ersatzkanal $\underline{F}(z)$ mit zeitdiskretem weißen Rauschen $\vec{n}(z)$ kann durch

$$\begin{aligned}\vec{\tilde{x}}(z) &= \underline{F}^{T*^{-1}}(z)\underline{R}(z)\cdot\vec{x}(z)+\underline{F}^{T*^{-1}}(z)\vec{\tilde{n}}(z)\\ &= \underline{F}(z)\vec{x}(z)+\vec{n}(z)\end{aligned}$$

angegeben werden. Durch inverse z-Transformation erhält man im Zeitbereich:

$$\vec{\tilde{x}}(k) = \underline{F}(k) * \vec{x}(k) + \vec{n}(k).$$

Die Berechnung der Ersatzkanalmatrix $\underline{F}(k)$ erfolgt nach dem in [Tue68] beschriebenen Algorithmus.

A.2 Wiener-Lee Beziehung in Matrix Darstellung

Das Wiener-Lee Theorem für eindimensionale Signale kann auch für eine vektorwertige Signaldarstellung durchgeführt werden.

Das Leistungsdichtespektrum eines vektorwertigen Ausgangsprozesses $\vec{g}(k)$ kann durch Transformation in den z-Bereich berechnet werden:

$$\underline{\Phi}_{gg}(z) = \underline{H}(z)\cdot\underline{\Phi}_{ss}(z)\cdot\underline{H}^{T*}(z^{-1})$$

Durch inverse z-Transformation erhält man im Zeitbereich:

$$\underline{\phi}_{gg}(k) = \underline{H}(k) * \underline{\phi}_{ss}(k) * \underline{H}^{T*}(-k).$$

A.3 Cholesky-Faktorisierung

Durch die Cholesky-Faktorisierung einer symmetrischen Matrix $\underline{R}$ ergibt sich eine Dreiecksmatrix $\underline{F}$, so daß gilt:

$$\underline{R} = \underline{F}^{T*}\cdot\underline{F}$$

Die Zerlegung ist durchführbar, wenn die Matrix $\underline{R}$ positiv definit ist. $\underline{R}$ muß symmetrisch sein und die Bedingung

$$\vec{x}^T\cdot R\cdot\vec{x} > 0 \;\; \forall\,\vec{x} \;\in\; \Re^n \;\; \vec{x}\neq 0$$

erfüllen.

A.4 Schwarz'sche Ungleichung

Für den Fall komplexwertiger vektorieller Funktionen lautet die Schwarz'sche Ungleichung [Bla98]:

$$\left|\int_a^b \vec{f}^{*T}(x)\vec{g}(x)\,dx\right|^2 \leqslant \int_a^b \vec{f}^{*T}(x)\vec{f}(x)\,dx \int_a^b \vec{g}^{*T}(x)\vec{g}(x)\,dx \quad .$$

Die Spaltenvektoren $\vec{f}(x)$ und $\vec{g}(x)$ weisen dieselbe Dimension auf. Das Gleichheitszeichen gilt für:

$$\vec{f}(x) = c\,\vec{g}(x) \quad ,$$

wobei $c \in \mathbb{C}$ eine beliebige komplexwertige Konstante darstellt.
Das Signal zu Rausch plus Störleistungsverhältnis (SNIR) ist nach Gleichung 5.7 gegeben:

$$\frac{S}{I+N} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} \vec{e}^T(f)\vec{v}(f)\,df \right|^2}{2 \int_{-\infty}^{\infty} \vec{e}^T(f)\underline{\Phi}(f)\vec{e}^*(f)\,df} \quad .$$

Mit der Cholesky Faktorisierung $\underline{F}(f)\underline{F}^{*T}(f)$ der Matrix $\underline{\Phi}(f)$ kann

$$\vec{x}(f) \;=\; \underline{F}^{*T}(f)\vec{e}^*(f)$$

und

$$\vec{y}(f) \;=\; (\underline{F}(f))^{-1}\vec{v}(f)$$

definiert werden, wobei $\vec{y}(f)$ unabhängig vom Empfangsfilter $\vec{e}(f)$ ist.

Mit Hilfe dieser Definitionen kann das Signal zu Rausch plus Störleistungsverhältnis (SNIR) umgeschrieben werden:

$$\frac{S}{I+N} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} \vec{x}^{*T}(f)\vec{y}(f)\,df \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} \vec{x}^{*T}(f)\vec{x}(f)\,df \int_{-\infty}^{\infty} \vec{y}^{*T}(f)\vec{y}(f)\,df} \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{y}^{*T}(f)\vec{y}(f)\,df \quad .$$

Der Term nach dem Bruch weist keine Abhängigkeit vom Empfangsfilter $\vec{e}(f)$ auf.
Der Vergleich mit der Schwarz'schen Ungleichung ergibt:

$$\frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} \vec{x}^{*T}(f)\vec{y}(f)\,df \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} \vec{x}^{*T}(f)\vec{x}(f)\,df \int_{-\infty}^{\infty} \vec{y}^{*T}(f)\vec{y}(f)\,df} \leqslant 1 \quad .$$

Und daraus folgt weiter:

$$\frac{S}{I+N} \leqslant \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{y}^{*T}(f)\vec{y}(f)\,df = \frac{1}{2} \int_{\infty}^{\infty} \vec{v}^{*T}(f)(\underline{\Phi}(f))^{-1}\vec{v}(f)\,df \quad . \tag{A.1}$$

Das Gleichheitszeichen gilt für:

$$\vec{x}(f) = c\,\vec{y}(f) \quad .$$

Damit folgt für das optimale Empfangsfilter,

$$\vec{e}(f) = c(\underline{\Phi}(f)^*)^{-1}\vec{v}^*(f)$$

wobei $c \in \mathbb{C}$ eine beliebige komplexwertige Konstante darstellt.

A.5 Maximierung des Gewinns eines äquidistanten linearen Arrays

In Kapitel 5.3 wird der Gewinn eines äquidistanten linearen Antennenarrays in Gleichung 5.21 wie folgt angegeben:

$$\Gamma = \frac{L(1+(L-2)g) - 2g\left(\sum_{l=1}^{L-1}(L-l)\cos\left(l\left(\varphi^{(u)}-\varphi^{(i)}\right)\right)\right)}{(1+(L-1)g)(1-g)} \quad . \tag{A.2}$$

Um die Gewinnfunktion Γ zu maximieren, muß der subtraktive Term

$$\Lambda = \sum_{l=1}^{L-1}(L-l)\cos\left(l\left(\varphi^{(u)}-\varphi^{(i)}\right)\right) \tag{A.3}$$

im Zähler minimiert werden.
Für die spätere Betrachtung kann die Gleichung A.3 auf die folgende Form gebracht werden:

$$\begin{aligned}\Lambda &= \Re\left\{\sum_{l=1}^{L-1}(L-l)e^{jlx}\right\} \\ &= \Re\left\{e^{j(L-1)x}\sum_{l=1}^{L-1}(L-l)e^{-j(L-l-1)x}\right\} \quad .\end{aligned} \tag{A.4}$$

Dabei wird die abkürzenden Schreibweise $x = \varphi^{(u)} - \varphi^{(i)}$ verwendet. Nach einer Formel in [BS89] kann die Reihe aus Gleichung A.4 geschrieben werden:

$$\begin{aligned}\Lambda &= \Re\left\{e^{j(L-1)x}\frac{1-Le^{-j(L-1)x}+(L-l)e^{-jLx}}{(1-e^{-jx})^2}\right\} \\ &= \Re\left\{\frac{e^{j(L-1)x}+(L-l)e^{-jx}-L}{(1-e^{-jx})^2}\right\} \quad .\end{aligned} \tag{A.5}$$

Dieser Ausdruck gilt nur für $x \notin \{\ldots,-2\pi,0,2\pi,\ldots\}$. Diese ausgeschlossenen Werte x maximieren die Gleichung A.3, und sind somit für die Berechnung des Minimums nicht relevant. Der Realteil von Gleichung A.5 lautet:

$$\begin{aligned}\Lambda &= \frac{\sin(x)\sin((L-1)x) - \cos(x)\cos((L-1)x) + L\cos(x) - L + 1}{2(1-\cos(x))} \\ &= -\frac{L}{2} + \frac{1-\cos(Lx)}{2(1-\cos(x))} \quad .\end{aligned} \tag{A.6}$$

Der zweite Teil von Gleichung A.6 ist immer größer oder gleich Null. Damit kann das globale Minimum von Gleichung A.2 nicht kleiner als $-\frac{L}{2}$ sein und für den maximalen Gewinn resultiert:

$$\Gamma_{\max} = \frac{L(1+(L-2)g) - 2g\frac{-L}{2}}{(1+(L-1)g)(1-g)} = \frac{L}{1-g} \quad .$$

Faßt man die bisherigen Ergebnisse zusammen und setzt Gleichung A.6 in Gleichung A.2 ein, ergibt sich für ein lineares äquidistantes Antennenarray der Gewinn:

$$\Gamma = \begin{cases} \dfrac{L}{1-g} - \dfrac{g}{1-g}\,\dfrac{1-\cos(Lx)}{(1+(L-1)g)(1-\cos(x))} & \text{für } x \notin \{\ldots,-2\pi,0,2\pi,\ldots\} \\ \dfrac{L}{1+(L-1)g} & \text{für } x \in \{\ldots,-2\pi,0,2\pi,\ldots\} \end{cases} .$$

Dabei bezeichnet $\frac{I}{N} = \frac{g}{1-g}$ das Verhältnis der Leistung des störenden Teilnehmers zur thermischen Rauschleistung.

Literaturverzeichnis

[AB99a] H. Asplund, J.-E. Berg. *An empirical model for probability of line of sight in urban macrocells*. COST 259 TD(99)107, 1999.

[AB99b] H. Asplund, J.-E. Berg. *Parameter distributions for the COST 259 directional channel model*. COST 259 TD(99)108, 1999.

[Bal89] C. A. Balanis. *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley, 1989.

[Bal97] C. A. Balanis. *Antenna Theory : Analysis And Design*, Second Edition. John Wiley & Sons, Inc, New York 1997.

[BEL00] A. Bury, J. Egle, J. Lindner. *Diversity comparison of spreading transforms for multicarrier spread spectrum transmission methods*. Proc. European Wireless 2000 (September 2000), pp. 43–47.

[BJ98] J. J. Blanz, P. Jung. *A flexibly configurable spatial model for mobile radio channels*. IEEE Transactions on Communications vol. 46 (1998), pp. 367–371.

[BL00] A. Bury, J. Lindner. *Comparison of amplitude distributions for Hadamard spreading and Fourier spreading in multi-carrier code division multiplexing*. Proc. IEEE Globecom 2000 (November 2000), pp. 857–860.

[Bla98] J. J. Blanz. *Empfangsantennendiversität in CDMA-Mobilfunksystemen mit gemeinsamer Detektion der Teilnehmersignale*. Dissertation, Universität Kaiserslautern, Abt. Hochfrequente Signalübertragung und -verarbeitung, VDI Verlag, Düsseldorf, 1998. VDI Fortschrittsberichte, Reihe 10, ISBN 3-18-353510-6.

[Blo98] A. Blos. *Seminar: Fusion von Schall- und Bildinformation*. Lehrstuhl für Nachrichtentechnik I, Universität Erlangen, 1998.

[BS63] P. Beckmann, A. Spizzichino. *The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces*. Pergamon Press, 1963.

[BS89] I. N. Bronstein, K. A. Semendjajew. *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, Thun und Frankfurt/Main 1989.

[Bur01] A. Bury. *Efficient Multi-Carrier Spread Spectrum Transmission*. Dissertation, Universität Ulm, Abt. Informationstechnik, VDI Verlag, Düsseldorf, 2001. Fortschr. Ber. VDI Reihe 10 Nr. 685.

[BW93] M. Born, E. Wolf. *Principles Of Optics*, sixth Edition. Pergamon Press, 1993.

[Cor01] L. M. Correia (Hrsg.) . *Wireless Flexible Personalised Communications; COST 259: European Co-operation in Mobile Radio Research*. John Wiley & Sons, 2001.

[COS89] *COST 207 Final Report*, 1989.

[DLC99] E. Damosso, e. L. Correia. *Digital Mobile Communications – The View of COST 231*. European Union, Luxemburg, 1999.

[DZ94] U. Dersch, E. Zollinger. *Propagation Mechanisms in Microcell and Indoor Environments*. IEEE Transactions on Vehicular Technology (November 1994), pp. 1058–1066.

[Egg98] P. Eggers. *Generation of base station DOA distributions by Jacobi transformation of scattering areas*. Electronics Letters vol. 34 (1998), pp. 24–26.

[EGS+99] A. Engelhart, H. Gryska, C. Sgraja, W. Teich, J. Lindner. *The discrete-time channel matrix model for general BFDM packet transmission schemes*. 4. OFDM-Fachgespräch/1st International OFDM-Workshop Hamburg (1999), Proc. 6–1ff.

[EL01] J. Egle, J. Lindner. *Reduced State APP-Equalizers Based on Signal Set Partitioning and Soft Decision Feedback for Frequency Selective Channels*. 6th International Symposium on Communication Theory and Applications (July 2001), pp. 415–420. Ambleside, UK.

[ETL98] A. Engelhart, W. G. Teich, J. Lindner. *Complex Valued Signal Estimation for Interference Cancellation Schemes*. Technical Report ITUU-TR-1998/04, Department of Information Technology, University of Ulm 1998.

[Ett76] W. V. Etten. *Maximum Likelihood Receiver for Multiple Channel Transmission Systems*. IEEE Transactions on Communications vol. 24 (1976), pp. 276–283.

[Fal95] J. Falkenstein. *Untersuchungen zur Funkwellenausbreitung in Gebäuden*. Diplomarbeit, Abteilung Informationstechnik, Universität Ulm, 1995.

[Fie98] F. Fiechtner. *Entwicklung eines Datengenerators für einen Radarhöhenmesser*. Diplomarbeit, Abteilung Informationstechnik, Universität Ulm, 1998.

[For72] D. G. Forney. *Maximum Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interference*. IEEE Transactions on Information Theory vol. IT-18 (May 1972) No. 3, pp. 363–378.

[Hay86] S. Haykin. *Adaptive Filter Theory*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1986.

[HB00a] J. S. Hammerschmidt, C. Brunner. *The implications of array and multipath geometries in spatial processing*. Proc. IEE/IEEE ITC, Acapulco, Mexico (May 2000), pp. 11–16.

[HB00b] J. S. Hammerschmidt, C. Brunner. *A unified approach to diversity, beamforming, and interference suppression*. Proc. European Wireless Conference 2000, Dresden (September 2000).

[HBD00] J. S. Hammerschmidt, C. Brunner, C. Drewes. *Eigenbeamforming - a novel concept in array signal processing*. Proc. European Wireless Conference 2000, Dresden (September 2000).

[HHD99] J. S. Hammerschmidt, A. A. Hutter, C. Drewes. *Comparison of single antenna, selection combining, and optimum combining reception at the vehicle*. Proc. IEEE, VTC Fall '99, Amsterdam (September 1999), pp. 11–16.

[HN97] T. Huschka, M. Nold. *Modellierung des Indoor-Funkkanals bei 60 GHz*. in *MIOP '97 Microwave and Optronics and Exhibition on Microwaves Radio, Communication and Electromagnetic Compatibility, Sindelfingen, Germany*, 1997, pp. 248–252.

[HN00a] J. Hansen, M. Nold. *Analytic Calculation of the Power Delay Profile for Single Room Wireless LAN Environments*. Proc. Globecom 2000, San Francisco, USA vol. 1 (November, 27 2000), pp. 98–102.

[HN00b] J. Hansen, M. Nold. *Radio Channel Characterization in Single Rooms: Analytical Derivation of the Power Delay Profile*. Proc. European Wireless 2000, Dresden, Germany (September 2000), pp. 219–224.

[HNBK00] J. Hansen, M. Nold, H. Benedickter, M. Kossel. *A Model for Quick Calculation of Power Delay Profiles in Geometrically Simple Environments*. COST 259 TD (00) 015, Valencia, Spain, 2000.

[HTTN99] R. Heddergott, P. Truffer, M. Tschudin, M. Nold. *Comparison of High Resolution Channel Parameter Measurements with Ray Tracing Simulations in a Multipath Environment*. EPMCC '99, Paris (March, 9-11 1999), pp. 167–172.

[Hus94] T. Huschka. *Ray Tracing Models for Indoor Environments and their Computational Complexity*. in *PIMRC'94*, 1994, pp. 486–490.

[Hus96] T. Huschka. *Untersuchungen zum Funkkanal innerhalb von Gebäuden*. Dissertation, Universität Ulm, Abt. Informationstechnik, 1996.

[JD93] D. H. Johnson, D. E. Dudgeon. *Array Signal Processing*. Prentice-Hall, Inc. A Division of Simon & Schuster, Englewood Cliffs, New Jersey 07632, USA, 1993.

[JJ61] R. C. Johnson, H. Jasik. *Antenna Engineering Handbook*, Second Edition. McGraw-Hill Book Company, New York 1961.

[Kel62] J. B. Keller. *Geometrical Theorie of Diffraction*. Journal of the Optical Society of America (Februar 1962), pp. 116–130.

[KP74] R. G. Kouyoumjian, P. H. Pathak. *A Uniform Geometrical Theorie of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface*. Proceedings of the IEEE (November 1974), pp. 1448–1461.

[Lin97] J. Lindner. *Skript zur Vorlesung Nachrichtentechnik I*. Universität Ulm, Abt. Informationstechnik, 1997.

[Lin98] J. Lindner. *Skript zur Vorlesung Nachrichtentechnik II*. Universität Ulm, Abt. Informationstechnik, 1998.

[Lin99] J. Lindner. *MC-CDMA in the context of general multiuser/multisubchannel transmission methods*. European Transactions on Telecommunications vol. 10 (July/August 1999) no. 4, pp. 351–367.

[Lin00] J. Lindner. *Notes for the lecture: Advanced Wireless Multiuser Communications*. Universität Ulm, Abt. Informationstechnik, 2000.

[Lin01] J. Lindner. *Advanced Modelling of Wireless Digital Transmission: From Scalars to Vectors*. Frequenz vol. 55 (2001) no. 11/12, pp. 296–300.

[LN98] J. Lindner, M. Nold. *Multi-Antennen-Konzepte im Kontext von lokalen Funknetzen*. ITG-Workshop, DLR Oberpfaffenhofen (Mai, 11-13 1998).

[LN99] J. Lindner, M. Nold. *Future Mobile Communication Systems: Signal Processing in Time, Space, and User Direction*. DSPCS '99, Australia (February 1999), pp. 281–288.

[LNE97] J. Lindner, M. Nold, A. Engelhart. *MC-CDMA with Multiuser Detection and Antenna Diversity for Indoor Scenarios*. 4th Int. Symposium on Communication Theory and Applications in Ambleside, U.K. (July, 13-18 1997), pp. 298.

[LNST98] J. Lindner, M. Nold, M. Schreiner, W. G. Teich. *MC-CDMA and OFDMA for Indoor Communications*. Workshop 'Advances in Multiuser Communications', DLR Oberpfaffenhofen (Februar, 19-20 1998).

[LNTS98] J. Lindner, M. Nold, W. G. Teich, M. Schreiner. *MC-CDMA and OFDMA for Indoor Communications: The Influence of Multiple Receiving Antennas*. IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA '98), Sun City, South Africa vol. 1 (September, 2-4 1998), pp. 189–194.

[Lük92] H. D. Lüke. *Signalübertragung*, 5. Auflage. Springer-Verlag, 1992.

[LWK92] M. Lebherz, W. Wiesbeck, W. Krank. *A Versatile Wave Propagation Model for the VHF/UHF Range Considering Three-Dimensional Terrain*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation vol. 40 (October 1992) no. 10.

[Men00] W. Menzel. *Vorlesungsskript: Mikrowellensysteme*. Abt. Mikrowellensysteme, Universtität Ulm, 2000.

[MH80] J. B. Marion, M. A. Heald. *Classical Electromagnetic Radiation*. Academic Press, 1980.

[MH91] J. McKown, R. Hamilton Jr. *Ray Tracing as a Design Tool for Radio Networks*. IEEE Network Magazine (November 1991), pp. 27–30.

[MPM90] D. A. McNamara, C. W. I. Pistorius, J. A. G. Malherbe. *Introduction to the Uniform Geometrical Theory of Diffraction*. Artech House, 1990.

[NH97] M. Nold, T. Huschka. *Vorstellung eines Simulationsprogramms zur Funkwellenausbreitung in Räumen*. in *Workshop Kommunikationstechnik Schloß Reisensburg bei Ulm, Germany*. Abteilung Informationstechnik, Universität Ulm, Technical Report ITUU-TR-1997/01, ISBN 3-89559-250-1 1997, pp. 177–183.

[NPS+01] M. Nold, C. Pietsch, T. Schneider, W. G. Teich, J. Lindner. *Space-Time Signal Processing with Multiple Receiving Antennas and Anisotropic Interference*. ITG-Diskussionssitzung: 'Systeme mit intelligenten Antennen', TU Ilmenau (March, 16 2001).

[Pae99] M. Paetzold. *Mobilfunkkanäle*. Vieweg, 1999.

[Pea65] W. H. Peake. *Scattering from Rough Surfaces Such as Terrain*. Antenna and Scattering Theory: Recent Advances (August 1965).

[Pie01] C. Pietsch. *Untersuchungen zur Signalverarbeitung in Raum- und Zeitrichtung bei Systemen mit mehreren Antennen (in Englisch)*. Diplomarbeit, Abteilung Informationstechnik, Universität Ulm, 2001.

[PNTL02] C. Pietsch, M. Nold, W. G. Teich, J. Lindner. *Optimum Space-Time Processing for Wide-Band Transmissions with Multiple Receiving Antennas*. 4th International ITG Conference on Source and Channel Coding, Berlin (January, 28-30 2002), pp. 149–157.

[PRK85] A. Paulraj, R. Roy, T. Kailath. *Estimation of Signal Parameters vis Rotational Invariance Techniques – ESPRIT*. Proc. of 19th Asilomar Conf. on Circuits and Systems (1985).

[RBSK70] G. T. Ruck, D. E. Barrik, W. D. Stuart, C. K. Krichbaum. *Radar Cross Section Handbook*, Volume 2. Plenum Press, New-York London 1970.

[Rei97] M. Reinhardt. *Kombinierte vektorielle Entzerrungs- und Decodierverfahren*. Dissertation, Universität Ulm, Abt. Informationstechnik, VDI Verlag, Düsseldorf, 1997. Fortschr. Ber. VDI Reihe 10 Nr. 519.

[REL00] M. Reinhardt, J. Egle, J. Lindner. *Transformation Methods, Coding and Equalization for Time- and Frequency-Selective Channels*. European Transactions on Telecommunications (ETT) vol. 11 (November/December 2000) no. 6, pp. 555–566.

[Rui99] C. A. Ruiz. *Simulation of coded OFDM and MCCDMA systems with multiple antennas in an indoor environment*. Diplomarbeit, Abteilung Informationstechnik, Universität Ulm, 1999.

[Sch50] C. Schaefer. *Einführung in die theoretische Physik*. De Gruyter, 1950.

[Sch86] R. O. Schmidt. *Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation Vol. AP-34 (Mar. 1986) No. 3.

[Sch97] M. Schreiner. *Bestimmung der zeitdiskreten Ersatzkanalmatrix am Beispiel einer Indoorübertragung durch Simulation*. Diplomarbeit, Abteilung Informationstechnik, Universität Ulm, 1997.

[Sch01] T. Schneider. *Untersuchungen zum Empfang digitaler Signale mit mehreren frei positionierbaren Antennen*. Diplomarbeit, Abteilung Informationstechnik, Universität Ulm, 2001.

[SR92] S. Y. Seidel, T. S. Rappaport. *A Ray Tracing Technique to predict Path Loss and Delay Spread inside Buildings*. in *Proc. IEEE Globecom'92 conf., Orlando*, 1992, pp. 649–653.

[ST81] W. Stutzmann, G. Thiele. *Antenna Theory and Design*. John Wiley & Sons, Inc, New York 1981.

[STEL01] C. Sgraja, W. G. Teich, A. Engelhart, J. Lindner. *Multiuser/Multisubchannel Detection Based on Recurrent Neural Network Structures for Linear Modulation Schemes with general Complex-Valued Symbol Alphabet*. Proceedings COST 262 Workshop Multiuser Detection in Spread Spectrum Communications (January 2001), pp. 45–52.

[Tay53] T. T. Taylor. *One Parameter Family of Line Source Producing Modified sin $\pi\mu/\pi\mu$ Patterns*. Tech. Memo 324, Hughes Aircraft Company, Microwave Lab., Culver City, Calif. 1953.

[Tay55] T. T. Taylor. *Design of Line-Source Antennas for Narrow Beamwidth and Low Sidelobes*. IRE Transactions on Antennas and Propagation Vol. AP-3 (1955), pp. 16–28.

[TBE+98] W. G. Teich, A. Bury, J. Egle, M. Nold, J. Lindner. *Iterative Detection Algorithms for Extended MC-CDMA*. IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA '98), Sun City, South Africa vol. 1 (September, 2-4 1998), pp. 184–188.

[TS96] W. G. Teich, M. Seidl. *Code Division Multiple Access Communications: Multiuser Detection based on a Recurrent Neural Network Structure*. Proceedings IEEE ISSSTA'96 (September 1996), pp. 979–984.

[TSN98] W. G. Teich, M. Seidl, M. Nold. *Multiuser Detection for DS-CDMA Communication Systems based on Recurrent Neural Network Structures*. IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA '98), Sun City, South Africa vol. 3 (September, 2-4 1998), pp. 863–867.

[Tue68] W. G. Tuel. *Computer Algorithm for Spectral Factorization of Rational Matrices*. IBM J. Res. Develop. 12, 1968.

[UMF82] F. T. Ulaby, R. K. Moore, A. K. Fung. *Microwave Remote Sensing: Active and Passive*, vol. II. Addison-Wesley, 1982.

[Vit67] A. J. Viterbi. *Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm*. IEEE Transactions on Information Theory vol. IT-13 (April 1967), pp. 260–269.

[ZB90] Zinke, Brunswig. *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik*, Hochfrequenzfilter, Leitungen, Antennen Band 1. Springer-Verlag, Berlin 1990.

[Zol93] E. Zollinger. *Eigenschaften von Funkübertragungsstrecken in Gebäuden*. Dissertation, ETH Zürich, 1993. Diss. ETH Nr. 10064.

[ZW88] I. Ziskind, M. Wax. *Maximum Likelihood Localization of Multiple Sources by Alternating Projection*. IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing Vol. 36 (Oct. 1988) No. 10.

[Zwi99] T. Zwick. *Modeling of Directional Multipath Indoor Radio Channels Using Marked Poisson Processes (in German)*. Dissertation, Universität Karlsruhe, 1999.