

Kapitel 1

Einleitung

Im Jahre 1979 nahm die USA das erste global operierende Satellitennavigationssystem NAVSTAR-GPS (*Navigation System with Time and Ranging-Global Positioning System*) [Hof93] in Betrieb. Dieses System, das zunächst ausschließlich für die militärische Nutzung bestimmt war, erlaubt inzwischen weltweit jedem Nutzer zu jeder Zeit eine Bestimmung seiner Position bis auf wenige Meter Genauigkeit. Die globale Abdeckung ist dadurch gewährleistet, dass aufgrund der gewählten Satellitenkonstellation stets eine direkte Sichtverbindung zu mindestens vier der insgesamt 27 Satelliten besteht.

Seitdem das System im Jahre 1985 auch zur zivilen Nutzung freigegeben wurde, ist ein enormer Anstieg von Anwendungen zu verzeichnen, die Informationen über die Position des Nutzers erfordern. So ist in sämtlichen Fahrzeuggeräten, die in Deutschland der Erfassung der LKW-Maut dienen, ein GPS-Empfänger integriert. Anhand der mittels GPS ermittelten Positionsschätzwerte wird eine Entscheidung darüber getroffen, ob sich ein LKW auf einer gebührenpflichtigen Autobahn oder einer gebührenfreien Landstraße befindet. Die 'E-911-Forderung' des FCCs (*Federal Commission for Communications*), jedes Mobiltelefon innerhalb der USA mit einer vorgegebenen Genauigkeit orten zu können, eröffnete im Jahr 2002 ein weiteres Einsatzgebiet für Navigationsempfänger. Die Implementierung eines GPS-Empfängers in sämtliche Mobiltelefone stellt eine einfache, wenn auch sehr kostenaufwändige Möglichkeit zur Erfüllung dieser Forderungen dar. Ähnliche Genauigkeitsansprüche werden unter dem Namen 'E-110-Forderungen' in naher Zukunft auch in Europa beschlossen und sollen die schnellere Rettung des Mobiltelefonbesitzers in einem eventuellen Notfall garantieren.

Die gewünschte Unabhängigkeit vom amerikanischen Verteidigungsministerium war Anstoß für die Entwicklung eines eigenständigen europäischen Satellitennavigationssystems mit dem Namen Galileo. Als GPS-Betreiber besitzt das amerikanische Verteidigungsministerium nämlich die Möglichkeit, in Kriegszeiten

oder anderen Krisensituationen die Satellitenkonstellation zu ändern oder die Signale einer zusätzlichen Codierung zu unterziehen. Beide Modifikationen führen zu erheblichen Leistungseinbußen, die für sicherheitskritische Anwendungen, wie beispielsweise dem Landeanflug von Flugzeugen, nicht zu tolerieren sind. Im Jahr 1998 begannen deshalb die EU (Europäische Union) und die ESA (*European Space Agency*) mit der Planung und Entwicklung von Galileo, dessen volle operationelle Betriebsfähigkeit mit insgesamt 30 Satelliten voraussichtlich im Jahre 2010 erreicht sein wird.

Die Ortungsgenauigkeit beider Systeme hängt im Wesentlichen von der Qualität der Schätzwerte für den Abstand zum Satelliten ab, die von unterschiedlichen bei der Signalübertragung auftretenden Störeffekten beeinflusst wird. Einige Fehleranteile lassen sich durch in der Navigationsnachricht enthaltene Information fast vollständig eliminieren. Die Kompensation von Mehrwegefehlern, die durch das Eintreffen reflektierter Signalkomponenten an der Empfangsantenne hervorgerufen werden, erfordert dagegen spezielle Empfängerstrukturen. Bedingt durch die relative Bewegung zwischen Satellit und Empfänger und der damit verbundenen Änderung der Konstellation der eintreffenden Pfade unterliegt der Mehrwegefehler ständigen Schwankungen und ist deshalb in regelmäßigen Abständen neu zu schätzen. Die Entwicklung von Verfahren zur Reduktion von Mehrwegefehlern bildet daher bis heute eines der wichtigsten Forschungsgebiete im Bereich der Satellitennavigation. Im Rahmen dieser Arbeit wird ein Verfahren zur Reduktion von Mehrwegefehlern entwickelt, welches sich von anderen Verfahren mit ähnlicher Leistungsfähigkeit dadurch abhebt, dass es einen erheblich geringeren Rechenaufwand erfordert.

Für eine gerechte Beurteilung von Verfahren, die eine Reduktion von Mehrwegefehlern erlauben, ist eine realistische Nachbildung der Übertragungsbedingungen unerlässlich. Kapitel 2 vermittelt deshalb zunächst einen Überblick über die unterschiedlichen bei der Signalübertragung auftretenden Störeinflüsse, indem es auf das Profil des zu Grunde liegenden Satellitenkanals eingeht. Da die erzielbaren Positionsgenauigkeiten außerdem wesentlich von den Parametern der von den Satelliten gesendeten Signale abhängen, werden ebenfalls die für die zukünftigen Galileo-Signale spezifizierten Sender- und Signalstrukturen vorgestellt.

Sowohl bei Galileo als auch bei GPS kommen DS-CDMA (*Direct Sequence-Code Division Multiple Access*)-Signale zum Einsatz. Jedem Satelliten werden hierbei andere Spreizungssequenzen zugeteilt, so dass die im Endgerät notwendige Unterscheidung zwischen Signalen von unterschiedlichen Satelliten gewährleistet ist. Durch den Einsatz eines Bandspreizverfahrens lässt sich ferner der Einfluss schmalbandiger Störer auf die Navigationssignale minimieren, da die Sig-

nalleistung gleichmäßig auf einen breiten Frequenzbereich verteilt ist. Die Vorstellung einer vereinfachten Sender- und Empfängerstruktur von DS-CDMA-Systemen sowie einiger häufig eingesetzter Codefamilien ist Inhalt von Kapitel 4.

Die Auswertung der DS-CDMA-Signale im Empfänger erfordert eine exakte zeitliche Synchronisation des Empfangssignals mit der jeweils zur Spreizung verwendeten Codesequenz. Der hierzu implementierte Synchronisationszyklus gliedert sich in der Regel in die Grobsynchronisation und die Feinsynchronisation mittels Verzögerungsregelschleife. Kapitel 5 geht detailliert auf die Feinsynchronisation ein, die verantwortlich für die Genauigkeit bei der Abstandsschätzung zum Satelliten ist und zeigt die Auswirkungen verschiedener Störeinflüsse auf. Ein besonderes Augenmerk ist hierbei auf die im erdnahen Umfeld entstehende Mehrwegeausbreitung gerichtet, die zu systematischen Fehlern bei der Abstandsschätzung führt. Unter der Vielzahl von Verfahren zur Kompensation des Mehrwegeeffektes (z.B. [Gar97, Die92]) in der Literatur stellt die *Multipath Estimating Delay Locked Loop* (MEDLL) [Nee92] das leistungsstärkste Verfahren dar. Der letzte Abschnitt des fünften Kapitels gibt einen Einblick in die Methodik dieses Verfahrens, das im weiteren Verlauf der Arbeit hinsichtlich seiner Leistungsfähigkeit und des erforderlichen Rechenaufwandes mit dem im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Kreuzkorrelationsfunktions-Analyseverfahren (KKFAV) verglichen wird.

Kapitel 6 beschreibt ausführlich das entwickelte Verfahren, welches auf der Basis einiger weniger Werte der KKF aus Empfangssignal und intern erzeugter Codesequenz zunächst eine Schätzung der Parameter (Amplitude, Phase, Laufzeit) der eintreffenden Pfade vornimmt. Auf der Basis dieser Schätzwerte lässt sich der bei Verwendung einer Verzögerungsregelschleife auftretende Mehrwegefehler schätzen. Im letzten Schritt erfolgt schließlich eine Korrektur des fehlerhaften Abstandsschätzwertes um den geschätzten Mehrwegefehler. Da sich das KKFAV auch für einen Einsatz in gewöhnlichen Empfängern eignen sollte, stand bei dessen Entwicklung die Minimierung des Rechenaufwandes im Vordergrund. Die Aufwandsersparnis stellt den wesentlichen Vorteil gegenüber der MEDLL dar, deren Einsatz aufgrund des hohen Rechenaufwandes ausschließlich in Monitorstationen und *Differential-GPS*-Basisstationen möglich ist. Nachdem Kapitel 6 zur Verbesserung des Verständnisses das KKFAV für den idealen Fall eines ungestörten Empfangssignals erläutert, beschreibt im Anschluss Kapitel 7 die Modifikationen des KKFAV, die für einen Einsatz in einem realen Empfänger erforderlich sind.

Kapitel 8 beginnt mit einer Erläuterung des zur Analyse der Leistungsfähigkeit verwendeten Simulationsmodells. Hiernach werden die unter realen Be-

dingungen erzielten Simulationsergebnisse vorgestellt und mit den theoretischen Abschätzungen verglichen. Zum Vergleich der Leistungsfähigkeit des KKFAV und der MEDLL werden die systematischen Fehler und die Schätzwertvarianzen für unterschiedliche Idealisierungsgrade des Empfängers für beide Verfahren gegenüber gestellt. Schließlich wurde der Navigationsalgorithmus auf die korrigierten Abstandsschätzungen des KKFAV angewandt. Auf diese Weise wird untersucht, in welchem Maße sich eine Verbesserung der Positionsgenauigkeit durch die Anwendung des KKFAV ergibt. Zu diesem Zweck erfolgte eine Erweiterung des Simulationsmodells auf sechs Satellitenstrecken, eine Auswertung sämtlicher Signale in unterschiedlichen Empfangszweigen und eine Anwendung des Navigationsalgorithmus. Die wichtigsten Ergebnisse dieser Arbeit werden abschließend noch einmal zusammengefasst.

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter im Fachgebiet Nachrichtentechnik der Fakultät für Elektrotechnik, Informatik und Mathematik an der Universität Paderborn. Ein Großteil der in dieser Arbeit vorgestellten Ergebnisse basiert auf einem dreijährigen Drittmittelprojekt, mit dem ich im Fachgebiet Nachrichtentechnik betraut war.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Professor Dr.–Ing. Reinhold Häb–Umbach. Seine ständige Hilfsbereitschaft und sein persönliches Interesse gaben mir die Möglichkeit zur Durchführung der Arbeit. Für die Übernahme des Korreferats danke ich Herrn Professor Dr.–Ing. Klaus Meerkötter, dessen kritische Anmerkungen mir eine wertvolle Hilfe waren. Meinen Kollegen im Fachgebiet Nachrichtentechnik danke ich für ihre stete Hilfsbereitschaft und zahlreiche fachliche Diskussionen. Insbesondere möchte ich Herrn Dr.–Ing. Wolfgang Schulz für die vielen konstruktiven Gespräche und Anregungen danken. Auch die gute alltägliche Zusammenarbeit im Fachgebiet hat mir beim Erstellen der Arbeit geholfen.

Mein Dank gilt außerdem den Studenten, die durch Studien– und Diplomarbeiten wichtige Teilergebnisse zu dieser Arbeit beigesteuert haben. Schließlich bedanke ich mich bei der MAN–Technologie AG für die Finanzierung des Drittmittelprojekts. Insbesondere danke ich dort Herrn Dr.–Ing. Günter Heinrichs für die sehr gute Kooperation.

Kapitel 2

Modellierung des Satellitenkanals

2.1 Realistischer Mehrwegekanal

Die Beurteilung der Leistungsfähigkeit von Empfängern zur Satellitenortung unter dem Einfluss von Mehrwegeausbreitung stellt einen wichtigen Aspekt dieser Arbeit dar. Eine verlässliche Bewertung der Leistungsfähigkeit erfordert eine Nachbildung der realen Ausbreitungsbedingungen des Sendesignals.

Während der Signalübertragung über einen LMS (*Land to Mobile Satellite*)–Kanal, also von einem nicht geostationären Satelliten zu einem Empfänger auf der Erde, unterliegt das Signal vielfältigen Störungen. Zunächst erfährt es in der Atmosphäre Brechungen, die sich in ionosphärische und troposphärische Brechungen unterteilen lassen. Sie führen jeweils zu einer Erhöhung der Signallaufzeit und somit zu einem systematischen Fehler bei der Schätzung des Abstandes zwischen dem Empfänger und dem Satelliten. In modernen Empfängern lassen sich jedoch beide Fehlerkomponenten fast vollständig kompensieren, so dass auf die atmosphärischen Einflüsse im Rahmen dieser Arbeit nicht eingegangen wird.

Im erdnahen Umfeld treten zusätzlich Signalreflexionen an beispielsweise Gebäuden auf, die zu einem Empfang mehrerer Signalkomponenten durch die Empfangsantenne, dem sogenannten Mehrwegeempfang, führen. Die Konstellation der an der Empfangsantenne eintreffenden Signalkomponenten ändert sich aufgrund der relativen Bewegung zwischen Satellit und Empfänger ständig, so dass eine Schätzung des Fehlers, der durch den Mehrwegeempfang verursacht wird, spezielle Empfängerstrukturen erfordert. Dieser Fehler, der als Mehrwegefehler bezeichnet wird, schlägt sich in teilweise erheblichen systematischen Fehlern bei der Abstandsschätzung nieder. Der Mehrwegefehler stellt deshalb bis heute die größte Fehlerquelle im Bereich der Satellitenortung dar.

Die relative Bewegung zwischen Sender und Empfänger führt außerdem zu Leistungsschwankungen der einzelnen an der Empfangsantenne eintreffenden Signalkomponenten, dem sogenannten *Fading*. Zur Gewährleistung einer möglichst realistischen Nachbildung der *Fading*-Erscheinungen und der Mehrwegeausbreitung wurden zur Modellierung Ergebnisse verwendet, die anhand von Hubschraubermessungen gewonnen wurden [Fon01]. Im Rahmen der Messungen sind Signale von einer an einem Hubschrauber angebrachten Antenne in unterschiedlichen Frequenzbereichen (unter Anderem in dem von Galileo und GPS genutzten L-Band) abgestrahlt und von einer Empfangseinheit auf der Erdoberfläche aufgenommen worden. Anschließend erfolgte eine Auswertung der empfangenen Signale sowie deren Beschreibung durch statistische Modelle. Es erfolgte die Einteilung der *Fading*-Erscheinungen in drei Kategorien (sehr langsames *Fading*, langsames *Fading* und schnelles *Fading*) und die Nachbildung jedes *Fading*-Anteils durch einen Zufallsprozess.

Im Folgenden wird zunächst auf das sehr langsame *Fading* eingegangen. Dieses bildet extreme Kanalzustandsänderungen nach, die sich beispielsweise durch plötzliche Abschattungen der direkten Signalkomponente ergeben. Die Beschreibung des sehr langsamen *Fading* erfolgt durch einen aus drei Zuständen bestehenden Markow-Prozess mit dem in Abb. 2.1 gezeigten Zustandsübergangsdiagramm. Der Zustand '1' des Markow-Prozesses symbolisiert den Empfang eines nicht abgeschatteten direkten Signals. Die Zustände '2' und '3' stehen für eine leicht abgeschattete bzw. eine stark abgeschattete direkten Signalkomponente. Die Beschreibung des Markow-Prozesses erfolgt eindeutig durch einen Zustandsvektor \mathbf{W} und eine Transitionsmatrix \mathbf{P} . Der aus drei Komponenten bestehende Zustandsvektor enthält die Wahrscheinlichkeiten, mit denen sich der Prozess im entsprechenden Zustand befindet und die Transitionsmatrix enthält die Übergangswahrscheinlichkeiten zwischen den einzelnen Zuständen.

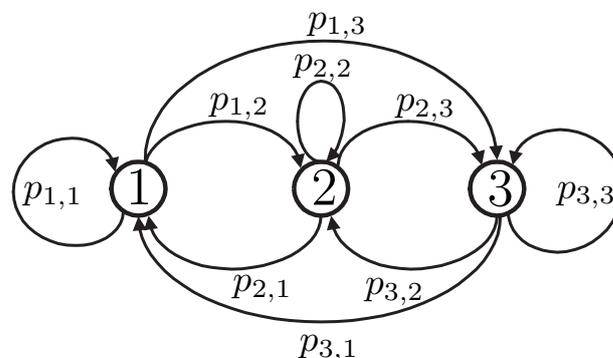


Abbildung 2.1: Zustandsübergangsdiagramm des Markow-Prozesses zur Nachbildung des sehr langsamen *Fading*

Sowohl die Zustandswahrscheinlichkeiten als auch die Übergangswahrscheinlichkeiten weisen Abhängigkeiten vom vorliegenden Umgebungsprofil (z. B. städtische Umgebung, ländliche Umgebung) und vom Elevationswinkel auf. Gl. (2.1) zeigt exemplarisch die Matrizen \mathbf{W} und \mathbf{P} für eine städtische Umgebung und einen Elevationswinkel von 60° . Die kompletten Ergebnisse sind in [Fon01] veröffentlicht. Der Wert \mathbf{W}_1 sagt beispielsweise aus, dass unter den gegebenen Bedingungen in ungefähr 57 % der Zeit ein nicht abgeschatteter direkter Pfad an der Empfangsantenne eintrifft. Die Matrix \mathbf{P} liefert unter anderem die Information, dass bei aktuellem Zustand 'Eins' nach Ablauf der Dekorrelationszeit der Prozess mit einer Wahrscheinlichkeit von ungefähr 93 % im Zustand '1' verbleibt und mit einer Wahrscheinlichkeit von 7 % in den Zustand 'Zwei' wechselt. Die Summe aller Einträge in einer Zeile der Übergangsmatrix \mathbf{P} ergibt stets Eins.

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 0,5688 \\ 0,3848 \\ 0,0464 \end{pmatrix} \quad \mathbf{P} = \begin{pmatrix} 0,9265 & 0,0704 & 0,0031 \\ 0,1085 & 0,8383 & 0,0532 \\ 0,0017 & 0,4785 & 0,5198 \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Die Dekorrelationszeit gibt dabei die Zeit an, während der der Übertragungskanal als konstant aufgefasst werden kann. Beim sehr langsamen *Fading* hängt die Dekorrelationszeit von der Geschwindigkeit des Nutzers ab und entspricht einer zurückgelegten Entfernung von ungefähr 15 bis 20 Metern. Nach der entsprechenden Fahrzeit ist also der Zustand für das folgende Zeitintervall gemäß dem Markow-Prozess neu zu bestimmen.

Das sehr langsame *Fading* wird vom langsamen und vom schnellen *Fading* überlagert. Die Beschreibung der Amplitude a_0 dieser beiden miteinander korrelierten *Fading*-Prozesse erfolgt durch eine Loo-Verteilung [Fon01] mit der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (WDF)

$$p(a_0) = \frac{a_0}{b_0 \sqrt{2 \cdot \pi \cdot d_0}} \int_0^\infty \frac{1}{z} \cdot \exp \left[-\frac{(\ln(z) - \mu)^2}{2 \cdot d_0} - \frac{a_0^2 + z^2}{2 \cdot b_0} \right] \cdot I_0 \left(\frac{a_0 \cdot z}{b_0} \right) dz. \quad (2.2)$$

Dabei beschreibt $I_0(\cdot)$ die Bessel-Funktion nullter Ordnung. Die Loo-Verteilung beschreibt den Amplitudenverlauf eines Signals, das sich aus einer direkten Komponente mit einer Lognormal-verteilten Amplitude und mehreren nachfolgenden diffusen Mehrwegekomponenten zusammensetzt. Die diffuse Mehrwegeausbreitung kann beispielsweise durch Signalbrechungen an Bäumen oder Hausecken hervorgerufen werden. Die Lognormal-Verteilung mit den Parametern $\alpha = 20 \cdot \log_{10}(e^\mu)$ (Mittelwert relativ zum LOS im nicht abgeschatteten Fall) und $\Psi = 20 \cdot \log_{10} e^{\sqrt{d_0}}$ (Standardabweichung) beschreibt die Amplitudenverteilung des

direkt eintreffenden Anteils, dessen Amplitudenschwankungen sich im langsamen *Fading* auswirken. Weiterhin ist die für das schnelle *Fading* verantwortliche diffuse Mehrwegeausbreitung, dessen Amplituden einer Rayleigh-Verteilung genügen, durch ihre mittlere Leistung $MP = 10 \cdot \log_{10}(2b_0)$ relativ zur Leistung der direkten Komponente charakterisiert. Die in der WDF in Gl. (2.2) erkennbare Korreliertheit beider Prozesse rührt daher, dass sich Abschattungen auf beide Signalkomponenten ähnlich auswirken.

Sämtliche Parameter der Loo-Verteilung weisen wiederum eine Abhängigkeit vom Elevationswinkel und dem Umgebungsprofil und somit vom aktuellen Zustand des Markow-Prozesses auf. Für eine städtische Umgebung und unterschiedliche Elevationswinkel zeigt Tab. 2.1 exemplarisch die drei beschreibenden Parameter α , Ψ und MP (jeweils in dB) für die drei möglichen Zustände des Markow-Prozesses.

Elev.- winkel	Zustand 1			Zustand 2			Zustand 3		
	α	Ψ	MP	α	Ψ	MP	α	Ψ	MP
10°	-0,7	1,9	-38,3	-18,4	8,6	-14,7	-24,4	9,4	-23,9
20°	0,7	2,1	-25,5	-10,0	4,9	-23,3	-25,3	7,9	-26,5
30°	0,4	2,5	-34,0	-11,5	5,4	-16,0	-19,2	7,0	-22,0
40°	-0,2	1,0	-32,9	-8,6	3,8	-16,1	-15,1	2,6	-16,0
50°	0,0	0,5	-34,5	-6,1	2,7	-17,0	-13,0	4,3	-17,7
60°	0,1	1,9	-27,2	-6,9	2,2	-18,6	-13,1	4,2	-19,7
70°	-0,7	1,8	-25,1	-5,7	1,0	-23,8	-12,7	3,2	-20,2

Tabelle 2.1: Durchschnittliche Loo-Parameter für eine städtische Umgebung

Die von einer einzigen Signalkomponente verursachte diffuse Mehrwegeausbreitung kann aus bis zu 50 Wegen bestehen. Zur Verringerung der Simulationszeit ist es jedoch zulässig, erheblich geringere Werte für die Anzahl der Wege zu wählen [Fon01]. Jedoch ist zu gewährleisten, dass für die Gesamtleistung MP der diffusen Komponenten mit den Amplituden α_i die Gleichung

$$\sum_{i=1}^{\tilde{M}} \alpha_i^2 = 2 \cdot b_0 \quad (2.3)$$

erfüllt ist. Der zeitliche Abstand zwischen den einzelnen diffusen Komponenten

genügt einer Exponential-Verteilung mit der WDF [Blo89]

$$p(\tilde{\tau}_i) = \begin{cases} 1/\tilde{\tau}_{av} \cdot \exp(-\tilde{\tau}_i/\tilde{\tau}_{av}) & \text{für } \tilde{\tau}_i > 0 \\ 0 & \text{für } \tilde{\tau}_i \leq 0 \end{cases}, \quad (2.4)$$

d.h. er steigt mit zunehmendem zeitlichen Abstand von der direkten Komponente an. Dabei gibt die Variable τ_{av} die mittlere Verzögerungszeit und $\tilde{\tau}_i$ die Verzögerung der diffusen Mehrwegekomponente i relativ zu der sie verursachenden Signalkomponente an. Die drei unterschiedlichen *Fading*-Prozesse resultieren in dem in Abb. 2.2 dargestellten Amplitudenverlauf des Empfangssignals, in dem zur Verbesserung der Übersichtlichkeit das schnelle *Fading* lediglich während der ersten 15 zurückgelegten Meter eingezeichnet ist. Abb. 2.2 illustriert das sehr langsame *Fading* durch die gestrichelte Linie, wobei die drei unterschiedlichen Dämpfungen den drei Zuständen des Markow-Prozesses entsprechen.

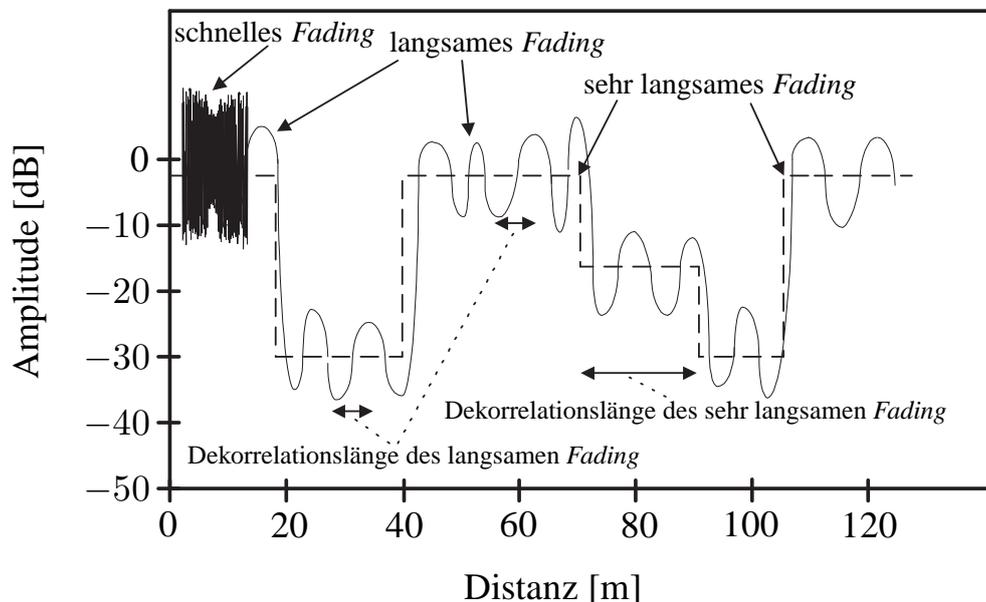


Abbildung 2.2: Amplitudenverlauf des Empfangssignals

Die zusätzlich zum direkten Pfad eintreffenden reflektierten Pfade setzen sich wiederum aus direkt einfallender Komponente und diffuser Mehrwegeausbreitung zusammen, so dass auch deren Amplituden gemäß der in Gl. (2.2) angegebenen Loo-Verteilung verteilt sind. Für den Fall eines direkten und eines reflektierten Pfades ergibt sich demnach das in Abb. 2.3 dargestellte Verzögerungsleistungsprofil, wobei hier von maximal 13 Wegen der diffusen Mehrwegeausbreitung ausgegangen wurde. Es wurde außerdem die zulässige Annahme getroffen, dass die Amplituden der diffusen Mehrwegekomponenten linear abfallen [Fon01].

Die Parameter der reflektierten Pfade wurden gemäß [Gal00] gewählt und gelten für einen Nutzer, der mit seinem Auto in einer städtischen Umgebung un-