



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg  
*Hamburg University of Applied Sciences*

# Diplomarbeit

Manuel Gerje

Entwicklung eines Simulationsmodells für ein  
Mobilfunkübertragungssystem mit Orthogonal  
Frequency Division Multiplexing (OFDM)

*Fakultät Technik und Informatik  
Department Informations- und  
Elektrotechnik*

*Faculty of Engineering and Computer Science  
Department of Information and  
Electrical Engineering*

Manuel Gertje

Entwicklung eines Simulationsmodells für ein  
Mobilfunkübertragungssystem mit Orthogonal  
Frequency Division Multiplexing(OFDM)

Diplomarbeit eingereicht im Rahmen der Diplomprüfung  
im Studiengang Informations- und Elektrotechnik  
Studienrichtung Kommunikationstechnik  
am Department Informations- und Elektrotechnik  
der Fakultät Technik und Informatik  
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer : Prof. Dr. –Ing. Hans Jürgen Micheel  
Zweitgutachter : Prof. Dr. –Ing. Jürgen Vollmer

Abgegeben am 31. August 2010

**Manuel Gertje**

**Thema der Diplomarbeit**

Entwicklung eines Simulationsmodells für ein Mobilfunkübertragungssystem mit Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

**Stichworte**

OFDM, Mobilfunkkanal, Cost 207, Kanalschätzung, Spitzenwertreduktion, FFT, Polyphasenfilter, BERF

**Kurzzusammenfassung**

In dieser Arbeit wurde mit Matlab/Simulink ein Simulationsmodell einer Mobilfunkübertragung mittels OFDM entwickelt, das zu Unterrichtszwecken an der HAW Hamburg eingesetzt wird. Zur Nachahmung einer realen Empfangssituation wurde ein Mobilfunkkanalmodell erstellt. Es wurden Verfahren zur Synchronisation, Kanalschätzung, Spitzenwertreduktion sowie zur Abtastratenreduktion umgesetzt.

**Manuel Gertje**

**Title of the paper**

Development of a simulation model for a mobile communication system with Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

**Keywords**

OFDM, mobile radio channel, Cost 207, channel estimation, PAPR reduction, FFT, polyphase filter, BERF

**Abstract**

In this project a simulation model has been developed, using Matlab/Simulink to emulate a data transfer on a mobile radio channel by OFDM. The model is used by HAW Hamburg for teaching purposes. A mobile radio channel has been implemented to afford a real reception situation. Methods with respect to synchronization, channel estimation, PAPR reduction and sample rate reduction have been realized.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Der Mobilfunkkanal</b>	<b>3</b>
2.1	Übersicht . . . . .	3
2.2	Dämpfung über große Distanzen . . . . .	6
2.3	Mehrwegeausbreitung . . . . .	7
2.4	Dopplerspreizung . . . . .	9
2.5	Weitere Störeffekte . . . . .	14
2.6	Zusammenfassung . . . . .	15
<b>3</b>	<b>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</b>	<b>18</b>
3.1	Prinzip der OFDM-Übertragung . . . . .	19
3.1.1	Idee der Mehrträgerübertragung . . . . .	19
3.1.2	Orthogonales Mehrträgerverfahren OFDM . . . . .	21
3.1.3	Guardintervall . . . . .	24
3.1.4	Frequenzbereichsentzerrung . . . . .	25
3.2	Spektralformung . . . . .	26
3.2.1	Spektralformung durch Zeitfenster mit Cosinus-Roll-Off . . . . .	26
3.2.2	Überabtastung . . . . .	28
3.3	Spitzenwertreduktion . . . . .	29
3.3.1	Entstehung und Bewertung der Spitzenwerte . . . . .	29
3.3.2	Einfluß auf Verstärkerschaltungen . . . . .	31
3.3.3	Störungsbehaftete Spitzenwertreduktion . . . . .	33
3.3.4	Störungsfreie Spitzenwertreduktion . . . . .	34
3.4	Synchronisation . . . . .	36
3.5	Kanalschätzung . . . . .	38
3.5.1	Anordnung der Piloten . . . . .	38
3.5.2	Kanalschätzung mit Präambel . . . . .	39
3.5.3	Rauschreduktion für Kanalschätzung mit Präambel . . . . .	40
3.5.4	Nachführung der Kanalschätzung . . . . .	43
3.5.5	Fließende Kanalschätzung . . . . .	44
3.6	Impulsverkürzung zur Verkürzung der Kanalimpulsantwort . . . . .	45
3.7	Zusammenfassung und Selektion . . . . .	46

<b>4 Entwurf des Simulationsmodells</b>	<b>48</b>
4.1 Spezifikation des Simulationsmodells . . . . .	49
4.1.1 Anforderungen an das Modell . . . . .	49
4.1.2 Orientierung an realen Systemen . . . . .	49
4.1.3 Definition Globaler Parameter . . . . .	55
4.1.4 Blockschaltbild . . . . .	57
4.2 Mobilfunkkanal . . . . .	60
4.3 Sender und Empfänger . . . . .	68
4.3.1 Mapping, QPSK . . . . .	68
4.3.2 OFDM Signalverarbeitung . . . . .	69
4.3.3 Sende- und Empfangsfilter . . . . .	74
4.3.4 Abtastratenreduktion mit Polyphasenfilter . . . . .	75
4.3.5 Synchronisation . . . . .	77
4.3.6 Kanalschätzung . . . . .	84
4.3.7 Nachführung der Kanalschätzung . . . . .	87
4.3.8 Spitzenwertreduktion . . . . .	89
<b>5 Bedienungsanleitung des erstellten Modells</b>	<b>96</b>
5.1 Parameter nach Eingabemasken geordnet . . . . .	96
5.2 Darstellung der Ergebnisse . . . . .	100
<b>6 Zusammenfassung</b>	<b>103</b>
<b>7 Ausblick</b>	<b>105</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>106</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>107</b>
<b>A Quellcodes</b>	<b>110</b>
<b>B Grafische Ausschnitte des Simulationsmodells</b>	<b>117</b>
<b>Formelzeichenverzeichnis</b>	<b>123</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>128</b>

*Meiner Frau  
meiner Familie  
und allen die mich auf meinem Weg  
begleitet haben*

## **Danksagung**

An dieser Stelle möchte ich allen Personen danken, die mich bei dieser Arbeit und auf meinem Weg durch das Studium begleitet und unterstützt haben.

Ich danke Herrn Prof. Dr.-Ing. H.J. Micheel für das Angebot dieses interessante Thema zu bearbeiten, die Motivation und die Unterstützung bei Fragestellungen. An dieser Stelle auch ein Dank an Herrn Prof. Dr.-Ing. J. Vollmer, der mir gerade in der Anfangszeit mit kompetenten Informationen zur Seite stand.

Außerdem danke ich meinen Komilitonen Christian Dreyer, Kolja Pikora und Hannes Münzner, die mir speziell in der Endphase, bei der Korrektur, große Unterstützung leisteten.

Der Größte Dank geht an meine Familie, für die Unterstützung in jeder Hinsicht und über den ganzen Zeitraum des Studiums, sowie an meine Frau, die mir gerade in den schwierigen Situationen immer Kraft gegeben hat.

# 1 Einleitung

Das Thema der Diplomarbeit ist die Entwicklung eines Simulationsmodells zur Demonstration der Eigenheiten und Qualitäten des Modulationsverfahrens OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) für die Datenübertragung via Mobilfunkkanal.

Motivation für dieses Thema liefert die Kombination der überdurchschnittlichen Bandbreiteneffizienz des Verfahrens mit dem steigenden Bedarf an hohem Datendurchsatz über den Mobilfunkkanal. Diese herausragende Qualität macht OFDM zu einem der attraktivsten Übertragungsverfahren der Gegenwart. Die Begründung dieser Stärke geht aus der Aufteilung des Spektrums in eine Vielzahl definierter Unterabschnitte hervor. Jeder dieser Unterabschnitte kann separat beeinflusst und an die Eigenschaften des Übertragungsmediums angepasst werden. So kann komplexen, durch den Übertragungskanal verursachten Verzerrungen auf eine sehr effektive, gezielte Art und Weise im Empfänger entgegengewirkt werden. Durch geschickte Erweiterungen dieses Systems kann auch zeitvariantes Kanalverhalten adaptiv angepasst werden. Die diskrete Signalverarbeitung im Frequenzbereich ermöglicht somit die bestmögliche Ausnutzung einer wertvollen, begrenzten Ressource, dem elektromagnetischen Spektrum.

Ziel der Ausarbeitung ist ein Simulationsmodell, das eine reale Empfangssituation nachstellt, um die Eigenschaften und die Funktionsweise von OFDM zu visualisieren. Das Modell soll an der HAW Hamburg zu Unterrichtszwecken eingesetzt werden. Dementsprechend müssen sinnvolle, variierbare Parameter gewählt werden, welche sich ausschlaggebend in den Simulationsergebnissen niederschlagen. Die Orientierung am neuesten Stand der Technik ist wünschenswert. Im Vordergrund steht jedoch eine gute Veranschaulichung und somit die Verständlichkeit der gewählten Verfahren.

Zu Beginn wird in Kapitel 2 der Mobilfunkkanal und die sich ergebenden Anforderungen thematisiert. Der Schwerpunkt wird dabei auf die Schwundeffekte durch Mehrwegeausbreitung und Dopplerspreizung gelegt. Anknüpfend wird in Kapitel 3 OFDM als Übertragungsverfahren systemtheoretisch analysiert. Neben den Grundlagen werden aufgrund der Signifikanz die Themen Spitzenwertreduktion und Kanalschätzung eingehend analysiert. Zum Ende des Kapitels werden die zu realisierenden Verfahren ausgewählt. In Kapitel 4 wird auf die Entwicklung des Simulationsmodells eingegangen. Nach einer Spezifizierung wird das umgesetzte Kanalmodell erläutert. Zusammen mit der Darstellung der Realisierung von Sender und Empfänger werden Simulationsergebnisse als Nachweis der Funktionalität geliefert. Eine Bedienungsanleitung mit Hinweisen auf sinnvolle Konfigurationen wird in Kapitel 5 gelie-



fert. In der Zusammenfassung in Kapitel 6 wird überprüft ob das in Kapitel 1 gesetzte Ziel erreicht wurde. Im Ausblick in Kapitel 7 werden Ideen zur Weiterentwicklung des Modells aufgezeigt.

## 2 Der Mobilfunkkanal

Diese Arbeit hat ihren Schwerpunkt auf der Mobilfunkübertragung mittels OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Als Basis ist hierzu fundiertes Wissen über den Mobilfunkkanal erforderlich. Für eine Einordnung der Problematik, wird an dieser Stelle eine Übersicht der auftretenden Störeffekte geliefert. Im Falle tiefergehender Fragen wird auf [12], welches als Grundlage dieses Kapitels diente, [5] und [9] verwiesen.

er Fragen wird auf [12], welches als Grundlage dieses Kapitels diente, [5] und [9] verwiesen. Es wird in Unterkapitel 2.1 die Umgebung des Mobilfunkkanals erläutert und mit einer Gliederung der mobilfunktypischen Störeffekte begonnen. Diese werden in den Unterkapiteln 2.2 bis 2.4 explizit thematisiert. Weitere Störungen, welche grundsätzlich bei Signalübertragungen auftreten werden in Unterkapitel 2.5 aufgeführt. Abschließend wird eine Zusammenfassung der auftretenden Störungen in Unterkapitel 2.6 gegeben.

### 2.1 Übersicht

Im Mobilfunkkanal werden die Informationen in Form elektromagnetischer Wellen ausgestrahlt. Am Empfangsgerät werden diese mittels Antenne wieder in elektrische Signale umgewandelt und demoduliert. Die elektromagnetischen Wellen breiten sich im dreidimensionalen Raum aus und erfahren: Dämpfungen (z. B. Abstand zum Sender, Wetterlage),

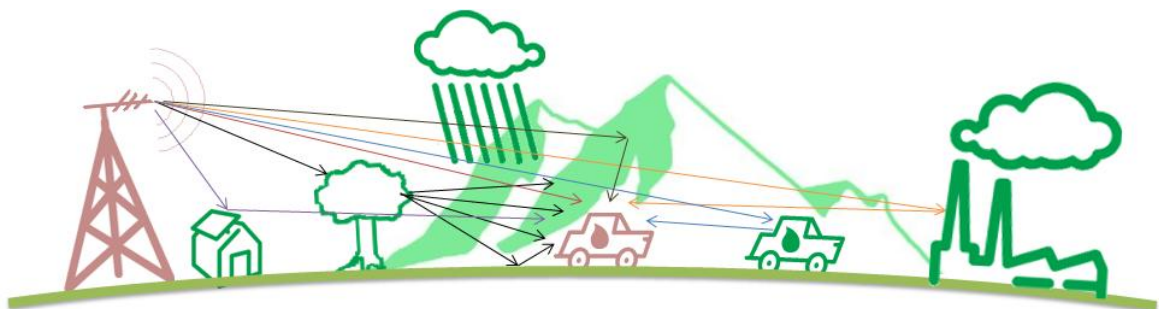


Abbildung 2.1: Einflüsse auf die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen im realen Mobilfunkkanal

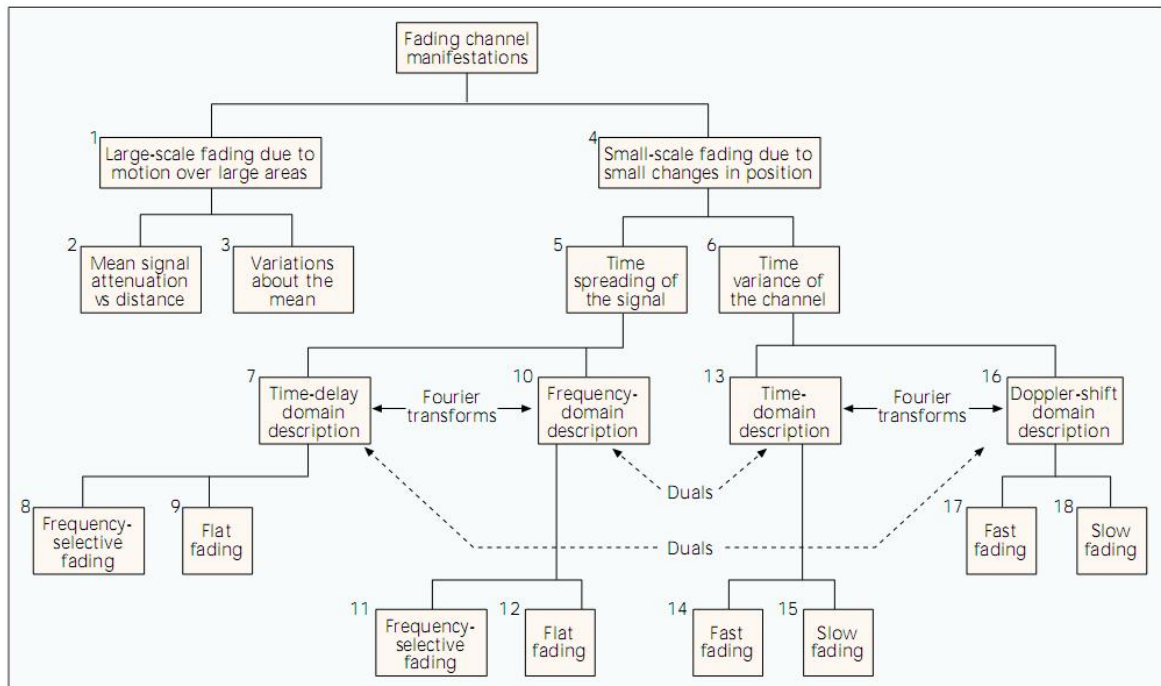


Abbildung 2.2: Übersicht der im Mobilfunkkanal auftretenden Fadingeffekte [12]

Streuungen (durch Gegenstände welche rau, oder vom Ausmaß kleiner als die Wellenlänge  $\lambda$  sind, z. B. Blätter an Bäumen), Reflexionen (durch glatte Gegenstände welche deutlich größer als die Wellenlänge  $\lambda$  sind, z. B. Gebäudemauern, Gebirgswände) und Beugungen (durch Abschattung). Diese Beeinflussungen entstehen durch die Umgebung der Empfangssituation (siehe Abbildung 2.1). So wird das Signal in einem gebirgigem Gebiet anders manipuliert als in ländlichen Gegenden und Stadtgebieten. Des Weiteren ist auch die Höhe und die Sende- und Empfangscharakteristik der Antennen von Bedeutung. Selbst eine Veränderung der Wetterlage wirkt sich auf die Ausbreitung aus. Die bisher erwähnten Effekte bieten bereits eine hohe Komplexität. Hinzu kommt die Bewegung des Empfängers (bei einigen Systemen auch des Senders und anderer Komponenten im Ausbreitungsgebiet), die alle diese Signalmanipulationen in dynamische Prozesse wandelt.

Durch die genannten Übertragungsprobleme treten eine Reihe von Fadingeffekten (Schwundeffekten) auf. Diese lassen sich wie in Abbildung 2.2 gezeigt unterteilen. Zum einen tritt ein Fading über große räumliche Bewegungen auf (Block 1). Dieses lässt sich in eine gemittelte Signaldämpfung über die Entfernung zum Sender (Block 2) und eine Abweichungsfunktion von derselben (gegeben durch Veränderungen der Umgebung, z. B. im Extremfall zwischen Stadtgebiet und ländlicher Umgebung, Block 3) aufteilen. Zum anderen kommt es zu einem Fading, welches sich bereits bei geringen örtlichen Veränderungen bemerkbar macht (Block 4). Dieses lässt sich wiederum in die Zweige der Mehrwegeaus-

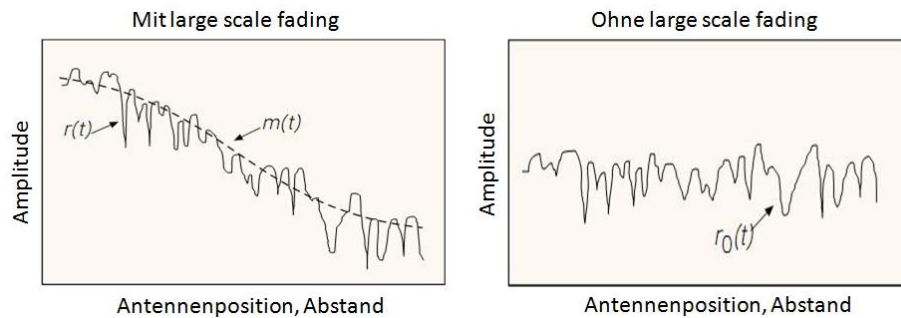


Abbildung 2.3: Überlagerung von Schwund über hohe Distanzen und Schwund über kleine räumliche Bewegungen [12]

breitung (Block 5) und die Dopplerspreizung des Spektrums (Block 6) auftrennen. Beide lassen sich sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich formulieren und verhalten sich bei Vertauschung von Zeit und Frequenz ähnlich. Für diesen Zusammenhang der beiden Funktionen, wird der Begriff Dualität eingeführt. Dualität bedeutet, dass sich zwei Funktionen bei Vertauschung von Zeit und Frequenz exakt gleich verhalten. Dieses ist nur bedingt erfüllt, es ist jedoch für die Veranschaulichung nützlich diese beiden Effekte im weiten Sinne als Dual zu betrachten.

Da das Fading über große Distanzen und das Fading durch Mehrwegeausbreitung und Dopplereffekt in komplett anderen Dimensionen stattfindet, ist es erlaubt diese getrennt voneinander zu betrachten (siehe Abbildung 2.3) Das empfangene Signal lässt sich mathematisch beschreiben durch:

$$r(t) = m(t) \cdot r_0(t) \quad (2.1)$$

Hierbei steht  $r(t)$  für das Empfangssignal,  $m(t)$  für den Schwund über große Distanzen und  $r_0(t)$  für den Schwund, verursacht durch die Mehrwegeausbreitung und den Dopplereffekt. In Abbildung 2.3 (a) ist die Überlagerung beider Störkomponenten dargestellt, in 2.3 (b) ist der Pfadverlust über große Distanzen ausmultipliziert.

In den nachstehenden Unterkapiteln werden kurzgefasste Analysen über den Einfluss der Bewegung über große Distanzen und die beiden Arten des Schwundes bei geringen räumlichen Veränderungen durchgeführt.

## 2.2 Dämpfung über große Distanzen

Dieses Unterkapitel behandelt die Blöcke 1-3 aus Abbildung 2.2. Als Grundlage der Pfaddämpfung dient die Freiraumdämpfung, die vom idealisierten Fall ohne Beeinflussung durch die Umgebung ausgeht. Auch die mit der Entfernung zunehmende Dämpfung durch die Atmosphäre wird mit der Annahme eines Vakuums approximiert. Im realen Fall treten jedoch Dämpfungen durch die Atmosphäre, Reflexionen an Objekten und weitere Effekte auf. Die Freiraumdämpfung gibt demzufolge ein Maß für die Dämpfung an, welches auch unter idealen Bedingungen nicht unterschritten werden kann. Die Freiraumdämpfung wird durch die Formel 2.2 beschrieben, wobei  $d$  der Distanz zum Sender und  $\lambda$  der Wellenlänge des Sendesignals entspricht.

$$L_s(d) = \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.2)$$

Um den realen Fall besser anzunähern, werden Feldmessungen über verschiedene Distanzen durchgeführt. Eine Mittelwertbildung über die gemessenen Werte wird mit der Formel 2.3 angenähert und beschreibt den Block 2 aus Abbildung 2.2. Das Ergebnis ist die mittlere Pfaddämpfung über die Distanz  $d$  zum Sender.  $d_0$  steht dabei für einen Referenzpunkt im Fernfeld der Antenne. Die Dämpfung steigt also mit dem Faktor  $(d/d_0)^n$ , wobei der Dämpfungsexponent  $n$  aus verschiedenen Antennenparametern bestimmt wird.

$$\bar{L}_p(d)[dB] = L_s(d_0)[dB] + 10 \cdot n \cdot \log(d/d_0) \quad (2.3)$$

Es fehlt noch die Variation der Pfaddämpfung, die durch die Veränderung der Empfangssituation entsteht, z. B. beim Durchfahren verschiedener Gebiete oder der Veränderung der Höhe des Empfängers. Messreihen welche auf das Werk „Field strength and its variability in UHF and VHF Land Mobile Radio Services“ von Okumura zurückgehen und die Umsetzung in ein mathematisches Modell von Hata („Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services“) haben bewiesen, dass diese Variation sich annähernd wie eine logarithmisch normalverteilte Zufallsvariable über die Distanz  $d$  verhält. Mit dieser Ergänzung ergibt sich das Verhalten der Dämpfung zur Distanz zu:

$$L_p(d)[dB] = L_s(d_0)[dB] + 10 \cdot n \cdot \log(d/d_0) + X_\sigma[dB] \quad (2.4)$$

$X_\sigma$  ist hierbei eine gaußsche Zufallsvariable mit einer Standardabweichung von  $\sigma$ . Der Wert der Standardabweichung wird wiederum aus einer Vielzahl an Messreihen gewonnen, übliche Werte ergeben sich dabei zwischen 6 und 10 dB.

## 2.3 Mehrwegeausbreitung

Im vorangegangenen Unterkapitel wurde der Schwund über großräumige Bewegungen erörtert. Nun geht es über zu dem Zweig der Schwundeffekte, welche sich bereits ohne Zurücklegen von nennenswerten Distanzen bemerkbar machen. Dieses Unterkapitel ist speziell der Mehrwegeausbreitung gewidmet, welche in den Blöcken 5 und 7-12 aus der Referenzabbildung 2.2 wiederzufinden ist. Es wird von einem ortsfesten Empfänger ausgegangen. Die Bewegung des Empfängers und die daraus resultierenden Effekte werden im kommenden Kapitel erörtert.

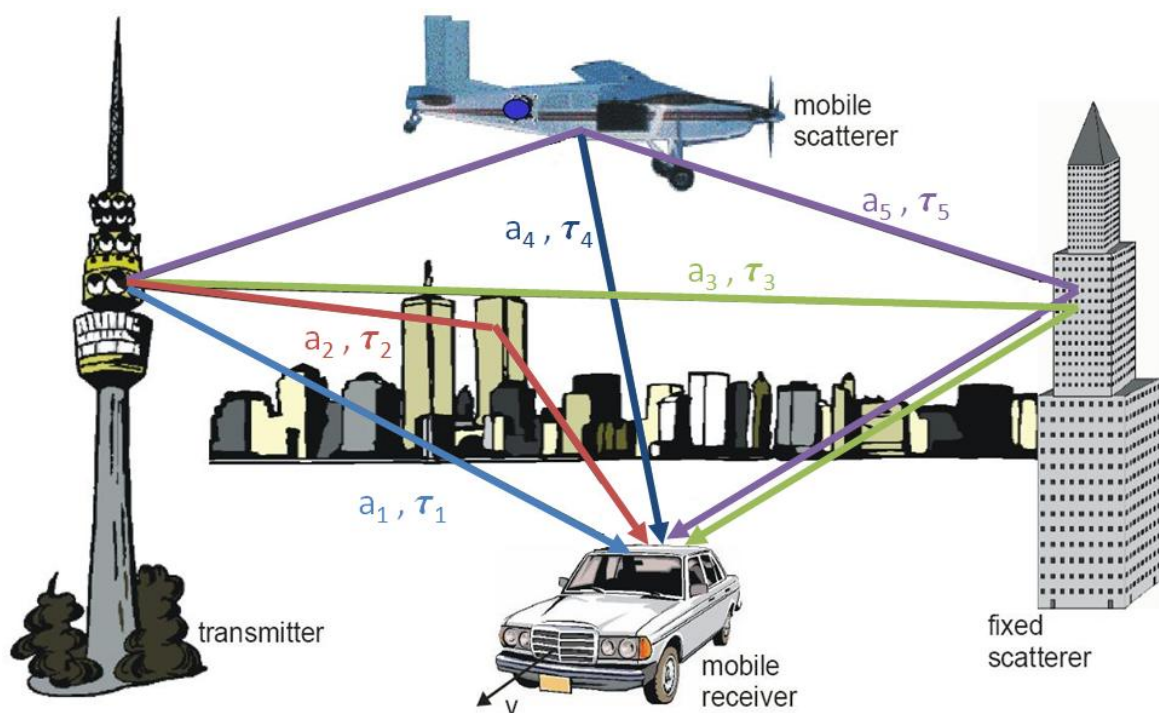


Abbildung 2.4: Mehrwegeausbreitung im Mobilfunkkanal [3]

Das Phänomen der Mehrwegeausbreitung entsteht durch Reflexionen (siehe Abbildung 2.4) des gesendeten Signals, welche sich beim Empfänger überlagern. Jede Pfadkomponente hat eine eigene Laufzeit  $\tau_n$  und Dämpfung  $a_n$ . Bei Mobilfunkkanalmodellen wird nicht mit absoluten Werten für Amplitude und Verzögerung gerechnet. Stattdessen werden Bezugswerte verwendet, die auf den jeweils kürzesten Signalpfad referenzieren. Dieses wird gemacht, da lediglich die Spreizung des Zeitsignals für diesen Effekt ausschlaggebend ist und nicht die Verzögerung des Gesamtsignals. Je nach Phasenlage der Einzelkomponenten am Empfänger, kann dies zu positiven und negativen Auswirkungen führen. Im schlechtesten Fall kann

es zu Auslöschungen und somit zu Nullstellen im Kanalfrequenzgang kommen.

Der reale Mobilfunkkanal besteht aus unendlich vielen Einzelpfaden. Um das Problem besser zu veranschaulichen, kann die Kanalimpulsantwort als diskrete Funktion definiert werden, siehe Formel 2.5. Diese Vereinfachung bildet das reale Verhalten umso besser nach, desto höher die Anzahl  $N$  diskreter Pfade gewählt wird.

$$h_c(t) = \sum_{n=0}^N a_n \cdot \delta(t - \tau_n) \quad (2.5)$$

In Abbildung 2.7(a) ist ein Beispiel eines Mehrwegeprofils (Verzögerungsleistungsdichtespektrum) mit seiner Fouriertransformierten, der Frequenzkorrelationsfunktion des Mobilfunkkanals, in 2.7(b) dargestellt. Die Frequenzkorrelationsfunktion unterliegt offensichtlich einer Schwankung in der Amplitude, welche durch die Überlagerung der verzögerten Komponenten des Signals zu erklären ist. Für die Signalübertragung über einen solchen Kanal ist es wichtig zu wissen, wie sich diese Variation verhält. Hierzu wird die Kohärenzbandbreite  $B_c$  eingeführt, welche angibt über welche Bandbreite die Amplitude des Signals eine bestimmte Korrelation aufweist. Entscheidend ist die Art und Weise der, durch die Mehrwegekomponenten verursachten, Spreizung des Signals im Zeitbereich. Diese kann in erster Hinsicht mit der maximalen Pfaddauer  $\tau_{max}$  ausgedrückt werden. Aus dieser lässt sich die Kohärenzbandbreite näherungsweise zu

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{max}} \quad (2.6)$$

bestimmen. Es können sich allerdings bei gleicher maximaler Laufzeit verschiedenste Mehrwegeprofile ergeben, was die Anzahl der Pfade, deren Verzögerung und deren Amplituden angeht. Daher wird eine exaktere Charakterisierung benötigt. Hierzu werden die mittlere Verzögerungszeit  $\bar{\tau}$  und deren RMS (Root Mean Square)  $\sigma_\tau$ , auch Mehrwegeverbreiterung genannt, herangezogen. Die Mehrwegeverbreiterung errechnet sich zu:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - \bar{\tau}^2} \quad (2.7)$$

Wird die Kohärenzbandbreite als der Bereich definiert, in dem die Amplitude des Kanalfrequenzganges eine Korrelation von mindestens 0.9 aufweist, ergibt sich:

$$B_c \approx \frac{1}{50 \cdot \sigma_\tau} \quad (2.8)$$

Es gibt noch weitere Definitionen der Kohärenzbandbreite, welche an dieser Stelle jedoch nicht weiter ausgeführt werden sollen. Mit der Kohärenzbandbreite steht ein Parameter zur Verfügung, mit dem die Beschaffenheit des Schwundes für das Empfangssignal charakterisiert werden kann.

Es gilt:

$$B_s \ll B_c \Rightarrow \text{flat fading (flach verlaufender Schwund)} \quad (2.9)$$

$$B_s \gg B_c \Rightarrow \text{frequency selective fading (frequenzselektiver Schwund)} \quad (2.10)$$

$B_s$  definiert die Bandbreite des gesendeten Signals. Um frequenzselektives Fading zu vermeiden, muss die Signalbandbreite wesentlich kleiner gewählt werden als die Kohärenzbandbreite. Beispiele für diese beiden Typen von Schwund sind in den Abbildungen 2.5(a) bis 2.5(c) anhand des Kanalfrequenzgangs dargestellt.

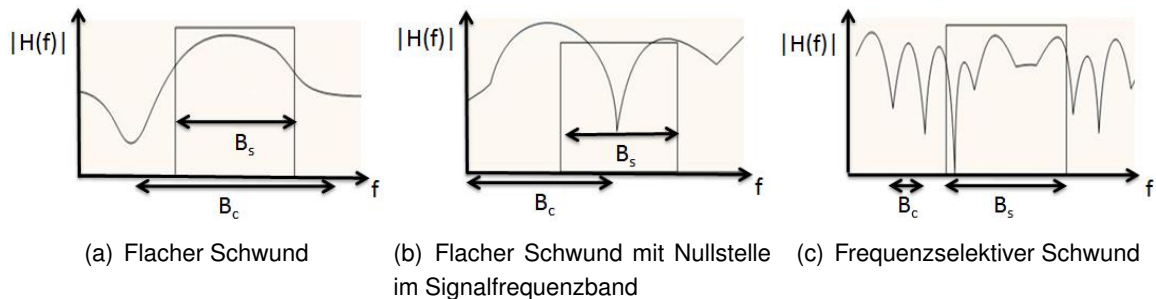


Abbildung 2.5: Schwund durch Mehrwegeausbreitung [12]

## 2.4 Dopplerspreizung

Dieses Unterkapitel befasst sich mit den Blöcken 13-18 aus der Referenzabbildung 2.2. Im vorangegangenen Kapitel zur Mehrwegeausbreitung wurde angenommen, dass der Empfänger ortsfest ist. An dieser Stelle wird untersucht, wie sich die Bewegung des Empfängers mit einer konstanten Geschwindigkeit auswirkt. Dazu wird Kenntnis über den Dopplereffekt vorausgesetzt.



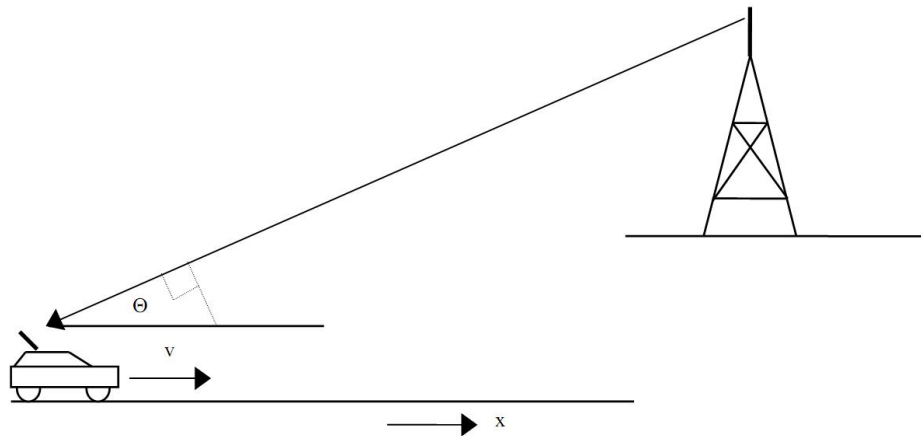


Abbildung 2.6: Dopplereffekt [7]

Der Dopplereffekt erzeugt abhängig von Geschwindigkeit und Winkel der Einstrahlungsrichtung der jeweiligen Komponente eine Frequenzverschiebung. In Abbildung 2.6 ist ein Modellbeispiel für den Dopplereffekt gegeben, in dem sich ein mobiler Empfänger mit konstanter Geschwindigkeit  $v$  und unter dem Winkel  $\Theta$  zum Sender bewegt.

Dieses Verhalten lässt sich mathematisch ausdrücken zu:

$$r(t) = \hat{a} \cdot e^{j2\pi t(f_T + f_D)} \quad (2.11)$$

mit

$$f_D = v/\lambda \cdot \cos\Theta \quad (2.12)$$

Die maximale Dopplerfrequenz entsteht, wenn der Empfänger sich direkt auf den Sender zu ( $\Theta = 0^\circ$ ) oder von ihm weg ( $\Theta = 180^\circ$ ) bewegt, zu:

$$f_{D_{max}} = v/\lambda = \frac{v \cdot f_T}{c_0} \quad (2.13)$$

Es folgt, dass sich die Empfangsfrequenz erhöht, wenn sich das Fahrzeug auf den Sender zu bewegt. Bzw. sich diese erniedrigt, wenn die Bewegung in Gegenrichtung des Senders erfolgt. Da in der Mobilfunkübertragung jedoch stets davon auszugehen ist, dass mehrere Komponenten des Signals aus verschiedenen Richtungen auf die Empfangsantenne wirken, kommt es zu einer Spreizung des Signals im Frequenzbereich. Im realen Mobilfunkkanal ist dieser Effekt sehr komplex, da die elektromagnetischen Wellen sich dreidimensional ausbreiten und reale Empfangsantennen keine ideale Richtcharakteristik aufweisen.

Zu einem stark vereinfachten und trotzdem aussagekräftigen Modell kommt man, wenn definiert wird:

- Mobilfunkkanal ist nicht frequenzselektiv,  $\Delta\tau$  ist klein
- Die empfangenen Komponenten haben gleiche Amplituden
- Zweidimensionale (horizontale) Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen
- Gleichverteilung der Einfallswinkel  $\Theta$  von 0 bis  $2\pi$
- Omnidirektionale Richtcharakteristik der Empfangsantenne

Diese Festlegungen führen auf das sogenannte Rayleigh Fading. Diese Modellanschauung ist sehr effektiv, da es gleichzeitig die schlechtest mögliche Dopplerspreizung darstellt. Aus den obigen Definitionen geht  $\Theta$  als gleichverteilte Zufallsvariable hervor. Die Amplitude wird für alle Streukomponenten gleich 1 gesetzt. Die geringen unterschiedlichen Laufzeiten können als gaußverteilte Zufallsvariable im Bereich von 0 bis  $2\pi$  als zusätzlicher additiver Phasenwinkel aufgefasst werden. Diese Modellansicht führt auf das Jakes-Leistungsdichtespektrum, welches in Abbildung 2.7 (b) dargestellt ist.

Die Spreizung im Zeitbereich durch die Mehrwegeausbreitung führt zu Schwundeffekten im Frequenzbereich, daraus lässt sich schließen, dass dieses äquivalent auch für die andere Richtung gilt. Die Dopplerspreizung verursacht also Schwund im Zeitbereich, was die zu Beginn erwähnte annähernde Dualität bestätigt. Die im vorigen Kapitel eingeführte Kohärenzbandbreite dient zur Charakterisierung der Varianz des Schwunds im Frequenzbereich. Für die Beschreibung der Beschaffenheit des Schwunds im Zeitbereich soll nun die Kohärenzzeit herangezogen werden. Sie hängt umgekehrt proportional mit der maximalen Dopplerfrequenz zusammen und kann in erster Näherung definiert werden, zu:

$$T_c \approx \frac{1}{f_{Dmax}} \quad (2.14)$$

Um die Kohärenzzeit ein wenig präziser auszudrücken, kann sie definiert werden als die minimale Periodendauer einer Sinusschwingung, welche nach der Faltung mit der Kanalimpulsantwort noch eine Korrelation von mindestens 0.5 aufweist. Die Kohärenzzeit errechnet sich dann zu:

$$T_c \approx \frac{9}{16 \cdot \pi \cdot f_{Dmax}} \quad (2.15)$$

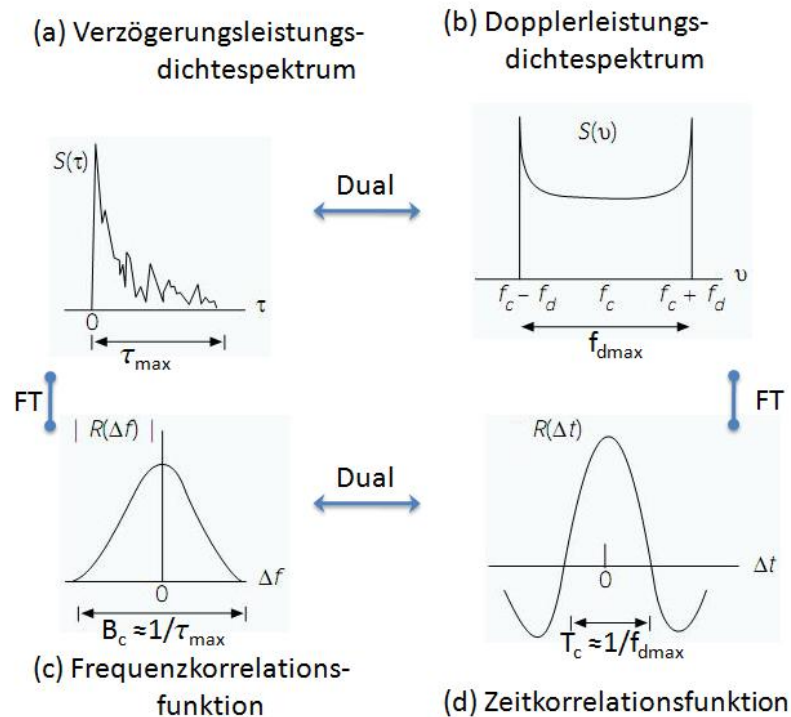


Abbildung 2.7: Dualität zwischen Mehrwegeausbreitung und Dopplerspreizung [12]

Auch im Zeitbereich lässt sich das Fading, anhand der Kohärenzzeit, in zwei Typen aufteilen:

$$T_S \ll T_c \Rightarrow \text{slow fading (langsam variierender Schwund)} \quad (2.16)$$

$$T_S \gg T_c \Rightarrow \text{fast fading (schnell variierender Schwund)} \quad (2.17)$$

Bei fast fading wird die Variation der Einhüllenden so stark bzw. schnell, dass während der Übertragung eines einzelnen Symbols bereits erhebliche Veränderungen der Verzerrungen auftreten. Es kann dazu kommen, dass mehrere Nullstellen innerhalb einer Symboldauer auftreten. Beim slow fading hingegen wird diese Variation erst über mehrere Symbole hinweg bemerkbar.

In Abbildung 2.8 ist eine typische Schwankung der Einhüllenden durch die Dopplerspreizung dargestellt. Es sei bemerkt, dass an der X-Achse in dieser Darstellung sowohl die Zeit (bei konstanter Geschwindigkeit) als auch der Weg als Skala dienen kann. Dieses lässt sich aus der allgemeinen Gleichung der Kinematik,  $x = v \cdot t$ , ableiten. Damit kann dieses Fading auch als ortsabhängig betrachtet werden. Nullstellen treten dann periodisch mit der halben

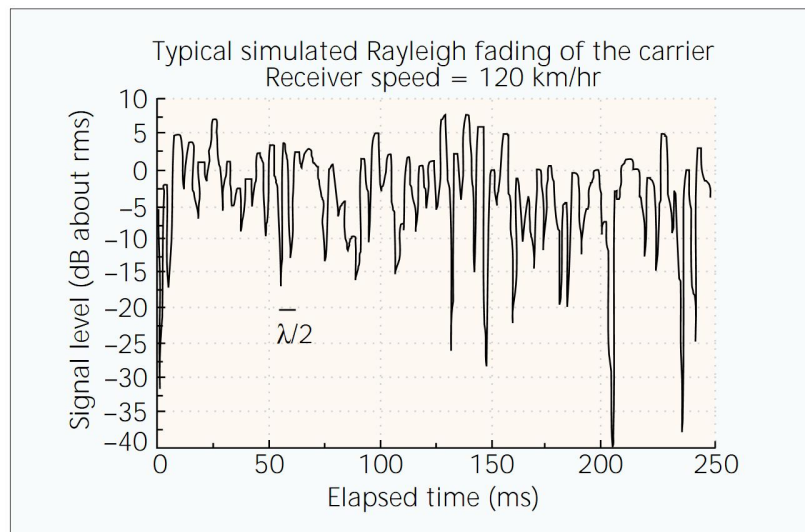


Abbildung 2.8: Schwund der Einhüllenden durch Dopplerspreizung

Wellenlänge  $\lambda$  auf. Ein gutes Beispiel hierfür ist der gestörte Radioempfang eines stehenden Fahrzeugs. Die Wellenlänge eines Radiosenders mit einer Frequenz von 100MHz liegt bei ca. 3m. Wird das Fahrzeug um die halbe Wellenlänge bewegt, so kann die Empfangssituation ganz andere sein.

Aus diesen Anschauungen geht hervor, dass ein Schwund im Zeitbereich entsteht, welcher vom Ort, der Trägerfrequenz, der relativen Geschwindigkeit und der Symboldauer beeinflusst wird. Es ergibt sich demzufolge je nach Auslegung der Anforderungen eine obere Grenze der Symboldauer für eine verzerrungsfreie Übertragung.

Eine weitere Betrachtung des Mobilfunkkanals als Modellumsetzung wird in Unterkapitel 4.2 vorgestellt.

## 2.5 Weitere Störeffekte

Die vorherigen Unterkapitel behandeln die mobilfunktypischen Störeinflüsse. Es treten jedoch noch eine Reihe weitere Effekte bei der Übertragung auf. Diese sollen hier in kurzen Abschnitten erwähnt werden.

### Rauschen (AWGN)

Sowohl senderseitig als auch empfängerseitig erfährt das Signal thermisches Rauschen, z. B. verursacht durch Widerstände. Dieses kann als gleichverteiltes breitbandiges Rauschen angesehen werden und wird vereinfacht als Additional White Gaussian Noise (AWGN, überlagertes weißes gaußsches Rauschen) beschrieben. Eine logische Folge ist die Verringerung des SNR (Signal to Noise Ratio) mit steigender Rauschleistung. Wird der SNR zu gering, lassen sich die Empfangenen Symbole nicht mehr klar unterscheiden. Zur Verbesserung des SNR hilft in begrenztem Maße die Erhöhung der Sendeleistung oder eine Rauschreduktion.

### Zeitverzögerung

Ein trivialer Effekt ist die absolute Zeitverzögerung des Signals (kürzeste Pfadverzögerung). Die bereits in Unterkapitel 2.3 angeführte absolute Zeitverzögerung hat in der bisherigen Betrachtung eine untergeordnete Relevanz. Für den Empfänger ist es aber unumgänglich zu wissen, wo ein Signal abgetastet werden muss. Somit ist eine Synchronisation im Empfänger erforderlich.

### Nachbarkanäle

Da über den Mobilfunkkanal mehrere Übertragungen gleichzeitig stattfinden und die Bandbreite ein begrenztes Gut ist, wird es erforderlich ein Nachbarkanalübersprechen zu verhindern. Es muss dementsprechend eine Spektrale Formung (Begrenzung) durchgeführt werden. Den größten Anteil hierzu steuern Filter bei, die i.d.R. als rauschangepasste Filter realisiert werden. Diese sollten möglichst sowohl die erste als auch die zweite Nyquistbedingung erfüllen. In Abschnitt 4.3.3 wird diese Thematik noch einmal aufgenommen. Eine sehr gute Referenz zu diesem Thema sind die Seiten 253 bis 267 in [5].

### Nichtlineare Verzerrungen

Durch die Verwendung von nichtlinearen Bauteilen wie z. B. den HF-Verstärkern, kommt es zusätzlich zu nichtlinearen Verzerrungen. Dieser Effekt hat gerade bei Massenprodukten erheblichen Einfluss. Bei mobilen Sende- und Empfangsgeräten führt die Kosten- und Energieoptimierung der Verstärker zu Qualitätseinbußen. Sehr eng mit dieser Thematik verwandt

ist die PAPR (Peak to Average Power Ratio) da speziell die Spitzenwerte eines Signals zu den stärksten Verzerrungen führen. Im Unterkapitel 3.3 und im Abschnitt 4.3.8 wird dieses noch einmal aufgegriffen.

### Trägerfrequenzverschiebung

Das vom Empfänger auf einen analogen Träger modulierte Signal muss am Empfänger wieder in die Basislage zurückgebracht werden. Hierzu muss dem Empfänger die Trägerfrequenz bekannt sein, was zu einer weiteren Problemstellung führt. Zum einen unterliegt der Träger Manipulationen durch den Mobilfunkkanal. Zum anderen muss eine möglichst exakt der Trägerschwingung entsprechende Schwingung im Empfänger erzeugt werden. Diese werden i.d.R. mit Oszillatoren und Schwingquarzen erzeugt. Aufgrund allgemeiner Toleranzen der verwendeten Bauteile, kann es zu Differenzen zwischen der vom Sender verwendeten und der im Empfänger nachgebildeten Schwingung kommen. Diese Differenzen haben gerade bei Mehrträgerverfahren verheerende Auswirkungen, da das komplette Empfangsspektrum so verschoben wird und es somit zu Fehlentscheidungen bei der Interpretation der Unterträger kommt. Es ist demzufolge eine Information im Signal nötig, um im Empfänger eine Nachregelung des Trägers zu ermöglichen.

## 2.6 Zusammenfassung

Zum Abschluss sollen die Mehrwegeausbreitung und die Dopplerspreizung mit Bezug auf die Signalbandbreite in Relation gebracht und anschließend eine Übersicht aller betrachteten Störeffekte geliefert werden.

Das Koordinatensystem in Abbildung 2.9 hat sowohl an der Abszissenachse als auch an der Ordinatenachse jeweils die Symboldauer als Maßeinheit. Auf den gegenüberliegenden Seiten ergibt sich somit automatisch die Signalbandbreite als Maß. Der rote Punkt gibt die verwendete Signalbandbreite an. Es ist ein zweites Koordinatensystem überlagert, dessen Ursprung im Schnittpunkt der Kohärenzbandbreite  $B_C$  mit der Kohärenzzeit  $T_C$  liegt. Die beiden gegenüberliegenden Größen, Mehrwegeverbreiterung  $B_{\tau'\tau'}^{(2)}$  und Dopplerverbreiterung  $B_{\mu'\mu'}^{(2)}$ , entsprechen in etwa der Inversen. Sie werden im Unterkapitel 4.2 in der Definition des angewandten Kanalmodells nach Cost 207 verwendet. Die vier Quadranten können mit den Beziehungen aus den Formeln 2.9, 2.10, 2.17 und 2.16 in Bezug auf ihr Verhalten (Art des Schwunds) definiert werden.

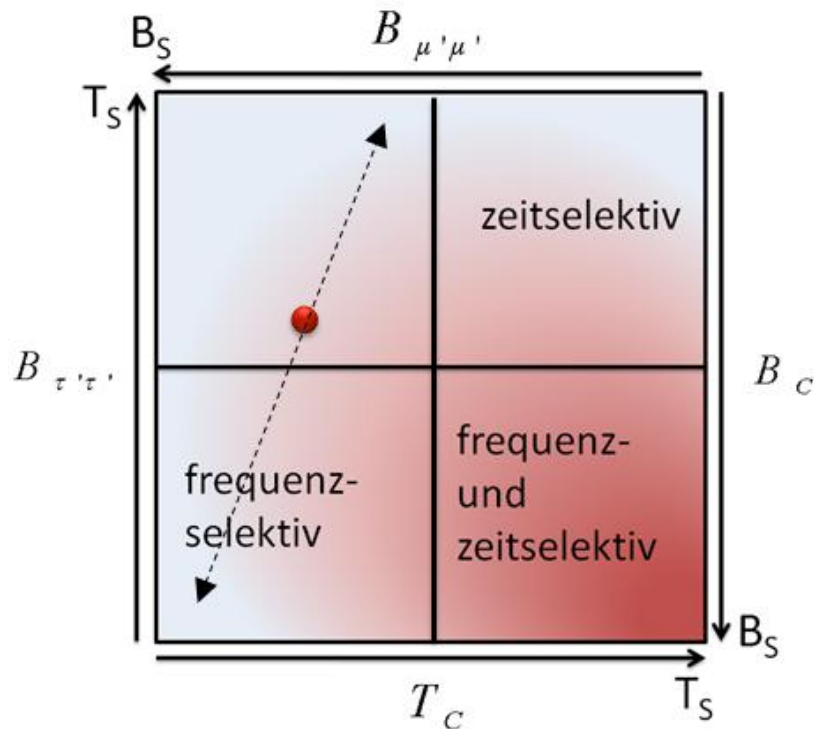


Abbildung 2.9: Bezug zwischen Kohärenzzeit, Kohärenzbandbreite und Signalbandbreite

Um das erwünschte Kanalverhalten zu erzeugen, kann zum Beispiel die Signalbandbreite verändert werden. Bei Variation eben dieser, kann sich der Funktionswert allerdings lediglich auf einer Geraden (in Abbildung 2.9 gestrichelt eingezeichnet) bewegen. Die Abszissenachse des zweit genannten Koordinatensystems ist durch die Kohärenzbandbreite definiert. Diese wiederum ist durch die Zeitspreizung der jeweiligen Umgebung (z.B. Gebirge oder Stadtgebiet) bestimmt und nicht beeinflussbar. Die Kohärenzzeit, welche die Position der Ordinatenachse festlegt, ist von Relativgeschwindigkeit zum Sender und der Trägerfrequenz abhängig. Durch eine Senkung einer dieser genannten Parameter lässt sich die Ordinatenachse, laut Formeln 2.13, 2.14 und 2.15, nach rechts verschieben.

Die besten Verhältnisse für eine verzerrungsfreie Übertragung liegen im zweiten Quadranten vor. Hier entsteht weder frequenzselektiver Schwund noch eine schnelle Variation des Schwundes. Ziel ist es aus diesem Grunde immer, mit den gegebenen Parametern, den Schnittpunkt der Signalbandbreite mit sich selbst in den zweiten Quadranten zu bringen.

Die nachfolgende Übersicht fasst noch einmal alle in diesem Kapitel behandelten Störungen durch den Mobilfunkkanal zusammen.

**Störungen einer Mobilfunkübertragung:**

- Mittlere Pfaddämpfung mit additiver Variation durch Umgebungsveränderung
- Mehrwegeausbreitung (Zeitspreizung)
- Dopplerspreizung durch Bewegung des Empfängers
- AWGN (Thermisches Rauschen, vor allem im Empfänger)
- Absolute Zeitverzögerung
- Nachbarkanalübersprechen
- Nichtlineare Verzerrungen (z. B. HF-Verstärker)
- Trägerfrequenzverschiebung

Diese Komplexität des Übertragungskanal hat hohe Anforderungen an die Übertragungstechnik zur Folge. Bei Einträgerverfahren bedarf es sehr aufwändiger Entzerrerstrukturen, wie beispielsweise beim Rake-Empfänger. Eine Alternative dazu bietet die Mehrträgermodulation, zu der auch die spezielle Form OFDM gehört. Das nächste Kapitel beschreibt die Theorie des Verfahrens und stellt somit die Grundlage für die konkrete Umsetzung im Simulationsmodell dar.



# 3 Orthogonal Frequency Division Multiplexing

Der große Vorteil von OFDM liegt in der hohen Bandbreiteneffizienz. So wird bei OFDM der Frequenzbereich in eine Vielzahl schmalbandiger Unterträger aufgeteilt. Bei schmalbandigen Störungen (z. B. bei einem frequenzselektiven Mobilfunkkanal) kommt es somit lediglich zum Ausfall weniger Unterträger, welche dann z. B. mit Kodierungsverfahren wieder korrigiert werden können. Bei breitbandigen Einträgerverfahren hingegen kann eine schmalbandige Störung bereits zum totalen Datenverlust führen. Um Einträgerverfahren trotzdem auf Mobilfunkkanälen anzuwenden, sind aufwendige Entzerrerstrukturen nötig. Bei OFDM hingegen, kann jeder Unterträger einzeln betrachtet und somit sehr effektiv und simpel entzerrt werden. Für dieses Kapitel bilden vorrangig [5], [6], [1] und [3] die Grundlage. Für das Unterkapitel 3.3 dient [2] und [8] als Informationsquelle. Es wird mit einem Einstieg in die Mehrträger-technik (Unterkapitel 3.1) begonnen. Nachdem der Übergang auf OFDM hergeleitet wird, werden die beiden grundsätzlich erforderlichen Mechanismen des Guardintervalles und der Frequenzbereichsentzerrung vorgestellt. Darauf werden Techniken zur Optimierung dieses Verfahrens aufgezeigt. So wird auf die Formung des Signals im Frequenzbereich (Unterkapitel 3.2) vor dem Sendefilter eingegangen. Wann und warum es zu Spitzenwerten im OFDM-Signal kommt wird in Unterkapitel 3.3 geklärt. Außerdem werden zwei grundsätzliche Konzepte der Spitzenwertreduktion vorgestellt. In Unterkapitel 3.4 wird das OFDM Signal analysiert, um Informationen für eine Synchronisation zu gewinnen und diskutiert, ob weitere Zusatzinformationen benötigt werden. Im Unterkapitel 3.5 geht es um die Kanalschätzung, welche unabdingbar für eine fehlerfreie Übertragung ist. Die unterschiedlichen Strategien hierzu werden in den Unterkapiteln einzeln behandelt. Anschließend wird noch auf Ausnahmesituationen der Kanalimpulsantwort in Unterkapitel 3.6 hingewiesen und ein Lösungsansatz geliefert. Abgeschlossen wird die Betrachtung der Theorie zur OFDM mit einer Zusammenfassung in Unterkapitel 3.7.

## 3.1 Prinzip der OFDM-Übertragung

Mit diesem Kapitel wird der Einstieg in die Übertragungstechnik OFDM hergeleitet. Die anschließenden Abschnitte verdeutlichen Ideen zur Mehrträgerübertragung und den Übergang auf das orthogonale Mehrträgerverfahren (OFDM). Es wird geklärt, warum es eines Guardintervalls bedarf, um eine fehlerfreie Übertragung zu ermöglichen und es wird aufgezeigt, wie die Frequenzbereichsentzerrung durchzuführen ist.

### 3.1.1 Idee der Mehrträgerübertragung

Bei einer Übertragung über einen frequenzselektiven Kanal, hervorgerufen durch Mehrwegeausbreitung (siehe Mehrwegekanal Unterkapitel 2.3), sind bei Einträger-Modulationsverfahren komplexe Entzerrer nötig, um aus dem empfangenen Signal die Quelldaten zurückzugewinnen. Bei der Mehrträgermodulation wird das Signal auf  $N$  Unterträger im Frequenzbereich aufgeteilt (siehe Abbildung 3.1). Bei gleicher Datenrate wird demzufolge die Symbolrate um den Faktor  $N$  erniedrigt. Es ist in Abbildung 3.1 erkennbar, dass beim Einträgerverfahren (oben) die Kanalimpulsantwort  $h_a(t)$  über mehrere Symbole andauert. Es entsteht eine erhebliche Intersymbolinterferenz (ISI). Dieser Effekt kann durch Verwendung von Mehrträgerverfahren deutlich verringert werden. Im vorliegenden Beispiel in Abbildung 3.1 liegt lediglich noch eine ISI zwischen zwei Symbolen vor. Im Frequenzbereich ergibt sich der Vorteil, dass der auf das Übertragungssignal wirkende Kanalfrequenzgang  $H_a(f)$  nur noch abschnittsweise auf die einzelnen Unterträger wirkt. Ist die Anzahl der Unterträger bei gleich bleibender Datenrate ausreichend groß gewählt, oder vielmehr die sich dadurch ergebende Bandbreite der Unterträger moderat reduziert, so kann die Verzerrung als nicht selektiv für jeden einzelnen Unterträger betrachtet werden. Zur Korrektur kann das empfangene Signal mit komplexen Faktoren für die jeweiligen Unterträger korrigiert werden.

Für die mathematische Beschreibung wird davon ausgegangen, dass  $ld(M)$  Quellbits, der Dauer  $T_{Bit}$ , mit Hilfe einer digitalen Modulationsform (BPSK, QPSK, QAM) zu einem Symbol aus einem  $M$ -stufigen Alphabet zusammengesetzt werden. Durch die S/P-Wandlung des Eingangsdatenstroms zur Modulation der  $N$  komplexen Symbole, ergibt sich die gesamte Symboldauer zu:

$$T_{Symb} = N \cdot ld(M) \cdot T_{bit} \quad (3.1)$$

Legt man für die Unterträger äquidistante Abstände von  $1/T_{Symb}$  fest, berechnen sich deren Frequenzen zu:

$$f_n = n/T_{Symb} \quad \text{mit} \quad n = 0, \dots, N - 1 \quad (3.2)$$

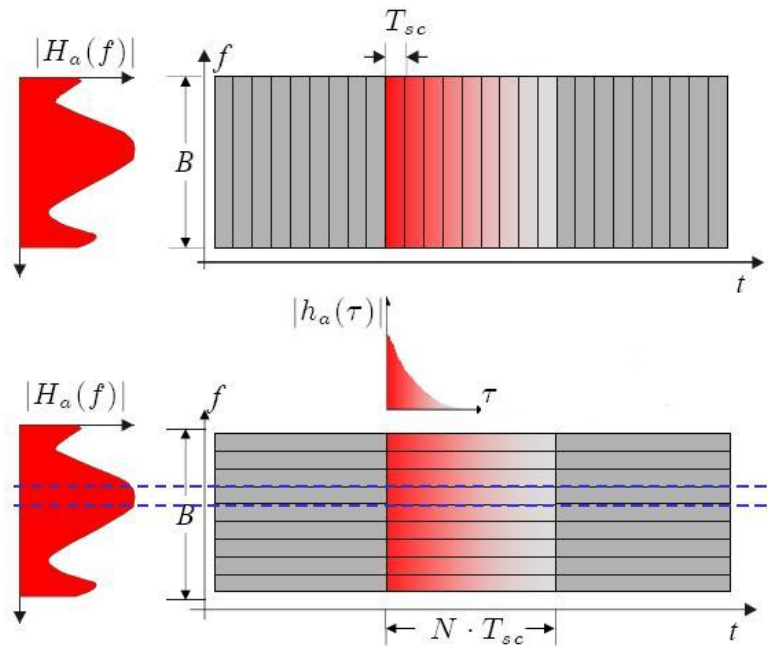


Abbildung 3.1: Multiträgerprinzip [3]

Das Mehrträgersignal lautet somit:

$$s_{MT}(t) = T_{Symb} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{\infty} d_n(i) \cdot g_s(t - i \cdot T_{Symb}) \cdot e^{(j2\pi f_n t)} \quad (3.3)$$

Wobei  $d_n(i)$  den  $N$  parallelen Symbolen und  $g_s(t)$  dem Formfilter im Zeitbereich entspricht.

Bei der Mehrträgerübertragung kommt es zu dem unerwünschten Effekt der ICI (**I**nter **C**arrier **I**nterferenzen). Dieser Effekt hängt vom Entwurf der Formfilter ab. Bei ungünstiger Wahl kann es zu gravierenden ICI kommen (siehe Abbildung 3.2), wodurch sich die Unterträger nicht mehr voneinander trennen lassen. Daher ist es erstrebenswert ein Verfahren zu entwerfen, bei dem die Unterträger orthogonal zueinander stehen. Eine solche Methode wird im nächsten Abschnitt 3.1.2 erläutert.

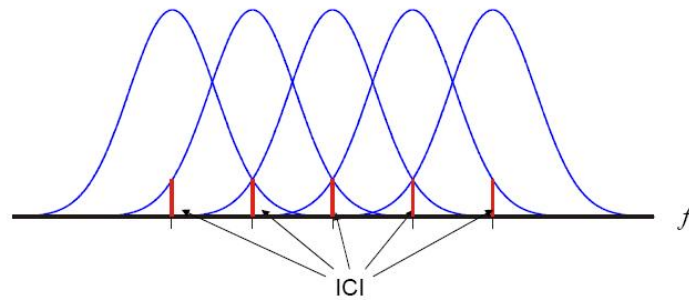


Abbildung 3.2: Inter Carrier Interferenz beim Mehrträgerverfahren [3]

### 3.1.2 Orthogonales Mehrträgerverfahren OFDM

Wird als Sendefilter im Zeitbereich eine Rechteckfunktion der Länge  $T_{Symb}$  und der Amplitude  $1/T_{Symb}$  angesetzt, so resultiert ausgehend von Formel 3.3:

$$s_{MT}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_n(i) \cdot e^{(j2\pi f_n t)} \quad \text{für} \quad i \cdot T_{Symb} < t < (i+1)T_{Symb} \quad (3.4)$$

Die Überführung dieser Formel in ein zeitdiskretes Signal mit einer Abtastfrequenz von  $f_A = N/T_{Symb}$ , ergibt:

$$s_{MT}\left(k' \frac{T_{Symb}}{N}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_n(i) \cdot e^{(j2\pi(nk')/N)} \quad \text{für} \quad i \cdot N < k' < (i+1)N-1 \quad (3.5)$$

Diese Formel entspricht, bis auf den fehlenden Faktor  $1/N$ , der *IDFT* (Inverse Discrete Fourier Transform). Es lässt sich also schreiben:

$$s_{MT}\left(k' \frac{T_{Symb}}{N}\right) = s(i, k) = N \cdot IDFT [d_n(i)] \quad \text{für} \quad k = k' - i \cdot N; 0 < k; n < N-1 \quad (3.6)$$

Somit steht eine äußerst effektive Umsetzung für die Modulation der OFDM-Symbole mittels *IDFT* zur Verfügung. In der Praxis wird statt der *IDFT* die *IFFT* (Inverse Fast Fourier Transform) angewendet, welche eine recheneffiziente Umsetzung der *IDFT* darstellt. Zur Demodulation wird die inverse Operation *DFT* (Discrete Fourier Transform) bzw. *FFT* (Fast Fourier Transform) angewendet.

Betrachtet man einen einzelnen Unterträger und transformiert ihn in den Frequenzbereich,

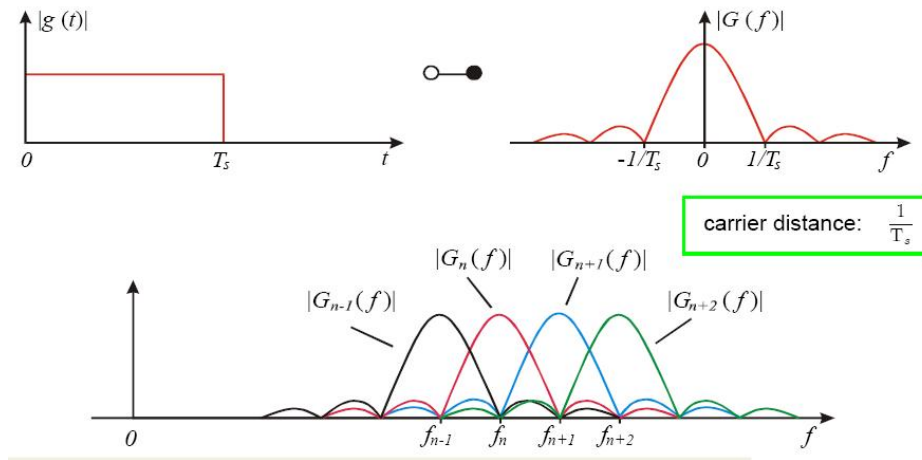


Abbildung 3.3: Orthogonalität der Unterträger bei OFDM [3]

so ergibt sich als Komponente der sogenannte Dirichlet-Kern, zu:

$$d_{iN}(x) \triangleq \frac{\sin(N \cdot x/2)}{N \cdot \sin(x/2)} \quad (3.7)$$

Das gesamte Spektrum lässt sich schreiben als:

$$S(i, e^{j\Omega}) = N \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j(N-1)(\Omega - 2\pi n/N)/2} \cdot d_n(i) \cdot d_{iN}(\Omega - 2\pi n/N) \quad (3.8)$$

Der Dirichlet-Kern weist bei  $1/T_{Symb}$  Nullstellen auf. Wird nun der Unterträgerabstand wie zuvor auf  $1/T_{Symb}$  festgelegt, so ergeben sich im Maximum eines jeden Unterträgers die Nullstellen aller übrigen Unterträger. Es tritt, unter Voraussetzung korrekter Abtastung, keine ICI auf. Somit ist eine saubere Trennung der Unterträger möglich. Abbildung 3.3 veranschaulicht die Transformation eines Einzelträgers, mit dem Formfilter  $|g(t)|$ , in den Frequenzbereich zu  $|G(f)|$ . Aus der unteren Darstellung in Abbildung 3.3 geht die ICI-Freiheit bei Überlagerung mehrerer Unterträger mit dem Abstand  $1/T_{Symb}$  hervor.

Aus dieser Konstellation im Frequenzbereich lässt sich ein weiterer Vorteil des OFDM Systems im Gegensatz zum Einträgersystem ablesen. Durch die Überlagerung der Dirichletspektren der einzelnen Unterträger, bekommt das OFDM Signal eine annähernd rechteckförmige Gestalt im Frequenzbereich. Hieraus geht eine hohe Bandbreiteneffizienz hervor.

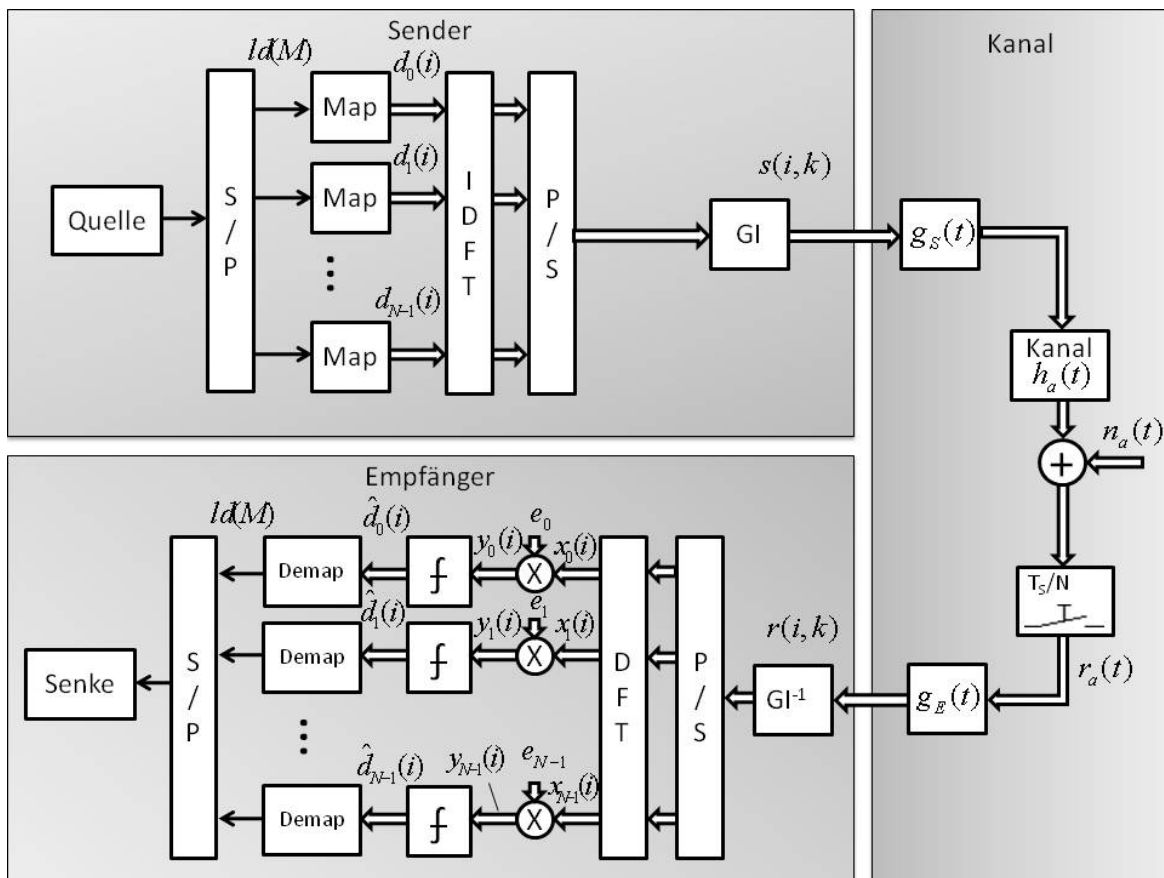


Abbildung 3.4: OFDM-Modell

Abbildung 3.4 zeigt ein systematisches Modell für das OFDM Verfahren. Demnach müssen die Quellbits S/P gewandelt und anschließend einem Symbolalphabet, mit  $ld(M)$  Bits pro Symbol, zugeordnet werden (z. B. BPSK, QPSK, QAM). Die  $N$  parallelen Symbole  $d_n(i)$  werden anschließend auf die  $IDFT$  gegeben. Deren Ausgang Parallel/Seriell gewandelt, liefert  $N$  komplexe überlagerte Schwingungen mit den Frequenzen  $f_n = n/T_{Symb}$ . Dieses entspricht abgesehen vom Guardintervall, welches im nachstehenden Kapitel erläutert wird, einem OFDM-Symbol.

Die Sende- und Empfangsfilter dienen der Bandbreitenbegrenzung und wirken somit gegen den Effekt des Nachbarkanalübersprechens. In realen Systemen handelt es sich bei diesen Filtern in der Regel um analoge Bandpässe nach der Mischstufe. Da das System im Basisband betrachtet wird, können diese als Tiefpässe realisiert werden.

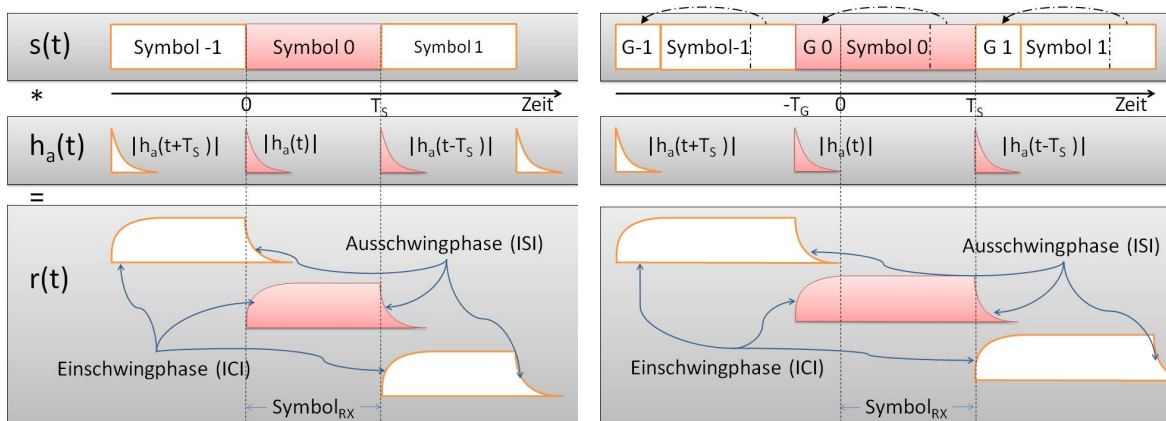
Der Kanal (siehe Unterkapitel 4.2) wird als Faltung mit der Kanalimpulsantwort  $h_a(t)$  und der additiven Überlagerung weißen gaußschen Rauschens  $n_a(t)$  beschrieben. Das durch den Kanal verzerrte Signal muss vor der Filterung mit  $f_A = N/T_{Symb}$  synchronisiert abgetastet werden, um den diskreten Bezug zum Signal wieder herzustellen. Der reale Kanal ist

bekanntermaßen analog, bei Verwendung eines Kanalmodells wird hingegen i.d.R mit einer höheren Abtastrate gearbeitet.

Durch Parallel/Seriell-Wandlung werden aus dem Symbol die einzelnen Abtastwerte im Zeitbereich für die  $DFT$  bereitgestellt. Die  $DFT$  wandelt den parallelen Eingangsdatenstrom in die empfangenen Symbole  $x_n(i)$  in Form von komplexen Zeigern. Diese müssen an dieser Stelle mit einem zu errechnenden komplexen Kanalentzerrungspolynom  $e_n$  (siehe Abschnitt 3.1.4) multipliziert werden. Die korrigierten komplexen Zeiger  $y_n(i)$  werden nun mittels Entscheider, Symbolen aus dem verwendeten Modulationsalphabet zugeordnet. Diese  $\tilde{d}_n(i)$  entsprechen bei korrekter Entzerrung den  $d_n(i)$  im Sender. Durch Demapping und P/S-Wandlung werden die Symbole abschließend wieder in einen Bitstrom gewandelt.

### 3.1.3 Guardintervall

Aufgrund der Ein- und Ausschwingverhalten der frequenselektiven Impulsantwort eines Mehrwegekanals geht, die Orthogonalität der Unterträger verloren (siehe Abbildung 3.5(a)). Das Einschwingverhalten führt zu einer Verwischung innerhalb eines Symbols und löst Intercarrier Interferenzen (ICI) aus. Der Ausschwingvorgang hingegen verzögert einen Teil des Symbols, welcher sich aus diesem Grunde auf das Folgesymbol auswirkt und somit eine Intersymbol Interferenz (ISI) hervorruft. Eine Lösung dieser Problematik bietet das Guardintervall.



(a) Einfluss der Kanalimpulsantwort auf das Symbol ohne Guardintervall

(b) Einfluss der Kanalimpulsantwort auf das Symbol mit Guardintervall

Abbildung 3.5: Einfluss des Guardintervalles

Da es sich bei dem OFDM-Symbol um ein zyklisches Signal handelt, welches für die Dauer eines Symbols aus konstanten komplexen Schwingungen besteht, kann eine sogenannte zyklische Erweiterung eingeführt werden (Abbildung 3.5(b)). Hierzu muss im Sender eine Kopie des hinteren Teils des Symbols, eben diesem vorangestellt werden. Ist die zyklische Erweiterung länger als die Kanalimpulsantwort, fallen Ein- und Ausschwingvorgang in diesen Bereich des Symbols. Beim Empfänger wird die zyklische Erweiterung entfernt und lediglich der durch diesen Mechanismus geschützte Teil des Signals ausgewertet. Wegen dieser Schutzfunktion wird die zyklische Erweiterung in diesem Fall auch als Guardintervall bezeichnet.

Damit dieses Verfahren einwandfrei funktioniert, muss die Dauer dieses Schutzintervalls  $T_G$  größer gewählt werden als die Länge der Kanalimpulsantwort  $h_a(t)$ . Somit wird die Guarddauer durch den Pfad mit der maximalen Ausbreitungszeit  $\tau_{max}$  des angewandten Mehrwegekanals (Unterkapitel 4.2) definiert. Es gilt:

$$T_G \geq \tau_{max} \quad (3.9)$$

Somit wird allerdings die Symbolrate von  $N/T_{Symb}$ , bei gleich bleibendem Trägerabstand  $1/T_{Symb}$ , auf  $N/(T_{Symb} + T_G)$  herabgesetzt. Setzt man für die Übertragungsbandbreite, unter Vernachlässigung des Ausschwingvorgangs der Dirichlet-Kerne, näherungsweise  $N/T_{Symb}$  ein, ergibt sich für die Bandbreiteneffizienz:

$$\beta = \frac{\text{Symbolrate}}{\text{Bandbreite}} = \frac{1}{1 + T_G/T_{Symb}} \quad (3.10)$$

Die Bandbreiteneffizienz nimmt also mit zunehmender Guarddauer ab.

### 3.1.4 Frequenzbereichsentzerrung

Wie anhand von Abbildung 3.4 bereits angedeutet, ist es erforderlich das durch den Kanal verzerrte Empfangssignal wieder zu entzerren. Der große Vorteil eines gut dimensionierten OFDM-Systems liegt darin, dass diese Verzerrung für jeden einzelnen Unterträger als linear angesehen werden kann (siehe Abbildung 3.1). Die Entzerrung kann deshalb mit komplexen Faktoren für die Unterträger erfolgen. Da das Sendesignal mit dem Guardintervall zyklisch erweitert wird, kann die Faltung mit der Kanalimpulsantwort  $h(k) = h_a(kT_{Symb}/N)$  als zirkulare Faltung<sup>1</sup> betrachtet werden. Vernachlässigt man vorerst das Rauschen des Kanals, so lässt sich schreiben:

$$r(i, k) = s(i, k)_{circ}^{(k)} h(k) \quad (3.11)$$

<sup>1</sup>Die zirkulare Faltung führt zum gleichen Ergebnis wie die periodische Faltung man geht aber von endlichen Folgen  $x(n)$   $y(n)$  der Längen  $M_x = M_y = M$  aus.



Bei zirkularer Faltung gilt für die DFT der Faltungssatz:

$$\underbrace{DFT_N^{(k)}\{s(i, k) *_{circ}^{(k)} h(k)\}}_{x_n(i)} = \underbrace{DFT_N^{(k)}\{s(i, k)\}}_{d_n(i)} \cdot \underbrace{DFT_N^{(k)}\{h(k)\}}_{H(n)} \quad (3.12)$$

Zur Entzerrung muss das Empfangssignal  $x_n(i)$  punktweise durch den, an den Unterträgerfrequenzen abgetasteten Frequenzgang  $H(n)$ , dividiert werden. Es lässt sich ein Korrekturvektor  $e_n$  wie folgt definieren:

$$y_n(i) = e_n \cdot x_n(i) \quad \text{mit} \quad e_n = \frac{1}{H(n)}, \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (3.13)$$

Ist der Kanal rauschfrei, so ergibt sich nach dieser Methode das ideal rekonstruierte Datensignal  $d_0 \dots d_{N-1}$ . Fehler können lediglich an den Nullstellen des Kanalfrequenzganges entstehen.

## 3.2 Spektralformung

Nach Aufzeigen des Grundprinzips werden hier Techniken dargestellt, um das Spektrum des Signals zu beeinflussen. Ziel ist es dabei, die Anforderungen des Sendefilters zu senken und eine bessere Nachbarkanalunterdrückung zu gewährleisten. Es werden zwei verschiedene Verfahren vorgestellt: Eines verwendet ein Zeitfenster und das andere eine höhere FFT-Auflösung, welche zu einer Überabtastung führt.

### 3.2.1 Spektralformung durch Zeitfenster mit Cosinus-Roll-Off

Diese Technik wird angewendet um die Amplituden- und Phasensprünge zwischen zwei OFDM-Symbolen zu unterdrücken. Da ein OFDM-Symbol aus mehreren komplexen Schwingungen besteht, die je nach zu tragender Information in Phase und Amplitude unterschiedlich sind, kommt es an den Symbolgrenzen zu Sprüngen. Die entstehenden Amplituden- und Phasensprünge erhöhen die Bandbreite des Signals. Dieser Effekt lässt ebenfalls mit Hilfe der rechteckförmigen Signale am Eingang der  $IDFT$  und somit den langsam abfallenden Flanken der Dirichlet-Spektren im Sendesignalspektrum (siehe Abbildung 3.3) erklären.

Ein Lösungsansatz ist es, die Symbole am Anfang und Ende sanft auf Null zu führen. Gut eignet sich hierzu ein Cos-Roll-Off-förmiger Verlauf, da dieser einen guten Kompromiss in Bezug auf das Zeitdauer-Bandbreite-Produkt bildet (siehe [5] Seite 56). Um einen solchen Verlauf ohne Manipulation des Kernsymbols realisieren zu können, müssen die Symbole am Ende um die Flankendauer  $T_c$  des gewünschten Cos-Roll-Off-Faktors  $r_c$  zyklisch erweitert werden (siehe Abbildung 3.6). Am Anfang des Symbols befindet sich bereits eine zyklische

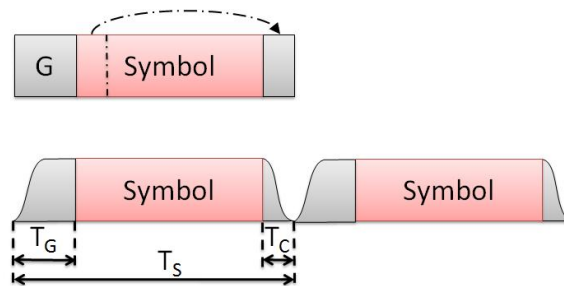


Abbildung 3.6: Formung des Signalspektrums mit Cosinus-Roll-Off-Fensterfunktion im Zeitbereich

Erweiterung aufgrund des Guard-Intervalls, welche für die Formung der Flanke verwendet werden darf. Die Flankendauer  $T_c$  ergibt sich zu:

$$T_c = r_c \cdot T_{Symb} \quad (3.14)$$

In Abbildung 3.7 sind die Auswirkungen einer Cos-Roll-Off-Flanke für zwei verschiedene Roll-Off-Faktoren dargestellt. Vergleicht man diese Abbildung mit 3.3, so ist zu erkennen, dass die langsam abfallenden Ausschwinger des Dirichlet-Kerns mit steigendem Cos-Roll-Off schneller auf null geführt. Ein Roll-Off-Faktor von Null würde dem Rechteckfenster entsprechen.

Der erzielbare Gewinn an Signal- zu Rauschabstand führt zu einem Verlust an Bandbreiteneffizienz. Bereits mit Formel 3.10, durch Einfügen des Guardintervalles, ist es die Verringerung der Bandbreiteneffizienz beschrieben. Der gleiche Effekt entsteht durch das Einfügen einer weiteren zyklischen Erweiterung. Unter Berücksichtigung beider zyklischer Erweiterungen lässt sich die Formel 3.10 umformulieren zu:

$$\beta = \frac{\text{Symbolrate}}{\text{Bandbreite}} = \frac{1/T_{Symb}}{(N + N_G + N_C)/T_{Symb}} \cdot \frac{1}{1 + (T_G + T_C)/T_{Symb}} \quad (3.15)$$

Aus diesem Grunde ist ein Faktor von  $r_c = 0.5$ , wie in Abbildung 3.7, in realen Systemen nicht wiederzufinden. Reale Werte für  $r_c$  liegen i.d.R. unter 0.1.

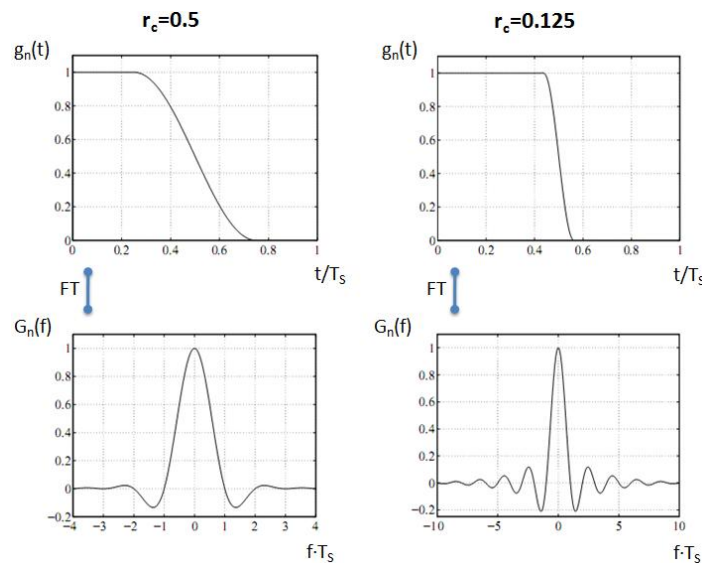


Abbildung 3.7: Auswirkung des Zeitfensters im Spektralbereich

### 3.2.2 Überabtastung

Bisher wurde von einer lückenlosen Belegung der Unterträger ausgegangen, d.h. es wurden alle Eingänge der IDFT belegt. Daraus folgt für den Frequenzbereich, dass die Spiegelspektren, welche aufgrund diskreter Signalverarbeitung auftreten, direkt aneinander grenzen. Diese Tatsache ergibt hohe Ansprüche für die senderseitige Filterung zur Vermeidung von Nachbarkanalübersprechen. Umso näher die Spiegelspektren aneinander grenzen, desto steiler müssen die Flanken und somit die Ordnungszahl des Filters ausgelegt werden. Um die Spiegelspektren voneinander abzurücken, ist es ratsam eine Überabtastung auf das Signal anzuwenden. Da das zu sendende Signal bei OFDM im Frequenzbereich definiert wird, lässt sich die Überabtastung besonders leicht realisieren. Es ist lediglich eine höhere IDFT-Auflösung zu verwenden und die Eingänge für die höheren Frequenzanteile auf Null zu setzen. Im Fall einer IDFT, welche die doppelte Länge in Bezug auf die Anzahl der komplexen Eingangssymbole  $\sum d_n(i)$  beträgt, spricht man von einem *Oversampling-Faktor*  $N_O = 2$ . In der Praxis ist es vorteilhaft den Eingang der IDFT, der eine Frequenz von Null repräsentiert, ebenfalls unbelegt zu lassen. Hierdurch bleibt das Signal gleichanteilsfrei.

In den Übertragungsstandards Hiperlan/2 und 802.11a wird das Prinzip der Überabtastung leicht abgewandelt angewendet. Es wird von Beginn an ein Oversampling-Faktor  $N_O \leq 2$  verwendet (siehe Unterträgerbelegung in Abbildung 3.16) und der Gleichanteil wird unterdrückt. Darüber hinaus kann natürlich die FFT-Länge weiter erhöht werden.

In diesem Unterkapitel sind zwei Techniken dargestellt, um die Eigenschaften im Frequenzbereich zu verbessern. In der Zeitbereichsdarstellung hingegen ergibt sich das Problem der Entstehung hoher Spitzenwerte, dieses soll im kommenden Kapitel aufgegriffen werden.

### 3.3 Spitzenwertreduktion

Ein Problem bei OFDM liegt in der Erscheinungsform des Signals im Zeitbereich. Durch die Überlagerung einer Vielzahl von komplexen Schwingungen können immens hohe Spitzenwerte auftreten, wodurch die verwendeten Hochfrequenzverstärker nur sehr ungünstig ausgesteuert werden können. Dieses steht im Widerspruch zum Anwendungsgebiet, da die mobilen Empfangsgeräte kostengünstig produziert werden und gleichzeitig Energieeffizient arbeiten sollen. Abhilfe kann hier die Spitzenwertreduktion schaffen.

Die Verfahren der Spitzenwertreduktion können in zwei Typen unterteilt werden. Zum einen jene, die in den Modulationsprozess eingreifen und die unerwünschten Spitzen gar nicht erst entstehen lassen. Und zum anderen die, welche entstandene Spitzenwerte dämpfen. Erste Kategorie nennt man, aufgrund der möglichen Entzerrung beim Empfänger, störungsfreie Spitzenwertreduktion. Die nachträgliche Dämpfung wird als störungsbehaftete Spitzenwertreduktion bezeichnet.

Es folgen vier Abschnitte in welchen vorerst die Entstehung solcher Spitzenwerte verdeutlicht wird (Abschnitt 3.3.1). Darauf soll in Abschnitt 3.3.2 die Auswirkung auf Verstärkerschaltungen in Beziehung auf Leistungseffizienz und Übersteuerung geprüft werden. Um Spitzenwerte zu reduzieren werden dann zu beiden Kategorien, störungsbehaftet in Abschnitt 3.3.3 und störungsfrei in Abschnitt 3.3.4, effiziente Verfahren vorgestellt.

#### 3.3.1 Entstehung und Bewertung der Spitzenwerte

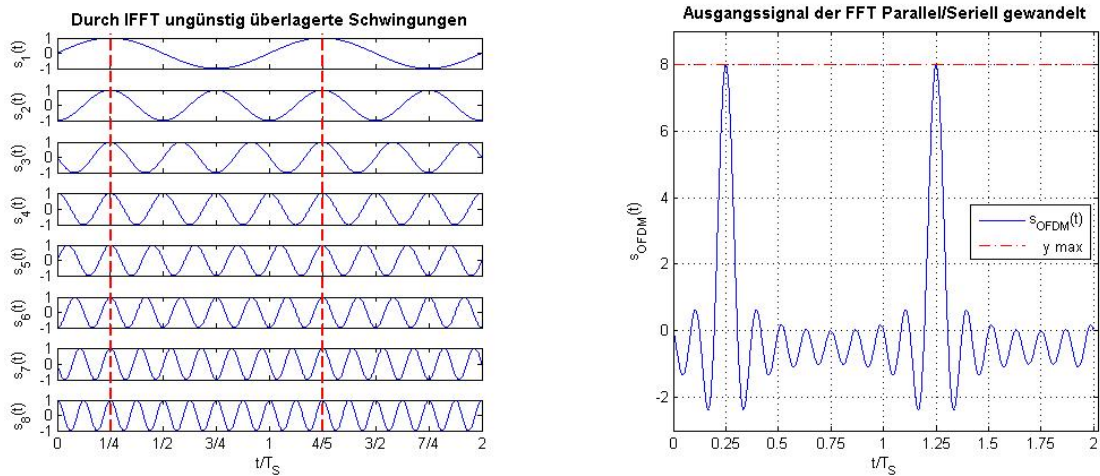
Zunächst stellt sich die Frage wie Spitzenwerte zu bewerten sind, da diese sich proportional zur zugeführten Leistung steigern. Es macht demzufolge wenig Sinn das Augenmerk auf die absoluten Spitzenwerte zu legen. Eine wesentlich interessantere Aussage hingegen ist das Verhältnis zwischen Spitzen- und Effektivwert. Dieses Verhältnis wird auch als Crestfaktor  $A_{dB}$  oder PAPR (Peak to Average Power Ratio) beschrieben. Es gilt allgemein:

$$A_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{\max \{|s_a(t)|\}}{\sqrt{E \{|s_a(t)|^2\}}} \right) \quad (3.16)$$

Für ein einzelnes OFDM-Symbol lässt sich schreiben:

$$A_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{\max \{|s_a(kT_A)|^2\}}{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |s_a(kT_A)|^2} \right) \quad (3.17)$$

Bei OFDM werden  $N$  komplexe Schwingungen in unterschiedlicher Phasenlage überlagert. Demzufolge ergibt sich die Berechnung des globalen Maximalwertes eines OFDM-Signals



(a) Durch 8-IFFT überlagerte Schwingungen

(b) Spitzenwert des OFDM-Symbols nach Parallel/Seriell-Wandlung

Abbildung 3.8: Maximaler Spitzenwert bei Verwendung einer 8-IFFT

bestehend aus  $N$  Unterträgern zu:

$$\max \{A_{dB}\} = 10 \cdot \log_{10}(N) \quad (3.18)$$

Der globale Spitzenwert wird in Abbildung 3.8(b) anhand überlagerter Schwingungen (Abbildung 3.8(a)), welche einer 8-IFFT entsprechen, veranschaulicht. Er wird erreicht, wenn sich die Phase, von der niedrigsten Schwingung angefangen, stetig um  $90^\circ$  erhöht. Dieses würde bei Verwendung von QPSK mit Gray-Codierung (siehe Abbildung 4.3.1) als Mapping am Eingang der IFFT, einer Biteingangsfolge von 00 01 11 10 00 01  $\dots$  entsprechen. Zur weiteren Veranschaulichung wird das Ausgangssignal eines OFDM-Modulators bei einer zufälligen Eingangsbitfolge über 3 OFDM-Symbole mit 32 Unterträgern als Real- und Imaginärteil aufgenommen. Es verdeutlicht noch einmal das Spitzenwerte entstehen, welche deutlich über dem Effektivwert, hier 3.55 (roter Kreis), liegen. Der Grüne Kreis stellt den maximalen Spitzenwert für einen Crestfaktor von  $6dB$ , also  $10^{\frac{6}{10}} \cdot P_{eff} = 3.98 \cdot 3.55 \approx 14$  dar.

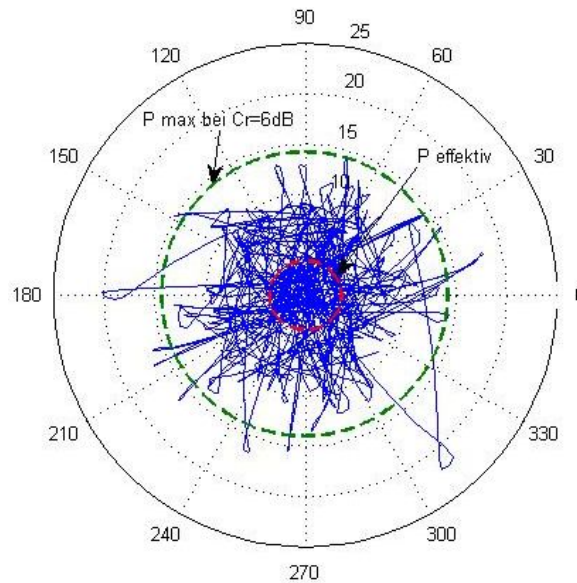


Abbildung 3.9: Simulierte OFDM Ausgangsfolge des Senders in Polarkoordinaten

### 3.3.2 Einfluß auf Verstärkerschaltungen

Ein Signal mit starken Spitzenwerten ist nachteilig für eine Verstärkerschaltung, welche energieeffizient arbeiten und kostengünstig hergestellt werden soll. Um einen Verstärker effektiv zu betreiben sollte er in einem bestimmten schmalen Bereich, in Bezug auf die Eingangsamplitude, ausgeregt werden. Für höchste Effektivität sollte also möglichst der Effektivwert des Signals in eben diesen Bereich fallen. Allerdings ergeben sich so starke nichtlineare Verzerrungen für stark abweichende Spitzenwerte. Aus diesem Grunde gilt es immer Sendesignale zu erzeugen, welche möglichst geringe Amplitudenschwankungen aufweisen. Ausschlaggebend für die nichtlinearen Verzerrungen ist der Begriff Intermodulationsverzerrungen. Wenn mehrere Signale (bei OFDM liegt stets ein Spektrum von komplexen Schwingungen vor) an einem aktiven Bauelement (beispielsweise Verstärker oder Mischer) anliegen, entstehen unerwünschte Mischprodukte. Diese werden durch die nichtlinearen Kennlinien der genannten Bauelemente verursacht.

Dieser Effekt kann anhand der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung gut verständlich gezeigt werden, da diese in den spektralen Bereich der Nutzfrequenzen fallen. Veranschaulicht an lediglich zwei Eingangssignalen mit den Frequenzen  $f_{n1}$  und  $f_{n2}$ , ergeben sich die Mischprodukte  $f_{s1}$  und  $f_{s1}$  zu:

$$f_{s1} = 2 \cdot f_{n1} - f_{n2} \quad (3.19)$$

$$f_{s2} = 2 \cdot f_{n2} - f_{n1} \quad (3.20)$$

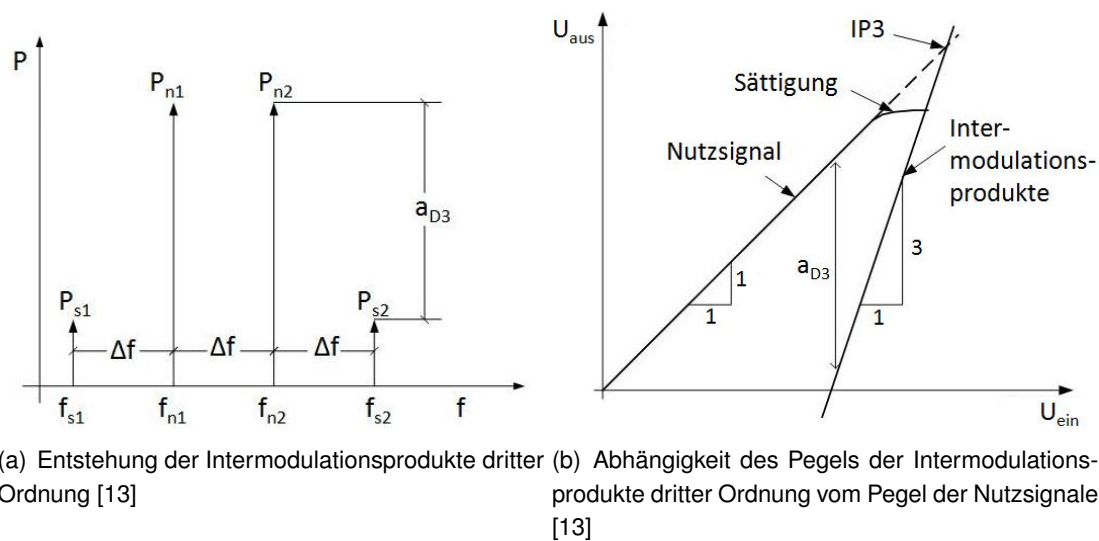


Abbildung 3.10: Intermodulation dritter Ordnung

In Abbildung 3.10(a) ist die Lage der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung im Frequenzbereich dargestellt. Der Pegel dieser Intermodulationsprodukte ist abhängig vom Pegel der Nutzsignale. Wenn der Pegel beider Nutzsignale um 1 dB angehoben wird, steigt der Pegel der Intermodulationsprodukte um 3 dB. Der Intermodulationsabstand  $a_{D3}$  sinkt damit um 2 dB. Der Pegelzusammenhang zwischen den Nutzsignalen und den Störprodukten dritter Ordnung ist in Abbildung 3.10(b) dargestellt.[13]

Als Maß des Verhältnisses kann der IP3 (Interception Point of Third Order) dienen. Es handelt sich um einen fiktiven, nicht messbaren Schnittpunkt der Kennlinie des Nutzsignalpegels mit der des Pegels der Intermodulationsprodukte dritter Ordnung. Dieser ergibt sich durch anlegen einer Tangente im linearen Bereich der jeweiligen Kennlinie.

Da es sich im vorliegenden Anwendungsfall um eine Datenübertragung handelt, fallen auch die Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung ins Gewicht. In Bezug auf das oben genannte Beispiel, mit lediglich zwei Eingangsschwingungen, entstehen die Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung bei den Mischfrequenzen  $2 \cdot f_{n1}$ ,  $2 \cdot f_{n2}$ ,  $f_{n1} + f_{n2}$  sowie  $f_{n2} - f_{n1}$ . Sie wirken sich ungünstig auf die Nachbarkanaltrennung aus. Dieses ist besonders schwerwiegend, da das Signal nach dem Verstärker mit analogen Filtern gedämpft werden müsste. Da auch an diesen Stellen wieder Kosten und Aufwand gering gehalten werden sollen, kommen in der Regel nur Filter mit geringer Ordnungszahl zum Einsatz.

Um nichtlineare Verzerrungen zu vermeiden sollte ein Verstärker infolgedessen in einem moderaten Arbeitsbereich ausgereicht werden. Bei der Wahl des Arbeitsbereichs kann der Input-Backoff (IBO, siehe Formel 3.21) zur Hilfe genommen werden. Dieser gibt das Verhältnis zwischen der Sättigungsspannung  $u_{e_{sat}}$  und dem Effektivwert des Eingangssignals an. Umso größer dieser Wert wird, desto geringer ist der Wirkungsgrad des Verstärkers.

Auf der anderen Seite steigen die Intermodulationsverzerrungen bei Verringerung des IBO. An dieser Stelle muss ein Kompromiss zwischen Leistungseffizienz und Verzerrungen eingegangen werden. Zu einen besseren Ausgangspunkt können relativ aufwendige Verfahren zur Linearisierung der Verstärkerkennlinie oder die Reduktion der Spitzenwerte führen. In der Praxis wird die Reduktion der Spitzenwerte aufgrund höherer Wirtschaftlichkeit vorgezogen.

$$IBO_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{\max\{|ue_{sat}|\}}{\sqrt{E\{|ue(t)|^2\}}} \right) \quad (3.21)$$

Aus diesen Betrachtungen geht hervor, dass die Aussteuerung eines Mischers oder Verstärkers keinesfalls trivial ist. In den kommenden Kapiteln sollen nun Konzepte geliefert werden um die Spitzenwerte zu reduzieren, damit die Intermodulationsprodukte auch bei effizienter Aussteuerung möglichst gering gehalten werden können.

### 3.3.3 Störungsbehaftete Spitzenwertreduktion

Nachdem die Notwendigkeit einer Spitzenwertreduktion geklärt ist, soll hier nun der erste Typ, die störungsbehaftete Spitzenwertreduktion, an einem Beispiel erläutert werden. Die Frage nach der Daseinsberechtigung der störungsbehafteten Verfahren lässt sich damit erklären, dass bei den störungsfreien Verfahren ein Eingriff in die Modulation notwendig ist. Dieser Bereich eines Übertragungssystems ist jedoch in der Regel durch Standards festgelegt, um ein allgemeingültiges System zu garantieren. Die störungsbehaftete Spitzenwertreduktion hingegen ist ein additives Verfahren, welches lediglich die Signalfom anpasst und keinerlei Zusatzinformationen oder Änderungen am Empfänger benötigt. Aus denselben Gründen lassen sich diese Verfahren i.d.R. leichter realisieren.

In Abbildung 3.11 ist ein solches Verfahren mit einem möglichem Signalverlauf veranschaulicht. Die Spitzenwerte werden mittels einer errechneten Fensterfunktion unterdrückt, welche die Amplitude zu einem Spitzenwert hin langsam dämpft. Der Vorteil gegenüber dem simplen Abschneiden der Spitzen (Clipping) liegt in der geringeren Verzerrung des Signals und somit in der geringeren Fehlerratenanhebung.

Ein Blockschaltbild zur Realisation ist in Abbildung 3.12 dargestellt. Die bereits P/S gewandelte Folge des Senders wird auf einen Spitzenwertdetektor gegeben. Zur Detektierung der Spitzen ist es notwendig eine Interpolation durchzuführen, da die Spitzenwerte zwischen den Abtastwerten am Ausgang der *IFFT* liegen können. Je höher der Interpolationsfaktor gewählt wird, desto zuverlässiger ist die Spitzenwertbestimmung. Der minimale Interpolationsfaktor sollte hierbei 4 betragen. Die detektierten Spitzen werden anschließend in einem Block nach Amplitude und Dauer bewertet und in Gruppen zusammengefasst. Mit diesen Stützwerten wird dann eine Fensterfunktion errechnet, welche durch die anschließende Überlagerung



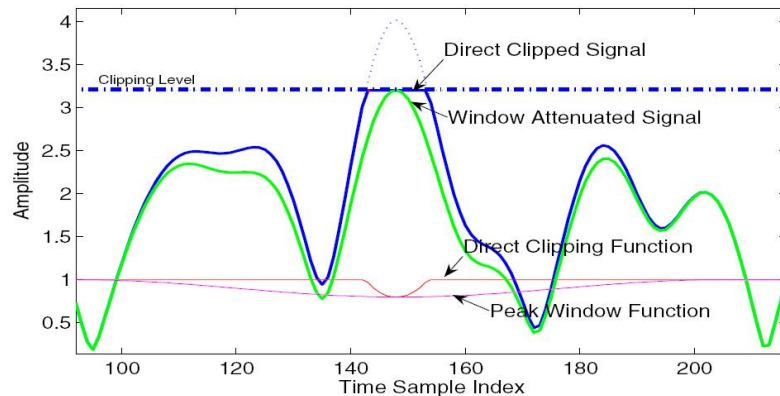


Abbildung 3.11: PAPR Reduktion mit Fensterfunktion [2]

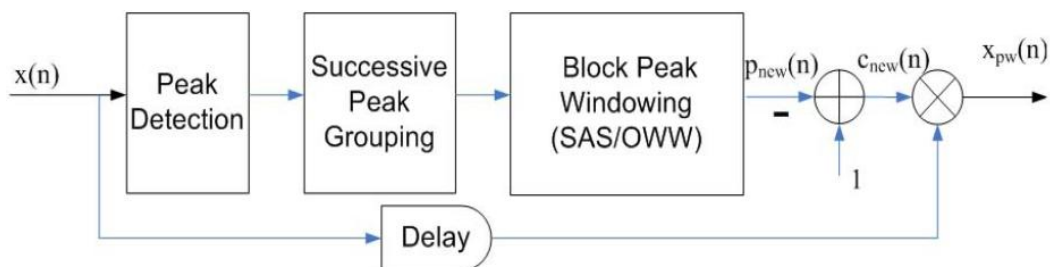


Abbildung 3.12: Schaltplan für PAPR Reduktion mit Fensterfunktion [2]

mit dem Signal zu einer bestmöglichen Dämpfung bei geringstmöglicher Verzerrung führen soll. Die Überlagerung erfolgt multiplikativ mit dem verzögerten OFDM-Signal.

### 3.3.4 Störungsfreie Spitzenwertreduktion

Einen anderen Ansatz bietet die störungsfreie Spitzenwertreduktion, welche in den Modulations- oder Kodierungsprozess eingreift und somit nicht für jeden beliebigen Standard anwendbar ist. Zwei Verfahren dieser Klasse sollen anknüpfend kurz erläutert und verglichen werden.

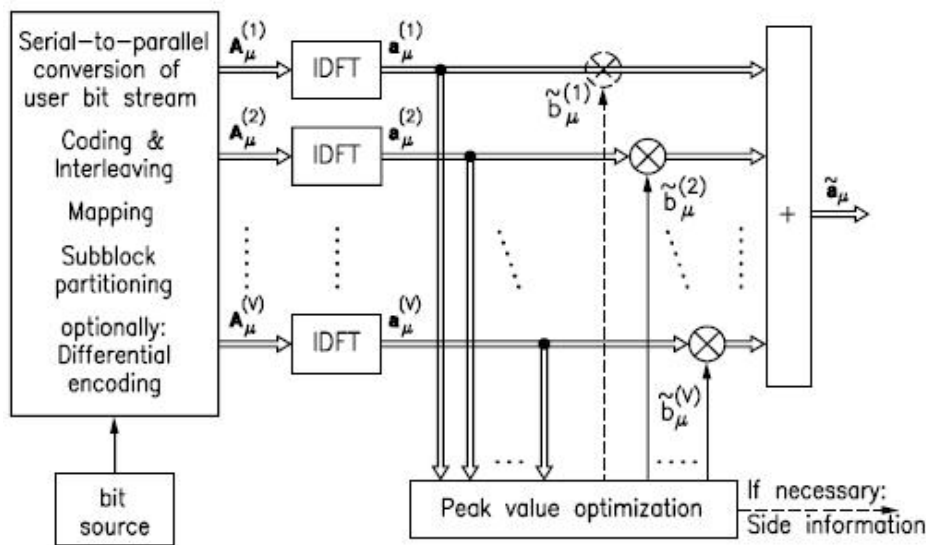


Abbildung 3.13: PTS zur Spitzenwertreduktion [8]

Ein höchst effektives Verfahren wäre z. B. PTS (Partial Transmit Sequences), siehe Abbildung 3.13. Diesem liegt die Idee der Zerlegung der IDFT in  $V$  einzelne Sub-IDFTs zu Grunde. Jede dieser  $V$  IDFTs ist für einen Teilfrequenzbereich  $A_{\mu}^{(v)}$  zuständig. Die Ausgangssignale  $a_{\mu}^{(v)}$  der IDFT-Blöcke werden hiernach auf Spitzenwerte untersucht. Nach einer Überprüfung, ob diese sich ungünstig aufaddieren würden, können die betreffenden Ausschnitte des Frequenzbereichs  $a_{\mu}^{(v)}$  multiplikativ mit einer Phase  $\tilde{b}_{\mu}^{(v)}$  manipuliert werden. Anschließend müssen diese Teilabschnitte, durch die Multiplikation mit entsprechendem komplexen Träger, in die korrekte Frequenzlage gebracht und aufaddiert werden. Es ist nun allerdings notwendig, dass dem Empfänger mitgeteilt wird, welche Teil-IDFT um welchen Phasenwinkel verschoben wurde. Es muss demzufolge eine Zusatzinformation (side information) über die vollzogene Phasendrehung übertragen werden.

Eine weitere Möglichkeit ist es, ungenutzte Unterträger für die Spitzenwertreduktion zu nutzen. Hierzu müssen wiederum die Spitzenwerte lokalisiert werden. Mit Hilfe dieser Informationen können die unbelegten Unterträger in Betrag und Phase so anpasst werden, dass sie die Spitzenwerte ideal dämpfen. Dieses Verfahren ist zwar bei weitem nicht so effektiv wie das zuvor vorgestellte PTS, allerdings kann auf das Übertragen und Auswerten von Zusatzinformationen verzichtet werden.

### 3.4 Synchronisation

Nach in den vorangegangenen Kapiteln aufgezeigten Verfahren, welche das OFDM-Signal für die Übertragung anpassen, soll an dieser Stelle auf die Empfängerseite übergegangen werden. Die ersten Maßnahmen im Empfänger sind die Herabmischung in das Basisband und die daran anknüpfende Abtastung. Damit die empfangenen Daten dann richtig ausgewertet werden können, bedarf es mehrerer Mechanismen zur Synchronisation. Es müssen einzelne Symbole, Symbolworte und auch eine leicht verschobene Trägerfrequenz erkannt werden. Für die Synchronisation gibt es also verschiedene Aufgaben, einige seien nachstehend aufgezählt:

- Auffinden der Symbolgrenzen
- Detektion der kontinuierlichen Piloten zur Frequenzkorrektur
- Detektion des Rahmenanfangs und durchzählen der Symbole
- Auswertung der TPS-Informationen (Transmission Parameter Signaling)

Die vorerst wichtigste Aufgabe für einen frei laufenden Empfänger ist das Auffinden der Symbolgrenzen, damit die Symbole mit Hilfe der FFT korrekt interpretiert werden können. Hierzu kann das Wissen über die zyklische Erweiterung durch das Guardintervall ausgenutzt werden. Zur Veranschaulichung ist eine über das serielle Empfangssignal durchgeführte Autokorrelationsfunktion in Abbildung 3.14 dargestellt. Der Maximale Peak entspricht der absoluten Übereinstimmung. Die beiden kleineren Peaks zur linken und rechten Seite repräsentieren die Überdeckung der zyklischen Erweiterung mit den Entsprechungen des Kernsymbols. Die Amplitude ergibt sich aus dem Anteil des Guardintervalles am Gesamtsymbol in diesem Beispiel zu  $(N + N_G)/N_G = (32 + 14)/14 = 0.3043$ .

Diese Gegebenheit lässt sich mittels einer KKF (Kreuzkorrelationsfunktion) über das Empfangssignal mit einer um die Kernsymboldauer verzögerten Kopie von sich selbst ausnutzen (vergleiche Abbildung 3.5(b)). Der Betrachtungsintervall der KKF ist gleich der Länge des Guardintervalls  $T_G$  zu wählen. Am Ausgang entsteht der Spitzenwert, wenn das Guardintervall mit seiner Entsprechung im Kernsymbol übereinanderliegt. Dieser Spitzenwert tritt periodisch mit der Gesamtsymboldauer auf, wodurch sich ein fester Bezugspunkt zur Bestimmung der Symbolgrenzen ergibt. Aufgrund der Störungen durch den Kanal, ist bei der Realisierung darauf zu achten, die Information aus einer Mittelwertbildung von mehreren Werten zu gewinnen.

Für die Synchronisation mit der Trägerfrequenz, welche zum Herabmischen des Signals erforderlich ist, können sogenannte kontinuierliche Piloten (siehe Abbildung 3.15(b)) eingesetzt werden. Im Empfänger wird der Empfang grundsätzlich mit einer geschätzten Trägerfrequenz begonnen. Mit dem bekannten Muster der kontinuierlichen Piloten, kann im Anschluß die Trägerfrequenz mittels Differenzbildung abgeglichen werden.

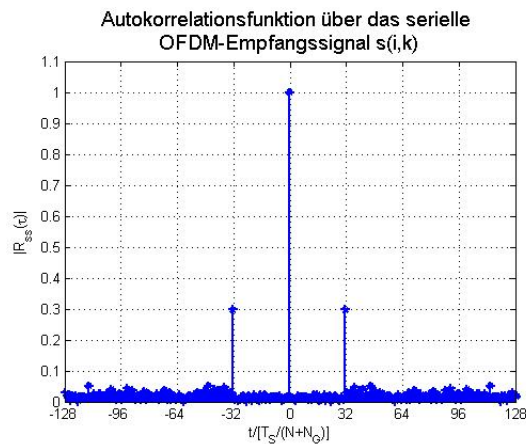


Abbildung 3.14: Korrelation des Empfangssignals

Nach diesen grundlegenden Synchronisationen ist es wichtig einen festen Bezugspunkt im Signalfluss zu bekommen. Es müssen z. B. die Rahmengrenzen aufgefunden und die empfangenen Symbole durchgezählt werden, um die Piloten zur Kanalschätzung (siehe Unterkapitel 3.5) zu lokalisieren. Hierzu können dem Signal Präambeln hinzugefügt werden. Im Empfänger ergibt die Kreuzkorrelation des Empfangssignals mit der bekannten Präambel einen Bezugspunkt um die Rahmengrenzen zu bestimmen. Danach können die Symbole mit dem synchronisierten Symboltakt durchgezählt und weitere Piloten im Signal aufgefunden werden.

In modernen Empfängern werden eine Reihe weiterer Synchronisationsprozesse durchgeführt. So werden z. B. dem Empfänger mittels TPS, Informationen über die Übertragung mitgeteilt. Diese können zum Beispiel die Modulation des Eingangssignals der IDFT (adaptive Anpassung der Modulation) oder die Belegung der Unterträger betreffen. So könnten beispielsweise gestörte Unterträger nach einem Informationsaustausch zwischen Empfänger und Sender von der Datenübertragung ausgeschlossen werden.

## 3.5 Kanalschätzung

Nachdem die Daten synchron empfangen und von der FFT umgesetzt sind, liegen die Empfangssymbole vor. In Abschnitt 3.1.4 wurde bereits das Verfahren angegeben, wie diese zu entzerren sind, um eine korrekte Deutung durchzuführen. Dazu wird die Kanalimpulsantwort benötigt, welche im Allgemeinen nicht bekannt ist. In diesem Unterkapitel werden einige Methoden aufgeführt, die zur Schätzung der Kanalimpulsantwort verwendet werden können. Grundsätzlich sind dazu dem Empfänger bekannte Symbole (Piloten) notwendig, um einen Vergleich zwischen Sende- und Empfangsdaten durchführen zu können. Als Literatur für diesen Abschnitt diene in erster Linie [5].

Im ersten Abschnitt 3.5.1 wird der Begriff Pilot eingeführt und die verschiedenen Anordnungsmöglichkeiten veranschaulicht. Bei der Kanalschätzung kann grundsätzlich zwischen zwei Typen unterschieden werden: Die Kanalschätzung mit Hilfe einer Präambel und die fließende Kanalschätzung. Das Augenmerk soll vorerst auf das Verfahren mit Präambel (Abschnitt 3.5.2) gerichtet werden. Anknüpfend wird eine Optimierung der Kanalschätzung durch Rauschunterdrückung (Abschnitt 3.5.3) aufgezeigt. Um die Gültigkeit der Kanalschätzung im zeitvarianten Kanal zu erhöhen, wird in Abschnitt 3.5.4 eine Methode zur Nachführung bei Kanaländerung vorgestellt. Zum Abschluss dieses Kapitels soll die Funktionsweise einer fließenden Kanalschätzung in Abschnitt 3.5.5 erläutert werden.

### 3.5.1 Anordnung der Piloten

Die Grundvoraussetzung für eine Kanalschätzung bilden dem Empfänger bekannte Strukturen im Empfangssignal, diese werden auch Piloten genannt. Es müssen senderseitig dem Signal definierte und dadurch informationsfreie Symbole hinzugefügt werden, welche dem Empfänger bekannt sind. Im angewandten OFDM System gibt es verschiedene Varianten der Pilotenanordnung, da das Signal in zwei Dimensionen (Frequenz und Zeit) definierbar ist.

Es ist möglich ein komplettes Symbol als Pilot zu verwenden, welches sich in einem definierten zeitlichem Abstand wiederholt (Abbildung 3.15(a)). In diesem Fall spricht man auch von einer Präambel. Diese Anordnung eignet sich gut für Kanäle, die sich in zeitlicher Dimension nur langsam verändern.

Des Weiteren gibt es die Möglichkeit einen kompletten Unterträger als Piloten zu verwenden (Abbildung 3.15(b)). Diese Anordnung wird in der Praxis oftmals zur Frequenzsynchronisation (siehe Unterkapitel 3.4) genutzt.

Eine hingegen aufwendigere aber effektivere Variante bietet die Verteilung der Piloten in einem festen Raster auf Frequenz- und Zeitachse (Abbildung 3.15(c)). Dieses Verfahren bildet die Grundlage einer fortwährenden Kanalschätzung, welche an die Varianz des Kanals in beiden Dimensionen angepasst werden kann.

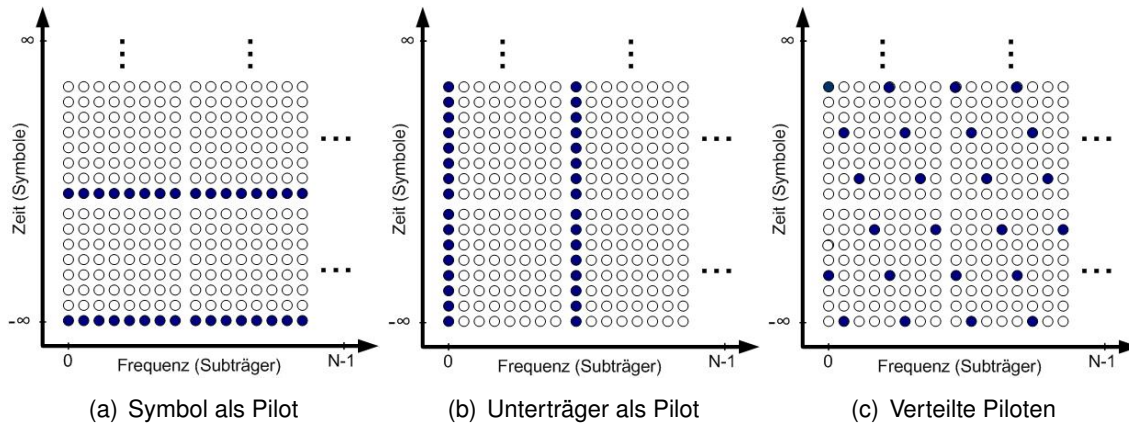


Abbildung 3.15: Pilotenverteilung

Das hinzufügen dieser Piloten im Sender gestaltet sich relativ simpel. Es müssen lediglich sinnvolle Signale, welche dem Empfänger wiederum bekannt sind, zur rechten Zeit auf den richtigen Unterträger eingang der IFFT gelegt werden. Dieses kann zum Beispiel mit einer Synchronisation durch Zähler erfolgen. Beim Empfänger sind verschiedene Synchronisationen nötig (siehe Unterkapitel 3.4), um die Positionen der Piloten wieder aufzufinden. In den nächsten Kapiteln werden verschiedene Verfahren zur Kanalschätzung vorgestellt, welche sich den hier vorgestellten Pilotenverteilungen bedienen.

### 3.5.2 Kanalschätzung mit Präambel

Für eine Kanalschätzung mit Hilfe einer Präambel wird eine blockweise Übertragung vorausgesetzt, welche keiner extremen Änderungen des Kanals während eines Blockes unterliegt. Dem zu übertragenden Block wird eine Präambel, also eine Sequenz von Trainingssymbolen vorangestellt. Die empfangenen Präambeln lassen sich aufgrund der zyklischen Erweiterung durch das Guardintervall mathematisch beschreiben zu:

$$r^{Pi}(i, k) = s_n^{Pi}(i) *_{circ}^{(k)} h(k) + n(i, k) \quad , \text{ mit } i = 0, \dots, l_{Pi} - 1 \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned} & \circlearrowleft \\ & \bullet \quad DFT_N^{(k)} \\ x_n^{Pi}(i) &= d_n^{Pi}(i) \cdot H(n) + DFT_N^{(k)} \{n(i, k)\} \quad , \text{ mit } n = 0, \dots, N - 1 \end{aligned} \quad (3.23)$$

Wird das Empfangssymbol nun durch den bekannten Piloten  $d_n^{Pi}$  dividiert, so ergibt sich:

$$\frac{x_n^{Pi}(i)}{d_n^{Pi}(i)} = H(n) + \frac{DFT_N^{(k)} \{n(i, k)\}}{d_n^{Pi}(i)} \quad , \text{ mit } n = 0, \dots, N - 1 \quad (3.24)$$

Das Ergebnis entspricht dem abgetasteten Kanalfrequenzgang mit additivem Rauschen  $DFT_N^{(k)} \{n(i, k)\} / d_n^{P_i}(i)$ . Um eine bessere Näherung des Kanalfrequenzganges zu erzielen, muss der Rauschanteil minimiert werden. Grundsätzlich sollte hierzu eine Mittelwertbildung über mehrere Präambel-Symbole durchgeführt werden. Für ein gutes Ergebnis sind Symbole zu verwenden, welche möglichst geringe Ähnlichkeit untereinander aufweisen. Eine gewichtete Mittelwertbildung nach der Vorschrift:

$$\hat{H}(n) = \frac{1}{\sum_{i=0}^{I_{P_i}-1} |d_n^{P_i}(i)|^2} \cdot \sum_{i=0}^{I_{P_i}-1} d_n^{*P_i}(i) \cdot x_n(i) \quad (3.25)$$

führt dann zu einer aussagekräftigen Kanalschätzung. Wird eine reine Phasenmodulation verwendet (BPSK, QPSK) so vereinfacht sich die Mittelwertbildung zu:

$$\hat{H}(n) = \frac{1}{I_{P_i}} \cdot \sum_{i=0}^{I_{P_i}-1} d_n^{*P_i}(i) \cdot x_n(i) = \frac{1}{I_{P_i}} \cdot \sum_{i=0}^{I_{P_i}-1} \frac{x_n(i)}{d_n^{P_i}(i)} \quad (3.26)$$

Dieser Mittelwertbildung sind in realen Anwendungen allerdings Grenzen gesetzt: Die informationsfreien Präambeln müssen so kurz wie möglich gehalten werden, um die Effizienz der Datenübertragung zu erhöhen. Deshalb muss über alternative Verfahren zur Rauschreduktion nachgedacht werden.

### 3.5.3 Rauschreduktion für Kanalschätzung mit Präambel

Im vorherigen Unterkapitel wurde ein Verfahren genannt, um den Kanalfrequenzgang zu schätzen. Allerdings wurde diese Schätzung durch Rauschen beeinträchtigt. Unter Berücksichtigung des Verhältnisses der Kanalimpulsantwort zur empfängerseitigen  $DFT$  lässt sich eine Methode zur Rauschreduktion ableiten.

Es wird davon ausgegangen, dass die Anzahl der Abtastwerte der Kanalimpulsantwort grundsätzlich wesentlich geringer ist, als die Unterträgeranzahl (DFT-Länge). Als Bezug der Anzahl der Abtastwerte der Kanalimpulsantwort zur angewandten  $DFT$  ergibt sich:

$$\ell_{max} = \frac{T_{max}}{T_{Symb}} + 1 \ll N \quad (3.27)$$

Wird der, nach der  $DFT$  im Empfänger, geschätzte Frequenzgang (Formel 3.24) mit einer  $IDFT$  wieder zurück transformiert, so erhält man die geschätzte Impulsantwort. Diese hat mehr Abtastwerte als das Original, welches die Länge  $\ell_{max}$  in Abtastwerten aufweist. Es kann davon ausgegangen werden, dass alle Werte jenseits der maximalen Länge vom Rauschen verursacht sind. Die geschätzte Impulsantwort kann somit auf die aussagekräftigen Abtastwerte der IDFT ( $0 \dots \ell_{max}$ ) begrenzt werden (siehe Formel 3.28). Die unnötigen

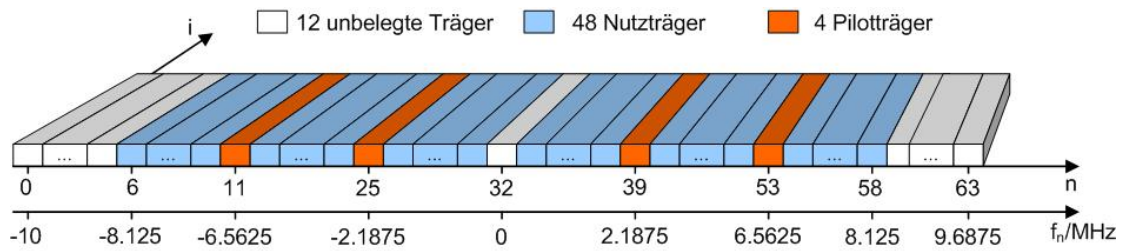


Abbildung 3.16: Unterträgeranordnung bei Hiperlan/2

Abtastwerte können zu Null gesetzt werden. Anschließend ist lediglich eine erneute Transformation mittels  $DFT$  notwendig, um auf den geschätzten, rauschreduzierten Frequenzgang  $\tilde{H}(n)$  zu kommen.

$$\hat{h}(k) = IDFT_N(\hat{H}(n)) \rightarrow \tilde{h}(k) = \begin{cases} \hat{h}(k) & \text{für } 0 \leq k \leq \ell_{max} - 1 \\ 0 & \text{für } \ell_{max} \leq k \leq N - 1 \end{cases} \quad (3.28)$$

$$\tilde{H}(n) = DFT_N\{\tilde{h}(k)\} \quad (3.29)$$

Dieser Ansatz zur Rauschreduktion funktioniert allerdings nur einwandfrei, wenn alle Unterträger belegt sind. Das ist in der Regel nicht der Fall. Bei Hiperlan/2 zum Beispiel (siehe Abbildung 3.16) sind bei einer 64 IFFT die Unterträger 0-5, 32 und 59-63 nicht belegt. Der Unterträger 32 ist nicht belegt, da er von der IFFT als Gleichanteil interpretiert würde. Die frei bleibenden Seitenbänder dienen dazu die Spektren von Nachbarkanälen leichter zu trennen, siehe Abschnitt 3.2.2.

Im Falle der Rauschreduktion nach dem in Formel 3.28 angegebenen Verfahren, ist es nicht zulässig für die unbelegten Unterträger Nullen einzusetzen. Dieses würde zu einem verfälschten Ergebnis führen, da der Frequenzgang durchaus Spektralanteile in diesen Bereichen besitzen kann. Um nun bei einer beliebigen Unterträgerbelegung trotzdem zu einer rauschreduzierten Kanalschätzung zu kommen, bedarf es einer genaueren Betrachtung des Gleichungssystems. Dazu wird die Kanalimpulsantwort

$$h = [h(0), h(1), \dots, h(N - 1)]^T \quad (3.30)$$

in einen nicht verschwindenden Anteil

$$h_1 = [h(0), \dots, h(\ell_{max} - 1)]^T \quad (3.31)$$



und den verschwindenden Teil

$$h_0 = [h(\ell_{max}), \dots, h(N-1)] \quad (3.32)$$

zerlegt. Im Spektralbereich erfolgt ebenfalls eine Zerlegung, in belegte und nicht belegte Unterträger zu:

$$H = H_b + H_u \quad (3.33)$$

Diese Zerlegung im Frequenz- und Zeitbereich ist in Abbildung 3.17 veranschaulicht.

Für die Schätzungen vor der Rauschunterdrückung wird  $\hat{H}_b$  und  $\hat{H}_u$  geschrieben, von denen sich nur  $\hat{H}_b$  durch die zur Verfügung stehenden Piloten ermitteln lässt. Wenn die IDFT mit den Elementen  $W(k, l) = e^{j2\pi kl/N}$  in Matrix-Schreibweise formuliert wird,

$$\hat{h} = W_{IDFT} \cdot \hat{H} \quad (3.34)$$

so kann die IDFT-Zerlegung, wie in Abbildung 3.17 veranschaulicht, zerlegt werden zu:

$$\begin{pmatrix} \hat{h}_1 \\ \hat{h}_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \hat{H}_b \\ \hat{H}_u \end{pmatrix} \quad (3.35)$$

Aufgrund der beabsichtigten Rauschunterdrückung wird  $\hat{h}_0$  äquivalent wie in Formel 3.28 zu Null gesetzt, woraus folgt:

$$W_{21}\hat{H}_b + W_{22}\hat{H}_u = 0 \Rightarrow \hat{H}_u = \frac{-W_{21}\hat{H}_b}{W_{22}} = -W_{22}^+W_{21}\hat{H}_b \quad (3.36)$$

Formel 3.36 eingesetzt in 3.35 ergibt:

$$\tilde{h}_1 = W_{11}\hat{H}_b + W_{12}\hat{H}_u = (W_{11} - W_{12}W_{22}^+W_{21})\hat{H}_b \quad (3.37)$$

Diese bereits rauschreduzierte geschätzte Kanalübertragungsfunktion muss nun mit der

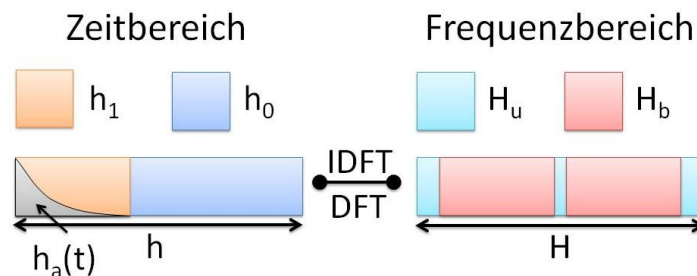


Abbildung 3.17: Zerlegung der IDFT

DFT wieder in den Frequenzbereich umgesetzt werden. Die DFT kann an dieser Stelle mit der konjugiert transponierten Matrix  $W_{11}^H$  beschrieben werden. Der gesuchte, geschätzte und rauschreduzierte Frequenzgang ergibt sich zu:

$$\tilde{H}_b = W_{11}^H \cdot \tilde{h}_1 = W_{11}^H \cdot (W_{11} - W_{12}W_{22}^+W_{21}) \hat{H}_b \quad (3.38)$$

Mit der Kenntnis dieses Verfahrens lassen sich Mehrwegekanäle im bewegungsfreien Fall sehr wirksam entzerren. Wird der Kanal jedoch durch Bewegung zeitvariant (siehe Unterkapitel 2.4), beschränkt sich die Gültigkeit dieser Kanalschätzung.

### 3.5.4 Nachführung der Kanalschätzung

Die in den vorigen Unterkapiteln vorgestellte Kanalschätzung unterliegt im Fall des bewegten Empfängers einer begrenzten Gültigkeit. Aus Unterkapitel 2.4 geht der Effekt der Zeitvarianz aus der Dopplerspreizung hervor. Aufgrund der variierenden Kanalimpulsantwort, bedarf es einer sich anpassenden Kanalschätzung. Grundvoraussetzung für die zu erläuternde Methode ist eine geringfügige Änderung des Kanals über einige Symbole.

Es wird davon ausgegangen, dass die Initialschätzung (Abschnitt 3.5.2 und 3.5.3) gut ist und die Empfangssymbole nach der Entscheidung durch das Demapping (QPSK, QAM) fehlerfrei sind. Die demodulierten Daten werden dann wieder mit der dem Sender entsprechenden Modulation (Mapping) zurückgewandelt (siehe Abbildung 4.15). Diese Werte entsprechen damit dem idealen, verzerrungsfreien Empfangssymbol. Eine Differenzbildung zwischen erneut moduliertem und dem verzögerten Eingangssignal des Demodulators repräsentiert (abgesehen vom Rauschanteil) die Variation des Kanalfrequenzgangs.

Die gewonnene Amplituden- und Phasendifferenz ist multiplikativ dem Demodulatoreingang zuzuführen. Allerdings ist zu beachten, dass durchaus Fehlentscheidungen auftreten können (Nullstellen im Frequenzgang, Störspitzen) und das Signal zudem mit Rauschen überlagert ist. Aus diesem Grunde sollte immer eine Rauschreduktion anhand einer Mittelwertbildung über mehrere Symbole stattfinden.

Es sei bemerkt, dass sich lediglich die Variation des Vorgängersymbols bestimmen lässt. Eine Erhöhung der Dynamik dieses Verfahrens lässt sich mit einer gezielten Voraussage der Folgedifferenz gewinnen. Man spricht dann auch von einem prädiktiven Verfahren. Die Voraussage kann in einfachster Form mit einer Geradengleichung über die letzten beiden Differenzen erfolgen, da davon ausgegangen werden kann, dass sich die Richtung der Phasendrehung nur langsam ändert. Spätestens an dieser Stelle ist eine gute Rauschunterdrückung unerlässlich. Diese sollte mit der in Abschnitt 3.5.3 vorgestellten Methode realisiert werden, da die träge Rauschreduktion anhand einer Mittelwertbildung dem System den Gewinn an Dynamik wieder entziehen würde.

### 3.5.5 Fließende Kanalschätzung

Bei den bisherigen Schätzungen des Kanalfrequenzgangs ist von einer blockweisen Datenübertragung ausgegangen worden. Komplette andere Bedingungen liegen hingegen bei einer kontinuierlichen Datenübertragung vor, wie dies beispielsweise beim Rundfunk (DVB-T, DAB) der Fall ist. Bei diesen kontinuierlichen Übertragungen ist es nicht möglich, beschädigte Daten erneut anzufordern, wie es bei den meisten paketorientierten Verfahren der Fall ist. Dem Datenverlust lässt sich mit stark ausgelegten Kodierungstechniken entgegenwirken. Eine weitere Maßnahme ist die kontinuierliche Pilotenanordnung, da bei Verfahren mit Präambel unter Umständen ein kompletter Rahmen an Symbolen unbrauchbar werden kann. Mit diesen kontinuierlichen Piloten lässt sich eine stets aktualisierte, fließende Kanalschätzung vornehmen.

An Stelle der Präambel treten also verteilte Piloten (siehe Abbildung 3.15(c)) in Frequenz- und Zeitrichtung. Die Positionierung der Piloten ist unter Berücksichtigung des Abtasttheorems für beide Dimensionen vorzunehmen. Für die Piloten in Zeitrichtung liegt die abzutastende Maximalfrequenz bei  $\pm f_{Dmax}$ . Nach dem Abtasttheorem ergibt sich:

$$\Delta t_{P_i} = \Delta i_{P_i}(T_{Symb}) < \frac{1}{2f_{Dmax}} \Rightarrow \Delta i_{P_i} < \frac{1}{2f_{Dmax}(T_{Symb})} \quad (3.39)$$

Der Abstand der Piloten in Frequenzrichtung hängt vom Kehrwert der maximalen Verzögerungskonstanten  $\tau'_{max}$  des Kanals ab:

$$\Delta f_{P_i} = \frac{\Delta n_{P_i}}{T_{Symb}} < \frac{1}{\tau_{max}} \Rightarrow \Delta n_{P_i} < \frac{T_{Symb}}{\tau_{max}} \quad (3.40)$$

Mit diesem beim Sender einzufügenden Raster an Piloten lässt sich der Frequenzgang in beiden Dimensionen durch zweidimensionale Interpolation ermitteln. In Abbildung 3.18 wird das Prinzip der Pilotenauswahl zur Interpolation verdeutlicht. Für den rot markierten Unterträger soll die Kanalübertragungsfunktion errechnet werden, wozu die im ellipsenförmig angedeutetem Gebiet liegenden Piloten herangezogen werden. Je nach Ordnung des verwendeten Interpolationsfilters wird dieses Gebiet größer oder kleiner und somit die Menge der zur Interpolation verwendeten Piloten festgelegt. Zur Interpolation kann das sogenannte Wiener'sche Interpolationsfilter verwendet werden.

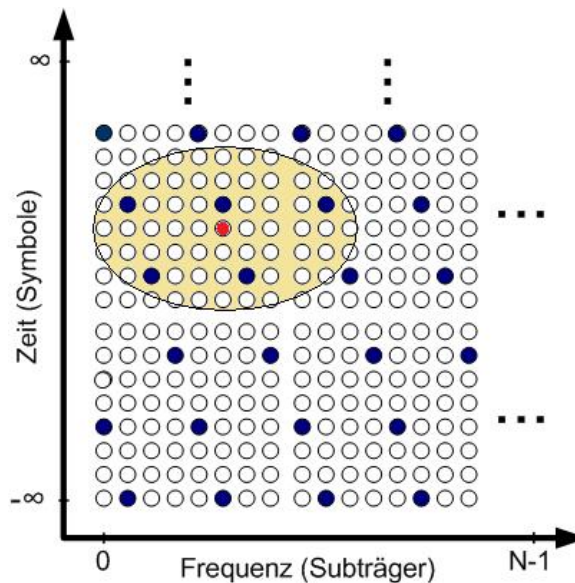


Abbildung 3.18: Bei zweidimensionaler Interpolation verwendete Pilotenanordnung

### 3.6 Impulsverkürzung zur Verkürzung der Kanalimpulsantwort

Als Grundvoraussetzung für ein funktionierendes OFDM-System ist die korrekte Dimensionierung des Guardintervalles genannt worden. Hierzu müssen Kenntnisse über das Verzögerungsverhalten des Kanals vorliegen. Für reale Kanäle kann die maximale Pfadverzögerung allerdings nur geschätzt werden. In Extremsituationen kann es durchaus dazu kommen, dass die Verzögerung größer als die geschätzte maximale Pfadverzögerung ist. In diesen Ausnahmesituationen wäre die Funktion des Verfahrens nicht mehr gegeben.

Eine Lösung dieses Problems bieten adaptive Vorentzerrer, welche lediglich die Aufgabe haben die Kanalimpulsantwort zu verkürzen. Ein Vorentzerrer lässt sich z. B. mit einem Verfahren auf Basis von MMSE (Minimum Mean Squared Error) und Decision Feedback Entzerrern (entscheidungsrückgekoppelt) realisieren. Für die Umsetzung ist die Kenntnis über die Autokorrelationsfunktion des Empfangssignals und die Kreuzkorrelierte von Sende- und Empfangssignal erforderlich. Beide Funktionen müssen beim Empfänger geschätzt werden, wobei für die Kreuzkorrelierte eine dem Empfänger bekannte Trainingssequenz erforderlich ist.

Diese Thematik soll in dieser Arbeit nicht weiter verfolgt werden. Es wird aber auf die Seiten 513 bis 518 in [5] hingewiesen.

## 3.7 Zusammenfassung und Selektion

In diesem Kapitel wurde das Übertragungsverfahren OFDM von vielen Seiten betrachtet. Als großer Vorteil gegenüber Einträgerverfahren hat sich die Aufteilung des genutzten Frequenzbands auf Unterträger und deren separate Entzerrung erwiesen. Die Realisierung der grundlegenden Operationen dieser Technik kann unter Verwendung der FFT und dem Hinzufügen einer zyklischen Erweiterung recht unkompliziert durchgeführt werden. Für die Verbesserung der spektralen Eigenschaften konnten mit der Erhöhung der FFT-Auflösung und einer Fensterfunktion im Zeitbereich relativ simple Lösungen aufgezeigt werden. Ein schwerwiegenderes Problem dieser Übertragungstechnik wurde mit der Entstehung hoher Spitzenwerte erkannt. Mit einer störungsfreien und einer störungsbehafteten Methode wurden zwei sehr unterschiedliche Lösungsansätze mit ihren Vor- und Nachteilen vorgestellt. Des Weiteren wurden Ideen zur Synchronisation geliefert, wobei sich die zyklischen Erweiterungen des Signals an dieser Stelle als hilfreich erwiesen hat. Die Kanalschätzung wurde als ein Angelpunkt dieses Verfahrens identifiziert. Mit einer fließenden und einer auf Präambeln basierenden Methode wurden zwei grundverschiedene Herangehensweisen dargelegt. Ergänzend wurde eine Möglichkeit dargestellt, wie einer Überschreitung der geschätzten maximalen Kanalimpulsantwort entgegengewirkt werden kann.

Ziel ist es ein aussagekräftiges, überschaubares und verständliches Simulationsmodell für dieses Verfahren zu erstellen. Da einige Verfahren sich gegenseitig ausschließen oder den Rahmen dieser Arbeit sprengen würden, ist eine Selektion von Not. Nach der kommenden Diskussion werden die gewählten Verfahren aufgelistet.

Auf der Hand liegt, dass die OFDM-Signalverarbeitung mit IFFT/FFT und Guardintervall, sowie die Umsetzung einer Kanalschätzung, unverzichtbar sind. Eine sehr effektive und variabel an den Kanal anpassbare Variante bietet die fließende Kanalschätzung, allerdings sind aufwendige Strukturen zum Auffinden der Piloten und ein zweidimensionales Interpolationsfilter notwendig. Um dieser Arbeit ausreichend Raum für weitere Verfahren zu geben, wird aus diesen Gründen die Kanalschätzung mit Hilfe von Präambeln gewählt. Das Setzen und wieder Auffinden der Piloten gestaltet sich somit sehr überschaubar. Diese können sogleich in Verbindung mit der Information der zyklischen Erweiterung zur Synchronisation verwendet werden. Die Rauschreduktion des geschätzten Kanalfrequenzganges mittels Rücktransformation und Verkürzung der geschätzten Kanalimpulsantwort ist sehr erstrebenswert. Dieses Verfahren wird aus Mangel an Zeit und der Vielfalt an weiteren interessanten Aspekten durch eine Mittelwertbildung über eine Reihe von Kanalschätzungen ersetzt. Eine Mehrzahl an Präambeln kommt wiederum der Synchronisation zu Gute. Da die Übertragung über einen Mobilfunkkanal stattfindet und der Empfänger einer Bewegung unterliegen soll, wird die Nachführung der Kanalschätzung anhand der Remodulation des rekonstruierten Datenstroms mit aufgenommen. Aufgrund des guten Verhältnisses von Aufwand und Nutzen sollen eine höhere FFT-Auflösung und die Fensterung des Signals im Zeitbereich zur Spektralformung umgesetzt werden. Die Implementierung von Sende- und Empfangsfilter darf natürlich trotzdem

nicht außer Acht gelassen werden. Hinsichtlich der Brisanz wird die Spitzenwertreduktion den zuvor erwähnten Themen, fließende Kanalschätzung und verbesserte Rauschreduktion der Kanalschätzung, vorgezogen. Wegen besserer Darstellungsmöglichkeiten und Variationsmöglichkeiten des Dämpfungsfensters wird die störungbehaftete Spitzenwertreduktion vorgezogen. Zur Veranschaulichung der Notwendigkeit wird überdies die Umsetzung eines nichtlinearen Verstärkermodells veranschlagt.

Aufgrund dieser Argumentationen sind die nachstehenden Funktionen im Simulationsmodell zu berücksichtigen:

- FFT/IFFT mit Überabtastung
- Guardintervall
- Cos Roll Off Zeitfenster
- Sende- und Empfangsfilter
- Synchronisation anhand der Präambeln und der zyklischen Erweiterung
- Kanalschätzung aus der Mittelwertbildung der Präambeln
- Nachführung der Kanalschätzung
- Störungsbehaftete Spitzenwertreduktion
- nichtlineare Verstärkerkennlinie

## 4 Entwurf des Simulationsmodells

Mit den in den vorherigen Kapiteln angeführten theoretischen Hintergründen soll nun ein Simulationsmodell zur Veranschaulichung des Verfahrens entworfen werden. Der erste Schritt von der Theorie hin zum Simulationsmodell führt über eine genaue Definition der Anforderungen. Es muss klar definiert sein was realisiert werden soll, welche Parameter vorhanden sein müssen und wie diese in etwa ausgelegt werden sollten. Diesen Fragestellungen wird in Unterkapitel 4.1 nachgegangen. Außerdem werden globale Parameter und die obersten Ebenen des Modells als Blockstruktur aufgezeigt. Diese dienen zu jederzeit als Orientierungshilfe beim lesen. Anschließend folgen die Herleitungen der Umsetzung des Mobilfunkkanals in Unterkapitel 4.2 und des OFDM Senders und Empfängers in Unterkapitel 4.3. Um die Lesbarkeit dieses Dokumentes zu steigern, sollen an dieser Stelle einige Konventionen bezüglich der Gliederung der Unterkapitel, welche die Modellbeschreibungen beinhalten, getroffen werden:

Zu Beginn eines jeden Abschnitts werden die verwendeten Verfahren in Bezug auf die zuvor dargestellten theoretischen Grundlagen aus Kapitel 2 und 3 erläutert. Zur Veranschaulichung des Gesamtprozesses wird dann das Verfahren als Blockschaltbild dargestellt oder auf die grafische Ebene des Modells verwiesen. Dann finden eine Auflistung der verwendeten globalen und der definierten lokalen Parameter, mit Anmerkungen zu deren Wahl und Effekt, statt. Den Abschluss jedes Abschnitts bildet eine kurze Analyse des betreffenden Verfahrens anhand von Simulationsergebnissen. Es werden diesbezüglich immer die variierten Parameter benannt.

Zur Realisation komplexerer oder flexibler Prozesse werden „Level-1 M-File S-Functions“ verwendet. Zur Initialisierung werden mehrfach „M-Files“ verwendet. Der Quellcode befindet sich im Anhang A, wobei aus den „Level-1 M-File S-Functions“ nur Ausschnitte mit den interessanten Aussagen wiedergegeben sind. Im Anhang B sind grafische Auszüge aus dem Simulationsmodell aufgeführt.

## 4.1 Spezifikation des Simulationsmodells

Die ersten Überlegungen bei der Umsetzung werden in Abschnitt 4.1.1 auf die Simulationsumgebung sowie die Anwender und die Rechner, auf denen diese Simulation ausgeführt soll, angesetzt. Ein kurzer Überblick über aktuelle Mobilfunkstandards, welche mit OFDM arbeiten, soll in Abschnitt 4.1.2 Aufschluss über die Dimensionierung einiger grundlegender Parameter geben. Außerdem werden globale Parameter definiert. Abschließend sollen die bereits in Unterkapitel 3.7 herauskristallisierten Verfahren im Abschnitt 4.1.4 in einem Blockschaltbild zu einem Gesamtsystem zusammengefügt werden. Dieses Blockschaltbild soll als Überblick für die folgenden Unterkapitel dienen.

### 4.1.1 Anforderungen an das Modell

Als Simulationsumgebung wird Matlab/Simulink festgelegt, wobei der sichere Umgang der Anwender mit dieser Umgebung vorausgesetzt wird. An der HAW-Hamburg werden die Versionen ab 4.2c bis 7.8 in den Laboren und PC-Pools für Studenten und Professoren zur Verfügung gestellt. Die für diese Arbeit grundlegenden Toolboxen für Simulink sind die Simulink Standard Toolbox und die Signal Processing Blockset. Des Weiteren wird im Internetauftritt des Bereichs Elektro- und Informationstechnik der HAW Hamburg eine kostenlose Studentenversion mit einer Vielzahl von Toolboxen zum Download bereit gestellt. Diese bietet unter anderem zwei Toolboxen welche für die Analyse der Simulationsergebnisse sehr interessant sind, die Communications Blockset und die RF-Blockset. Es wird an entsprechenden Stellen darauf verwiesen. Um den Zugang für jedermann über die PC-Pools der HAW zu ermöglichen, soll dieses Modell mindestens ab der Matlab Version 7.1 lauffähig sein.

### 4.1.2 Orientierung an realen Systemen

Es ist von Vorteil vor der Entwicklung eines Modells gewisse Parameter zu benennen und deren Eigenschaften festzulegen, um das Modell zu jeder Zeit übersichtlich und flexibel zu halten. Für eine aussagekräftige Simulation ist es weiterhin entscheidend, die Werte dieser Parameter möglichst nahe an die abzubildenden realen Systeme anzulehnen. Aus diesem Grund folgt nun Tabelle 4.1 mit den Konfigurationen verschiedener Übertragungsstandards, in denen OFDM verwendet wird. Die Tabelle soll für die anschließende Parameterfindung als Unterstützung dienen.



Übertragungsstandard	DAB	DVB-T	DVB-H	IEEE 802.11a	LTE/NGMN
Jahr	1995	1997	2004	1999	2006
Trägerfrequenz $f_T$ [MHz]	174 -240, 1452 -1492	470 -862, 174 -230	470 -862	4915 -5825	2400
Bandbreite $B_S$ [MHz]	1.712	8, 7, 6	8, 7, 6,5	20	1.4, 3, 5, 10, 15, 20
Anzahl der Unterträger $N_{SC}$	192, 384, 768, 1536	1702, 6817	1705, 3409, 6817	48 (+4 Piloten)	1200
Unterträgermodulation	DQPSK	QPSK, 16-QAM, 64-QAM	QPSK, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM	QPSK, 16-QAM, 64-QAM	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Symboldauer $T_{Symb}$ [ $\mu s$ ]		224, 896	224, 448, 896	3.2	66.67
Guard-Intervall $T_G/T_{Symb}$		1/4, 1/8, 1/16, 1/32	1/4, 1/8, 1/16, 1/32	1/4	
Trägerabstand $1/T_{Symb}$ [Hz]	4464, 1116	4464, 2232, 1116	2000	15000	
Nutzdatenraten $R$ [MBit/s]	0.576 -1.152	4.98-31.67	3.7 -23.8	6-54	3-300
Spektrale Effizienz $\beta$ [bit/s/Hz]	0.34 -0.67	0.62 -4	0.62 -4	0.3 -2.7	
Geschwindigkeit $v_e$ [km/h]	200-600	53-185			350
Coderaten innerer FEC (Faltungscodes)	1/4, 3/8, 1/2	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8	1/2, 2/3, 3/4	
Äußerer FEC	Keiner	RS (204,188,8)	RS (204,188,8)	BCD (762,752)	
Interleavingtiefe [ms]	385	0.6 -3.5	0.6 -3.5	200 -500	

Tabelle 4.1: Parameter verschiedener Übertragungsstandards

In den folgenden Unterabschnitten werden schrittweise sinnvolle Parameter für die darauf aufbauende Simulation hergeleitet. Diese sollen im Modell soweit wie möglich variabel gehalten werden. Um jedoch von Anfang an einen sinnvollen Bezug herzustellen, werden exemplarische Werte festgelegt. Begonnen wird dabei mit den Eigenschaften, welche durch den Kanal gegeben sind. Aus diesen lässt sich die minimale Dauer des Guardintervalls festlegen und mit Definition der Bandbreiteneffizienz, ein geeigneter Bereich für die OFDM-Symboldauer ableiten. Anschließend wird über mögliche Eingangsbitraten diskutiert. Mit der Festlegung eines Modulationsalphabetes folgt dann die erforderliche Mindestanzahl der Unterträger. In einem weiteren Abschnitt werden bisher unerwähnte Parameter zusammengefasst. Anschließend wird eine Auflistung aller zu berücksichtigenden Parameter gegeben und diese in einen sinnvollen Zusammenhang gebracht. Eine Liste der tatsächlich umgesetzten globalen Parameter soll dem Leser einen durchgehenden Bezug auf das Gesamtsystem während der Erläuterung der Einzelprozesse ermöglichen.

### Maximale Dopplerfrequenz

Bevor das OFDM-System definiert wird, soll berechnet werden, wie sich der Kanal mit realen Werten in etwa verhält. Es ist wichtig zu wissen, bei welchen Symboldauern der Kanal zeit- und frequenzselektiv wird. Als erstes wird bestimmt, in welchem Bereich die maximale Dopplerfrequenz liegen kann. Hierzu wird die Formel 2.13 verwendet.

Um den Extremwert zu bestimmen, wird von der maximalen Trägerfrequenz mit welcher OFDM betrieben wird, ausgegangen. Die höchsten Trägerfrequenzen werden im W-LAN-Standard IEEE 802.11a erreicht. Allerdings ist dieser Standard nicht für schnelle Bewegungen des Empfängers ausgelegt. Somit wird LTE mit einer Trägerfrequenz von 2.4 GHz als Basis der Berechnungen gewählt. Als maximale Relativgeschwindigkeit sind bei diesem Standard 350 km/h angegeben, was sogar für eine Verbindung zwischen einem Hochgeschwindigkeitszug und einer festen Basisstation ausreichen würde. Die maximale Dopplerfrequenz ergibt sich laut Formel 2.13 zu  $f_{D_{max}} \approx 777.78 \text{ Hz}$ . Unter diesen extremen Bedingungen sind zur Übertragung allerdings sehr komplexe Korrekturverfahren nötig.

Als Grundlage soll vorerst eine Mobilteilgeschwindigkeit von 100 km/h und eine Trägerfrequenz von 1GHz angenommen werden. Die resultierende maximale Dopplerfrequenz kann im Verlauf der Arbeit dann problemlos mit einem Faktor variiert werden. Die maximale Dopplerfrequenz ergibt sich zu:  $f_{D_{max}} \approx 92.593 \text{ Hz}$

Zur Variation der maximalen Dopplerfrequenz im Modell sei gesagt, dass der geringste Wert sich im bewegungsfreien Fall, zu Null ergibt. Die Dopplerfrequenz steigt proportional zu Geschwindigkeit und Trägerfrequenz.

### Kohärenzzeit

Mit der maximalen Dopplerfrequenz lässt sich die Kohärenzzeit anhand der Formel 2.15 bestimmen zu:

$$T_C \approx 9 / (16 \cdot \pi \cdot 92.593 \text{ Hz}) = 1.934 \text{ ms} \quad (4.1)$$

Anhand der Formeln 2.16 und 2.17 lässt sich ableiten, dass die Symboldauer  $T_{\text{Symb}}$  deutlich kleiner als die Kohärenzzeit  $T_C$  bleiben sollte. Wobei sich die Kohärenzzeit reziprok proportional zur Dopplerfrequenz und somit zur Geschwindigkeit verhält (siehe Formeln 2.11 und 2.15).

### Kohärenzbandbreite

An dieser Stelle sei vorweg genommen, dass ein Mobilfunkkanal verwendet wird, welcher ein Verzögerungsleistungsdichtespektrum entsprechend Tabelle 4.2 und Abbildung 4.5 aufweist. Die Annahme der maximalen Pfaddauer von  $\tau_{\text{max}}^l = 17.2 \mu\text{s}$  führt in erster Näherung laut Formel 2.8 zu einer Kohärenzbandbreite von  $B_C = 58.14 \text{ kHz}$ .

### Dauer des Guardintervalls

Das Guardintervall muss laut Formel 3.9 größer als die maximale Pfadverzögerung gewählt werden. Da das Mobilfunkkanalmodell nach Cost 207 gewählt wurde, beträgt die maximale Verzögerung laut Tabelle 4.2 für die Umgebung 'Hilly Terrain'  $\tau_{\text{max}}^l = 17.2 \mu\text{s}$ . Es folgt also:  $T_G > 17.2 \mu\text{s} := 20 \mu\text{s}$

### Symboldauer

Mit der Kohärenzzeit und der Guarddauer sind für das zu dimensionierende OFDM-System zwei Grenzen für die Symboldauer gesetzt. Die OFDM-Symboldauer muss demzufolge wesentlich größer als die Dauer des Guardintervalls  $T_G$  sein, um die Bandbreiteneffizienz laut Formel 3.10 in eine moderate Dimension zu bringen. Auf der anderen Seite sollte sie möglichst kleiner als die Kohärenzzeit  $T_C$  gewählt werden, um den Schwund zumindest über einige Symbole annähernd konstant zu halten. Innerhalb dieser Grenzen funktioniert das OFDM Prinzip für diesen Kanal am besten. Bei den Standards aus Tabelle 4.1 ist das Verhältnis zwischen der Guarddauer und der Dauer des Gesamtsymbols maximal 1/4. Darauf basierend wird die Symboldauer mit  $T_{\text{Symb}} = 4 \cdot T_G = 80 \mu\text{s}$  definiert.

### Modulationsalphabet und Eingangsbitrate

Als Modulationsalphabet soll aufgrund der einfachen Entzerrung die QPSK mit Gray-Codierung realisiert werden (siehe Abschnitt 4.3.1). Aus der Stufigkeit von  $M = 4$  dieses Verfahrens folgt die Anzahl der Bits pro Symbole zu  $Id(M) = 2$ .

In den Standards aus Tabelle 4.1 sind Nutzdatenraten zwischen  $0.5$  und  $300\text{Mbit/s}$  angegeben. Die Extremwerte der Bitrate dienen allerdings nicht einer guten Veranschaulichung des Verfahrens. Um trotzdem einen realen Bezug zu erhalten, wird angenommen, dass ein Videodatenstrom übertragen werden soll. Ausgegangen vom Standard MPEG2 im Low Level Modus, ergibt sich eine Bitrate von  $4\text{Mbit/s}$ . In diesem Modell wird vorerst keine Kanalkodierung, welche Redundanzen im Signal erfordern würde, berücksichtigt. Somit resultiert eine Eingangsbitdauer von  $T_{Bit} = 0.25\mu\text{s}$  für die  $N_{SC}$  breite QPSK-Modulatorbank.

### Unterträgerbelegung, FFT-Länge und Signalbandbreite

Um ein frequenzselektives Verhalten der Unterträger zu verhindern sollte deren Bandbreite deutlich unter der Kohärenzbandbreite liegen. Die Bandbreite eines Unterträgers ergibt sich zu  $B_{SC} = 1/T_{Symb} = 12.5\text{kHz}$ . Diese ist deutlich geringer als die Kohärenzbandbreite  $B_C = 58.14\text{kHz}$  des angeführten Beispiels, was aufgrund der korrekten Wahl der Dauer des Guardintervalls zu erwarten war.

Entscheidend für die Definition der Anzahl der Unterträger ist das Verhältnis zwischen Symbol- und Bitdauer, unter der Berücksichtigung des Modulationsalphabets. Es lässt sich aus diesem Zusammenhang nachstehende Formel ableiten:

$$N_{SC} = \frac{T_{Symb}}{T_{Bit} \cdot Id(M)} \geq \frac{\beta}{1 - \beta} \cdot \frac{\tau_{max}}{T_{Bit} \cdot Id(M)} \quad (4.2)$$

Durch Einsetzen der zuvor festgelegten Größen ergibt sich die Unterträgeranzahl zu  $N_{SC} = 160$ . Die FFT ist am effizientesten umsetzbar mit einer Eingangsfolge dessen Länge eine Potenz zur Basis 2 darstellt. Bei 160 zu realisierenden Unterträgern ist demzufolge die FFT mit einer Länge von mindestens  $N_{FFT} = 256$  zu wählen. Durch den Unterträgerabstand von  $1/T_{Symb}$  ergibt sich die maximale Bandbreite zu  $B_{Smax} = N_{FFT}/T_{Symb} = 256/80\mu\text{s} = 3.2\text{MHz}$ . Bei symmetrischer Anordnung der belegten Unterträger um den Nullpunkt der FFT herum, ergibt sich die tatsächliche Bandbreite zu  $B_S = N_{SC}/T_{Symb} = 160/80\mu\text{s} = 2\text{MHz}$ .

### Schrittweite der Simulation

Bei der Wahl der Schrittweite müssen mehrere Aspekte beachtet werden. So muss die Schrittweite ein gemeinsamer Teiler

- der Bitdauer des seriellen Eingangsdatenstromes,
- der Ausgangsrate des P/S-Wandlers und
- der minimalen Auflösung der Pfade des Mobilfunkkanals  $\Delta\tau'_{min}$  sein.

Hierzu müssen diese Größen bekannt sein: Die Bitdauer wurde vorerst auf  $0.25\mu s$  vordefiniert. Die Ausgangsrate des P/S-Wandlers lässt sich errechnen zu:

$$T_{P/S} = \frac{T_{Bit} \cdot Id(M) \cdot N_{SC}}{N_{FFT} + N_G + N_C} \quad (4.3)$$

$\Delta\tau'_{min}$  entspricht der minimalen zeitlichen Auflösung der Pfade des Mobilfunkkanals. Aus Tabelle 4.4 geht hervor, dass diese bei  $0.2\mu s$  liegt. Es fällt auf, dass es mit dem größten gemeinsamen Teiler von  $T_{P/S}$  und  $\Delta\tau'_{min}$ , speziell bei Variation der Parameter, zu Problemen kommt. Die Umsetzung der Pfadverzögerungen wird aus diesem Grunde durch eine Polyphasenfilterbank realisiert werden, näheres hierzu in Abschnitt 4.3.4. Des Weiteren wird entschieden, dass auf die serielle Darstellung des Eingangsdatenstromes verzichtet wird. Durch diese beiden Festlegungen kann die Abtastrate für das Gesamtsystem gleich der Ausgangsrate des P/S-Wandlers des Senders gewählt werden. Um allerdings das Abtasttheorem einzuhalten, wird ein Überabtastungsfaktor für die Signaldarstellung zwischen Sendee- und Empfangsfilter eingeführt. Es wird definiert, dass dieser Faktor lediglich die Werte 2 und 4 annehmen kann. So kann jederzeit in Bezug auf die gewählten Systemparameter ein Kompromiss zwischen Signalauflösung und Rechenaufwand der Simulation eingegangen werden. Es sei vorweg erwähnt, dass für die Spitzenwerterkennung ebenfalls eine Überabtastung des Signals notwendig ist. Diese soll aufgrund der hohen Bedeutung für die minimale Abtastrate des Systems bereits an dieser Stelle definiert werden. Es wird festgelegt, dass dieser Interpolationsfaktor die Werte 4, 8 und 16 annehmen darf. Somit ist eine ausreichende und zudem variierbare Auflösung aller Signale gegeben.

### Weitere notwendige Parameter

Schon im vorigen Abschnitt wurde die Ausdehnung des Sendefensters zur Spektralformung angesprochen. Diese wirkt sich wie bereits das Guardintervall auf die Ausgangsrate des P/S-Wandlers aus. Des Weiteren ist ein Parameter erforderlich, welcher die Unterträgerbelegung auf anschauliche Weise definiert. Die Ordnung des Sendefilters sollte auch mit in die Parameterliste aufgenommen werden, da durch die Variation der Abtastrate unterschiedliche Anforderungen entstehen. Die Filterordnung tritt mindestens 2 Mal im System auf. Die Grenzfrequenzen hingegen lassen sich, wie sich später zeigt, aus den vorhandenen Parametern ableiten.

Da in Unterkapitel 3.7 die Realisierung eines Systems mit Präambeln entschieden wurde, sind auch diese ein wichtiger Bestandteil der Parameterliste. Diesen wird in 4.3.5 noch einmal besondere Aufmerksamkeit geschenkt. An dieser Stelle reicht es aus zu wissen, dass eine Matrix mit den Ausmaßen  $N_{SC} \times 3$  vorgesehen werden muss.

### 4.1.3 Definition Globaler Parameter

An dieser Stelle werden die im Simulationsmodell tatsächlich verwendeten Parameter mit Name, Wirkung und ggf. Herleitung aufgelistet:

- $n_{sig}$ , Anzahl der komplexen Symbole, bzw. belegte Unterträger
- $n_{guard}$ , Dauer des Guardintervalls in Samples ( $T_s$ )
- $n_{cos}$ , Flankenlänge des cos roll off Zeitfensters in Samples ( $T_s$ )
- $T_{bit}$ , Bitdauer des Eingangssignals
  - taucht nicht als Sampletime auf
  - dient zur Dimensionierung der Symboldauer
- $T_s$ , Abtastrate nach der S/P-Wandlung im Sender
  - dient als Basis für alle verwendeten Abtastraten
  - wird nicht vom Anwender definiert
  - $T_s = n_{sig} \cdot T_{bit} \cdot 2 / (n_{cos} + n_{fft} + n_{guard})$
- $n_{fft}$ , Länge der für die OFDM Signalverarbeitung verwendeten FFT
  - wird nicht direkt vom Anwender definiert
  - errechnet sich aus der Länge des Vektors  $sub_{sel}$
- $sub_{sel}$ , Vektor zur Festlegung der Unterträgerbelegung
  - Nullen definieren freie Unterträger
  - Zahlen von 1 bis  $n_{sig}$  belegen je nach Position im Vektor den Unterträger mit dem korrespondierendem komplexen Symbol
  - Länge ergibt den Parameter  $n_{fft}$
- $filt_{order}$ , Ordnung der Sende- und Empfangsfilter
- $CHsamp$ , Faktor zur Abtastratenerhöhung für den Kanal
  - kann die Werte 2 und 4 annehmen
  - eine höhere Abtastrate im Kanalmodell erhöht den Rechenaufwand drastisch
- $p_{interpolation}$ , Interpolationsfaktor zur Spitzenwerterkennung
  - kleinste Abtastrate im System ( $T_s/p_{interpolation}$ )
  - kann die Werte 4, 8 und 16 annehmen
- $preamble$ , Präambeln zur Synchronisation und Kanalschätzung
  - wird nicht direkt vom Anwender definiert

- wird mit der Funktion *preamble\_init* errechnet, als Übergabewerte werden *n\_sig*, *n\_guard* und *n\_cos* benötigt
- Matrix der Größe  $3 \times n_{sig}$

Zur Initialisierung dieser Parameter ist die Datei „OFDM\_Init.m“ (siehe Anhang A.1) erstellt worden. Als Übergabeparameter sind *n\_sig*, *guard\_length*, *n\_cos*, *Tbit*, *filt\_order* und *sub\_sel* erforderlich. Aus den übergebenen Parametern werden *n\_fft*, *Ts* und *preamble* errechnet. Zur Erzeugung der Präambeln wird eine zusätzliche Funktion, die *preamble\_init* (Anhang A.8), aufgerufen. Diese wird allerdings erst in Abschnitt 4.3.5 in Verbindung mit der Synchronisierung erläutert. Werden keine Argumente übergeben, so werden die in dieser Arbeit exemplarisch hergeleiteten Werte initialisiert. Alle Parameter werden abschließend im Workspace von Matlab abgelegt. Von hier aus können alle in Matlab laufenden Dateien und Programme darauf zugreifen, wozu auch das erstellte Simulink Modell gehört. Das Ziel, die Initialisierung der globalen Variablen, ist demnach erfüllt.

Die Übergabeparameter zur Initialisierung können in einer Eingabemaske im Simulationsmodell, welche unter dem Block „Model Parameters“ hinterlegt ist, definiert werden. Dieser Block hat die zentrale Funktion, die Initialisierungsdatei mit den Übergabeparametern aufzurufen. Des Weiteren wird eine Ausgabe der Bitdauer, Symboldauer, Guarddauer, des Roll-OffFaktors und der Bandbreiteneffizienz, mit den gewählten Parametern, erzeugt.

### Dimensionierung und Zuweisung exemplarischer Parameter

Um eine bessere Handhabbarkeit der verwendeten Parameter zu gewährleisten, wird die Zeitskala im Simulationsmodell mit dem Faktor  $10^6$  multipliziert. Hieraus folgt, dass alle zeitabhängigen Parameter mit dem Faktor  $10^6$  und alle frequenzabhängigen Parameter mit dem Faktor  $10^{-6}$  zu multiplizieren sind.

Die in Abschnitt 4.1.2 hergeleiteten exemplarischen Parameter werden unter Berücksichtigung des Skalierungsfaktors den zuvor aufgeführten globalen Parameter zugewiesen, zu:

- $n_{sig} = 160$
- $n_{guard} = 85$ , entspricht  $20\mu s$ , Erläuterung in Abschnitt 4.3.2
- $n_{cos} = 0$ , vorerst zu Null
- $Tbit = 0.25$
- $sub\_sel = [zeros(1, 48), 1 : 80, zeros(1, 1), 81 : 160, zeros(1, 47)]$
- $filt\_order = 50$
- $CHsamp = 2$
- $p\_interpolation = 4$
- $fdmax = 92.593 \cdot 10^{-6}$

#### 4.1.4 Blockschaftbild

Die Festlegung der Rahmenbedingungen und die Definition globaler Parameter der letzten Abschnitte haben bereits einen guten Grundstein gelegt. In diesem Abschnitt geht es darum die in Unterkapitel 3.7 herauskristallisierten Verfahren in eine feste Struktur zu bringen. An dieser Stelle soll eine Gliederung der beiden obersten Schichten des Modells erfolgen. Eine kurze Beschreibung und Referenzierung soll als Übersicht der nachfolgenden Kapitel dienen. Die weitere Untergliederung erfolgt in den betreffenden Abschnitten.

##### Das Gesamtmodell, 1. Gliederungsebene

In dieser obersten Ebene des Simulationsmodell findet eine Aufteilung der Prozesse nach dem Ort statt. So finden sich alle Prozesse zur Vorbereitung des Eingangssignals an den Kanal in dem Block OFDM-Sender wieder. Das Sendesignal wird von einem Kanalmodell verzerrt. Das Ende der Informationskette bildet der Empfänger, welcher die Ursprungsdaten aus dem durch den Kanal verzerrten Signal zurückgewinnen soll. Als Peripherie kommen ein Zufallsdatengenerator und ein Block zur Bitfehlerratenmessung hinzu. Die Prozesse von Sender und Empfänger sind aufgrund starker Kongruenzen zu Unterkapitel 4.3 zusammengefasst. Die Realisierung des Mobilfunkkanals findet sich in Unterkapitel 4.2 wieder.



Abbildung 4.1: Blockschaftbild des Gesamtmodells (oberste Schicht)

##### Der OFDM-Sender, 2. Gliederungsebene

In diesem Block wird das Quellsignal moduliert und an die Gegebenheiten des Kanals angepasst. Der erste Schritt geht über die Erzeugung der Komplexen Symbole aus dem Eingangsdatenstrom, welche darauf die Unterträger modulieren. Dieses erfolgt mit Hilfe einer variablen QPSK-Modulatorbank und wird in Abschnitt 4.3.1 beschrieben. Das Einfügen der Präambeln findet sich in Verbindung mit der Synchronisation in Abschnitt 4.3.5 wieder. Die Unterträgerbelegung, die IFFT, das Einfügen des Guardintervalls, die Spektralformung durch die Fensterfunktion und die S/P-Wandlung sind aufgrund der Simplizität und Kongruenzen in



einem Block zusammengefasst. Diese finden sich gemeinsam unter der Überschrift OFDM-Signalverarbeitung in Abschnitt 4.3.2 wieder. In Zusammenhang mit der Spitzenwertreduktion wird in Abschnitt 4.3.8 eine nichtlineare Verstärkerkennlinie (Sendeverstärker) eingeführt, um die Notwendigkeit dieses Verfahrens zu veranschaulichen. Der Sendefilter wird hier gestrichelt dargestellt, da er aufgrund der Abtastratenanpassung als Polyphasenfilter im Kanalmodell realisiert wird. Dieses Verfahren findet in Abschnitt 4.3.4 seine Erklärung. Im Simulationsmodell gilt dieser Block nur zur Illustration dafür, dass im realen System an dieser Stelle ein Filter vorhanden ist.

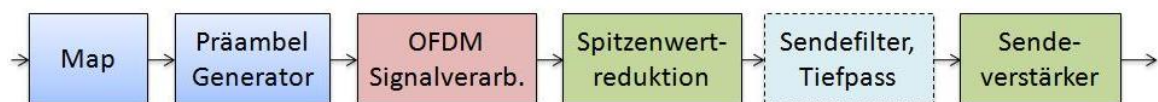


Abbildung 4.2: Blockschaltbild des Senders

### Das Kanalmodell, 2. Gliederungsebene

Wie bereits im vorigen Abschnitt erwähnt, ist das Sendefilter als Polyphasenfilterbank (siehe Abschnitt 4.3.4) im Kanal realisiert. Im Simulationsmodell wird es sich für eine Abtastratenreduktion bei der Umsetzung der Pfadverzögerungen des Mehrwegekanals im Block COST 207 wiederfinden. Dieser beinhaltet des Weiteren die Multiplikation mit den Dopplerspektren. Separat ist ein Block zur Addition von weißem Rauschen, AWGN, umgesetzt. Erläuterungen zur Kanalmodellumsetzung finden sich in Unterkapitel 4.2.

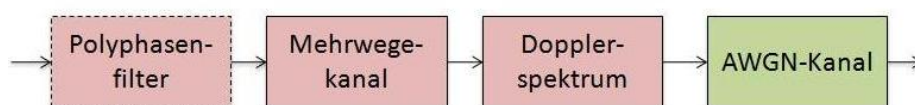


Abbildung 4.3: Blockschaltbild des Kanalmodells

### Der OFDM-Empfänger, 2. Gliederungsebene

Im Empfänger findet nach der Filterung (Abschnitt 4.3.3) eine Abtastung statt. Die abgetastete Folge wird auf einen Block zur Rahmensynchronisation und einen weiteren

zur Symbolsynchronisation gegeben (Abschnitt 4.3.5). Parallel wird die Folge auch auf die Blöcke zur weiteren Datenverarbeitung gegeben. Diese werden jedoch erst nach der Synchronisation aktiv. Der erste Prozess ist die Initialschätzung der Kanalimpulsantwort (Abschnitt 4.3.6), welche noch vor der OFDM-Signalverarbeitung synchronisiert wird. Die empfängerseitige OFDM-Signalverarbeitung (Abschnitt 4.3.2) besteht neben der synchronisierten S/P-Wandlung aus der Entfernung der zyklischen Erweiterungen, der FFT und der Zuordnung der Subträger auf den Vektor der komplexen Empfangssymbole. Dieser wird, nach der Multiplikation mit der Initialkanalschätzung, auf die QPSK-Demodulation (Demap, Abschnitt 4.3.1) gegeben. Der Ausgang gibt bereits den demodulierten Datenstrom, welcher dem Quelldatenstrom entsprechen soll, wieder. Dieser wird von der Kanalnachführung (4.3.7) wiederverwendet, um einen Korrekturwert für die Kanalschätzung zu erzeugen. Die Addition des Korrekturwertes mit der Initialschätzung des Kanalfrequenzgangs bildet den Abschluss der Signalverarbeitung im Empfänger.

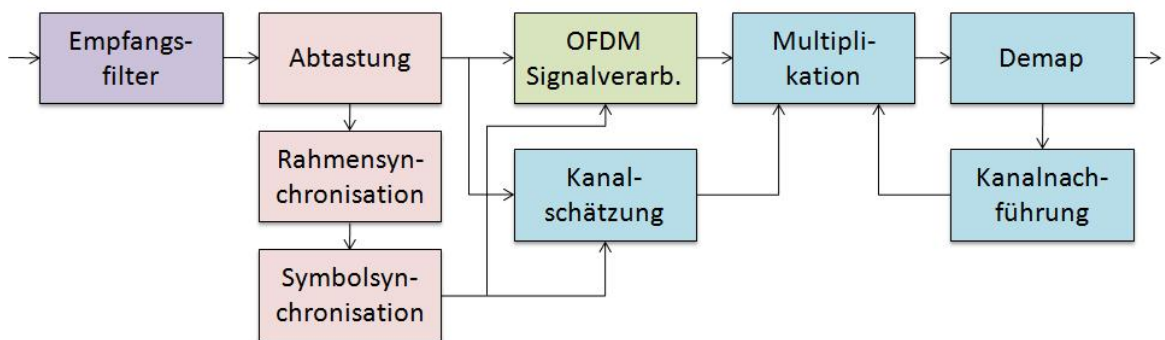


Abbildung 4.4: Blockschaltbild des Empfängers

## 4.2 Mobilfunkkanal

Im Kapitel 2 wurde auf die Störeffekte des Mobilfunkkanals eingegangen. Für diese Arbeit soll eine Spezifikation der Arbeitsgruppe Cost 207 verwendet werden. Die Gruppe Cost 207 wurde 1984 gegründet, um für das geplante GSM-System geeignete Kanalmodelle zu entwickeln. Die Entscheidung fiel auf dieses Modell, da es mit relativ geringem Aufwand umzusetzen ist und außerdem gut veranschaulicht werden kann. Da Kanalmodelle sehr schnell eine hohe Komplexität erreichen können, bilden diese in Simulationen zur Datenübertragung in der Regel den höchsten Rechenaufwand. Diesem Kapitel liegt [9] zu Grunde.

In der Spezifizierung Cost 207 wird auf vier verschiedene Umgebungen eingegangen. Für das Verzögerungsleistungsdichtespektrum (Leistung zu Verzögerung der empfangen Pfadkomponenten) wurde angenommen, dass es sich aus überlagerten abfallenden Exponentialfunktionen zusammensetzt. In Tabelle 4.2 sind die Definitionen der verschiedenen Verzögerungsleistungsspektren zu entnehmen. Diese sind in Abbildung 4.5 grafisch dargestellt.

Ausbreitungsgebiet	Verzögerungsleistungsdichtespektrum $S_{\tau'\tau'}(\tau')$	Mehrwegeverbreiterung $B_{\tau'\tau'}^{(2)}$
ländliche Gebiete (RA, rural Area)	$c_{RA}e^{-9.2\tau'/\mu s}$ , $0 \leq \tau' < 0.7\mu s$ 0, sonst	$0.1\mu s$
typische Gebiete in Städten und Vororten (TU, typical urban)	$c_{TU}e^{-\tau'/\mu s}$ , $0 \leq \tau' < 7\mu s$ 0, sonst	$0.98\mu s$
typische ungünstige Gebiete in Städten und Vororten (BU, bad urban)	$c_{BU}e^{-\tau'/\mu s}$ , $0 \leq \tau' < 5\mu s$ $c_{BU}\frac{1}{2}e^{5-\tau'/\mu s}$ , $5\mu s \leq \tau' < 10\mu s$ 0, sonst	$2.53\mu s$
typische Gebiete im Bergland (HT, hilly terrain)	$c_{HT}e^{-3.5\tau'/\mu s}$ , $0 \leq \tau' < 2\mu s$ $c_{HT}\frac{1}{10}e^{15-\tau'/\mu s}$ , $15\mu s \leq \tau' < 20\mu s$ 0, sonst	$6.88\mu s$

Tabelle 4.2: Verzögerungsleistungsdichtespektren nach Cost 207 [9]

Folgen die Pfadleistungen diesen Musterfunktionen im Zeitbereich, so ist das Verhalten im Frequenzbereich schon größtenteils bestimmt. Zur Bewertung des Kanalverhaltens kann neben den Gleichungen 2.9 und 2.10, folgende Bedingung in Bezug auf die Frequenzselektivität angewendet werden:

$$T_{Symbol} \gg B_{\tau'\tau'}^{(2)} \longrightarrow \text{nicht frequenzselektiv} \quad (4.4)$$

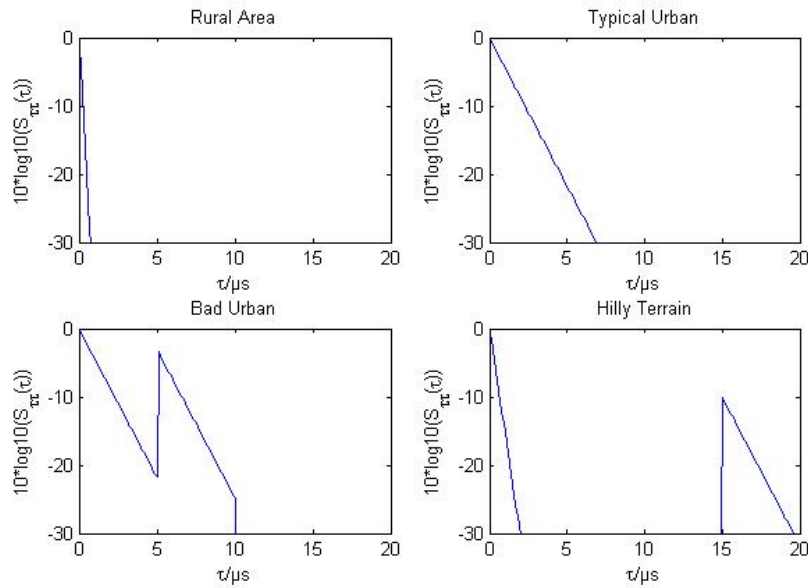


Abbildung 4.5: Verzögerungleistungsdichtespektren nach Cost 207

Des Weiteren sind vier Dopplerleistungsdichtespektren spezifiziert, welche auf verschiedene Einstrahlungssituationen am Empfänger eingehen. Diese sind in Tabelle 4.3 abzulesen und in Abbildung 4.6 dargestellt. Die Funktion  $G(A_i, f_i, s_i)$  ist hierbei durch  $G(A_i, f_i, s_i) := A_i \cdot e^{-\frac{(f-f_i)^2}{2s_i^2}}$  definiert.

Typ	Dopplerleistungsdichtespektrum $S_{\mu'\mu'}(f)$	Verzögerung $\tau'$	Dopplerverbreiterung $B_{\mu'\mu'}^{(2)}$
Jakes	$\frac{1}{\pi f_{max} \sqrt{1 - (\frac{f}{f_{max}})^2}}$	$0 \leq \tau' \leq 0.5 \mu s$	$\frac{f_{max}}{\sqrt{2}}$
Gauß 1	$G(A_1, -0.8 f_{max}, 0.05 f_{max}) + G(\frac{A_1}{10}, 0.4 f_{max}, 0.1 f_{max})$	$0.5 \mu s \leq \tau' \leq 2 \mu s$	$0.45 f_{max}$
Gauß 2	$G(A_2, 0.7 f_{max}, 0.1 f_{max}) + G(\frac{A_2}{10^{1.5}}, -0.4 f_{max}, 0.15 f_{max})$	$\tau' \geq 2 \mu s$	$0.25 f_{max}$
Rice	$\frac{0.41^2}{\pi f_{max} \sqrt{1 - (\frac{f}{f_{max}})^2}} + 0.91^2 \delta(f - 0.7 f_{max})$	$\tau' = 0 \mu s$	$0.39 f_{max}$

Tabelle 4.3: Dopplerleistungsdichtespektren nach Cost 207 [9]

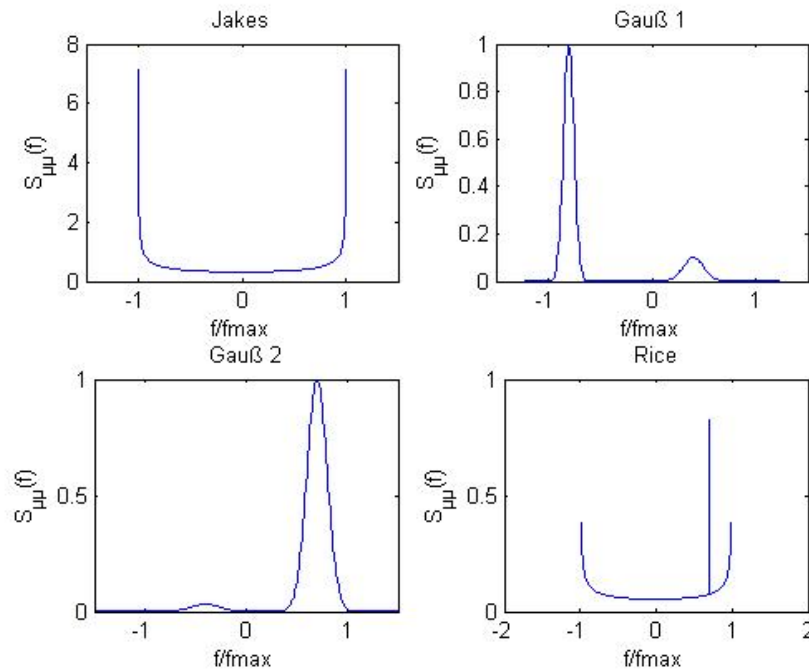


Abbildung 4.6: Dopplerleistungsdichtespektren nach Cost 207

Das Jakes-Leistungsdichtespektrum (siehe Unterkapitel 2.4) ist für eine homogene Einstrahlung aus allen Richtungen zu verwenden. Dieses trifft nur bei kurzen Verzögerungszeiten  $\tau'$  zu. Rice ist anzuwenden, falls zu oben genannter Situation noch eine direkte Pfadkomponente enthalten ist und heraussticht. Bei längeren Verzögerungen wird angenommen, dass die Dopplerfrequenzen gaußverteilt sind. Diese repräsentieren eine inhomogene Einstrahlungssituation am Empfänger. Wie bereits mit den Formeln 2.16 und 2.17 eine Bedingung für das Schwundverhalten im Zeitbereich aufgestellt wurde, so kann dieses auch über die Dopplerverbreiterung  $B_{\mu'\mu'}^{(2)}$  geschehen:

$$B_{\mu'\mu'}^{(2)} \ll f_s \quad \longrightarrow \quad \text{nicht zeitselektiv} \quad (4.5)$$

Diese Definitionen nach COST 207 sollen in einem Simulationsmodell umgesetzt werden, in welchem bekanntermaßen nur mit diskreten Werten gearbeitet wird. Aus diesem Grunde sind  $\ell$ -Pfad Modelle spezifiziert, in welchen die diskrete Anordnung der Pfadkomponenten im Zeitbereich für verschiedene Pfadlängen definiert wird. Laut Spezifikation sind 4-, 6- und 12-Pfadmodelle vorgesehen. Im Rahmen dieser Arbeit sind für die Rural Area ein 4-Pfad-Modell und für alle anderen Gebiete 6-Pfad-Modelle gewählt worden. Diese sind aus Tabelle 4.4 zu entnehmen.

Pfad Nr. $\ell$	Verzögerung $\tau'$	Pfadleistung	Kategorie des Dopplerspektrums	Mehrwegeverbreiterung $B_{\tau'\tau'}^{(2)}$	
(a) Rural Area					
0	$0.0\mu s$	1	0	Rice	$0.1\mu s$
1	$0.2\mu s$	0.63	-2	Jakes	
2	$0.4\mu s$	0.1	-10	Jakes	
3	$0.6\mu s$	0.01	-20	Jakes	
(b) Typical Urban					
0	$0.0\mu s$	0.5	-3	Jakes	$1.1\mu s$
1	$0.2\mu s$	1	0	Jakes	
2	$0.6\mu s$	0.63	-2	Gauß 1	
3	$1.6\mu s$	0.25	-6	Gauß 1	
4	$2.4\mu s$	0.16	-8	Gauß 2	
5	$5.0\mu s$	0.1	-10	Gauß 2	
(c) Bad Urban					
0	$0.0\mu s$	0.5	-3	Jakes	$2.4\mu s$
1	$0.4\mu s$	1	0	Jakes	
2	$1.0\mu s$	0.5	-2	Gauß 1	
3	$1.6\mu s$	0.32	-6	Gauß 1	
4	$5.0\mu s$	0.63	-8	Gauß 2	
5	$6.6\mu s$	0.4	-10	Gauß 2	
(d) Hilly Terrain					
0	$0.0\mu s$	1	0	Jakes	$5.0\mu s$
1	$0.2\mu s$	0.63	-2	Jakes	
2	$0.4\mu s$	0.4	-4	Jakes	
3	$0.6\mu s$	0.2	-7	Jakes	
4	$15.0\mu s$	0.25	-6	Gauß 2	
5	$17.2\mu s$	0.06	-12	Gauß 2	

Tabelle 4.4: Die L-Pfad Modelle nach Cost 207 [9]

Die Realisation der Dopplerleistungsspektren kann als komplexe Multiplikation mit einem entsprechend definierten, farbigen Rauschen umgesetzt werden. Dieses kann durch die Überlagerung mehrerer sinusoidale Schwingungen approximiert werden. Um die Dopplerleistungsspektren diskret zu realisieren, gibt es verschiedene Berechnungsverfahren. Es wurde an dieser Stelle das  $L_P$ -Norm-Verfahren gewählt, welches aus [9] entnommen ist. Es sind zwei deterministische Prozesse mit jeweils  $N$  Schwingungen zu überlagern, wobei  $N$  letztendlich für die Qualität der Approximation verantwortlich ist. Die mathematische Beschreibung eines einzelnen Prozesses ist in der Formel 4.6 dargestellt.

$$\tilde{v}_{i,l}(t) = \sum_{n=1}^{N_{i,l}} c_{i,n,l} \cos(2\pi f_{i,n,l} t + \Theta_{i,n,l}) \quad (4.6)$$

Die Modellparameter  $c_{i,n,l}$ ,  $f_{i,n,l}$  und  $\Theta_{i,n,l}$  werden über die LPNM III Methode bestimmt. Für diese Berechnung wurde ein m-File (pCost207.m Anhang A.2 aus [9], Seite 378) verwendet. Die Zusammenführung zwei solcher Prozesse mit Hilfe des Modulationsssatzes liefert dann den gesuchten komplexen deterministischen Prozess, welcher das Dopplerspektrum abbildet, in der Form:

$$\tilde{\mu}_l(t) = \sum_{i=1}^2 \tilde{v}_{i,l}(t) e^{-j2\pi f_{i,0,l} t} \quad (4.7)$$

Abschließend müssen die Dopplerspektren und die Verzögerungspfade zu einem gemeinsamen Simulationsmodell vereint werden. Ein solches Modell zeigt die Abbildung 4.7. Als Verzögerungskonstanten  $\Delta \tilde{\tau}_\ell^l$  müssen die Differenzen zwischen den Werten  $\tau_\ell^l$  und für  $\tilde{a}_\ell$  die Pfadleistungen, aus Tabelle 4.4 verwendet werden. Die komplexen Prozesse  $\tilde{\mu}_\ell(t)$  müssen mit der Typangabe des Dopplerspektrums aus Tabelle 4.4 laut den Formeln 4.6 und 4.7 für jeden Pfad explizit erzeugt werden.

In den Abbildungen B.2 und B.3 ist die Struktur des Simulationsmodells wiedergegeben. Das Gesamtmodell ist in dem Block *mobile radio channel* vereint. Über eine Eingabemaske können alle Parameter definiert werden. Des Weiteren lässt sich der Block *Cost 207 with polyphase filter bank* deaktivieren, wobei dann das Signal lediglich mit der Impulsantwort des normalen Sendefilters gefaltet wird. Im Gesamtmodell ist neben dem Cost 207 Kanalmodell ein AWGN-Kanalmodell zur Überlagerung von weißem Rauschen integriert. Dieser Block stammt aus der Bibliothek *mfs\_p* der HAW Hamburg.

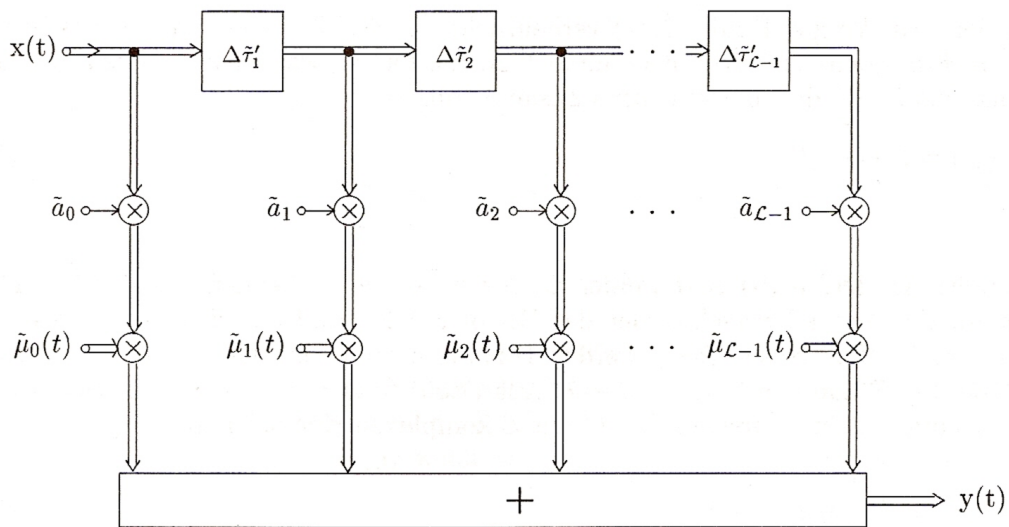


Abbildung 4.7: Deterministisches Kanalmodell [9]

Globale Parameter:

- $T_s$
- $CHsamp$
- $filt\_order$
- $N\_sig$
- $N\_fft$

Lokale Parameter:

- $filt\_order = filt\_order$ , Polyphasenfilterbank
- $rcos$ , Polyphasenfilterbank (0-1)
- $F$ , Polyphasenfilterbank (0-0.5)
- $T_s$ , Abtastrate,  $T_s = T_s/CHsamp$
- $NodB$ , Signal zu Rausch Abstand
- $enable$ , Aktivierung des Cost 207 Kanalmodells (1, 0)
- $kanal$ , Wahl des Ausbreitungsgebietes (RA, TU, BU, HT)



- $DF$ , Dimensionierungsfaktor für die Pfadverzögerung
- $ft$ , Trägerfrequenz
- $n_{disc}$ , Auflösung des Dopplerspektrums
- $f_{dmax}$ , maximale Dopplerfrequenz

Die Polyphasenfilterbank und deren Parameter werden in 4.3.4 erläutert. Um die Funktion dieses Modells nachzuweisen ist zum einen die Impulsantwort des Kanals gemessen und mittels Fouriertransformation der Frequenzgang errechnet worden. Zum anderen wurde die Sprungantwort aufgezeichnet, um das Verhalten im Zeitbereich zu verifizieren. Abschließend wurde das Spektrum eines vom Kanal beeinflussten OFDM-Signals mit der Überlagerung von AWGN aufgenommen.

In den Abbildungen 4.8(a) bis 4.8(d) sind die Frequenzgänge der 4 verschiedenen Ausbreitungsgebiete aufgezeichnet. Die maximale Dopplerfrequenz wurde nach der Berechnung unter 4.1.2 zu  $f_{dmax} = 92.593 \cdot 10^{-6}$  gewählt und die Anzahl der diskreten Schwingungen zur Realisierung der Dopplerspektren wurde zu  $n_{disc} = 20$  gesetzt. Für diese Messung wurde die Filterordnung zu  $filt\_oder = 1$  gesetzt, ebenso wie die Grenzfrequenz. Die Abtastrate wurde dementsprechend als Teiler von 0.2 gewählt, um die Pfadverzögerungen gut auflösen zu können. Diese Spektren sind ohne überlagertes Rauschen gemessen, was durch  $N0dB = 200$  erfüllt wurde. Die Skalierung an den gemessenen Spektren wurde mit dem unter 4.1.3 eingeführten Dimensionierungsfaktor wieder auf reale Werte umgerechnet.

Aus den Ergebnissen lässt sich direkt der Zusammenhang zwischen Verzögerungsdauer und Frequenzbandbreite ablesen. So ergeben sich bei kurzen Pfadverzögerungen für 'RA' geringere Schwankungen der Amplitude. Bei 'HT' im Gegensatz entstehen durch die weit gespreizten Impulse der Pfadverzögerungen, starke und zudem unterschiedliche Änderungen der Amplitude. Dieses unterschiedliche Verhalten der Frequenzgänge lassen sich mit den Angaben für  $B_{\tau'\tau'}^{(2)}$  aus Tabelle 4.4 und der Formel 4.4 erläutern. Aus genannter Formel lässt sich ableiten, dass ein Signal mit einer Bandbreite deutlich geringer als  $1/B_{\tau'\tau'}^{(2)}$ , als nicht frequenzselektiv betrachtet werden kann. Die Werte  $1/B_{\tau'\tau'}^{(2)}$  ergeben sich für 'RA' zu  $10MHz$ , für 'TU' zu  $909.091kHz$ , für 'BU' zu  $416.67kHz$  und für 'HT' zu  $200kHz$ . Diese Werte sollen nun auf die abgebildeten Frequenzgänge bezogen werden. Es resultiert, dass die Signalbandbreite mindestens um Faktor 10 geringer sein muss, damit die Signale als nicht frequenzselektiv angesehen werden können. Hieraus ergibt sich für 'HT' beispielsweise eine minimale Symboldauer von  $50\mu s$ . Dieses ist in etwa Deckungsgleich mit den Berechnungen in Abschnitt 4.1.2.

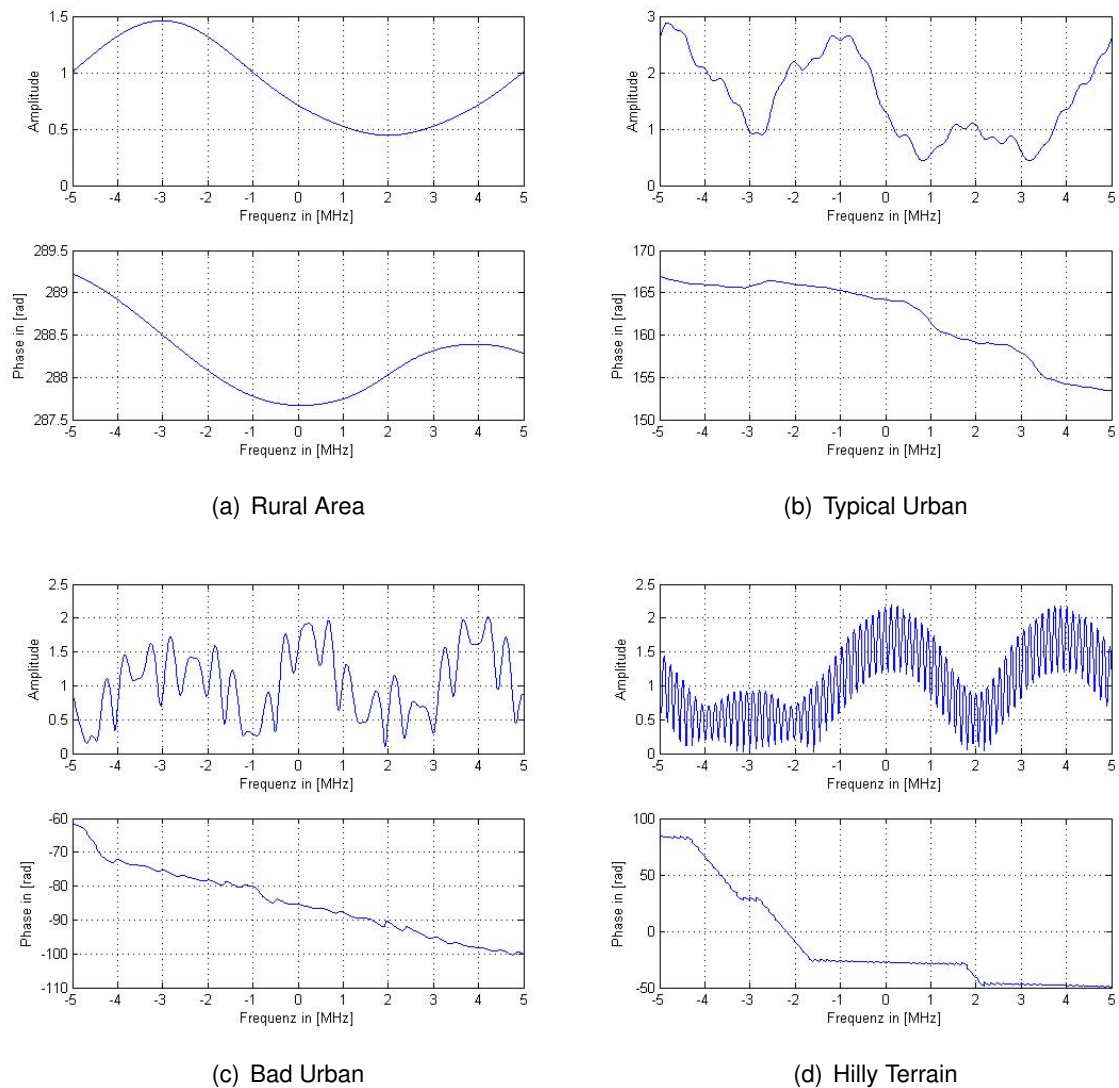


Abbildung 4.8: Exemplarisch gemessene Frequenzgänge

Nachdem das Verhalten im Frequenzbereich verifiziert ist, soll die Variation im Zeitbereich überprüft werden. In Abbildung 4.9(b) ist repräsentativ die Sprungantwort für die Umgebung 'TU' aufgenommen, da das Verhalten im Zeitbereich sehr ähnlich ist. Lediglich bei der Umgebung 'RA' ist aufgrund der geringeren Anzahl der Mehrwegekomponenten (4 anstatt bei den anderen 6 Pfaden) eine etwas trägere Variation der Phase zu beobachten. Zur Charakterisierung der Zeitvarianz, werden die Werte  $B_{\mu'\mu'}^{(2)}$  aus Tabelle 4.3 und die Formel 4.5 benötigt. Ausgegangen von der maximalen Dopplerverbreiterung  $B_{\mu'\mu'}^{(2)} = f_{max} / \sqrt{2}$  ist zu prüfen ob die Varianz im Zeitbereich sich dementsprechend verhält. Demnach muss die Signalfrequenz deutlich größer als  $65\text{ Hz}$  sein, beziehungsweise die Symboldauer deutlich geringer

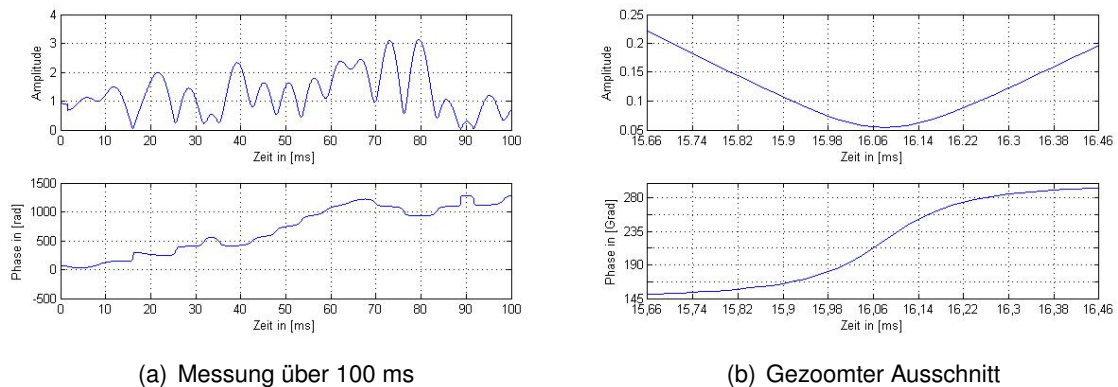


Abbildung 4.9: Exemplarisch gemessene Amplituden und Phasenschwankungen entlang der Zeitachse

als  $15\text{ ms}$  betragen. Laut Formel 4.1 muss die Symboldauer geringer als  $2\text{ ms}$  sein. Diese Angaben decken sich mit dem Simulationsergebnis.

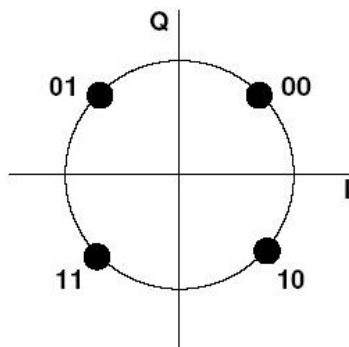
### 4.3 Sender und Empfänger

Die Verfahren der Signalverarbeitung von Sender und Empfänger sind stark ineinander verschachtelt. Die kommenden Abschnitte beinhalten aus diesem Grunde, soweit gegeben, zu dem senderseitigem Prozess gleichzeitig die Umkehrung auf der Empfängerseite.

#### 4.3.1 Mapping, QPSK

Als Modulationsalphabet wurde die QPSK (Quarternary Phase Shift Keying) gewählt. Diese bietet den Vorteil die Informationen lediglich in der Phase zu tragen. Aus diesem Grund ist beim Empfänger nur die Phase zu entzerren. Die QPSK wird mit Gray-Codierung realisiert (siehe Abbildung 4.3.1). Hierdurch wird ein zusätzlicher Gewinn erzielt, da die Informationsdifferenz zwischen zwei benachbarten Quadranten jeweils nur ein Bit beträgt. Aufgrund der sich stetig ändernden Phase des Empfangssignals ist es am wahrscheinlichsten, dass eine Fehlentscheidung in den benachbarten Quadranten fällt.

Es handelt sich um einen relativ simplen Prozess, da lediglich dem je 2 Bits dem laut Definition festgelegten komplexen Symbol (Tabelle 4.3.1) zugeordnet wird. Diese Operation ist in einer S-Funktion in Matrixform (Sender: A.4, Empfänger: A.5) implementiert worden und kann je nach Bedarf auf  $n_{sig}$  Komplexe Symbole erweitert werden. Das Ausgangssignal, in Form von Real und Imaginärteil, wird anschließend zu einem komplexen Signal vereint.



Eingang	Ausgang
'00'	$1+j$
'01'	$-1+j$
'11'	$-1-j$
'10'	$1-j$

Tabelle 4.5: QPSK Signalraumzuordnung

Abbildung 4.10: QPSK

Parameter der Blöcke *QPSK modulator bank* und *QPSK demodulator bank*:

Globale Parameter:

- $n_{sig}$
- $T_{bit}$

Lokale Parameter:

- $n_{symb} = n_{sig}$
- $sampletime = n_{sig} * T_{bit} * 2$

### 4.3.2 OFDM Signalverarbeitung

Alle Prozesse des OFDM-Grundprinzips, mit Ausnahme der Kanalverzerrung, sind in diesem Block zusammengefasst. Hierzu gehören die Subträgerbelegung und Überabtastung, die FFT/IFFT und das Hinzufügen bzw. Entfernen der zyklischen Erweiterungen. Eingang dieses Blocks sind die von der QPSK-Modulatorbank erzeugten komplexen Symbole. Die Ausgangsfolge entspricht bereits dem seriell gewandelten OFDM-Symbol. Im Empfänger verlaufen diese Prozesse in entgegengesetzter Reihenfolge. In den Abbildungen B.4 und B.5 ist das Blockschaltbild in der Simulation zu sehen.

Die Eingangssymbole werden im Block *subcarrier allocation* auf die Unterträger zugeordnet. Als Übergabeparameter sind die Signalweite  $n_{sig}$  und der Unterträgerbelegungsvektor  $sub\_sel$  nötig. Die Länge des Vektors  $sub\_sel$  muss einer Potenz zu 2 entsprechen, da er die Signalweite des Ausgangs und somit des Eingangs der FFT bestimmt. Nullen stehen für unbelegte Träger und ganze Zahlen von 1 bis  $n_{sig}$  für die Belegung mit dem korrespondierenden komplexen Eingangssymbol. Dieser Block ermöglicht die IFFT mit einer beliebigen Anzahl an Symbolen, an definierter Stelle, zu belegen. Es ist vorteilhaft die

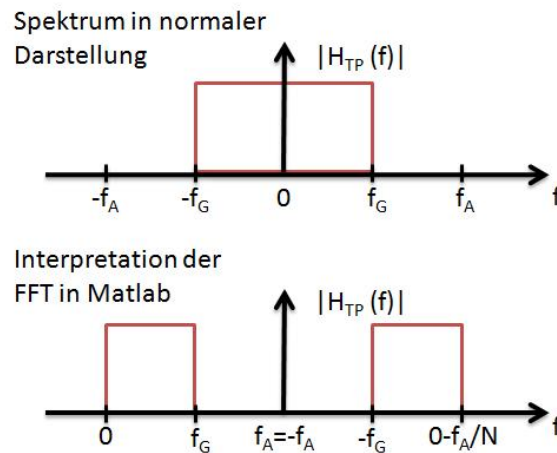


Abbildung 4.11: Eingangsbelegung der FFT in Simulink

oberen Frequenzanteile der IFFT unbelegt zu lassen, um die Spiegelspektren voneinander abzurücken.

Anschließend soll die IFFT vollzogen werden, wobei auf die Definition von Matlab zu achten ist. In Abbildung 4.11 ist diese Definition grafisch dargestellt. Demzufolge beginnt die Darstellung im Spektralbereich nicht mit der negativsten Frequenz, sondern mit Null. Im eigentlichen Nullpunkt liegt in Folge dessen die Abtastfrequenz, welche mit  $1/T_s$  gegeben ist. Da diese Darstellung nicht der Realität entspricht und für Verwirrung des Anwenders führen kann, wird eine Neuordnung des Eingangsvektors der IFFT durchgeführt. Diese entspricht der in Matlab vertretenen Funktion *fftshift*. Nach der Korrektur der Darstellung wird die IFFT durchgeführt. Diese ist mit dem Block *Matlab function* implementiert. Der Vorteil gegenüber des *IFFT* Blocks aus der Signal Processing Blockset ist, dass keinerlei Dimensionsanpassungen durchgeführt werden. Die Eigenschaften der im Modell umgesetzten IFFT sind somit die gleichen wie die aus dem Matlab Workspace. Dieser Aspekt ist im späteren Verlauf bei der Erstellung der Präambeln von Bedeutung.

Für die zyklischen Erweiterungen, das Guardintervall und das Cos-Roll-Off-Zeitfenster, ist festgelegt, dass sie keine Auswirkung auf die Symboldauer haben. Es ist vielmehr so realisiert, dass die Umsetzungszeit des Seriell-Parallel-Wandlers fest der Symboldauer entspricht. Währenddessen wird das parallele Eingangssymbol um die Größe der zyklischen Erweiterungen in Samples ergänzt. Diese Vorgehensweise ist in Abbildung 4.12 anhand des hinzufügen des Guardintervalls verdeutlicht. Man beachte den Einfluss des Guardintervalls auf die Ausgangsrate des S/P-Wandlers  $1/T_{P/S}$ . Da sowohl die Anzahl der Samples des Guardintervalls als auch der Zeitfenster Funktion die Abtastfrequenz  $1/T_{P/S}$  des resultierenden Ausgangssignal beeinflussen ist es ratsam, die Anzahl der benötigten Samples für die gesamte zyklische Erweiterung zu bestimmen. Diese kann danach auf die beiden separaten Prozes-

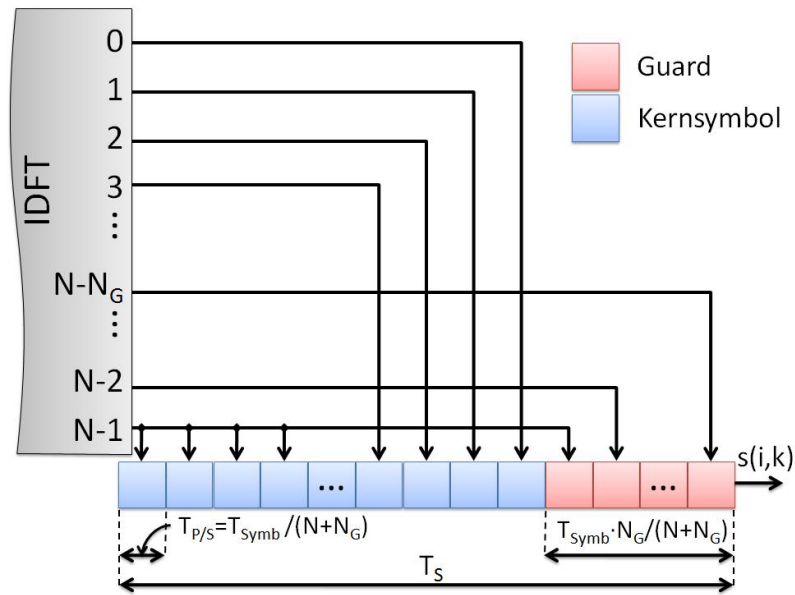


Abbildung 4.12: Einfügen des Guard-Intervalls

se aufgeteilt werden. Nachdem die Dauer der zyklischen Erweiterungen mit den Formeln 3.14 und 3.9 ermittelt sind, werden die Variablen  $T_{ZE}$ , für die Gesamtdauer der zyklischen Erweiterungen, und  $N_{ZE}$ , für die Anzahl der Samples, eingeführt. Für die Bestimmung der gesamten Anzahl zu erweiternder Samples, kann folgende Formel verwendet werden.

$$\left( \frac{T_{ZE}}{T_{Symb}} \right) \leq \frac{N_{ZE}}{N_{FFT} + N_{ZE}} \quad \rightarrow \quad N_{ZE} \geq \frac{N_{FFT} \cdot T_{ZE} / T_{Symb}}{1 - T_{ZE} / T_{Symb}} \quad (4.8)$$

Die Anzahl der Samples für das Guardintervall berechnet sich zu:

$$N_G \geq \frac{T_G / T_{Symb}}{T_{ZE}} \cdot N_{ZE} \quad (4.9)$$

Für das Zeitfenster ergibt sich:

$$N_C \geq \frac{T_C / T_{Symb}}{T_{ZE}} \cdot N_{ZE} = \frac{r_C}{T_{ZE}} \cdot N_{ZE} \quad (4.10)$$

Diese Werte sind vom Anwender zu errechnen und in die 'Modell Parameters'-Maske einzutragen. Da sie sich je nach Konfiguration ändern, gibt der Block die aktuelle Dauer des Guardintervalls und den Roll-Off-Faktor zur Kontrolle aus. Die Cos-Roll-Off-Flanke wird zu

Symbolbeginn und -ende mit  $N_C$  Abtastwerten approximiert hinzugefügt. Dazu müssen die Faktoren welche diese Flanke repräsentieren wie folgt errechnet werden:

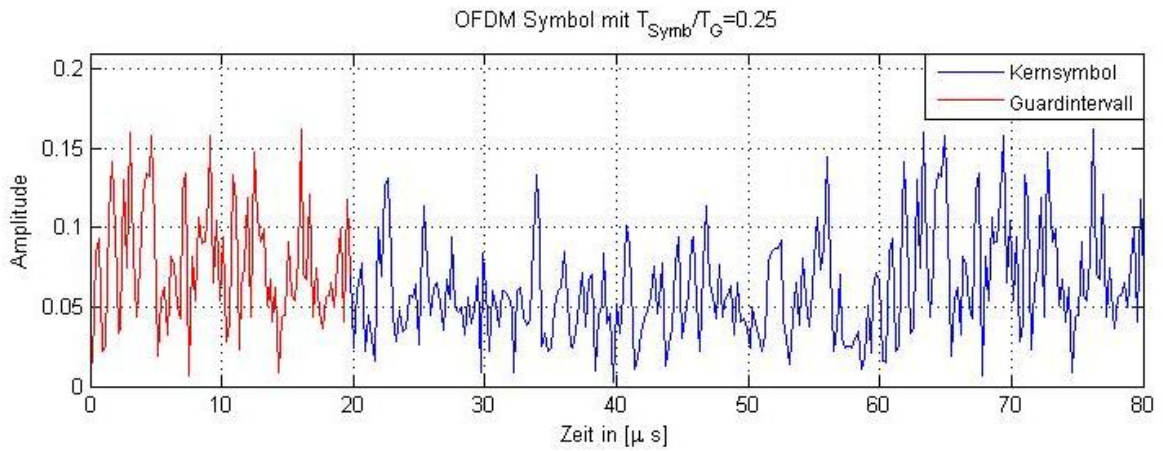
$$s_{\cos}(i, k) = \begin{cases} s(i, k) \cdot \frac{1}{2} \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi \cdot k}{N_C - 1} \right) \right] & , \text{falls } k < N_C \\ s(i, k) & , \text{falls } N_C < k \leq N + N_G \\ s(i, k) \cdot \frac{1}{2} \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi \cdot [N_C - (N + N_G - k)]}{N_C - 1} \right) \right] & , \text{falls } k > N + N_G \end{cases} \quad (4.11)$$

Dieser Mechanismus wird mit steigender Anzahl der Abtastwerte zur Approximation der Cos-Roll-Off-Flanken und anwachsendem Verhältnis zwischen Symboldauer und Flankendauer wirkungsvoller.

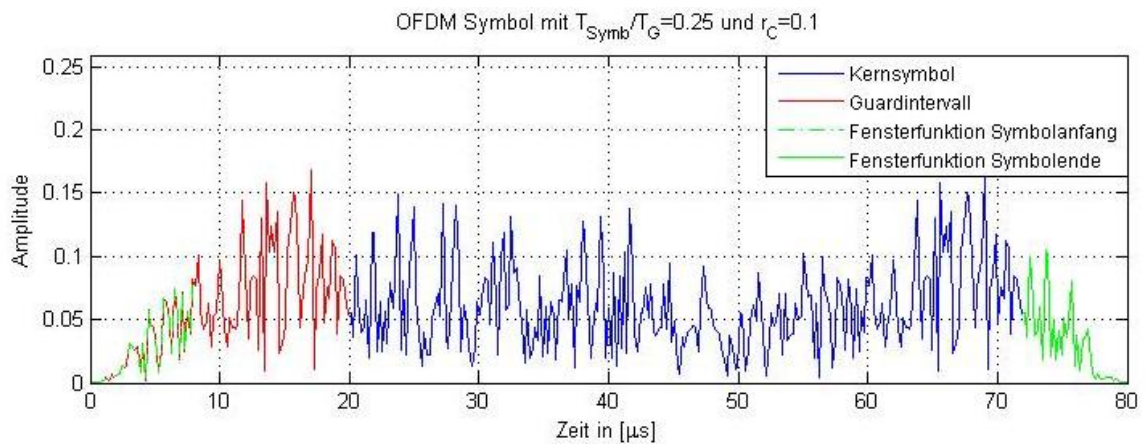
Um die Funktion der erstellten Blöcke nachzuweisen, soll das Ausgangssignal dieses Blocks sowohl im Zeitbereich, als auch im Frequenzbereich, analysiert werden. In Abbildung 4.13(a) ist ein OFDM Symbol der Dauer  $80\mu s$  mit einem Guardintervall der Dauer  $19.94\mu s$  visualisiert. Die Anzahl der Samples des Guardintervalls beträgt in dieser Konstellation  $n_{guard} = 85$ . In Abbildung 4.13(b) ist zusätzlich ein Roll-Off von 0.1 für das Zeitfenster gewählt. Die Samples der zyklischen Erweiterungen ergeben sich zu  $n_{guard} = 98$  und  $n_{cos} = 39$ .

Als nächstes soll die Funktion der Unterträgerbelegung nachgewiesen und ebenfalls visualisiert werden. In Abbildung 4.14 ist ein Spektrum dargestellt, dessen Unterträger laut dem Vektor  $sub\_sel = [zeros(1, 45), 1 : 40, zeros(1, 2), 41 : 80, zeros(1, 3), 81 : 120, zeros(1, 2), 121 : 160, zeros(1, 44)]$  belegt sind. Die beiden eingefügten Lücken und die Verbreiterung der Lücke bei  $0Hz$  sind deutlich zu erkennen. Die Spektren in Abbildung 4.15 sind, mit der in dieser Arbeit als Standard verwendeten Belegung, durch  $sub\_sel = [zeros(1, 48), 1 : 80, zeros(1, 1), 81 : 160, zeros(1, 47)]$  definiert.

Durch den variierbaren Roll-Off-Faktor der verwendeten Zeitfenster Funktion soll ein höherer Signal zu Störabstand ermöglicht werden. Um dies zu überprüfen werden Messungen für verschiedene Roll-Off-Faktoren durchgeführt. Für diese Messungen ist die Breite der FFT  $n_{FFT}$  zur besseren Auflösung auf 512 gesetzt. Das Ergebnis ist in Abbildung 4.15 zu sehen. Es sind für jedes gemessene Spektrum sowohl die errechneten Parameter  $N_G$  und  $N_C$ , als auch der Roll-Off-Faktor und die sich ergebende Bandbreiteneffizienz angegeben. Schon bei geringen Roll-Off-Faktoren ist ein deutlicher Gewinn an Signal zu Rausch Abstand erzielbar. Wie bereits erwähnt, sinkt mit steigendem Roll-Off-Faktor die Bandbreiteneffizienz. Da bereits bei geringen Werten sehr gute Ergebnisse erzielt werden, ist ein Roll-Off-Faktor um  $r_C = 0.01$  ein guter Kompromiss zwischen Bandbreiteneffizienz und Signal zu Rausch Abstand.



(a) OFDM-Symbol mit vorangestelltem Guardintervall



(b) OFDM-Symbol mit allen Zyklischen Erweiterungen

Abbildung 4.13: OFDM-Symbole am Ausgang des Blocks *OFDM processing*

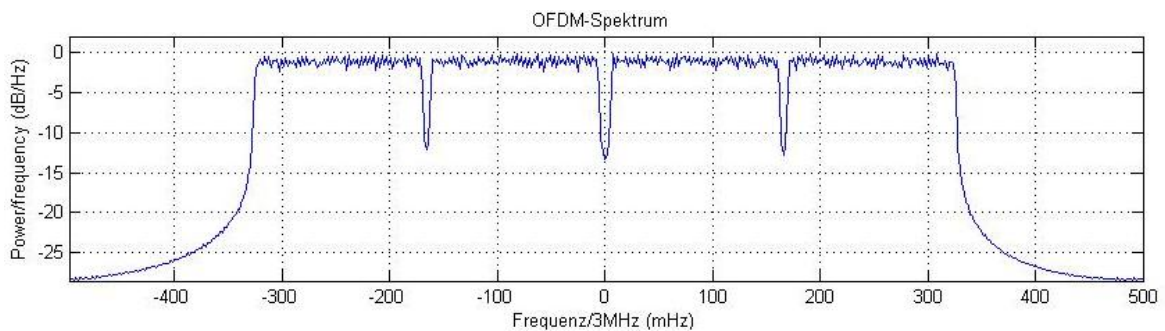


Abbildung 4.14: Modifizierte Belegung der Unterträger



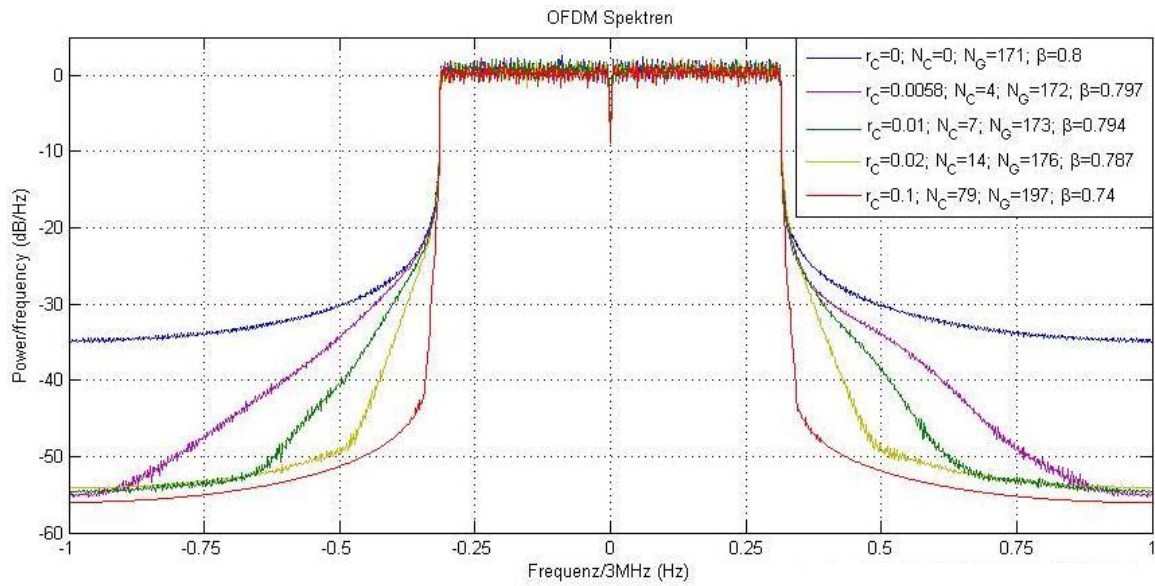


Abbildung 4.15: OFDM Spektren bei Variation der Roll Off Faktoren der Zeitfenster Funktion

### 4.3.3 Sende- und Empfangsfilter

Die Sende- und Empfangsfilter sind als RRC-Filter (Root-Raised-Cosine-Filter) umgesetzt. Die Konstellation dieser beiden RRC-Filter ist eine Umsetzung des Matched Filter Prinzips. Beide Filter gemeinsam (gefaltet) erfüllen die erste Nyquistbedingung. Diese Art Filter sorgt für ein maximales SNR.

Zur Umsetzung ist ein Baustein aus der Bibliothek mfs\_p verwendet worden. Dieser erzeugt die Koeffizienten für ein FIR-Filter durch Abtastung der Kanalimpulsantwort (siehe auch 4.16 und 4.17), welche definiert ist durch:

$$h_{RRC}(t) = \begin{cases} \frac{4r_C + \pi \cdot (1 - r_C)}{\pi} & , \text{falls } t = 0 \\ \frac{-2r_C \cdot [\cos(a) - a \cdot \sin(a) + b \cdot \cos(b)]}{\pi} & , \text{falls } t = \frac{1}{4r_C} \\ \frac{4r_C \cdot t \cdot \cos[\pi \cdot (1 + r_C) \cdot t] + \sin[\pi \cdot (1 - r_C) \cdot t]}{[1 - (4r_C \cdot t)^2] \cdot \pi \cdot t} & , \text{andernfalls} \end{cases} \quad (4.12)$$

$$\text{mit } a = \pi \cdot \frac{1 + r_C}{4 \cdot r_C} \quad \text{und} \quad b = \pi \cdot \frac{1 - r_C}{4 \cdot r_C}$$

Globale Parameter:

- $filt\_order$
- $T_s$
- $n\_sig$
- $CHsamp$
- $n\_fft$

Lokale Parameter:

- $r = 0.3$ , Roll-Off-Faktor
- $n = filt\_order$ , Filterordnung
- $F = n\_sig/n\_fft/CHsamp * 1.05$ , Auf  $T_{fss}$  bezogene Grenzfrequenz
- $T_{fss} = T_s/CHsamp$ , Abtastperiode
- $\rho$ , Sende- oder Empfangsfilter

#### 4.3.4 Abtastratenreduktion mit Polyphasenfilter

Ein Problem bei der Umsetzung dieses Simulationsmodells besteht in der Differenz der Abtastrate des Senderausgangs und der zu realisierenden Auflösung der Pfadverzögerungen des Kanalmodells. Die schlechtere Variante ist es die Abtastrate des Modells soweit zu erniedrigen, dass sich ein gemeinsamer Teiler zwischen Pfadverzögerungen und Ausgangsrate des Modulators annähernd einstellt, da sie das Modell sehr rechenineffizient gestaltet. Eine bessere Möglichkeit liegt in der Verwendung von Polyphasenfilterbänken.

Eine grobe Annäherung der Pfadverzögerungen wird mit Verzögerungsgliedern vollzogen. Die dann noch übrig bleibende Differenz beträgt weniger als die Dauer eines Abtasttaktes. Soll zum Beispiel eine Verzögerung von  $0.2s$  bei einer Abtastrate von  $0.08$  durchgeführt werden, so wird mit einer Verzögerung um 2 Taktschritte bereits eine Verzögerung von  $0.16s$  erreicht. Es bleibt die Differenz von  $0.04s$ . Die Idee besteht nun darin, für die zuvor angewandte Filterung (im Falle dieses Simulationsmodells, das Sendefilter), eine um exakt diese Differenz verschobene Impulsantwort zu verwenden.

Zur Generierung der verschobenen Impulsantworten werden zwei Routinen verwendet, eine zum Erzeugen der unverschobenen Impulsantwort (Anhang A.6) und eine weitere zum Verschieben eben dieser (Anhang A.7). Die so errechneten Impulsantworten werden als Koeffizienten auf FIR-Filter Blöcke gegeben. Das Polyphasenfilter findet sich aufgrund der Kombination mit den Pfadverzögerungen im Kanalmodell wieder (siehe Abbildung B.3). Die Koeffizienten der FIR-Filter werden in der Maske des Blocks *COST 207 + polyphase filter*

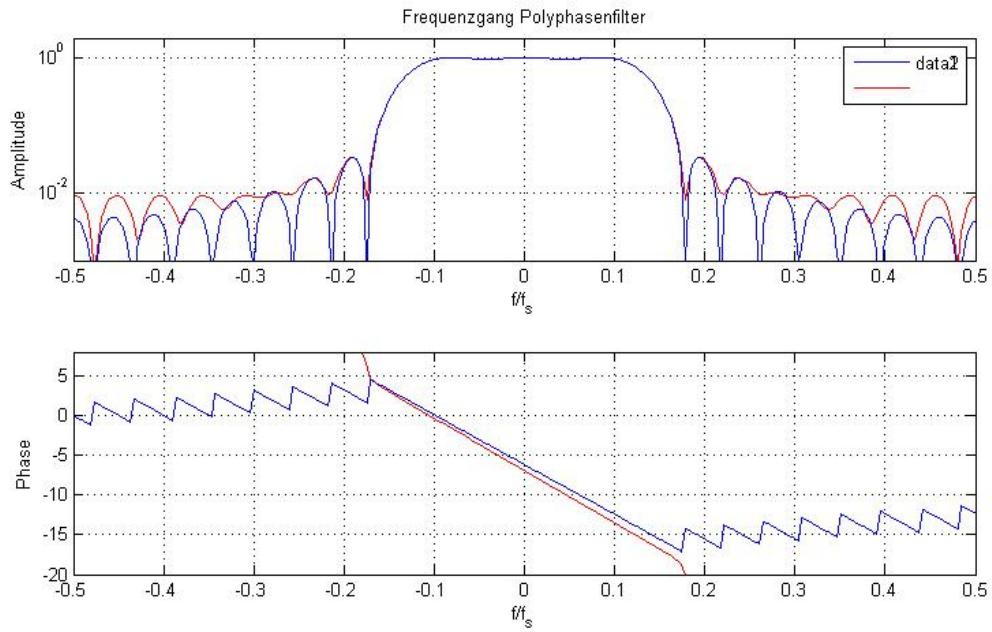


Abbildung 4.16: Additive Phasenverschiebung im Frequenzbereich

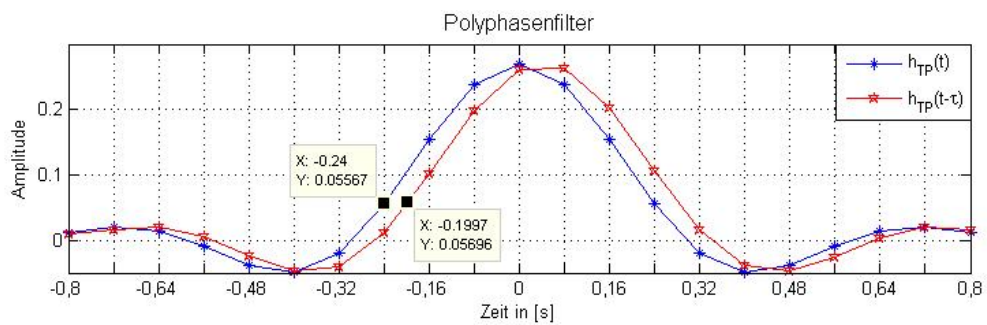


Abbildung 4.17: Verschiebung der Impulsantwort

bank errechnet.

Zur Visualisierung dieses Verfahrens soll oben genanntes Beispiel noch einmal aufgenommen werden. So sei eine Verzögerung von  $0.2s$  bei einer Abtastrate von  $0.08s$  zu realisieren. Es sei ein Filter der Ordnung  $n = 20$ , eine Symboldauer die dem vierfachen der Abtastrate entspricht und ein Roll-Off-Faktor von  $rcos = 0.3$  definiert. So ergibt sich, durch Aufrufen der Routine A.6 mit diesen Parametern, die in Abbildung 4.17 blau dargestellte Impulsantwort. Diese wird an die Funktion A.7 übergeben, wobei der erste Schritt aus der Transformation der Impulsantwort in den Frequenzbereich besteht. In Abbildung 4.16 ist der sich ergebende Frequenzgang, ebenfalls blau, illustriert. Der nächste Schritt besteht darin, dem Frequenzgang multiplikativ eine Phase hinzuzufügen. Die Funktion wird dazu mit  $e^{j2\pi f\tau/n}$  multipliziert, wobei die Frequenz  $f$  durch einen Vektor von 0 bis zur Filterordnung  $n$  ausgedrückt wird und  $\tau$  der umzusetzenden Verzögerung von  $0.04$  entspricht.

Der neu entstandene Frequenzgang ist in 4.16 rot dargestellt. Der Amplitudengang entspricht im Durchlassbereich exakt dem original, Abweichungen kommen lediglich im Sperrbereich vor. Diese können aufgrund der bereits hohen Dämpfung vernachlässigt werden. Die Rücktransformation dieses phasengedrehten Frequenzgangs führt laut den Gesetzen der Fourier-Transformation zu der gewünschten Zeitverzögerung. Diese lässt sich aus Abbildung 4.17 anhand der eingesetzten Marker ablesen. Es ergibt sich, wie in diesem Beispiel erwünscht, eine Verzögerung von  $0.04s$ . Diese addiert mit der bereits durch Verzögerungsglieder umgesetzten Verzögerung, führt zu der Gesamtverzögerung von  $0.2s$ .

### 4.3.5 Synchronisation

Neu errungene Erkenntnisse im Verlaufe dieser Arbeit haben die Möglichkeit einer simpleren Lösung zur Synchronisation durchblicken lassen. Diese konnten jedoch nicht mehr verfolgt werden. An dieser Stelle soll die im Modell umgesetzte Variante aufgezeigt werden. Eine Bewertung findet im Ausblick im Kapitel 7 statt.

Zur Synchronisation werden drei Präambeln genutzt, welche gleichzeitig zur Kanalschätzung (Abschnitt 4.3.6) dienen sollen. Die Synchronisation wurde im Modell in drei separaten Blöcken durchgeführt. Einer dient zur Rahmensynchronisation, einer zur Synchronisation des Symbolabtasttaktes und ein weiterer zum zählen der Symbole. Diese drei Blöcke werden in den kommenden Abschnitten erläutert. Es soll mit der Rahmensynchronisation begonnen werden, gefolgt von der Symboltaktsynchronisation. In Verbindung mit der Synchronisation des Symboltaktes wird fernerhin auf die Notwendigkeit von Symbolen mit geringer Autokorrelation hingewiesen. Das hergeleitete Verfahren zur Definition solcher Symbole, erzeugt die verwendeten Präambeln. Abschließend werden Information zum Symbolzähler gegeben.

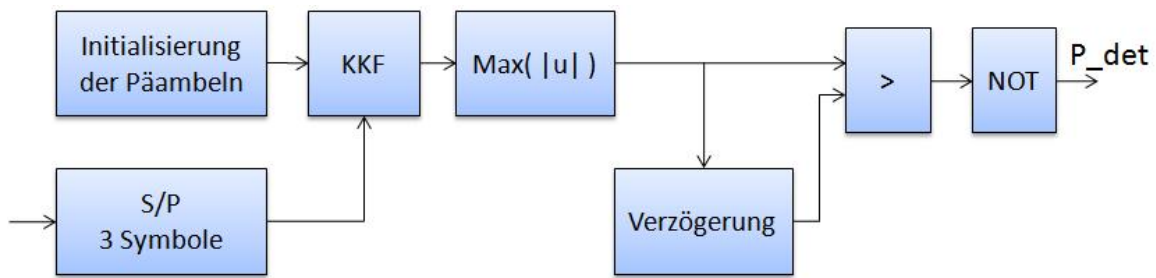


Abbildung 4.18: Blockschaltbild Präambeldetektion

### Rahmensynchronisation

Dieser Prozess soll keine exakte Synchronisation liefern, sondern vielmehr das Empfangen der Präambeln signalisieren. Im Empfänger wird eine Kreuzkorrelation der bekannten Präambeln (siehe Abbildung 4.18) mit dem Empfangssignal durchgeführt. Der Maximalwert des Korrelationsergebnisses mit einer um ein Viertel der Symboldauer verzögerten Kopie derselben verglichen. Um Fehlinterpretationen zu Beginn der Synchronisation zu verhindern wird der nicht verzögerte Maximalwert mit einem Summanden, bestehend aus der Division des Effektivwert des Eingangssignals durch den Maximalwert der Verzögerung, gewichtet (siehe Abbildung 4.19). So ist auch bei stark Unterschiedlichen Korrelationsergebnissen, bedingt durch den Mobilfunkkanal, ein klares Ergebnis der Vergleichsoperation gewährleistet. Sobald der verzögerte Maximalwert größer wird als das Original, ist davon auszugehen, dass die 3 Präambeln im Empfänger vorliegen. Die Negation des Vergleichsergebnisses liefert am Ausgang des Blocks eine positive Eingangsbestätigung der Präambeln. Eine exakte Synchronisation, welche für die korrekte Eingangsfolge der FFT sorgt, ist mit der Rahmensynchronisation noch nicht gegeben. Aus diesem Grunde folgt die Symboltaktsynchronisation. In Abbildung B.6 ist das Simulationsblockschaltbild angegeben. Dieser Block ist parametrisiert, ein Eingriff durch den Anwender ist nicht vorgesehen.

Globale Parameter:

- $n_{fft}$
- $n_{guard}$
- $n_{cos}$
- $n_{sig}$
- $T_s$
- $sub_{sel}$
- $preamble$

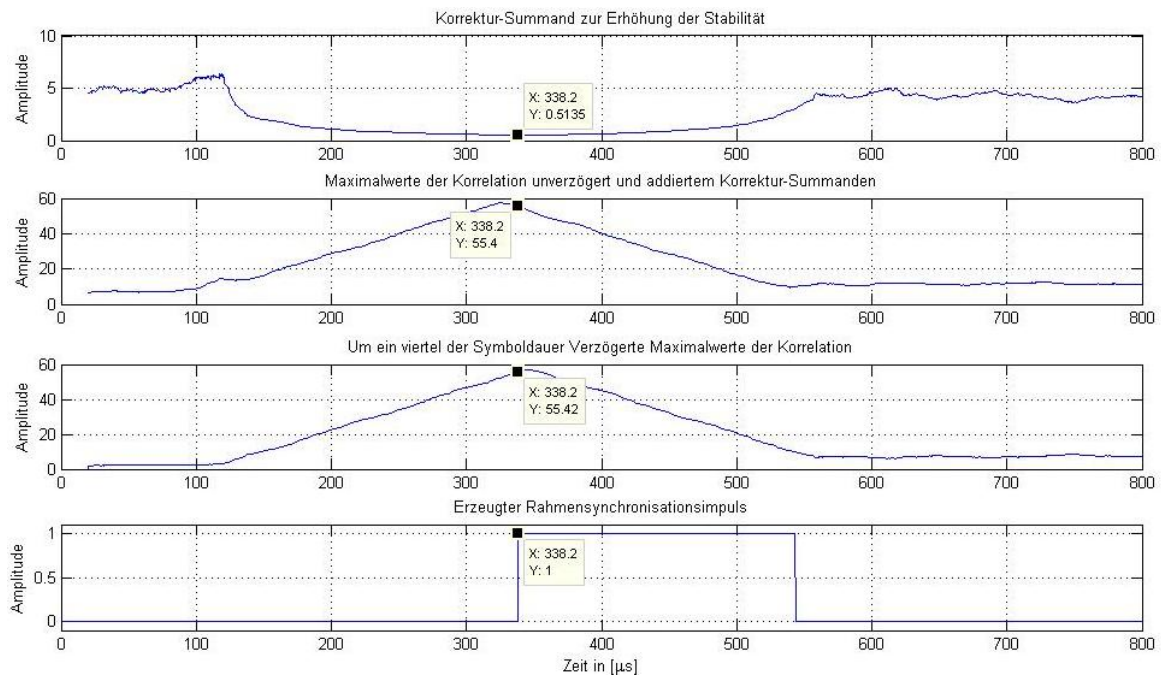


Abbildung 4.19: Erzeugung des Impulses zur Rahmensynchronisation

### Symboltaktsynchronisation

Zur Synchronisation des Symboltakts kann das Wissen über die zyklische Erweiterung, wie bereits in Abbildung 3.14 visualisiert, angewandt werden. So sei das Empfangssignal mit einem willkürlichem Startpunkt im Raster der Abtastrate  $T_s$  abgetastet. Auf diese abgetastete Eingangssfolge wird eine Kreuzkorrelation über die Dauer des Guardintervalls, mit einer um die FFT-Länge verzögerten Kopie derselben durchgeführt (siehe Abbildung 4.20). Sobald nun das Guardintervall mit seiner Entsprechung im Kernsignal übereinanderliegt, kommt es zu einem Korrelationsmaximum. Dieser entstandene Datenstrom mit Korrelationsspitzen

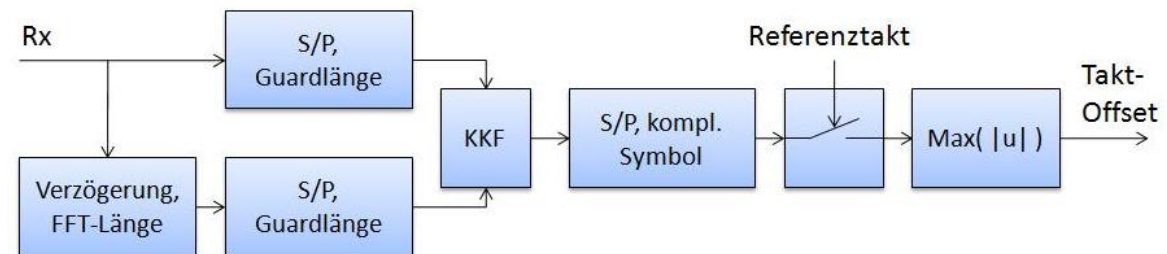


Abbildung 4.20: Blockschaftbild auffinden der Symbolgrenzen

wird auf einen S/P-Wandler geführt und mit einem vordefinierten Takt, der Symboldauer entsprechenden Periode  $((n_{fft} + n_{guard} + n_{cos})/Ts)$ , abgetastet. Die Bestimmung der Position des Maximalwertes in diesem parallelen Datenwort, ergibt die Verzögerung für den zur S/P-Wandlung verwendeten Symboltakt. Für die Beschreibung der Prozesse sollen die in Abbildung 4.21 dargestellten Signale als Unterstützung dienen.

Da aufgrund der Verzerrungen durch den Kanal Ungenauigkeiten bei der Ermittlung dieser Verzögerung auftreten können, wird eine Mittelwertbildung über die drei verwendeten Präambeln durchgeführt. Die Tatsache, dass es sich um 3 Präambeln handelt, kann effizient genutzt werden. Die Idee hierzu liegt darin, die beiden Symbole mit dem ähnlichstem Ergebnis aufzufinden. Anschließend wird geprüft ob das Resultat der übrigen Präambel eine maximale Abweichung nicht überschreitet. Zum Schluss wird, je nach Auswertung der angegebenen Bedingungen, der Mittelwert über zwei oder drei Resultate gebildet. In Abbildung B.9 ist die Umsetzung dieser Mittelwertbildung im Simulationsmodell visualisiert.

Nach dieser Mittelwertbildung steht ein zuverlässiges Ergebnis zur Verfügung. Der durch die Präambeldetektion erzeugte Trigger wird an dieser Stelle genutzt um den Synchronisationsvorgang abzuschließen und somit das gemittelte Korrelationsergebnis abzutasten (vergleiche B). Aufgrund des hinzugefügten Zeitfensters entsteht ein Offset von  $n_{cos}/2$  bei der Berechnung der Verzögerung. Diese Abweichung wird additiv hinzugefügt und das Ergebnis mittels eines Variablen Verzögerungsglied auf den Symboltakt übertragen.

Da das Ergebnis des Präambel-Detektors leicht schwanken kann und der Abtasttakt aufgrund des zufälligen Eintretens des Empfangssignals im Empfänger sich ungünstig überschneiden können, kann es zu einer unzulässigen Synchronisationsverzögerung von einer Symboldauer kommen. Dies ist besonders für die Kanalschätzung ein großes Problem, da die Position der Präambeln bekannt sein muss. Um dieses Problem zu umgehen, wird der gleiche Synchronisationsprozess ein zweites Mal ausgeführt. In diesem Falle wird allerdings auf einen um die halbe Symboldauer verzögerten Takt synchronisiert. Einer der beiden Takte fällt somit immer in den zulässigen Bereich. Die Auswahl wird mit einem durch S&H-Gliedern realisierten Flip-Flop, welches auf die erste der beiden Taktflanken nach Eintritt der Präambeldetektion reagiert. Um die Kanalschätzung bereits für das erste Symbol vorliegen zu haben, wird der erzeugte Takt um drei Taktschritte voreilend erzeugt. Dieses lässt sich einfach mit einer Subtraktion um drei, der errechneten Taktverzögerung des Variablen Verzögerungsgliedes, gewährleisten.

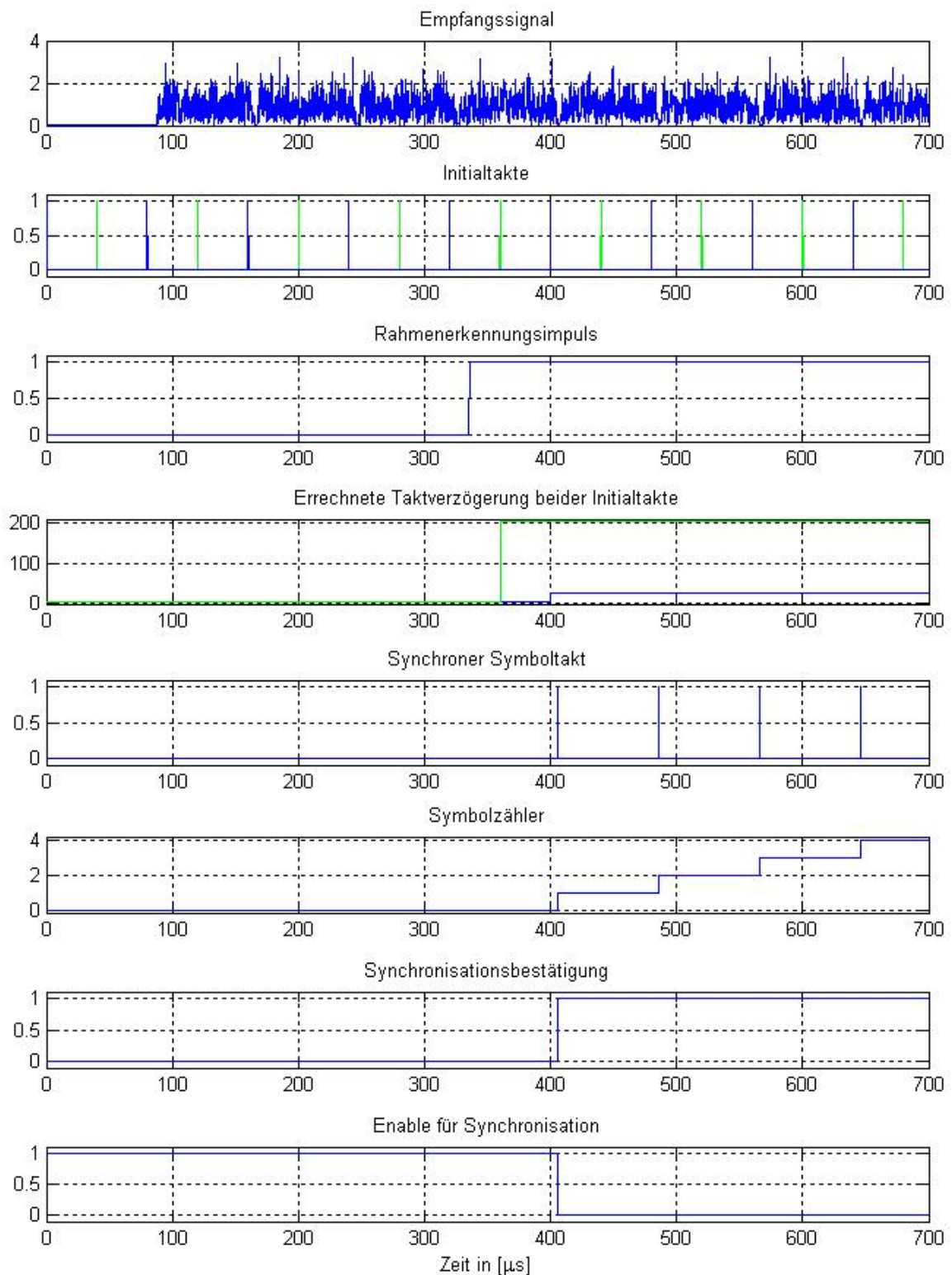


Abbildung 4.21: Übersicht der zur Synchronisation verwendeten Signale



Um ein Zuverlässiges Korrelationsergebnis mit dem Guardintervall zu bekommen, sollte die Beschaffenheit des Signals überprüft werden. Es gibt durchaus Symbole, die bessere Korrelationseigenschaften aufweisen als andere. Ziel ist es Symbole mit hohem Kreuzkorrelationsergebnis zwischen Guardintervall und Kernsymbol, bei möglichst geringer Autokorrelation, zu finden. Zur Beschreibung dieser Eigenschaften soll der Korrelationskoeffizient herangezogen werden:

$$r_{XY} = \frac{\text{cov}(X, Y)}{\sqrt{\text{var}(X)} \cdot \sqrt{\text{var}(Y)}} \quad (4.13)$$

Diese Formel findet sich in der Funktion *corrcoef()* von Matlab wieder. Der Korrelationskoeffizient ist ein Maß für den linearen Zusammenhang zweier Merkmale. Sein Wertebereich geht von  $-1$  bis  $+1$ , wobei  $r_{XY} = 0$  darauf hinweist, dass kein Zusammenhang zwischen beiden Variablen existiert.  $r_{XY} = -1$  weist auf einen perfekten negativen und  $r_{XY} = +1$  auf einen perfekten positiven Zusammenhang hin. In Abbildung 4.22 sind für zwei Symbole Kreuzkorrelationen mit dem zugehörigen Guardintervall durchgeführt worden. Die OFDM Parameter wurden hierzu mit  $n\_fft = 256$ ,  $n\_sig = 160$ ,  $n\_guard = 89$  und  $n\_cos = 0$  gewählt. Augenscheinlich hat zur oberen Kreuzkorrelation zugehöriges Symbol wesentlich schwächere Korrelationsspitzen in Bezug auf den Effektivwert als das untere. Dieses schlägt sich im Beispiel ebenfalls deutlich in den Korrelationskoeffizienten (siehe Abbildung 4.22) nieder.

Um Symbole mit möglichst günstigen Korrelationseigenschaften zu erzeugen wurde eine empirische Lösungsfindung umgesetzt. So werden in der Initialisierungsdatei mit den gewählten OFDM-Parametern aus 300 zufällig erzeugten Präambeln die drei gewählt, welche die maximalen Korrelationskoeffizienten aufweisen. Die entsprechende Routine ist im Anhang A.8 wiederzufinden. Es werden alle im Modell vollzogenen Prozesse durchgeführt, um aus den Präambeln ein OFDM-Symbol im Zeitbereich zu gewinnen. Aus diesen wird dann der Korrelationskoeffizient errechnet. Die drei Symbole mit maximalem Korrelationskoeffizienten werden schließlich als Präambeln gespeichert.

Globale Parameter:

- $n\_fft$
- $n\_guard$
- $n\_cos$
- $T_s$

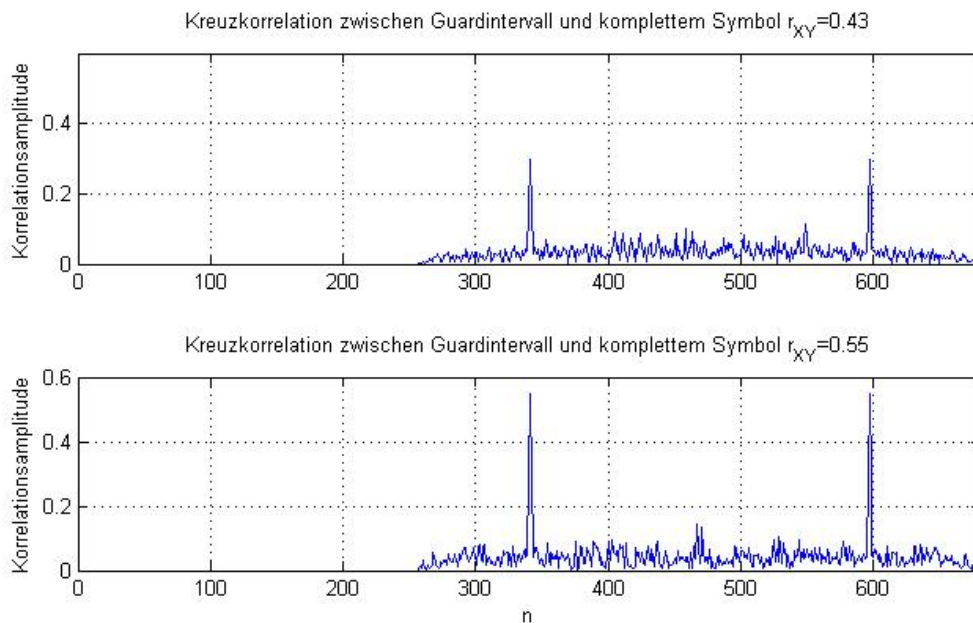


Abbildung 4.22: Kreuzkorrelation zwischen Guardintervall und Gesamtsymbol mit Symbolen unterschiedlicher Korrelationskoeffizienten

### Symbolzähler

Der Symbolzähler ist als Integrator über den Synchronisierten Takt realisiert, was bedeutet das er bei jedem Taktimpuls die Ausgangsamplitude um 1 erhöht. Der Symbolzähler hat trotz der Simplizität eine signifikante Funktion in der Synchronisation, da er zusätzlich zu der Anzahl empfangener Symbole zwei Enable Signale erzeugt. Zum Einen signalisiert er, dass die Synchronisation noch nicht erfolgt ist, solange der Zähler gleich Null ist. Dieser Impuls wird zum Abschalten der Synchronisationsprozesse verwendet, um das Modell recheneffizienter zu gestalten. Zum Anderen wird ein Impuls zur Bestätigung der Synchronisation erzeugt, welcher gesetzt wird sobald der erste synchrone Taktimpuls gezählt ist. Dieser wird im weiteren Verlauf genutzt, um die Nachführung der Kanalschätzung zu aktivieren.

Globale Parameter:

- $T_s$

### 4.3.6 Kanalschätzung

Der erste synchronisierte Taktimpuls soll zur Abtastung der 3 Präambeln genutzt werden, welche ebenfalls zur Synchronisation dienen. Da diese in der Vergangenheit liegen ist es nötig diese bereits vor der Abtastung zu puffern. Die 3 Symbole werden deswegen aus dem Eingangsdatenstrom, mit drei Zwischenspeichern gewonnen (siehe Abbildung 4.23). Der erste beinhaltet ein Symbol welches um drei, der zweite um zwei und der dritte um eine Symbolperiode verzögert ist. Diese Verzögerungszeiten sind wiederum um die negative Phasenverschiebung des Taktes, drei Taktschritte, zu korrigieren. Dieser Aufwand wird betrieben um bereits für das erste Empfangssymbol eine gültige Kanalschätzung zur Verfügung zu stellen. Das fortlaufende Einlesen in die Zwischenspeicher ist mit Beginn der Synchronisation zu starten und kann nach der Abtastung der Präambeln wieder deaktiviert werden. Da die Präambeln im Empfänger vor der OFDM-Signalverarbeitung eingefügt werden und zur Frequenzgangentzerrung diese Darstellung benötigt wird, muss die OFDM-Signalverarbeitung wieder umgekehrt werden. Mit den zurückgewonnenen komplexen Symbolen wird anschließend eine Differenzbildung mit den Korrespondierenden Symbolen aus der Präambel durchgeführt. Somit liegen für jeden Unterträger drei Kanalschätzungen vor, deren Mittelwertbildung zur rauschreduzierten Kanalschätzung führt.

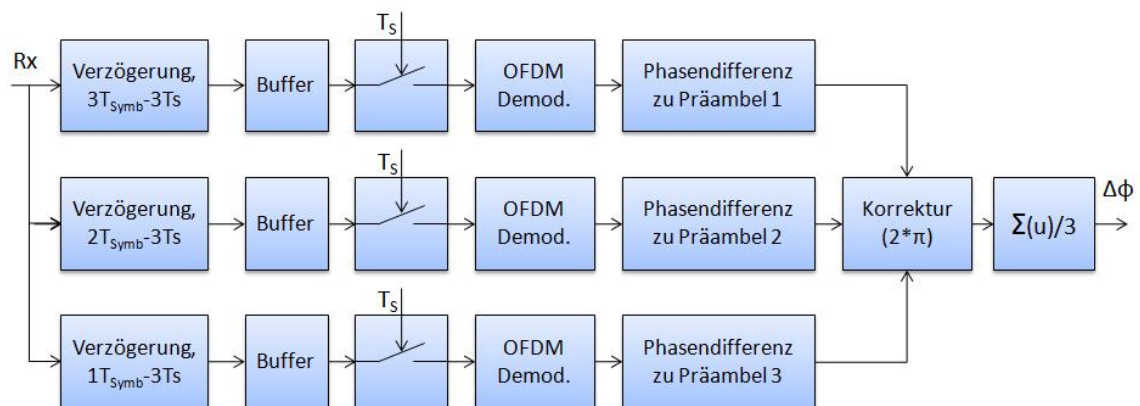


Abbildung 4.23: Blockschaltbild der Kanalschätzung

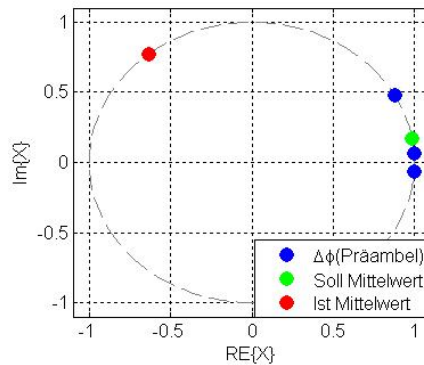


Abbildung 4.24: Problem der Mittelwertbildung über Phasendifferenzen

Vorher sei das Augenmerk hingegen auf die Darstellung der Phasendifferenzen gerichtet. Für die Phase gilt ein Wertebereich von  $0 \dots 2\pi$ . Das sich hieraus entstehende Problem soll an einem Beispiel erläutert werden. So seien die zu mittelnden Phasendifferenzen gegeben zu  $\Delta\phi_1 = 0.16 \cdot \pi$ ,  $\Delta\phi_2 = 0.02 \cdot \pi$  und  $\Delta\phi_3 = 1.98 \cdot \pi$ . Diese sind als blaue Punkte in Abbildung 4.24 in der komplexen Ebene eingetragen. Eine Mittelwertbildung würde nun zu  $\Delta\hat{\phi} = 0.72 \cdot \pi$  (rot in Abbildung 4.24 eingetragen) führen. Um diesen Betrachtungsfehler zu korrigieren muss von  $\Delta\phi_3 = 1.98 \cdot \pi$  der Subtrahend  $2\pi$  abgezogen werden, woraus  $\phi_3^k = 1.98 \cdot \pi - 2 \cdot \pi = -0.02 \cdot \pi$  folgt. Die Mittelwertbildung resultiert nun zu  $\Delta\hat{\phi}^k = (0.16 \cdot \pi + 0.02 \cdot \pi - 0.02 \cdot \pi) / 3 = 0.0533 \cdot \pi$  und ist grün in Abbildung 4.24 eingezeichnet.

Um das genannte Problem zu lösen wird die Routine *phase\_correction.m* (siehe Quellcodeauszug A.9) verwendet. In dieser werden die beiden sich am nächsten liegenden Phasendifferenzen ausfindig gemacht und anschließend geprüft ob die übrige dritte eine größere Abweichung als  $\pi$  aufweist. Ist dies der Fall, so wird dem Vorzeichen der Abweichung entsprechend der Summand/Subtrahend  $2\pi$  hinzu addiert/subtrahiert. Nach der anschließenden Mittelwertbildung wird die rauschreduzierte Kanalschätzung mittels S&H abgetastet und der Demodulation zur Verfügung gestellt.

In Abbildung 4.25 sind die erläuterten Prozesse anhand der entstehenden Signale verdeutlicht. Oben ist das am Eingang anliegende Amplitudenspektrum, darunter die durch den Vergleich mit den Präambeln geschätzten Phasengänge, dargestellt. Das Problem der Mittelwertbildung durch die Phasensprünge von  $2 \cdot \pi$  wird klar ersichtlich. In der unteren Abbildung sind die Phasengänge nach der Korrektur und deren Mittelwert abgebildet. Dieser Mittelwert dient anschließend zur Entzerrung des Empfangssignals.

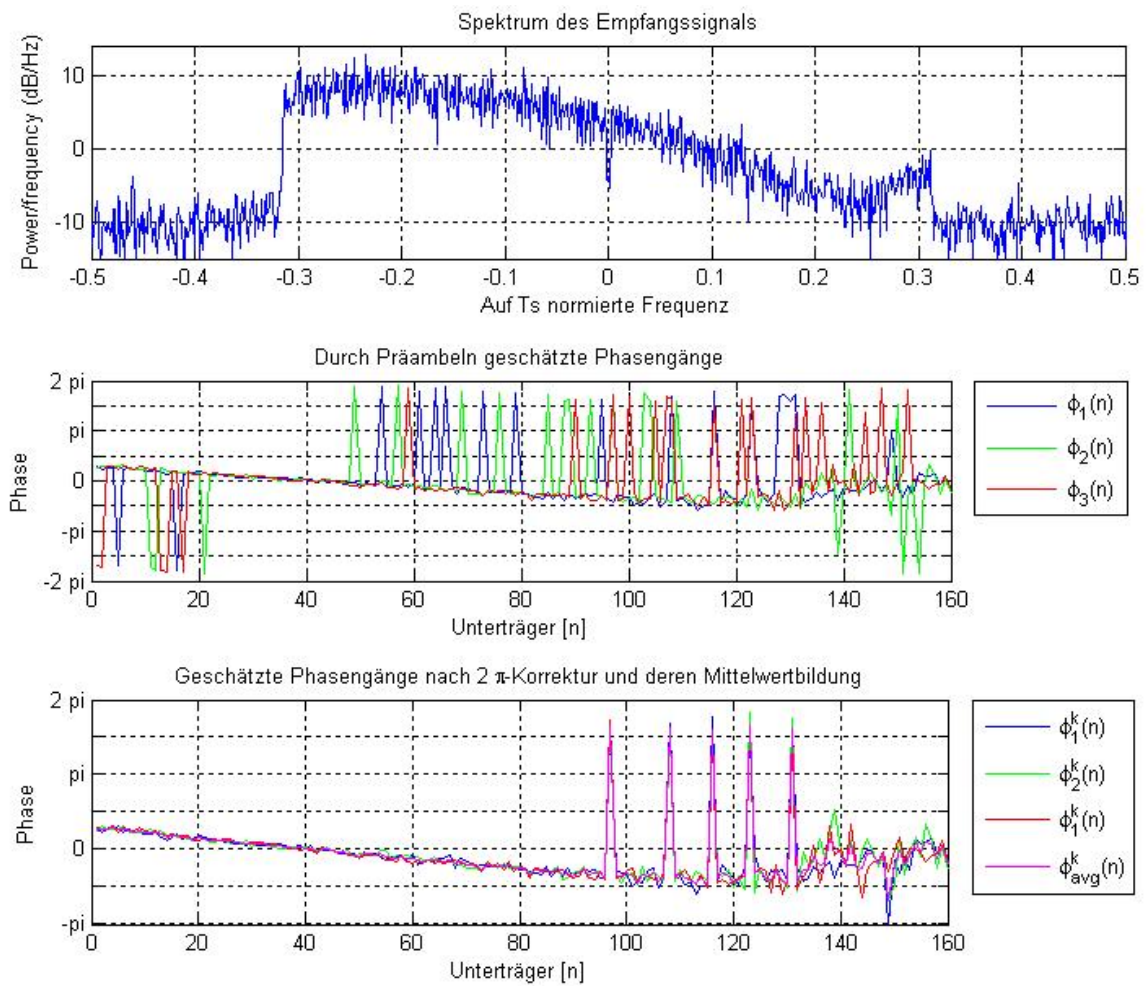


Abbildung 4.25: Schätzung des Kanalphasengangs

Globale Parameter:

- $n\_fft$
- $n\_guard$
- $n\_cos$
- $n\_sig$
- $T_s$
- $sub\_sel$
- $preamble$

### 4.3.7 Nachführung der Kanalschätzung

Wie bereits in Unterkapitel 3.5.4 erläutert, lässt sich durch die Remodulation der Daten ein Regelwert zur Nachführung des Systems bei zeitvariantem Kanalverhalten. In Abbildung 4.26 ist das Blockschaltbild zur Realisation geliefert. Die Umsetzung im Simulationsmodell ist in Abbildung B.11 dargestellt. Nach der Differenzbildung der Phasen der remodulierten und der empfangenen Symbole erfolgt eine Mittelwertbildung über die vom Anwender definierte Anzahl an Symbolen. Mit der Anzahl der gemittelten Symbole wird die anschließende Herabtastung des Signals ausgeführt, um dem System Zeit zur Reaktion zu lassen. Das Ergebnis wird auf einen Integrator gegeben, welcher somit immer die gesamte errechnete Differenz ausgibt. Ein weiterer Eingang dient zur Aktivierung der Nachführung und wird mit der Synchronisationsbestätigung des Symbolzählers versorgt.

Globale Parameter:

- $n_{sig}$
- $T_{bit}$

Lokale Parameter:

- $enable$ , System nur aktiv wenn ausgewählt
- $d_{symb}$ , Dauer der Mittelwertbildung in Symbolen

Um die Funktion zu veranschaulichen ist das System mit den exemplarischen OFDM Parametern aus 4.1.3 definiert. Die Kanalparameter sind zu  $f_{dmax} = 92.593$  (laut Beispiel 4.1.2),  $N_{odB} = 100$  und 'RA' als Umgebung gewählt. Die Abbildungen 4.27(a) und 4.27(b) zeigen die entstandenen Scatter-Diagramme. Es ist klar ersichtlich, dass die Variation der Phase durch den Kanal korrigiert ist und lediglich die Amplitudenschwankung erhalten bleibt. Da die Amplitudenschwankung keine Auswirkung auf die QPSK-Demodulation hat, wird das Signal fehlerfrei demoduliert. Diese Simulation ist im rauschfreien Fall durchgeführt und bedarf demzufolge keiner Mittelwertbildung. Bei eintreten von Rauschen ist die Mittelwertbildung jedoch zwingend erforderlich und verringert proportional zur Anzahl der zu mittelnden Symbole die Dynamik dieser Nachführung.

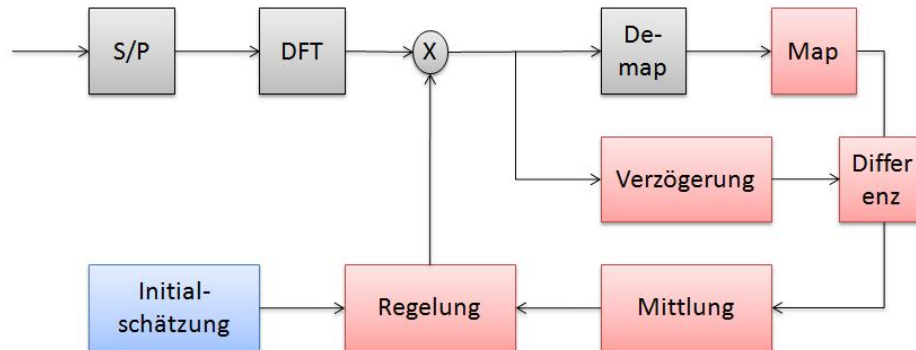


Abbildung 4.26: Regelung

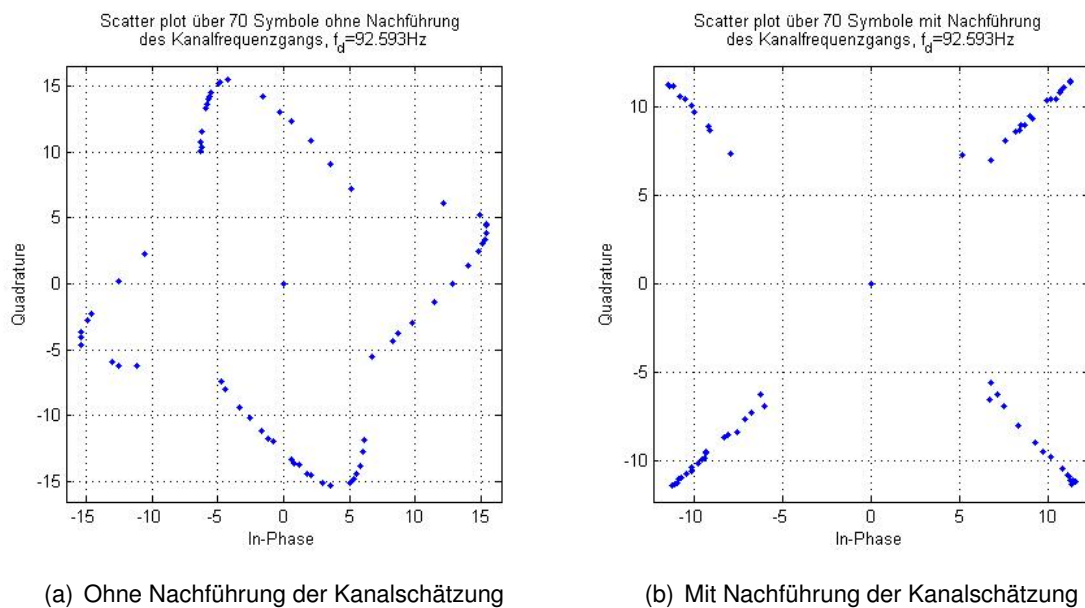


Abbildung 4.27: Scatter Funktionen am Empfänger bei einer Mobilteilgeschwindigkeit von 100km/h

### 4.3.8 Spitzenwertreduktion

Bevor der Algorithmus zur Spitzenwernerkenung hergeleitet wird, soll zur Veranschaulichung der Notwendigkeit, ein nichtlineares Verstärkermodell eingeführt werden. Die Simulationsergebnisse der nichtlinearen Verzerrungen bilden dann den Übergang auf die Spitzenwertreduktion. Vorweg sei erwähnt, dass mit der bisher gewählten Systemkonfiguration mit 160 Unterträgern, nach Formel 3.18, rein theoretisch ein globaler Spitzenwert von  $20 \cdot \log_{10}(160) = 44 \text{ dB}$  entstehen kann.

#### Nichtlineares Verstärkermodell

Bei der Suche nach einem aussagekräftigen und trotzdem simplen Verstärkermodell ist die Entscheidung auf das Saleh-Modell [11] gefallen. Die Übertragungskennlinie ist mit den Formeln 4.14 und 4.15 definiert.

$$|u_a|(|u_e|) = \frac{\alpha_{AM} \cdot |u_e|}{1 + \beta_{AM} \cdot |u_e|^2} \quad (4.14)$$

$$\phi_a(|u_e|) = \frac{\alpha_{PM} \cdot |u_e|}{1 + \beta_{PM} \cdot |u_e|^2} \quad (4.15)$$

Die Übertragungskennlinien für Phase und Betrag lassen sich mit lediglich zwei Parametern bestimmen. Eine exemplarische Kennlinie ist mit den Parametern  $\alpha_{AM} = 2.1587$ ,  $\beta_{AM} = 1.1570$ ,  $\alpha_{PM} = 4.0033$  und  $\beta_{PM} = 9.1040$  gewählt worden. Diese entsprechen den Initialisierungsparametern eines äquivalenten Verstärkermodells aus der Simulink Toolbox RF-Blockset. Diese Übertragungskennlinie ist in Abbildung 4.28 dargestellt. Des Weiteren ist eine im Durchlassbereich lineare Kennlinie dargestellt, welche Spitzen bei überschreiten der Sättigungsspannung abschneidet. Diese wird zum Vergleich herangezogen. Der Realisierung des Saleh-Modells in Simulation ist in den Abbildungen B.13 und B.14 dargestellt. Das Modell mit Clipping lässt sich mit dem Block *Saturation* aus der Standard Bibliothek von Simulink umsetzen. Es folgt die Benennung der verwendeten Parameter:

Globale Parameter:

- $T_s$
- $p\_interpolation$
- $CHsamp$



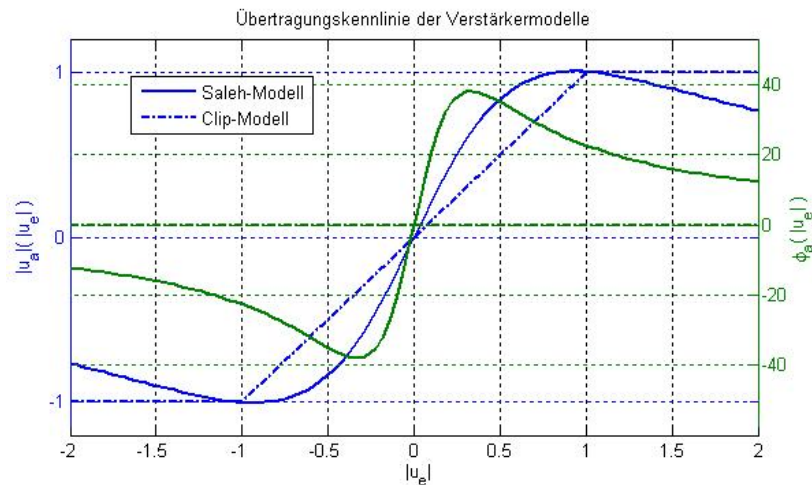


Abbildung 4.28: Exemplarische Übertragungskennlinie mit dem Saleh-Modell und das Clip-Modell

Lokale Parameter:

- $s_{down} = p\_interpolation/CHs_{amp}$ , downsample Faktor zur Anpassung an die Abtastrate des Kanals
- $v_{lin}$ , lineare Verstärkung des Modells in  $dB$
- $n_{lin}$ , Enable für das nichtlineare Modell nach Saleh
- $AMAM$ ,  $\alpha_{AM}$  und  $\beta_{AM}$  für die AM/AM Umsetzung
- $AMPM$ ,  $\alpha_{PM}$  und  $\beta_{PM}$  für die AM/PM Umsetzung

Nun soll das in Abschnitt 3.3.2 beschriebene Störverhalten durch diese nichtlineare Verzerrung mit Simulationsergebnissen nachgewiesen werden. Dazu wird der IBO, welcher durch Formel 3.21 beschrieben ist, herangezogen. Der IBO ist das Verhältnis zwischen der Sättigungsspannung des Verstärkers und dem Effektivwert der Eingangsspannung. Demzufolge werden Signale mit unterschiedlichem Effektivwert erzeugt, wozu der sich vor dem Verstärkermodell befindliche lineare Vorverstärker verwendet wird. Da in dieser Simulation nur das Verhalten des Verstärkers ausschlaggebend sein soll, wurde der Roll-Off-Faktor für maximalen SNR mittels  $n_{cos} = 46$  auf 0.06 erhöht. Des Weiteren wurde die FFT-Auflösung verdoppelt, auf  $n_{fft} = 256$ , und die Filterordnung des Sendefilters auf die Ordnung  $filt\_order = 100$  gesetzt. Das Guardintervall ist mit 20s,  $n_{guard} = 186$ , beibehalten worden.

In Abbildung 4.29(a) sind die gemessenen Spektren mit Unterschiedlichen IBO-Faktoren bei Verwendung des nichtlinearen Saleh-Modells dargestellt. Zur Beweisführung, dass das Signal vor dem Verstärker störungsfrei ist, ist dieses zusätzlich abgebildet. Die schwarz

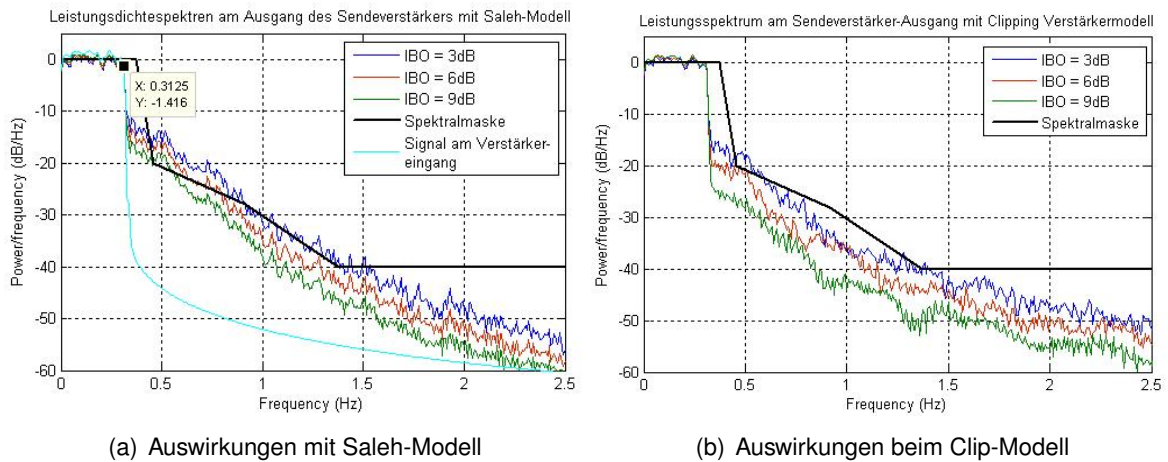


Abbildung 4.29: Leistungsdichtespektren am Sendeverstärker-Ausgang bei Variation des IBO

gestrichelte Kennlinie ist eine Maske zur Normierung der spektralen Leistungsdichte der Sendesignale. Es gibt eine Vielzahl solcher standardisierter Masken für verschiedenste Anwendungsgebiete. Diese wurde aus der HIPERLAN/2-Standardisierung abgeleitet und soll bei der Bewertung der spektralen Eigenschaften als Hilfe dienen.

Die am Ausgang des Saleh-Verstärkermodells gemessenen Spektren würden die Kriterien der Maske nicht standhalten. Lediglich mit einem IBO von 3dB ist eine Näherung zu erkennen, wobei die Verstärkerschaltung mit einem solchen Wert höchst ineffizient arbeiten würde. Eine Begründung für diese unzulänglichen Eigenschaften lässt aus dem stark nicht-linearen Verhalten der definierten Übertragungskennlinie herleiten. Beim Vergleich mit dem Sendespektrum des idealisierten Clipping-Modells in Abbildung 4.29(b), kann wie erwartet eine wesentlich geringere Verzerrung festgestellt werden. Die Realität liegt zwischen diesen beiden Ergebnissen. In realen Schaltungen wird versucht die idealisierte Kennlinie anzunähern, diesem sind jedoch in Hinblick auf Kosten und Aufwand Grenzen gesetzt.

Aus den gemessenen Spektren geht wie erwartet hervor, dass mit sinkendem IBO die Störungen durch Intermodulation zunehmen und somit das Spektrum unzulässig verbreitert wird. Mit steigendem IBO nimmt hingegen die Leistungseffizienz der Verstärkerschaltung ab, da dieser dann in einem ungünstigen, niedrigen Arbeitspunkt angesteuert wird. Ein IBO von 3dB entspricht dem  $1/\sqrt{2}$ -fachen Teil der Sättigungsspannung der maximalen Aussteuerung des Verstärkers. Die wirklich interessanten Kennlinien sind demnach die mit geringem IBO. An dieser Stelle soll nun die Spitzenwertreduktion ihre Wirkung zeigen und eine leistungseffizientere Aussteuerung der Verstärkerschaltung ermöglichen.

### Störungsbehaftete Spitzenwertreduktion

Zur Spitzenwertunterdrückung wird ein Verfahren als Basis gewählt, welches den Namen BERG (Bandwidth Efficient Reduction of Crest Factor) trägt. Dieses gehört der Gruppe der störungsbehafteten Methoden an. Bevor die Spitzenwertreduktion durchgeführt werden kann, müssen diese detektiert werden. Das Problem liegt darin, dass die Spitzenwerte zwischen den, von der IFFT gegebenen, Abtastwerten liegen können. Aus diesem Grund muss eine Interpolation durchgeführt werden. Diese besteht aus einer Hochastung und einer anschließenden Filterung durch einen ITP (Interpolationstiefpass). Der Interpolationsfaktor sollte  $\geq 4$  gewählt werden. Mit steigendem Interpolationsfaktor erhöht sich die Zuverlässigkeit der Spitzenwernererkennung.

Spitzenwerte sind der Definition des BERG-Verfahrens nach, multiplikativ mit Fensterfunktionen zu dämpfen. Diese sind determiniert, zu:

$$g_w(k) = 1 - \sum_{\ell} a_{\ell} \cdot e^{-(k-k_{\ell})^2/K_{BERG}} \quad (4.16)$$

In dieser Funktion ist der Gauß Impuls (Elementarform:  $A \cdot e^{-\alpha t^2/2}$ ) enthalten, welcher über die Eigenschaft des minimalen Zeit-Bandbreiteproduktes verfügt. Das bedeutet, dass bei gegebener Impulsdauer die geringstmögliche Bandbreite erreicht wird. Dieser Effekt hat für das genannte Verfahren eine hohe Bedeutung, da ein schmaler Impuls ein breites Spektrum aufweist, was in dieser Anwendung zu einer hohen Außerbandstrahlung führen würde. Auf der anderen Seite darf der Impuls nicht zu lange andauern, da so unnötig viele Abtastwerte gedämpft würden, woraus eine hohe Bitfehlerrate folgt.  $k_{\ell}$  beschreibt die Position des  $\ell$ ten Spitzenwertes.  $a_{\ell}$  wird so gewählt, dass die Spitzenwerte einen maximalen Scheitelwert  $S$  nicht mehr überschreiten. Mit dem Faktor  $K_{BERG}$  kann die Dauer der Dämpfungsfunktion beeinflusst werden.

Dieses Verfahren wird in leicht variiertes Form umgesetzt. Im Gegensatz zur grundsätzlichen Definition dieses Verfahrens werden je nach Wahl der Impulsdauer  $K_{BERG}$  alle Spitzenwerte, welche in den Signifikanten Bereich der Dämpfung fallen zusammengefasst. So wird zum einen die Anzahl der überlagerten Dämpfungsimpulse verringert. Zum anderen wird die Überlappung mehrerer Impulse verhindert und somit die Gefahr einer mehrfachen Dämpfung einzelner Abtastwerte verringert.

Nach einer kurzen Erläuterung zum erzeugten Quellcode wird das Verfahren mit Simulationsergebnissen dargestellt.

Als Parameter werden benötigt:

- *inputs*, die Länge der eingehenden Symbole in Abtastwerten, unter Berücksichtigung des Interpolationsfaktors der vorangegangenen Interpolation
- *block*, die Dauer des Dämpfungsimpulses, bzw. der maximale Abstand zu gruppierender Spitzenwerte

- $clip_{level}$ , der maximal zulässige Spitzenwert

Um den Datenstrom besser handhaben zu können werden die Symbole zwischengespeichert und parallel an die Routine  $PAPR_{mod.m}$  (siehe Anhang A.10) übergeben. Diese führt als erstes eine Spitzenwerterkennung durch, wobei diese nach ihrer Ursprungsposition geordnet in einen separaten Vektor gespeichert werden. Darauf wird eine Schleife solange ausgeführt, bis alle Spitzenwerte abgearbeitet sind. In dieser Schleife wird der absolute Spitzenwert ausfindig gemacht und mit dessen Position alle Spitzenwerte im Radius der Gruppierungsdistanz  $block$  gesucht. Mittels Gewichtung nach Index und Amplitude wird dann der Mittelpunkt des Impulses für optimale Dämpfung aller in dieser Gruppe auftretenden Spitzenwerte ermittelt. Der Amplitudenfaktor und die Ausdehnung werden schließlich berechnet, zu:

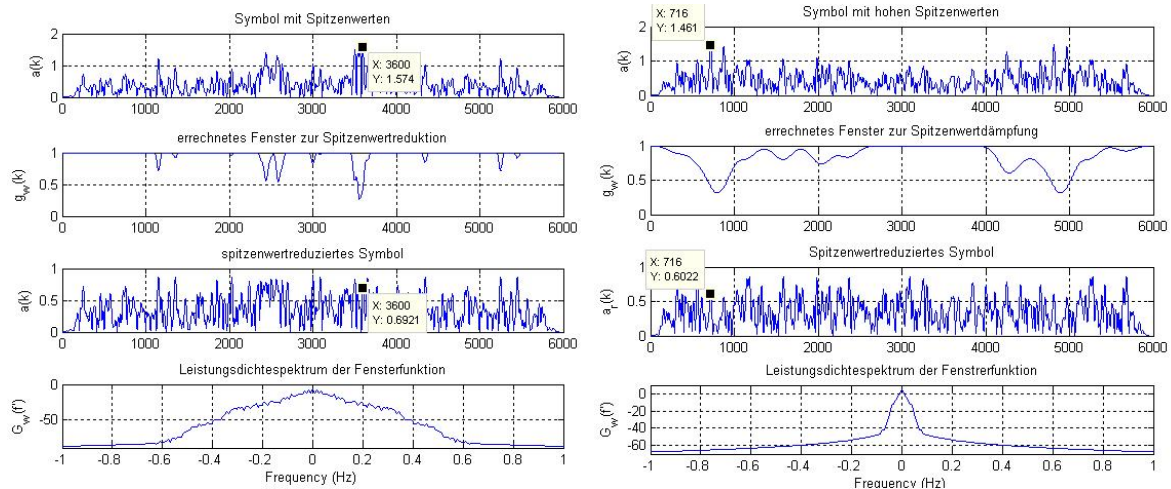
$$a_i = 1 - \frac{S}{U_S} \quad (4.17)$$

$$K_{BERC} = d_G^2 \quad (4.18)$$

Wobei  $S$  dem Übergabeparameter  $clip_{level}$ ,  $U_S$  dem Spitzenwert des Eingangssignals und  $d_G$  dem Übergabeparameter  $block$  entspricht. Die so errechneten Dämpfungsimpulse werden von einem mit 1 initialisierten Vektor abgezogen. Folgend werden alle dieser Gruppe zugehörigen Spitzenwerte zu Null gesetzt und die Schleife beginnt von neuem. Dieses setzt sich solange fort, bis alle Spitzenwerte abgearbeitet sind. Die erstellte Fensterfunktion muss anknüpfend mit dem Signal überlagert werden. Da das Eingangssignal zwischengespeichert wurde kann diese Multiplikation, im Gegensatz zu der Variante im Blockschaltbild 3.12, ohne erneute Verzögerung ausgeführt werden.

Zur Validierung dieses Verfahrens soll versucht werden, die Kennlinien mit einem IBO von 6dB aus den Abbildungen 4.29(a) und 4.29(b) durch Spitzenwertreduktion in einen gültigen Bereich der definierten Spektralmaske zu bringen. Bevor das effektiv durchgeführt werden kann soll das Verhalten der Fensterfunktion sowohl im Zeitbereich als auch im Frequenzbereich betrachtet werden. Hierzu muss der Scheitelwert für die zu dämpfenden Spitzen festgelegt werden. Aus der Literatur geht hervor, dass das beste Ergebnis bei dem 1.9-fachen des Effektivwertes erzielt werden kann. Mit dieser Vorgabe sind die Fensterfunktionen in den Abbildungen 4.30(a) und 4.30(b) konfiguriert.

Um die Dringlichkeit der richtigen Wahl der Dimensionierung des Faktors  $K_{BERC}$  deutlich zu machen, werden Ergebnisse zu zwei Extremwerten aufgezeigt. Zuerst wird dieser mit 25 Abtaswerten sehr gering gewählt. Die Wahl eines kurzen Dämpfungsimpulses führt zu einer sehr präzisen Spitzenwertreduktion, wobei fast ausschließlich die Spitzenwerte selber eine Dämpfung erfahren. Somit ist eine hohe Crestfaktor-Reduktion möglich, da der Effektivwert kaum beeinflusst wird (siehe Formel 3.16). Wird allerdings das Leistungsspektrum dieses



(a) kurz andauernder Dämpfungsimpuls im Zeitbereich (25 Abtastwerte = 0.33s) (b) lang andauernder Dämpfungsimpuls im Zeitbereich (150 Abtastwerte = 2s)

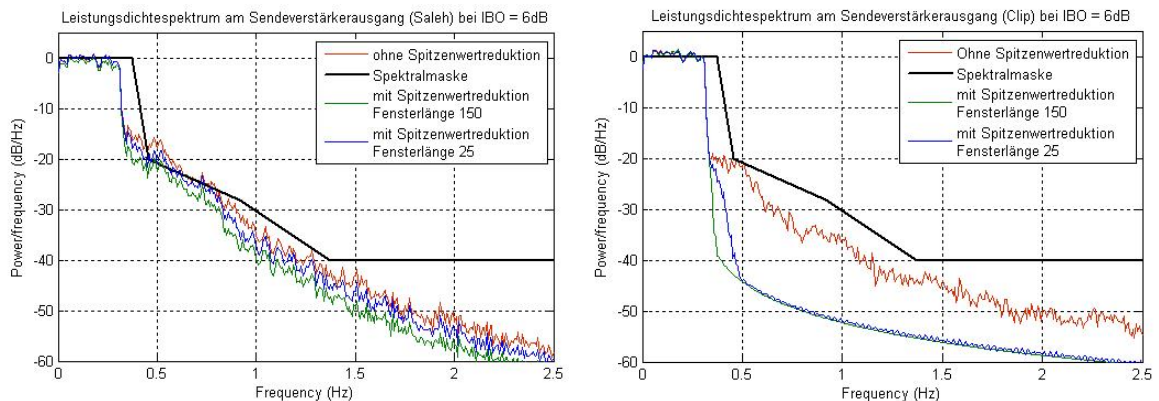
Abbildung 4.30: Dimensionierung des Dämpfungsimpulses

Impuls (siehe 4.30(a) unten) betrachtet, wird der Nachteil dieser Wahl deutlich: Die Ausdehnung ist mit einer relativen Frequenz von 1.5 höher als die Bandbreite des exemplarisch OFDM-Signals, mit 0.65. Dies führt zu einer Erhöhung der Außerbandstrahlung, welche es gilt zu verringern.

Aus diesem Grund ist eine zweite wesentlich höhere Ausdehnung mit 150 Abtastwerten in Abbildung 4.30(b) untersucht. Der Vorteil im Frequenzbereich ist leicht erkennbar. Allerdings werden so auch Abtastwerte gedämpft, welche keine Spitzenwerte darstellen. Hieraus folgt ein geringerer Effektivwert und somit ein sinkender Gewinn bei der Crestfaktor-Reduzierung. Zum anderen besteht die Gefahr der Erhöhung der Bitfehlerrate, da bereits schwache, zusätzlich gedämpfte Abtastwerte, leichter im Rauschen untergehen können.

So hat ein lang anhaltender Dämpfungsimpuls zur Folge, dass neben den Spitzenwerten auch viele andere Abtastwerte beeinflusst werden. Fällt die Dimensionierung hingegen zu kurz aus, so ergeben sich schlechte spektrale Eigenschaften, welche wiederum zum Nachbarkanalübersprechen führen. Der Impuls sollte im Frequenzbereich schmalbandiger als das zu dämpfende Signal sein.

Um zu validieren, wie sich die Spitzenwertreduktion anhand dieser beiden Fensterfunktionen auf die weiter oben vorgestellten Verstärkermodelle auswirkt, werden die Situationen aus den Abbildungen 4.29(a) und 4.29(b) erneut aufgegriffen. Es werden die Kennlinien mit einem IBO von 6dB ausgewählt. Am deutlichsten wird die Spitzenwertreduktion in Verbindung mit dem linearisierten Verstärker. Das liegt daran, dass der IBO von 6dB einer Effektivspannung mit der halben Amplitude der Sättigungsspannung entspricht. Mit der Wahl des Scheitelfaktors für die Spitzenwertreduktion zum 1.9-fachen der Effektivspannung



(a) Auswirkung der Spitzenwertreduktion beim Saleh-Modell mit IBO = 6dB (b) Auswirkung der Spitzenwertreduktion beim Clip-Modell mit IBO = 6dB

Abbildung 4.31: Auswirkung der Spitzenwertreduktion auf die Verstärkermodelle

treten keine Spitzenwerte auf, die abgeschnitten und somit zu Verzerrungen führen würden. Bei der Verwendung der im Zeitbereich schmalen Fensterfunktion, fällt eine geringfügige Erhöhung der Außerbandstrahlung auf. Diese ist nicht durch den Verstärker verursacht, sondern durch die ungünstige Wahl der Dauer des Dämpfungsimpulses. Bei dem nichtlinearen Saleh-Verstärkermodell (Abbildung 4.31(a)) sind die Gewinne nicht ganz so signifikant. Die Spitzenwertreduktion mit dem breiteren Impuls führt aber immerhin dazu, dass die Spektralmaske eingehalten wird.

# 5 Bedienungsanleitung des erstellten Modells

In diesem Kapitel wird die Benutzerschnittstelle erläutert. Dazu werden die verschiedenen Eingabemasken mit ihren Parametern und deren Auswirkungen, aus der Sicht des Anwenders, beschrieben. Anschließend werden die im System vordefinierten Messpunkte mit den messbaren Effekten und der Angabe von Routinen zur Messung angegeben.

## 5.1 Parameter nach Eingabemasken geordnet

### Model Parameters

Alle Parameter, welche Einfluss auf die Abtastraten dieses Multiratensystems haben, finden sich in der Maske des Blocks '*Model Parameters*' in der obersten Ebene des Modells wieder. Hier werden alle Globalen Parameter direkt oder indirekt festgelegt. Diese wurden bereits in Abschnitt 4.1.3 benannt.

- number of complex symbols,
  - Anzahl der Symbole, erzeugt durch die QPSK Modulatorbank
  - legt zusammen mit der Bitdauer die OFDM-Symboldauer fest
- length of the guard intervall in samples
  - Festlegung der Dauer des Guardintervalls
  - Berechnung mit den Formeln 4.8 und 4.9
- cos roll off slope duration
  - Dauer der Flanken der Zeitfenster Funktion
  - Mit dem erwünschten Roll Off Faktor zu errechnen mit den Formeln 4.8 und 4.10
- bit duration of input data stream
  - Bitdauer des Eingangsdatenstroms
  - legt mit der Anzahl der komplexem Symbole die OFDM-Symboldauer fest

- transmitter and receiver filter order
  - Filterordnung von Sende- und Empfangsfilter
- subcarrier allocation
  - legt die Unterträgerbelegung und die Länge der FFT/IFFT fest
  - muss ein Vektor mit einer Länge von  $2^n$  sein
  - Nullen legen unbelegte Träger fest und Ganzzahlen von 1 bis 'number of complex symbols' die Belegung mit korrespondierendem komplexen Symbol
- Oversampling factor for the channel
  - Überabtastungsfaktor für den Kanal
- Interpolation factor for the peak detection
  - Interpolationsfaktor für die Spitzenwertreduktion

#### **attenuation window calculation**

Dieser Block befindet in der dritten Ebene des Modells im Block *peak value reduction*. Hier werden die Dämpfungsimpulse zur Spitzenwertreduktion berechnet und zu einer Fensterfunktion zusammengefasst.

- Clipping level
  - absoluter Scheitelwert der Spitzenwertbegrenzung
  - größer als  $1.9 \cdot U_{eff}$
- Distance of peaks to be grouped
  - Abstand zwischen zu Gruppierender Spitzenwerte
  - Dauer der Dämpfungsimpulse
  - abhängig vom Interpolationsfaktor sollte dieser Wert so gewählt werden, dass der Impuls im Spektrum schmaler als die Signalbandbreite ist
- Length of the symbol in samples, respecting the interpolation factor
  - Länge der Eingangssymbole in Abtastwerten
  - dieser Wert ist voreingestellt und sollte vom Anwender nicht verändert werden

#### **PAPR calculation**

Dieser Block misst die Effektivspannung und Maximalspannung zweier Signal und errechnet daraus den Crestfaktor. Alle drei Größen werden ausgegeben und können mit einem Display-Block dargestellt werden. Der Block kann aufgrund des hohen Rechenaufwands in der Eingabemaske deaktiviert werden.



## RF amplifizier

- downsample factor
  - dieser passt das Signal in der Abtastrate an den Kanal an
  - vordefiniert, sollte vom Anwender nicht verändert werden
- linear gain in dB
  - gibt die lineare Verstärkung der Schaltung an
  - dient zur Leistungsanpassung für den Kanal
- non-linearity active (Saleh-Model)
  - Aktivierung der nichtlinearität
  - wenn inaktiv, lediglich lineare Verstärkung
- AMAM [alfa beta]
  - erwartet einen Vektor der Länge 2
  - die beiden Elemente (alfa und beta) definieren das Verhalten der Amplitudenverzerrung laut der Formel 4.14
- AMPM [alfa beta]
  - erwartet einen Vektor der Länge 2
  - die beiden Elemente (alfa und beta) definieren das Verhalten der Phasenverzerrung laut der Formel 4.15

## mobile radio channel with polyphase filterbank

Unter dieser Maske befindet sich ein komplettes Kanalmodell, welches durch die Mehrwegverbreiterung und Dopplerspreizung, sowohl im Frequenzbereich als auch im Zeitbereich Variationen unterliegt. Hinzu kommt die Überlagerung von AWGN. Aus Gründen der Recheneffizienz dieses Simulationsmodells ist außerdem das Sendefilter an dieser Stelle integriert.

- Order of the transmit filter
  - Ordnung des Sendefilters
  - wird durch globalen Parameter definiert (*filt\_order*)
- cos-roll-off
  - roll off Faktor des RRC-Sendefilters
  - in der Regel deutlich unter 0.5
- cut-off frequency related to sample time

- auf Abtastrate genormte Grenzfrequenz
- durch globale Parameter definiert ( $n\_sig/(n\_fft) * 1.05/CHsamp$ )
- sampletime
  - Abtastzeit für das Kanalmodell
  - durch globale Parameter definiert ( $Ts/CHsamp$ )
- signal to noise ratio (AWGN) in [dB]
  - Leistung des überlagerten weißen gaußschen Rauschen
- mobile radio channel active
  - nur wenn diese Option gewählt ist sind die anknüpfenden Parameter sichtbar
  - Aktivierung des Mobilfunkkanalmodells nach Cost 207
- environment
  - Auswahl aus vier Ausbreitungsgebieten ('RA', 'TU', 'BU', 'HT', siehe Tabelle 4.4)
  - passt den Mehrwegekanal in Amplituden und Pfadverzögerungen an
- dimensioning factor for round trip time
  - Die Pfadverzögerungen sind auf eine Sekunde genormt, die realen Werte beziehen sich auf eine  $\mu$ Sekunde
- carrier frequency
  - Angabe der Trägerfrequenz
  - 1 entspricht 1MHz
- number of discrete frequencies for the doppler spectrum resolution
  - Anzahl diskreter Schwingungen zur Nachbildung des Dopplerspektrums
  - eine gute Approximation ist ab 20 gegeben
- maximum doppler frequency
  - Die Maximale Dopplerfrequenz beeinflusst das zeitvariante Verhalten gemäß der Formel 4.5 und den Angaben in Tabelle 4.4
  - der Bezug zur Geschwindigkeit des mobilen Empfängers ergibt sich mit Formel 2.13

### closed loop control

- closed-loop control active
  - Aktivierung der Nachführung der Kanalschätzung
- duration of the average in symbols
  - zur Regeldifferenzbestimmung wird eine Mittelwertbildung über die hier angegebene Anzahl von Symbolen durchgeführt
  - die Ausgangsrate der Regelwerte liegt um diesen Faktor unter der Symbolrate

## 5.2 Darstellung der Ergebnisse

Um die Variation der aufgeführten Parameter zu Veranschaulichen bedarf es einiger Messmethoden und definierter Messpunkte.

### Vordefinierte Messpunkte

Um die Variation der aufgeführten Parameter zu Veranschaulichen sind im Simulationsmodell Messpunkte vordefiniert welche folgend mit der Nennung sinnvoller Messmethoden aufgelistet werden:

- *data\_in*, Eingangsdatenstrom
  - Kreuzkorrelation mit Ausgangsdaten zur Bestimmung der Verzögerung
  - Vergleich mit Ausgangsdaten zur Fehlerratenmessung
- *OFDM\_TX*, Signal nach OFDM-Signalverarbeitung
  - Messung des Spektrums, Spiegelspektrumproblem
  - Messung des Zeitsignals zur Visualisierung der zyklischen Erweiterungen
- *peak\_in*, Interpoliertes Eingangssignal der Spitzenwertreduktion
  - Messung des Zeitsignals zum Aufzeigen der Spitzenwerte
- *window*, errechnete Fensterfunktion zur Spitzenwertunterdrückung
  - Zeitsignal, zur Validierung der Ausdehnung
  - Spektrum, zur Erkennung einer eventuellen Ausserbandstrahlung
- *peak\_red*, Spitzenwertreduziertes Signal
  - Zeitsignal, Validierung der reduzierten Spitzen
- *OFDM\_TXPR* Ausgangssignal des Senders

- Bewertung des Ausgangsspektrums, inklusive Beeinflussung durch die Verstärkerkennlinie
- *TX\_SPEC* Ausgangssignal des Sender inklusive Filterung in hoher Auflösung
  - detaillierte Analyse des Ausgangsspektrums
  - Messung der Außerbandstrahlung beeinflusst durch Verstärkerkennlinie und Spitzenwertreduktion
  - zur Auswertung muss der Block '*measurement of the transmission spectrum*' aktiviert sein
- *OFDM\_TX\_FILTER*, Sendesignal nach Sendefilter im Kanalmodell
  - Bewertung des Ausgangsspektrums
- *CHANNEL*, Signal nach dem Kanalmodell Cost 207
  - Überprüfung der Dimensionierung der OFDM-Parameter, anhand des Spektrums
  - Darstellung eventueller Nullstellen im Kanalfrequenzgang
- *AWGN*, Signal nach Überlagerung von Rauschen
  - Messung des SNR für einzelne Abschnitte des Spektrums (Unterträger)
- *OFDM\_RX\_FILTER*, Signal nach dem Empfangsfilter
  - spektrale darstellung des Empfangssignals
- *eye\_out1*, Komplexe Symbole mit Initialkanalschätzung
  - Augendiagramm und Scatterdiagramm zur Bewertung der Abtastung bzw. der Kanalverzerrung
- *eye\_out2*, Komplexe Symbole mit Initialkanalschätzung und Nachführung der Kanalschätzung
  - Augendiagramm und Scatterdiagramm zur Bewertung der Abtastung bzw. der Kanalverzerrung
  - Vergleich mit *eye\_out1* zur Bewertung der Dynamik
- *data\_out*, rekonstruierte Ausgangsdaten
  - Kreuzkorrelation mit Eingangsdaten zur Bestimmung der Verzögerung
  - Vergleich mit Eingangsdaten zur Fehlerratenmessung
- *BER*, Bitfehlerrate, Bitfehler, übertragene Bits, Symbolfehlerrate
  - Vektor mit Fehlerraten

### Empfohlene Messroutinen

Um die Simulationsergebnisse anschaulich auswerten zu können bedarf es einiger Analysewerkzeuge. Folgend sind die unter Matlab verwendbaren Routinen aufgelistet:

- *plot()*, *stem()* ; Zeitsignale
- *eyediagram()* ; Augendiagramm
- *scatterplot()* ; Scatter-Diagramm
- *psd()* ; Spektrum

Anwendungsbeispiele werden in der auf CD beigefügten Datei '*analysetools.m*' gegeben. Des weiteren ist in dieser Arbeit eine simple Routine zur on-Line Messung der Scatter Diagramme entwickelt worden. Diese ist ebenfalls auf CD, unter dem Namen '*scatter<sub>m</sub>od.m*' zu finden. Ein vorkonfigurierter Block mit dieser Routine ist unter dem Namen *scatter<sub>m</sub>eas.mod* zu finden. Bei Verfügbarkeit einer umfangreicheren Matlab/Simulink-Version wird allerdings ausdrücklich auf die Senken aus der Communications-Toolbox verwiesen.

## 6 Zusammenfassung

Im Laufe dieser Diplomarbeit wurde ein Simulationsmodell zur Demonstration einer Mobilfunkübertragung mittels OFDM entwickelt, welche zu Unterrichtszwecken an der HAW Hamburg eingesetzt werden soll. Die Entwicklung ist mit Matlab/Simulink durchgeführt worden. Das Modell besteht in Erster Linie aus vier Blöcken: dem Sender, dem Mobilfunkkanal, dem Empfänger und einem Block zur Initialisierung aller für das Timing der Simulation verantwortlichen Parameter. Hinzu kommen als Peripherie ein Zufallsdatengenerator und ein Bitratenfehlermessgerät. Jeder Block, der mit einer Eingabemaske versehen ist beinhaltet eine Kurzdokumentation zur Orientierung. Des Weiteren findet sich eine Vielzahl von Parametern und Prozessen in grafischen Darstellungen wieder, welche sich dynamisch anpassen.

Die umgesetzten Verfahren von der Senderseite beginnend sind: Ein Variables Array an QPSK-Modulatoren gefolgt von einem Block zum Einfügen der Präambeln. Die anschließende OFDM-Signalverarbeitung vereint die Unterträgerbelegung, die FFT, das Hinzufügen eines Guardintervalls und eine Cos-Roll-Off Fensterfunktion zur Spektralformung. Zur Spitzenwertreduktion wurde das BERC-Verfahren umgesetzt. Zur Demonstration der Spitzenwertreduktion ist ein nichtlineares Verstärkermodell nach Saleh entworfen worden. Das Kanalmodell wurde nach den Standards der Gruppe Cost 207 implementiert und berücksichtigt sowohl die Spreizung des Signals im Frequenzbereich, durch den Dopplereffekt, als auch im Zeitbereich, durch die Mehrwegeausbreitung. Zur Abtastratenreduktion wurde das Sendefilter als Polyphasenfilter zusammen mit dem Mehrwegekanal umgesetzt. Die Addition weißen Gaußschen Rauschens vervollständigt das Kanalmodell. Im Empfänger wird das Signal nach der Abtastung auf drei Instanzen zur Synchronisation gegeben: Im ersten Schritt werden die Präambeln erkannt, darauf wird eine Symboltaktsynchronisation anhand der zyklischen Erweiterungen des Signals durchgeführt. Abgeschlossen wird die Synchronisation mit einem Symbolzähler. Mit dem synchronisierten Takt werden die Präambeln zur Schätzung des Kanalfrequenzgangs ausgewertet. Nachdem die Symbole die OFDM-Signalverarbeitung und die QPSK-Demodulation durchlaufen haben, werden die Empfangenen Daten wieder Remoduliert. Dies führt zu einem Regelwert zur Anpassung an die Zeitvarianz des Mobilfunkkanals.

An diesem Modell können verschiedene Messungen durchgeführt werden. Das Sendespektrum gibt Aufschluss über den Einfluss des Kosinus-Roll-Off-Fensters, die Außerbandstrahlung, induziert durch den nichtlinearen Verstärker und die Reduktion derselben durch die Spitzenwertreduktion. Die entscheidenden Bewertungskriterien sind dabei durch den IBO

und den Crestfaktor gegeben. Die Messung des Empfangsspektrums visualisiert eventuelles frequenzselektives Verhalten des Kanals und gibt Aufschluss, ob die OFDM-Parameter adäquat gewählt sind. Ein weiterer interessanter Aspekt sind die Korrelationseigenschaften der einzelnen Symbole, welche anhand von Kreuz- und Autokorrelation untersucht werden können. Im Empfänger lässt sich anhand der Augendiagramme oder der Scatter Diagramme die korrekte Abtastung, bzw. Kanalverzerrung, überprüfen. Beim zeitvarianten Kanal lässt sich mit dem Scatterdiagramm die Phasendrehung des Empfangssignals betrachten und die Korrektur der Kanalschätzung anhand der Remodulation validieren.

Da alle Parameter des Systems so variabel wie möglich gehalten und alle das Timing betreffende Konstanten als Global definiert wurden, lassen sich auf einfache Art und Weise unterschiedlichste Übertragungssituationen nachstellen.

## 7 Ausblick

Mit dieser Diplomarbeit wurde ein Basismodell geschaffen, welches eine Reihe an Ausbaupotenzial bietet. An dieser Stelle soll vorerst auf Schwachstellen des Systems hingewiesen und ein Überblick einiger Erweiterungsmöglichkeiten gegeben werden.

Die Synchronisation ist weniger optimal und rechenineffizient realisiert worden. Es ist zu prüfen, ob diese anhand der Präambeln wesentlich simpler zu lösen ist. Wenn die vorliegende Methode beibehalten wird, sollte jedoch versucht werden, die Abtastrate der verwendeten Kreuzkorrelationen zu erniedrigen. Dies würde eine erhebliche Beschleunigung beim starten der Simulation bewirken. Nach der Synchronisation werden diese Blöcke deaktiviert und bremsen die Simulation nicht weiter aus. Ein weiteres Problem ist bei der Simulation zur Crestfaktorbestimmung aufgetreten, da der erstellte Zufallsdatengenerator zu hohe Korrelationen aufweist. So wurde ein Crestfaktor von 12 dB bei einer Unterträgeranzahl von 160 nie überschritten. Nach Austausch dieses Blocks mit dem Bernoulli Binary Generator aus der Bibliothek Communications Blockset sind hingegen Werte von über 20 dB messbar geworden. Da diese Bibliothek jedoch nicht in der allgemeinzugänglichen Simulink Version des PC-Pools der HAW Hamburg integriert ist, ist er nicht mit in das Modell aufgenommen worden.

Bei der bisherigen Konfiguration kommt es zu Problemen, sobald höhere Mobilteilgeschwindigkeiten auf einen niedrigen SNR treffen. Um diese Schwachstelle auszumerzen, werden die bereits erwähnte Rauschreduktion der Kanalschätzung (siehe Abschnitt 3.5.3) und die Prädiktion der Variation des Kanalfrequenzgangs, anhand der mit Remodulation gewonnenen Regelwerte, vorgeschlagen. Eine weitere hochinteressante Option besteht in der Kodierung der Quelldaten, beispielsweise mit einem Faltungscodierung. Allerdings muss dabei der Rechenaufwand berücksichtigt werden. Zur Beschleunigung des Modells ist es am sinnvollsten beim Kanalmodell anzufangen, ein Ansatz wird hierzu z.B. in [9] mit dem Kapitel 'Schnelle Kanalsimulatoren' geliefert.



# Tabellenverzeichnis

4.1	Parameter verschiedener Übertragungsstandards . . . . .	50
4.2	Verzögerungsleistungsdichtespektren nach Cost 207 [9] . . . . .	60
4.3	Dopplerleistungsdichtespektren nach Cost 207 [9] . . . . .	61
4.4	Die L-Pfad Modelle nach Cost 207 [9] . . . . .	63
4.5	QPSK Signalraumzuordnung . . . . .	69

# Abbildungsverzeichnis

2.1	Einflüsse auf die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen im realen Mobilfunkkanal . . . . .	3
2.2	Übersicht der im Mobilfunkkanal auftretenden Fadingeffekte [12] . . . . .	4
2.3	Überlagerung von Schwund über hohe Distanzen und Schwund über kleine räumliche Bewegungen [12] . . . . .	5
2.4	Mehrwegeausbreitung im Mobilfunkkanal [3] . . . . .	7
2.5	Schwund durch Mehrwegeausbreitung [12] . . . . .	9
2.6	Dopplereffekt [7] . . . . .	10
2.7	Dualität zwischen Mehrwegeausbreitung und Dopplerspreizung [12] . . . . .	12
2.8	Schwund der Einhüllenden durch Dopplerspreizung . . . . .	13
2.9	Bezug zwischen Kohärenzzeit, Kohärenzbandbreite und Signalbandbreite . . . . .	16
3.1	Multiträgerprinzip [3] . . . . .	20
3.2	Inter Carrier Interferenz beim Mehrträgerverfahren [3] . . . . .	21
3.3	Orthogonalität der Unterträger bei OFDM [3] . . . . .	22
3.4	OFDM-Modell . . . . .	23
3.5	Einfluss des Guardintervalles . . . . .	24
3.6	Formung des Signalspektrums mit Cosinus-Roll-Off-Fensterfunktion im Zeitbereich . . . . .	27
3.7	Auswirkung des Zeitfensters im Spektralbereich . . . . .	28
3.8	Maximaler Spitzenwert bei Verwendung einer 8-IFFT . . . . .	30
3.9	Simulierte OFDM Ausgangsfolge des Senders in Polarkoordinaten . . . . .	31
3.10	Intermodulation dritter Ordnung . . . . .	32
3.11	PAPR Reduktion mit Fensterfunktion [2] . . . . .	34
3.12	Schaltplan für PAPR Reduktion mit Fensterfunktion [2] . . . . .	34
3.13	PTS zur Spitzenwertreduktion [8] . . . . .	35
3.14	Korrelation des Empfangssignals . . . . .	37
3.15	Pilotenverteilung . . . . .	39
3.16	Unterträgeranordnung bei Hiperlan/2 . . . . .	41
3.17	Zerlegung der IDFT . . . . .	42
3.18	Bei zweidimensionaler Interpolation verwendete Pilotenanordnung . . . . .	45
4.1	Bockschaltbild des Gesamtmodells (oberste Schicht) . . . . .	57

4.2	Blockschaltbild des Senders . . . . .	58
4.3	Blockschaltbild des Kanalmodells . . . . .	58
4.4	Blockschaltbild des Empfängers . . . . .	59
4.5	Verzögerungsleistungsdichtespektren nach Cost 207 . . . . .	61
4.6	Dopplerleistungsdichtespektren nach Cost 207 . . . . .	62
4.7	Deterministisches Kanalmodell [9] . . . . .	65
4.8	Exemplarisch gemessene Frequenzgänge . . . . .	67
4.9	Exemplarisch gemessene Amplituden und Phasenschwankungen entlang der Zeitachse . . . . .	68
4.10	QPSK . . . . .	69
4.11	Eingangsbefugung der FFT in Simulink . . . . .	70
4.12	Einfügen des Guard-Intervalls . . . . .	71
4.13	OFDM-Symbole am Ausgang des Blocks <i>OFDM processing</i> . . . . .	73
4.14	Modifizierte Befugung der Unterträger . . . . .	73
4.15	OFDM Spektren bei Variation der Roll Off Faktoren der Zeitfenster Funktion . . . . .	74
4.16	Additive Phasenverschiebung im Frequenzbereich . . . . .	76
4.17	Verschiebung der Impulsantwort . . . . .	76
4.18	Blockschaltbild Präambeldetektion . . . . .	78
4.19	Erzeugung des Impulses zur Rahmensynchronisation . . . . .	79
4.20	Blockschaltbild auffinden der Symbolgrenzen . . . . .	79
4.21	Übersicht der zur Synchronisation verwendeten Signale . . . . .	81
4.22	Kreuzkorrelation zwischen Guardintervall und Gesamtsymbol mit Symbolen unterschiedlicher Korrelationskoeffizienten . . . . .	83
4.23	Blockschaltbild der Kanalschätzung . . . . .	84
4.24	Problem der Mittelwertbildung über Phasendifferenzen . . . . .	85
4.25	Schätzung des Kanalphasengangs . . . . .	86
4.26	Regelung . . . . .	88
4.27	Scatter Funktionen am Empfänger bei einer Mobilteilgeschwindigkeit von 100km/h . . . . .	88
4.28	Exemplarische Übertragungskennlinie mit dem Saleh-Modell und das Clip-Modell . . . . .	90
4.29	Leistungsdichtespektren am Sendeverstärker-Ausgang bei Variation des IBO . . . . .	91
4.30	Dimensionierung des Dämpfungsimpulses . . . . .	94
4.31	Auswirkung der Spitzenwertreduktion auf die Verstärkermodelle . . . . .	95
B.1	Modell der gesamten Übertragungsstrecke . . . . .	117
B.2	Gesamtmodell des Mobilfunkkanals . . . . .	117
B.3	Kanalmodell nach Cost 207 mit Sendefilter in Form einer Polyphasenfilterbank . . . . .	118
B.4	OFDM Signalverarbeitung Sender . . . . .	118
B.5	OFDM Signalverarbeitung Empfänger . . . . .	118

---

B.6	Detektion der Präambel . . . . .	119
B.7	Auffinden der Symbolgrenzen . . . . .	119
B.8	Bestimmung der Abtasttaktverzögerung zur Symbolsynchronisation . . . . .	120
B.9	Mittelwertbildung der Symbolsynchronisation . . . . .	120
B.10	Initiale Kanalschätzung . . . . .	120
B.11	Nachführung der Kanalschätzung . . . . .	121
B.12	Spitzenwertunterdrückung . . . . .	121
B.13	Obere Schicht des Verstärkermodells . . . . .	121
B.14	Nichtlineares Verstärkermodell nach Saleh . . . . .	122

# A Quellcodes

## Quellcode A.1: OFDM\_init

```
1 function OFDM_init(varargin)
2
3 if nargin == 0
4     n_sig=160;
5     n_guard=75;
6     n_cos=5;
7     Tbit=0.25;
8     filt_order=50;
9     sub_sel=[zeros(1,48), 1:80, zeros(1,1), 81:160, zeros(1,47)];
10    CHsamp=2;
11    p_interpolation=4;
12
13 elseif nargin==8
14     [n_sig, n_guard, n_cos, Tbit, filt_order, ...
15     sub_sel, CHsamp, p_interpolation] = deal(varargin{:});
16 end
17
18 n_fft=length(sub_sel);
19 Ts=n_sig*Tbit*2/(n_cos+n_fft+n_guard);
20 preamble=preamble_init(n_sig,sub_sel,n_guard,n_cos);
21
22 assignin('base', 'n_fft', n_fft);
23 assignin('base', 'Ts', Ts);
24 assignin('base', 'n_sig', n_sig);
25 assignin('base', 'n_guard', n_guard);
26 assignin('base', 'n_cos', n_cos);
27 assignin('base', 'Tbit', Tbit);
28 assignin('base', 'filt_order', filt_order);
29 assignin('base', 'sub_sel', sub_sel);
30 assignin('base', 'preamble', preamble);
31 assignin('base', 'CHsamp', CHsamp);
32 assignin('base', 'p_interpolation', p_interpolation);
```

## Quellcode A.2: pCOST207

```

1  %-----
2  % pCOST207.m -----
3  %
4  % Program for the derivation of the channel parameters of the
5  % Doppler PSDs defined by COST 207.
6  %
7  %-----
8  %[f1,f2,c1,c2,th1,th2,rho,f_rho,f01,f02]=pCOST207(D_S_T,N_i)
9  %-----
10 % Explanation of the input parameters:
11 %
12 % D_S_T: type of the Doppler PSD:
13 % Jakes: D_S_T='JA'
14 % Rice: D_S_T='RI'
15 % Gauss I: D_S_T='G1'
16 % Gauss II: D_S_T='G2'
17 % N_i: number of harmonic functions
18
19 function [f1,f2,c1,c2,th1,th2,rho,f_rho,f01,f02]=...
20                                     pCOST207(D_S_T,N_i)
21
22 if all(lower(D_S_T)=='ri'),          % RICE
23 n=(1:N_i);
24 f1=sin(pi/(2*N_i)*(n-1/2));
25 c1=0.41*sqrt(1/N_i)*ones(1,N_i);
26 th1=rand(1,N_i)*2*pi;
27 n=(1:N_i+1);
28 f2=sin(pi/(2*(N_i+1))*(n-1/2));
29 c2=0.41*sqrt(1/(N_i+1))*ones(1,N_i+1);
30 th2=rand(1,N_i+1)*2*pi;
31 f01=0;f02=0;
32 rho=0.91;f_rho=0.7;
33
34 elseif all(lower(D_S_T)=='ja'),      % JAKES
35 n=(1:N_i);
36 f1=sin(pi/(2*N_i)*(n-1/2));
37 c1=sqrt(1/N_i)*ones(1,N_i);
38 th1=rand(1,N_i)*2*pi;
39 n=(1:N_i+1);
40 f2=sin(pi/(2*(N_i+1))*(n-1/2));
41 c2=sqrt(1/(N_i+1))*ones(1,N_i+1);
42 th2=rand(1,N_i+1)*2*pi;
43 f01=0;f02=0;

```

```

44 rho=0;f_rho=0;
45
46 elseif all(lower(D_S_T)=='g1'),      % GAUSS I
47 n=(1:N_i);
48 sgm_0_2=5/6;
49 c1=sqrt(sgm_0_2*2/N_i)*ones(1,N_i);
50 f1=sqrt(2)*0.05*erfinv((2*n-1)/(2*N_i));
51 th1=rand(1,N_i)*2*pi;
52 sgm_0_2=1/6;
53 c2=[sqrt(sgm_0_2*2/N_i)*ones(1,N_i),0]/1i;
54 f2=[sqrt(2)*0.1*erfinv((2*n-1)/(2*N_i)),0];
55 th2=[rand(1,N_i)*2*pi,0];
56 f01=0.8;f02=-0.4;
57 rho=0;f_rho=0;
58
59 elseif all(lower(D_S_T)=='g2'),      % GAUSS II
60 n=(1:N_i);
61 sgm_0_2=10^0.5/(sqrt(10)+0.15);
62 c1=sqrt(sgm_0_2*2/N_i)*ones(1,N_i);
63 f1=sqrt(2)*0.1*erfinv((2*n-1)/(2*N_i));
64 th1=rand(1,N_i)*2*pi;
65 sgm_0_2=0.15/(sqrt(10)+0.15);
66 c2=[sqrt(sgm_0_2*2/N_i)*ones(1,N_i),0]/1i;
67 f2=[sqrt(2)*0.15*erfinv((2*n-1)/(2*N_i)),0];
68 th2=[rand(1,N_i)*2*pi,0];
69 f01=-0.7;f02=0.4;
70 rho=0;f_rho=0;
71
72 end

```

#### Quellcode A.3: dopplerspektrum\_mod

```

29 v1=sum(c1.*cos(2*pi*f1*t+th1),2);
30 v2=sum(c2.*cos(2*pi*f2*t+th2),2);
31 mue=v1.*exp(-1i*2*pi*f01*t)+v2.*exp(-1i*2*pi*f02*t)+...
32 rho.*exp(1i*2*pi*f_rho*t);
33
34 sys=[real(mue) imag(mue)];

```

#### Quellcode A.4: qpsk\_mod\_var

```

29 out=zeros(inputs,1);
30
31 for k=1:(inputs/2)

```

```

32     d_qpsk=-2*(u(2*k-1)-0.5 +1i*(u(2*k)-0.5));
33     d_qpsk=d_qpsk.*exp(-1i*pi);
34     out(k)=real(d_qpsk);
35     out(inputs/2+k)=imag(d_qpsk);
36     end
37
38     sys=out;

```

#### Quellcode A.5: qpsk\_demod\_var

```

29     out=(zeros(inputs,1));
30
31     for k=1:(inputs/2)
32         sdach = (u(k)+1i*u(inputs/2+k)).*exp(-1i*(pi));
33         sdach = sign(real(sdach))+1i*sign(imag(sdach));
34         bdach(1)= 0.5*(-real(sdach) + abs(sign(sdach)));
35         bdach(2)= 0.5*(-imag(sdach) + abs(sign(sdach)));
36         out(2*k-1)=round(bdach(1));
37         out(2*k)=round(bdach(2));
38     end
39
40     sys=out;

```

#### Quellcode A.6: sqrt\_rcos\_filt

```

1 function hwg=sqrt_rcos_filt(n,Tfss,Tsymb,rcos)
2
3 t=-n*Tfss/(2*Tsymb):Tfss/Tsymb:n*Tfss/(2*Tsymb);
4 hwg=(4*rcos*t.*cos(pi*(1+rcos).*t)+...
5     sin(pi*(1-rcos).*t))./((1-(4*rcos*t).^2)*pi.*t);
6 c=1/rcos-round(1/rcos);
7 m=n/2+1; % center of impulse response
8 z= Tsymb/(4*Tfss*rcos); % pole of impulse response
9 hwg(m)=(4*rcos+pi*(1-rcos))/pi;
10 a=pi*(1+rcos)/(4*rcos); b=pi*(1-rcos)/(4*rcos);
11 if c==0,
12     hwg(m-round(z))=-2*rcos*(cos(a)-a*sin(a)+b*cos(b))/pi;
13     hwg(m+round(z))=hwg(m-round(z));
14 end;
15 hwg=hwg/(Tsymb/Tfss);

```

#### Quellcode A.7: polyfilter

```

1 function hp=polyfilter(hwg,n,tau_r)

```



```

2
3 % Transformation in den Frequenzbereich
4 HWG=fft(hwg);
5 % Vektor für Phasendrehung
6 f=0:1:n;
7 % Phasendrehung --> Verzögerung
8 HWGP=HWG.*exp(-1i*2*pi.*f*tau_r/n);
9 % Symmetrie des Phasengangs herstellen
10 HWGP(n/2+2:n+1)=conj(HWGP(n-(n/2-1:n-2)));
11 %Rücktransformation
12 hp=ifft(HWGP);

```

#### Quellcode A.8: preamble\_init

```

1 %% Preamble Initialisierung
2 function [preamble]=preamble_init(n_sig,sub_sel,...
3                                     guard_length,n_cos)
4 %% Initialisierung der Parameter
5 k=0; kmax=300; preamble=zeros(3,n_sig); premax=zeros(1,3);
6
7 %% Schleife über kmax Symbole
8 while(k<kmax)
9     % Rücksetzen des IFFT Eingangs
10    X=zeros(1,length(sub_sel));
11    % Erstellung einer zufälligen Präambel, Werte wie bei QPSK
12    P=sqrt(2)*exp(1i*2*pi*randn(n_sig,1));%sign(randn(n_sig,1))+1i
13    *sign(randn(n_sig,1));
14    % IFFT-Belegung
15    for l=1:length(X)
16        if sub_sel(l)~=0
17            X(l)=P(sub_sel(l));
18        end
19    end
20    % IFFT und Guardintervall hinzufügen
21    x=ifft(X);
22    xg=x(length(x)-guard_length+1:length(x));
23    xk=xg;
24    xk(guard_length+1:(guard_length+length(x)))=x;
25    % Errechnung der Cos Roll Off Flanken (Zeitfenster)
26    v_koeff=[0:n_cos];
27    if n_cos>1,
28        ramp2 = 0.5*(1+cos(pi/(n_cos)*v_koeff));
29    else
30        ramp2 = 0.5*(1+cos(pi/(n_cos+1)*v_koeff));

```

```

30     end
31     ramp1 = ramp2(n_cos+1:-1:1);
32     % Hinzufügen Zeitfenster
33     xk(1:n_cos+1)=xk(1:n_cos+1).*ramp1;
34     xk(length(xk):(length(xk)+n_cos))=x(1:n_cos+1).*ramp2;
35     xg=xk(1:guard_length);
36     % Berechnung des Kreuzkorrelationskoeffizienten zwischen
37     % Guard Intervall und Komplettsymbol
38     cc=corrcoef(xk,[xg zeros(1,length(xk)-length(xg))]);
39     % Bei höherer Korrelation als Preamble übernehmen
40     if( abs(cc(2)) > premax(1) )
41         preamble(1,:)=P;     premax(1)=abs(cc(2));
42     elseif( abs(cc(2)) > premax(2) )
43         preamble(2,:)=P;     premax(2)=abs(cc(2));
44     elseif( abs(cc(2)) > premax(3) )
45         preamble(3,:)=P;     premax(3)=abs(cc(2));
46     end;
47     k=k+1;
48 end;
49 assignin('base','cc',premax)

```

#### Quellcode A.9: phase\_correction

```

29     phi(:,1)=u(1:n_sig);
30     phi(:,2)=u((n_sig+1):2*n_sig);
31     phi(:,3)=u((2*n_sig+1):3*n_sig);
32
33     % Auffinden der geringsten Phasendifferenz
34     D(:,1)=phi(:,2)-phi(:,3);
35     D(:,2)=phi(:,1)-phi(:,3);
36     D(:,3)=phi(:,1)-phi(:,2);
37     [minphi, idx]=min(abs(D), [], 2);
38     % Bestimmung der maximalen Abweichung
39     maxphi=max(abs(D), [], 2);
40     % Korrektur um 2pi, wenn Abweichung größer pi
41     for k=1:n_sig
42         if maxphi(k) > pi
43             phi(k,idx(k))=phi(k,idx(k))+ ...
44                 sign(phi(k,mod(idx(k)-2,2)+1)-phi(k,idx(k)))*2*pi;
45         end
46     end
47
48     out( 1:n_sig)=phi(:,1);
49     out(n_sig+1:2*n_sig)=phi(:,2);

```

```

50     out(2*n_sig+1:3*n_sig)=phi(:,3);
51
52     sys=out;

```

#### Quellcode A.10: PAPR\_mod

```

29     symbol=u;
30     K=zeros(1,length(symbol));
31     k=1:length(symbol);
32     g=ones(1,length(K));
33 % Separation der Spitzenwerte
34     c=find(abs(symbol)>clip_level);
35     K(c)=(abs(symbol(c)));
36 % Schleife bis alle Spitzenwerte abgearbeitet sind
37     while find(K>0)
38 % Auffinden des absoluten Spitzenwertes
39         [maxk, idx]=max(K);
40 % Indexanpassung an Symbolgrenzen
41         block_l=block; block_r=block;
42         if (idx+block_r)>length(K)
43             block_r=length(K)-idx;
44         elseif (idx-block_l)<1
45             block_l=idx-1;
46         end
47 % Auffinden zu gruppierender Spitzenwerte
48         C=find(K(idx-block_l:idx+block_r)>0);
49 % Berechnung des Mittelpunktes für den Dämpfungsimpuls
50         idxr=0;
51         for l=1:length(C)
52             idxr=idxr+(idx-block_l+C(l)-1)*...
53                 K((idx-block_l+C(l)-1))/...
54                 sum(K(idx-block_l:idx+block_r));
55         end
56 % Berechnung des Dämpfungsimpulses für aktuelle Gruppe
57         KBERC=block^2;
58         al=1-clip_level/(maxk);
59 % Überlagerung aller Dämpfungsimpulse
60         g=g-(al*exp(-(k-idxr).^2/KBERC));%g.*(1-al*exp(-(k-idxr)
61             .^2/KBERC));
62 % Nullsetzen verarbeiteter Spitzenwerte
63         K(idx-block_l:idx+block_r)=0;
64     end
65     m=ones(1,length(K))-g;

```

## B Grafische Ausschnitte des Simulationsmodells

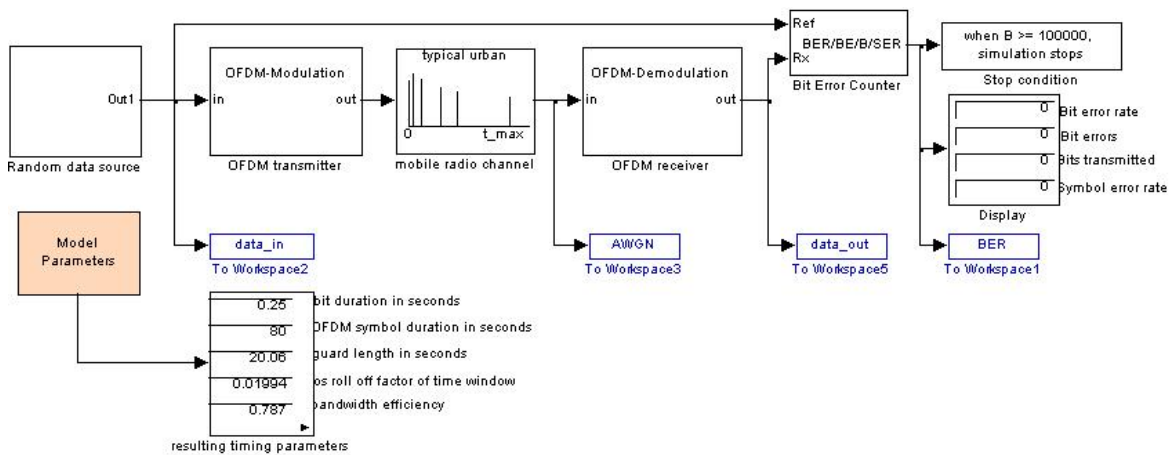


Abbildung B.1: Modell der gesamten Übertragungsstrecke

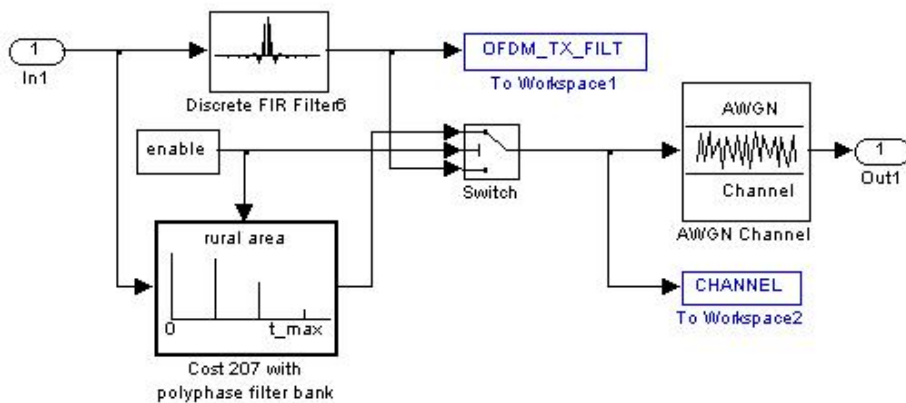


Abbildung B.2: Gesamtmodell des Mobilfunkkanals

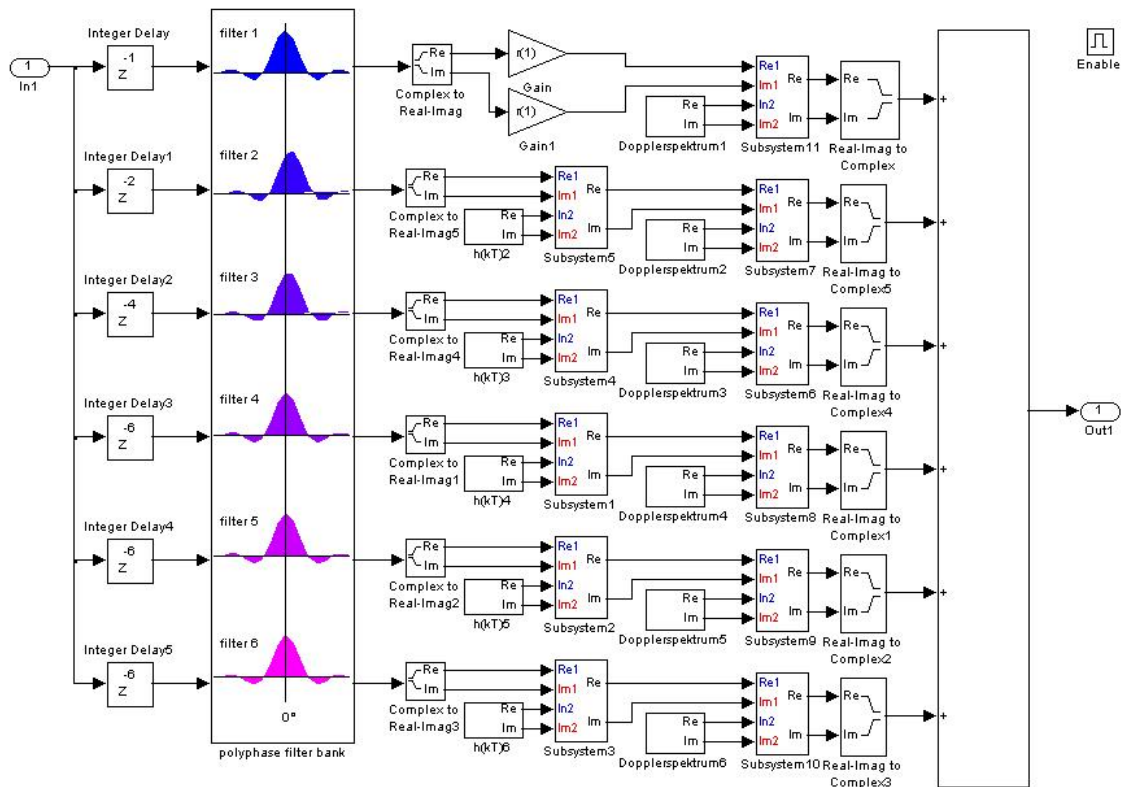


Abbildung B.3: Kanalmodell nach Cost 207 mit Sendefilter in Form einer Polyphasenfilterbank

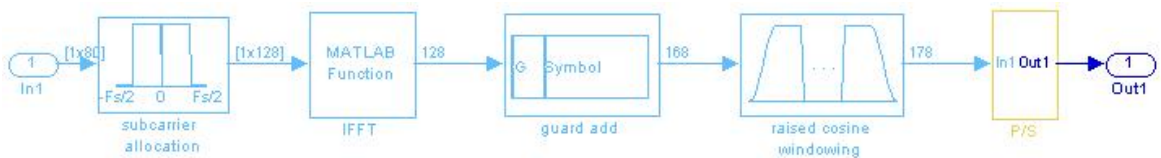


Abbildung B.4: OFDM Signalverarbeitung Sender

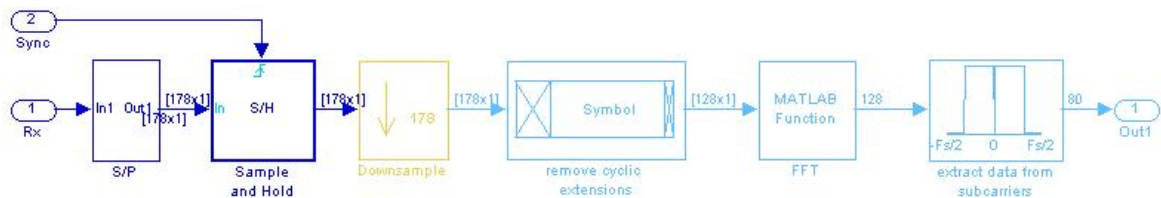


Abbildung B.5: OFDM Signalverarbeitung Empfänger

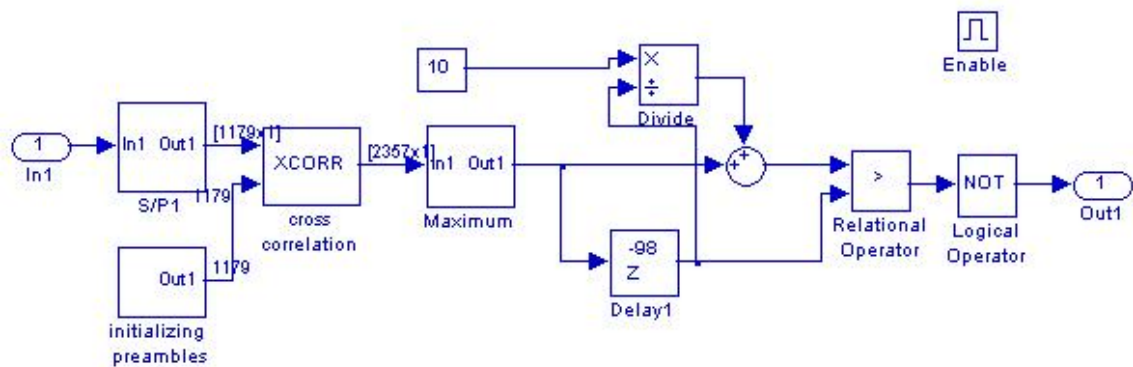


Abbildung B.6: Detektion der Präambel

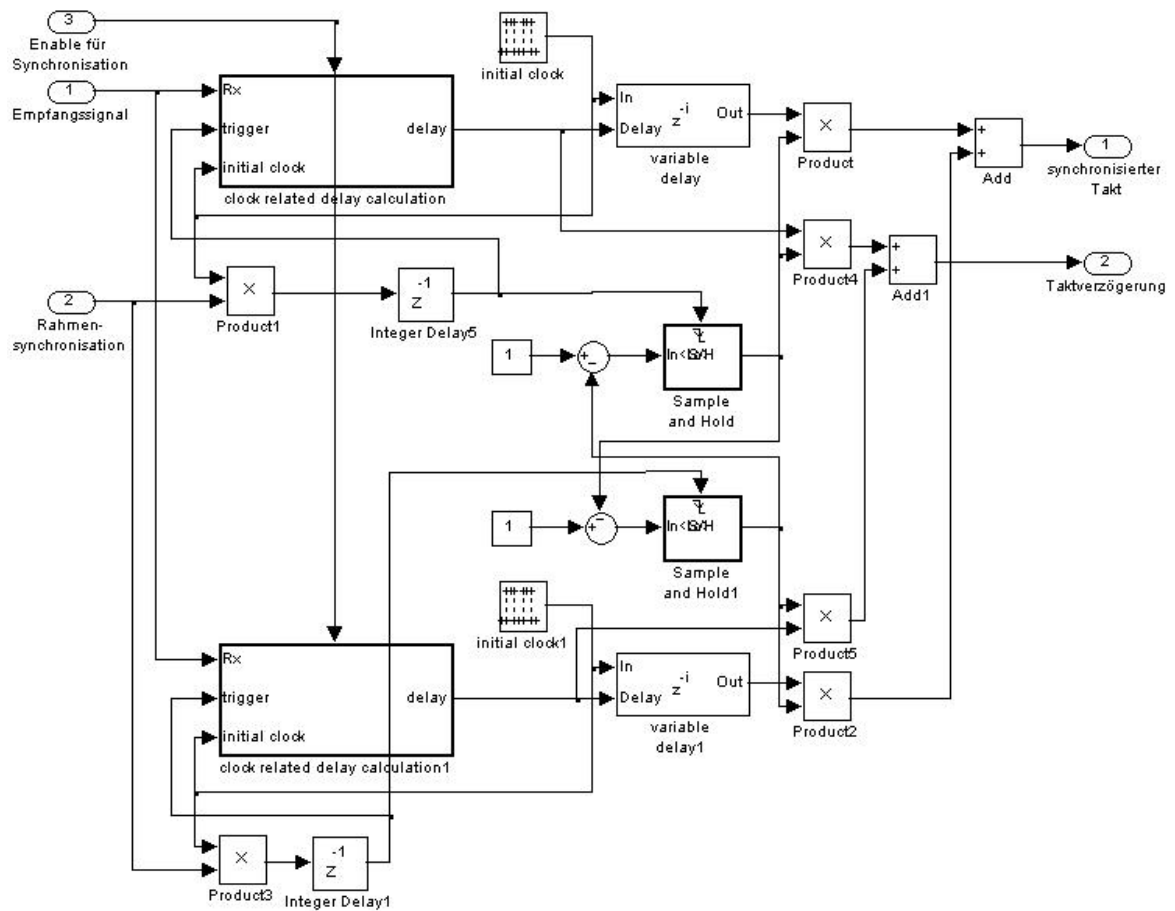


Abbildung B.7: Auffinden der Symbolgrenzen

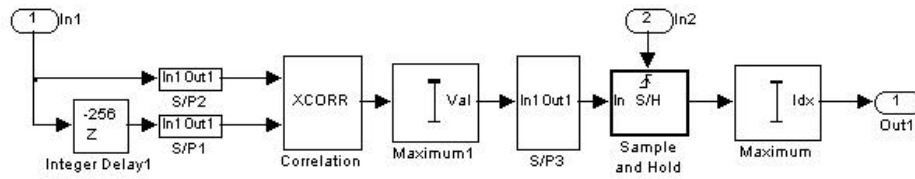


Abbildung B.8: Bestimmung der Abtasttaktverzögerung zur Symbolsynchronisation

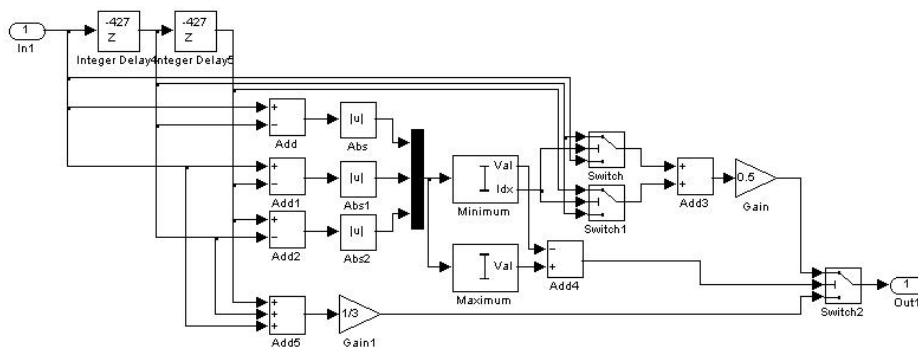


Abbildung B.9: Mittelwertbildung der Symbolsynchronisation

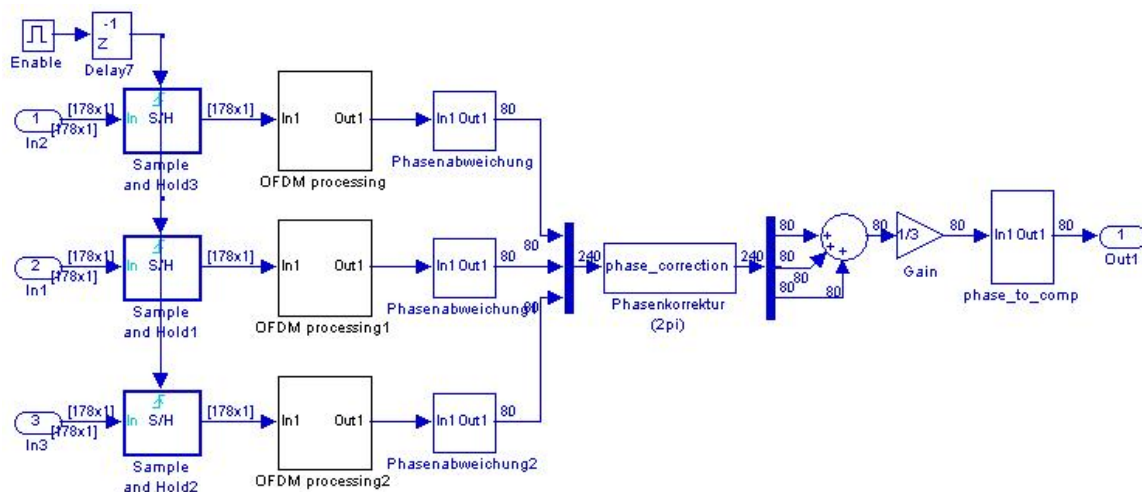


Abbildung B.10: Initiale Kanalschätzung

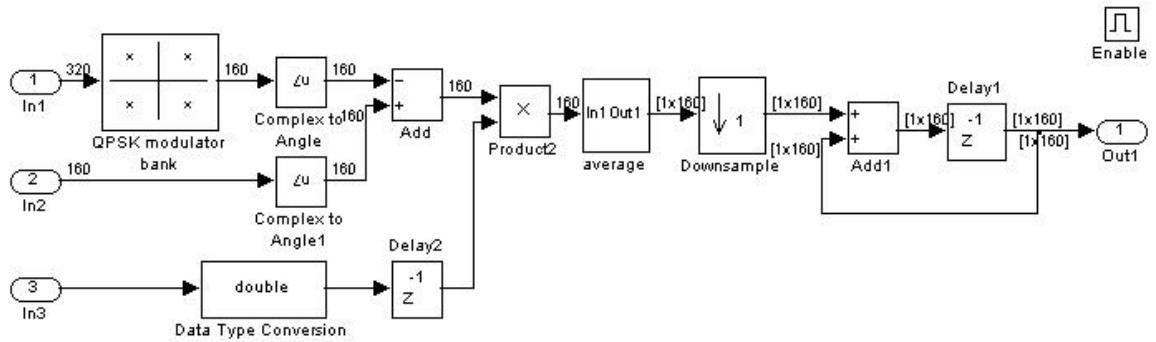


Abbildung B.11: Nachführung der Kanalschätzung

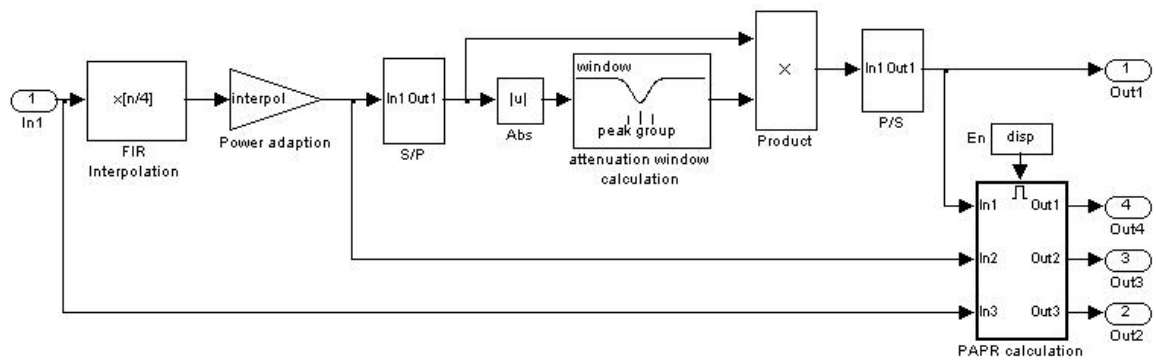


Abbildung B.12: Spitzenwertunterdrückung

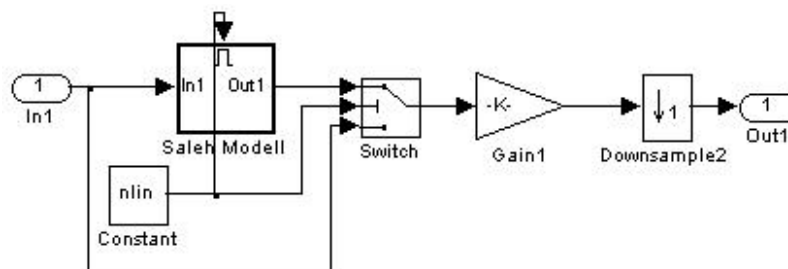


Abbildung B.13: Obere Schicht des Verstärkermodells



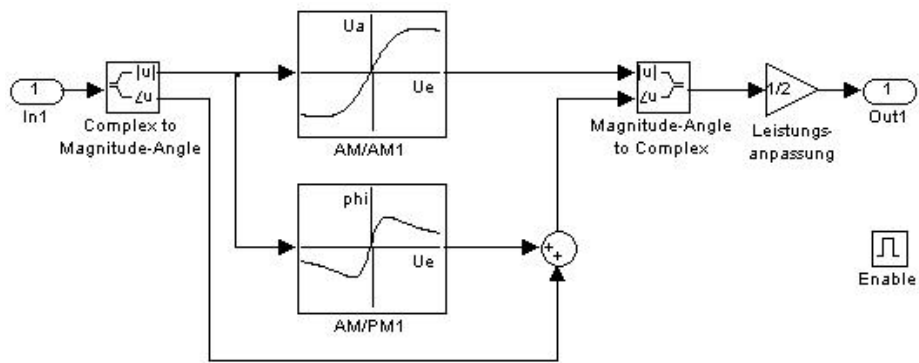


Abbildung B.14: Nichtlineares Verstärkermodell nach Saleh

# Formelzeichenverzeichnis

$1/T_{P/S}$ .....	Ausgangsrate des P/S-Wandlers
$\bar{\tau}$ .....	mittlere Verzögerungszeit
$\bar{L}_p$ .....	mittlere Pfaddämpfung
$\bar{L}_p$ .....	Mittlere Pfaddämpfung
$\beta$ .....	Bandbreiteneffizienz
$\Delta\tau'_{min}$ .....	minimale Auflösung für Pfadverzögerungen
$\Delta i_{P_i}$ .....	Abstand der Piloten in Frequenzrichtung
$\Delta n_{P_i}$ .....	Abstand der Piloten in Zeitrichtung
$\ell_{max}$ .....	maximale Ausdehnung der Kanalimpulsantwort in Bezug auf die FFT
$\lambda$ .....	Wellenlänge
$\sigma$ .....	Standardabweichung
$\tau_n$ .....	Laufzeit des $n$ -ten Pfades
$\tau_{max}$ .....	maximale Pfadverzögerung
$\Theta$ .....	relativer Winkel des Empfängers zum Sender
$a_n$ .....	Dämpfung des $n$ -ten Pfades
$A_{dB}$ .....	Crestfaktor in [dB]
$B_C$ .....	Kohärenzbandbreite
$B_S$ .....	Signalbandbreite
$B_{\mu'\mu'}^{(2)}$ .....	Dopplerverbreiterung
$B_{\tau'\tau'}^{(2)}$ .....	Mehrwegeverbreiterung
$B_{SC}$ .....	reale Symbolbandbreite
$cov(\cdot)$ .....	Kovarianz
$d$ .....	Distanz zwischen Sender und Empfänger
$d_n(i)$ .....	Sendesymbole
$e_n$ .....	Korrekturvektor (Kanalschätzung)
$f_A$ .....	Abtastfrequenz
$f_D$ .....	Dopplerfrequenz
$f_G$ .....	Grenzfrequenz

$f_s$ .....	Signalfrequenz
$f_T$ .....	Trägerfrequenz
$f_{d_{max}}$ .....	maximale Dopplerfrequenz
$G(\cdot)$ .....	Gauss-Impuls
$G(f)$ .....	Formfilter (Frequenzgang)
$g(t)$ .....	Formfilter (Zeitfunktion)
$g_w(k)$ .....	Fensterfunktion zur Spitzenwertreduktion
$H$ .....	Frequenzgang
$h$ .....	Impulsantwort
$h_0$ .....	verschwindender Teil der Impulsantwort
$h_1$ .....	nicht verschwindender Anteil der Impulsantwort
$H_B$ .....	belegte Unterträger
$h_c(t)$ .....	Kanalimpulsantwort
$H_U$ .....	unbelegte Unterträger
$L_p$ .....	Pfaddämpfung
$L_s$ .....	Freiraumdämpfung
$M$ .....	Stufigkeit des Modulationsalphabets
$m(t)$ .....	Schwund über Großräumige Veränderungen
$n$ .....	Filterordnung
$n_A(t)$ .....	Rauschen
$N_C$ .....	Roll-Off der Zeitfenster Funktion in Samples
$N_G$ .....	Guardintervall in Samples
$N_O$ .....	Überabtastungsfaktor der FFT/IFFT
$N_{FFT}$ .....	Eingangsbreite der FFT/IFFT
$N_{SC}$ .....	Anzahl belegter Untreträger
$N_{ZE}$ .....	Ausdehnung der gesamten zyklischen Erweiterung in Samples
$r(t)$ .....	Empfangssignal
$r_0(t)$ .....	Schwund durch Mehrwege- und Dopplerverbreiterung
$r_c$ .....	Roll-Off der Zeitfenster Funktion
$r_{xy}$ .....	Korrelationskoeffizient
$S$ .....	Scheitelwert für Spitzenwertreduktion
$T_C$ .....	Dauer des Roll-Off der Zeitfenster Funktion
$T_C$ .....	Kohärenzzeit
$T_G$ .....	Dauer des Guardintervalls
$T_{Bit}$ .....	Bitdauer

$T_{Symb}$ .....	Symboldauer
$T_{ZE}$ .....	Gesamtdauer der zyklischen Erweiterungen
$u_{eff}$ .....	Effektivspannung
$ua(t)$ .....	Ausgangsspannung
$ue(t)$ .....	Eingangsspannung
$ue_{sat}$ .....	Eingangssättigungsspannung, Transistor
$v$ .....	relative Geschwindigkeit des Empfängers zum Sender
$var(\cdot)$ .....	Varianz
$W_{IDFT}$ .....	IDFT in Matrix-Schreibweise
$x_n(i)$ .....	empfangene Symbole
$X_\sigma$ .....	Zufallsvariable mit Standardabweichung $\sigma$
$y_n(i)$ .....	korrigierte Empfangssymbole

# Abkürzungsverzeichnis

<b>AWGN</b>	Additional White Gaussian Noise
<b>BERC</b>	Bandwidth Efficient Reduction of Crestfactor
<b>BPSK</b>	Binary Phase Shift Keying
<b>BU</b>	Bad Urban
<b>bzw.</b>	beziehungsweise
<b>DAB</b>	Digital Audio Broadcasting
<b>DFT</b>	Discrete Fourier Transform
<b>DVB-H</b>	Digital Video Broadcasting Handhelds
<b>DVB-T</b>	Digital Video Broadcasting Terrestrial
<b>FEC</b>	Forward Error Correcting Code
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform
<b>GSM</b>	Global System for Mobile Communications
<b>HAW</b>	Hochschule für angewandte Wissenschaften
<b>HF</b>	High Frequency
<b>HT</b>	Hilly Terrain
<b>i.d.R.</b>	in der Regel
<b>IBO</b>	Input Backoff- Faktor
<b>ICI</b>	Inter Carrier Interferenz
<b>IDFT</b>	Inverse Discrete Fourier Transform
<b>IEEE</b>	Institute of Electrical and Electronics Engineers
<b>IFFT</b>	Inverse Fast Fourier Transform
<b>ISI</b>	Inter Symbol Interferenz
<b>ITP</b>	Interpolationstiefpass
<b>LTE</b>	Long Term Evolution
<b>M-File</b>	Quellcode in Matlab
<b>MPEG</b>	Moving Pictures Experts Group
<b>NGMN</b>	Next Generation Mobile Networks
<b>OFDM</b>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
<b>P/S</b>	Parallel zu Seriell Wandlung
<b>PAPR</b>	Peak to Average Power Ratio
<b>PC</b>	Personal Computer

<b>PTS</b>	Partial Transmit Sequences
<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude Modulation
<b>QPSK</b>	Quarternary Phase Shift Keying
<b>RA</b>	Rural Area
<b>RF</b>	Radio Frequency
<b>RMS</b>	Root Mean Square
<b>RRC-Filter</b>	Root Raised Cosine Filter
<b>S/P</b>	Seriell zu Parallel Wandlung
<b>S-function</b>	benutzerdefinierte Funktion in Simulink
<b>SNR</b>	Signal to Noise Ratio
<b>TPS</b>	Transmitter Parameter Signaling
<b>TU</b>	Typical Urban
<b>WLAN</b>	Wireless Local Area Network
<b>z. B.</b>	zum Beispiel

# Literaturverzeichnis

- [1] A. R. S. Bahai, B. R. Saltzberg, and M. Ergen. *Multi-Carrier Digital Communications Theory and Applications of OFDM*. Springer, 2004.
- [2] G. Chen, R. Ansari, and Y. Yao. Improved peak windowing for papr reduction in ofdm. Technical report, Department of Electrical and Computer Engineering University of Illinois at Chicago, 2009.
- [3] A. Dekorsy. Nachrichtentechnik 2. Vorlesungsskript, Universität Bremen, 2010.
- [4] F. Dhahbi. Development of a matlab toolbox for mobile fading channel simulators. Master's thesis, Agder University College, Norwegen, 2007.
- [5] K.-D. Kammeyer. *Nachrichtenübertragung*. Vieweg Teubner, 2008.
- [6] K. D. Kammeyer and V. Kühn. *Matlab in der Nachrichtentechnik*. J. Schlemmbach Fachverlag, 2001.
- [7] H. J. Micheel. Mobifunkkanäle. Vorlesungsskript, HAW Hamburg, 2007.
- [8] S. H. Müller and J. B. Huber. Vergleich von ofdm-verfahren mit reduzierter spitzenleistung. Universität Erlangen, 200X.
- [9] M. Pätzhold. *Mobilfunkkanäle*. Vieweg, 1999.
- [10] D. Rudolph. Vielträgermodulation. Vorlesungsskript, TFH Berlin, 2004.
- [11] A. A. M. SALEH. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of twt amplifiers. *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-29, 1981.
- [12] B. Sklar. Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part1: Characterization. *IEEE Communications Magazine*, 1997.
- [13] R. und Schwarz GmbH und Co. KG. *RS FSP Spektrumanalysator Bedienhandbuch*, 2009.

# Versicherung über Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §24(5) ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe.

Hamburg, 31. August 2010

Ort, Datum

Unterschrift