

Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg



**Lehrstuhl für Informationstechnik
mit dem Schwerpunkt Kommunikationselektronik**



Professor Dr. Albert Heuberger

Bachelorarbeit

Thema:

Entwicklung und Implementierung einer skalierbaren burst-betriebenen
Wellenform für den V/UHF-Bereich

Bearbeiter: Viktoria Schram

Betreuer: Dipl. -Ing. Jochen Martin-Creuzburg
Dr. -Ing. Jörg Robert

Beginn: 01.10.2014

Ende: 25.03.2015

Bestätigung:

Erklärung:

Ich versichere, dass ich die Arbeit ohne fremde Hilfe und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Quellen angefertigt habe und, dass die Arbeit in gleicher oder ähnlicher Form noch keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegen hat und von dieser als Teil einer Prüfungsleistung angenommen wurde. Alle Ausführungen, die wörtlich oder sinngemäß übernommen wurden, sind als solche gekennzeichnet.

Erlangen, den 25. März 2015

Viktoria Schram

Copyright © 2024 Viktoria Schram

All rights reserved. No part of this publication may be reproduced in any form by print, Photoprint or any other means without written permission from the author.

Thema und Aufgabenstellung

Thema:

Entwicklung und Implementierung einer skalierbaren burst-betriebenen Wellenform für den V/UHF-Bereich

Aufgabenstellung:

Im Rahmen eines Projektes wurde am Fraunhofer IIS eine auf dem DRM-System basierende OFDM Wellenform für den Kurzwellenkanal entwickelt, die auf einen Sendebetrieb von einzelnen Bursts basiert und eine Anpassung an die Frequenzbelegung des Übertragungsbandes durch eine Skalierung der Übertragungsbandbreite ermöglicht. In Analogie dazu soll innerhalb dieser Bachelor-Arbeit eine Wellenform entwickelt werden, die sich insbesondere für den V/UHF-Bereich eignet. Als Grundlage soll hierzu das Verfahren DRM+ (DRM Mode E) verwendet werden. Die Aufgabenstellung dieser Bachelor-Arbeit umfasst 3 Aufgabenteile. Im ersten Teil soll eine Skalierung der bestehenden Wellenform in der Zeit und in der Frequenz durchgeführt werden. Zudem soll die Wellenform um eine geeignete „Preamble“ und „Postamble“ erweitert werden, um einen Burst-Betrieb zu ermöglichen. Im zweiten Teil sollen die bestehenden Sende- und Empfangsalgorithmen an die neue Wellenform angepasst und getestet werden. Der dritte Teil beinhaltet die Implementierung der entwickelten Wellenform unter Nutzung der Programmiersprache Python in ein bereits bestehendes Framework.

Abkürzungsverzeichnis

AFS	Alternate Frequency Switching
AKF	Autokorrelationsfunktion
AM	Amplitudenmodulation
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CAZAC	Constant Amplitude Zero Autocorrelation
CNR	Carrier-to-Noise-Ratio
COFDM	Coded Orthogonal Frequency Multiplexing
DAF	Data-Frame
DC	Direct Current
DFT	Diskrete Fourier Transformation
DRM	Digital Radio Mondiale
FAC	Fast Access Channel
FFT	Fast Fourier Transformation
FIR	Finite Impulse Response
HF	High Frequency
ICI	Intercarrier-Interference
IDFT	Inverse Diskrete Fourier-Transformation

IFFT	Inverse Fast Fourier-Transformation
IQ	In-Phase Quadrature
ISI	Intersymbol-Interference
KKF	Kreuzkorrelationsfunktion
LF	Low Frequency
LIKE	Lehrstuhl für Informationstechnik mit dem Schwerpunkt Kommunikationselektronik
LSE	Least-Square-Estimation
MF	Medium Frequency
MSC	Main Service Channel
MSE	Mean Squared Error
NAF	Not Available Frame
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAF	Preamble-Frame
PAPR	Peak-to-Average-Power-Ratio
POF	Postamble-Frame
Pydfc	Python Data Frame Control
QAM	Quadraturamplitudenmodulation
SDC	Service Description Channel
SFN	Single Frequency Network
SNR	Signal-to-Noise-Ratio
Std	Standardabweichung
UHF	Ultra High Frequency
UKW	Ultrakurzwelle
US	Uncorrelated Scattering

VHF	Very High Frequency
WSS	Wide Sense Stationary
WSSUS	Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering
WMER	Weighted-Modulation-Error-Ratio
ZC	Zadoff-Chu

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	iv
1 Einleitung	1
2 Allgemeine Grundlagen	3
2.1 Grundlagen des Mobilfunkkanals	3
2.2 Orthogonal Frequency Division Multiplexing	9
2.3 Eigenschaften von DRM+	14
3 Aufbau eines Übertragungssystems und Entwicklung einer Wellenform	20
3.1 Systemaufbau	20
3.2 Wellenformaufbau	24
3.3 Ergebnis des Übertragungssystems	29
4 Implementierung des Empfängers	31
4.1 Zustandsdiagramm des Empfängers	31
4.2 Programmablauf der initialen Präambelsynchronisation	35
4.3 Programmablauf der Tracking Algorithmen	35
4.4 Programmablauf des Kanalschätzalgorithmus	36
5 Analyse der Empfängersynchronisation	38
5.1 Initiale Präambeldetektion	38
5.2 Initiale Frequenzoffsetschätzung	43
5.3 Zeitsynchronisations-Tracking	57
6 Analyse des Kanalschätzalgorithmus	59
6.1 Grundlagen des Wiener Filters	59
6.2 Analyse der Implementierung	63
7 Zusammenfassung	75

8 Ausblick	77
Literaturverzeichnis	78
Abbildungsverzeichnis	81
A Anhang	84
A.1 Konstellationsdiagramme	84
A.2 Programmablaufdiagramm Tracking-Algorithmen	85
A.3 Programmablaufdiagramm Kanalschätzung	86
A.4 Kanalprofil Hilly Terrain	87
A.5 Elektronischer Anhang	88

1 Einleitung

Im Zuge der zunehmenden Digitalisierung im Alltag prägen digitale Übertragungsverfahren bereits eine große Anzahl der vorhandenen Rundfunkübertragungssysteme. Diese bieten enorme Vorteile gegenüber analogen Verfahren. So kann beispielsweise eine höhere Leistungs- und Bandbreiteneffizienz erzielt werden. Ein bereits in vielen Standards erfolgreich eingesetztes digitales Übertragungsverfahren, welches ein Beispiel für eine effiziente Nutzung der Bandbreite darstellt, ist *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM). Dieses wird seit 2004 bei der Verwendung des Verfahrens *Digital Radio Mondiale* (DRM) zur Übertragung genutzt. DRM30 wurde als Ersatz für den analogen Rundfunk im AM-Bereich bis zu 30 MHz entwickelt. Seit 2009 besteht die Möglichkeit über seine Erweiterung DRM+ auch alle VHF-Bänder bis zu 300 MHz zur Übertragung zu verwenden.

Mit DRM ist eine weltweite, nationale, überregionale sowie lokale Rundfunkübertragung möglich. Dabei können bis zu vier Dienste, bestehend aus Audio- und/oder Multi-mediadaten, gleichzeitig übermittelt werden. Eine robuste Übertragung dieser wird mit fünf Übertragungsmodi für jeweils verschiedene Ausbreitungsszenarien garantiert. Jeder Modus enthält dabei an die Frequenzbelegung und Bandbreite angepasste und geprüfte Signalparameter.

Am *Fraunhofer IIS* wurde in einem langjährigen Forschungsprojekt unter Ausnutzung der bestehenden Vorteile der bereits etablierten DRM-Wellenform basierend auf DRM30 eine neue Wellenform entwickelt. Diese ist für eine Burst-Übertragung im Kurzwellenkanal geeignet und zudem skalierbar bezüglich der zur Verfügung stehenden Übertragungsbandbreite. Ziel dieser Arbeit ist es nun eine weitere Wellenform basierend auf DRM+ zu entwickeln. Um hier ebenfalls einen Burst-Betrieb zu ermöglichen, sollen eine Prä- und Postambel verwendet werden. Anpassungen und Analysen der aus dem Forschungsprojekt vorhandenen Sende- und Empfangsalgorithmen sollen eine Aussage über die weitere Verwendbarkeit dieser im V/UHF-Bereich ermöglichen. Die Wellenform soll unter Verwendung der Programmiersprache *Python* in ein bestehendes Framework implementiert werden.

Einleitend in die Thematik werden zunächst in Kapitel 1 ausgewählte Grundlagen des Mobilfunkkanals und das Prinzip der OFDM-Übertragung eingeführt. Zusätzlich wird das DRM+ Sendesignal vorgestellt, welches die Basis für die neu zu entwickelnde Wellenform bildet.

Aufbauend auf den Grundlagen wird in Kapitel 3 das verwendete Übertragungssystem vorgestellt und seine Module beschrieben. Zudem wird die Vorgehensweise bei der Entwicklung und Skalierung der neuen Wellenform erläutert.

Das darauf folgende Kapitel beschreibt die Implementierung des Empfängers in das bereits bestehende Framework. Dabei werden die Programmabläufe der implementierten Hauptfunktionen vorgestellt.

Anschließend werden in Kapitel 5 und 6 die Empfängersynchronisation und die Kanalschätzung analysiert. Dazu erfolgt im jeweiligen Kapitel zunächst eine Erläuterung der theoretischen Grundlagen. Danach wird der implementierte Algorithmus auf seine Funktionalität mit der neu entwickelten Wellenform getestet und das Ergebnis bewertet.

Abschließend werden in Kapitel 7 die Ergebnisse dieser Arbeit zusammengefasst und in Kapitel 8 ein Ausblick über ein mögliches weiteres Vorgehen gegeben.

2 Allgemeine Grundlagen

In diesem Kapitel werden zunächst wesentliche Eigenschaften des Mobilfunkkanals dargestellt. Um das Signalverhalten bei einer Übertragung besser verstehen zu können, werden im Anschluss daran Grundsätze der verwendeten Übertragungsart OFDM näher erläutert. Abschließend wird die DRM+ Wellenform vorgestellt, welche eine Grundlage für die Entwicklung der neuen Wellenform bildet.

Im Rahmen dieser Arbeit werden komplexe Variablen stets mit einem Unterstrich gekennzeichnet und Vektoren und Matrizen durch Fettdruck hervorgehoben.

2.1 Grundlagen des Mobilfunkkanals

Bei der Signalübertragung kommt es durch Einfluss des Mobilfunkkanals zu einer Verzerrung des Sendesignals. Aus diesem Grund werden bestimmte Empfangsalgorithmen benötigt, die das Empfangssignal wieder entzerren können. Um deren Funktionsweise besser analysieren und bewerten zu können, sollen zunächst die Eigenschaften des Mobilfunkkanals und seine mathematische Beschreibung gezeigt werden. Im Anschluss daran wird ein stochastisches Modell vorgestellt und eine Möglichkeit zur Klassifizierung der Kanäle erläutert. Diese Kenntnisse werden im weiteren Verlauf der Arbeit bei der Implementierung des Kanalschätzalgorithmus und der Skalierung der Wellenform benötigt (vgl. Kapitel 3 und Kapitel 6).

2.1.1 Physikalische Effekte

Abbildung 2.1 beschreibt ein Ausbreitungsszenario mit omnidirektionaler Sende- und Empfangsantenne. Aufgrund von Reflexion, Beugung und Streuung an Hindernissen erreicht das Sendesignal die Empfangsantenne auf verschiedenen Wegen. Durch diesen Effekt, der auch als Mehrwegeausbreitung bezeichnet wird, kommt es am Empfänger zu einer Überlagerung von Teilwellen des selben Signals, die jeweils unterschiedlich stark gedämpft, verzögert und phasenverschoben sind und sich gegenseitig beeinflussen. Ihre Phasenlage bestimmt dabei, ob sich die Überlagerungen konstruktiv oder destruktiv

auswirken. Im Frequenzbereich führt Mehrwegeausbreitung zu einem nicht-konstanten Verlauf der Übertragungsfunktion und einem nichtlinearen Verlauf der Phase. Beides stellen Kennzeichen für einen frequenzselektiven Kanal dar. [1, 2]

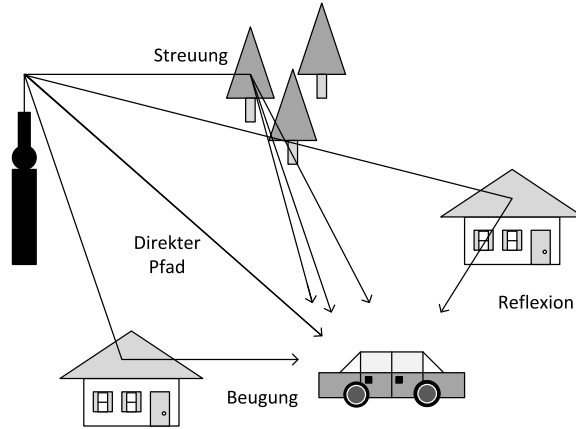


Abbildung 2.1: Ausbreitungsszenario im Mobilfunkkanal

Zusätzlich entsteht durch die Bewegung zwischen Sender und Empfänger eine Phasenänderung, die zur Entstehung des Doppler-Effektes führt [1]. Dieser verursacht eine Frequenzverschiebung (vgl. Abbildung 2.2), die auch als Dopplerfrequenz bezeichnet und gemäß [2] mit

$$f_d := f_{d_{max}} \cos(\alpha_n) \quad (2.1)$$

berechnet wird. Dabei steht α_n für den Einfallswinkel der n-ten Teilwelle, der durch die Einfallsrichtung und die Bewegungsrichtung des Empfängers bestimmt wird (vgl. Abbildung 2.2). Die maximale Dopplerfrequenz $f_{d_{max}}$ lässt sich mit Hilfe der Empfängergergeschwindigkeit v , der Lichtgeschwindigkeit c und der Trägerfrequenz f_0 nach [2] durch

$$f_{d_{max}} = \frac{v}{\lambda} \quad (2.2)$$

bestimmen. Die Wellenlänge λ entspricht dabei

$$\lambda = \frac{c}{f_0}. \quad (2.3)$$

Die maximale (minimale) Dopplerfrequenz ergibt sich für $\alpha_n = 0$ ($\alpha = \pi$), wenn sich der Empfänger direkt auf die Basisstation zu bewegt (davon entfernt). Dagegen ist für $\alpha_n = \frac{\pi}{2}$ und $\alpha_n = 3\frac{\pi}{2}$ die Frequenzverschiebung $f_d = 0$. [2]

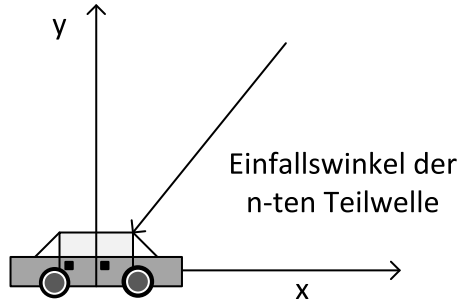


Abbildung 2.2: Einfallswinkel einer n-ten Teilwelle auf einen in Richtung x bewegten Empfänger

Der Doppler-Effekt führt zusammen mit einer Mehrwegeausbreitung zu einer Frequenzverbreiterung des Sendesignals, wodurch der Kanal seine Eigenschaften über der Zeit ändert, d.h. er wird zeitvariant. [2]

2.1.2 Mathematische Beschreibung

Unter Berücksichtigung der in Unterabschnitt 2.1.1 erwähnten Effekte kann der Übertragungsprozess über einen Mobilfunkkanal gemäß [3] wie folgt beschrieben werden:

$$\underline{r}(t) = \sum_{n=0}^{N_p-1} \rho_n \underline{c}_n(t) \underline{s}(t - \tau_n) + \underline{n}(t). \quad (2.4)$$

Das Sendesignal $\underline{s}(t)$ wurde zum Zeitpunkt $(t - \tau_n)$ gesendet und kann z.B. N_p verschiedene Ausbreitungspfade nehmen. Jeder einzelne Pfad N_p wird durch eine Dämpfung ρ_n , eine zeitliche Ausbreitungsverzögerung τ_n und einen stochastischen Prozess \underline{c}_n , der die Dopplereinflüsse beschreibt, gekennzeichnet. Diese Einflüsse führen zu einem verzerrten Empfangssignal $\underline{r}(t)$. Zusätzlich wird weißes gaußsches Rauschen (AWGN, engl. *additive white Gaussian noise*) $\underline{n}(t)$ hinzuaddiert.

Aus Gleichung (2.4) kann gemäß [1] die zeitvariante Kanalimpulsantwort zu

$$\underline{h}(\tau, t) = \sum_{n=0}^{N_p-1} \underline{c}_n(t) \delta(\tau - \tau_n) \quad (2.5)$$

abgeleitet werden. Diese ist abhängig von den Variablen τ und t . Die absolute Zeit t kennzeichnet die zeitliche Änderung des Kanals aufgrund des Doppler-Effektes. Durch die Verzögerungszeit τ werden die Einflüsse der Mehrwegeausbreitung im Frequenzbereich charakterisiert. Die zeitvariante Kanalimpulsantwort beschreibt, wie ein System zum Zeitpunkt t auf einen Dirac-Impuls reagiert, der zum Zeitpunkt $(t - \tau)$ gesendet

wurde. [1]

Durch Fourier-Transformationen über beide Zeitvariablen lassen sich drei weitere Funktionen ableiten, die ebenfalls eine Beschreibung des Mobilfunkkanals ermöglichen. Allgemein werden alle vier Funktionen auch als Bello-Systemfunktionen bezeichnet. Eine für den weiteren Verlauf der Arbeit wichtige Funktion ist dabei die zeitvariante Übertragungsfunktion. Diese kann gemäß [2] wie folgt beschrieben werden:

$$\underline{H}(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \quad (2.6)$$

Sie ergibt sich durch eine Fourier-Transformation der zeitinvarianten Impulsantwort über τ und ist abhängig von den Parametern f und t . Durch sie sind Aussagen über das Zeit- und Frequenzfading möglich. [1]

Für eine detailliertere Übersicht aller Systemfunktionen sei auf die Literatur [1, 2] und [4] verwiesen.

2.1.3 Stochastisches Modell

Die Eigenschaften des Übertragungskanal sind nicht deterministisch, somit ist keine perfekte Kanalkenntnis zu jeder Zeit möglich. Seine Beschreibung erfolgt deshalb als stochastisches System. Zur Beschreibung der statistischen Größen werden Korrelationsfunktionen der Bello-Systemfunktionen verwendet. [2]

Dazu müssen zunächst einige Vereinfachungen getroffen werden, die auch als WSSUS-Annahmen (engl. *wide sense stationary uncorrelated scattering*) bezeichnet werden:

- Bezüglich der Zeit t ist der Übertragungskanal stationär im weiteren Sinne (WSS), d.h. die Kreuzkorrelationsfunktion (KKF) der Kanalimpulsantwort ist nicht von den absoluten Zeitpunkten abhängig, sondern nur von der Zeitdifferenz [1].
- Pfade mit unterschiedlichen Laufzeiten τ_n sind unkorreliert (US), d.h. die Pfadkomponenten beeinflussen sich gegenseitig nicht und lassen sich unabhängig voneinander erzeugen [1].

Eine KKF der Kanalimpulsantwort kann laut [5] mit

$$\phi_{\underline{h}}(\tau_1, \tau_2, t_1, t_2) = E\{\underline{h}(\tau_1, t_1)\underline{h}^*(\tau_2, t_2)\} \quad (2.7)$$

berechnet werden. Unter den WSSUS-Annahmen ist gemäß [1] und [4] die folgende

Beschreibung möglich:

$$\begin{aligned}\phi_{\underline{h}}(\tau_1, \tau_2, t_1, t_2) &= \Phi_{\underline{h}}(\tau, \Delta t) \delta(\Delta \tau), \\ \Delta t &= t_1 - t_2, \\ \Delta \tau &= \tau_1 - \tau_2.\end{aligned}\tag{2.8}$$

Die Funktion $\Phi_{\underline{h}}(\tau, \Delta t)$ wird als Verzögerungs-Kreuzleistungsdichtespektrum bezeichnet. Davon lässt sich, durch Anwendung der WSS-Annahme mit $\Delta t = 0$, das Verzögerungs-Leistungsdichtespektrum ableiten zu

$$\Phi_{\underline{h}}(\tau, 0) = \Phi_{\underline{h}}(\tau).\tag{2.9}$$

Es stellt die Kanalimpulsantwort als Funktion der Verzögerung τ dar. [1, 5]

Für ein konstant verlaufendes Spektrum gilt

$$\Phi_{\underline{h}}(\tau) = \begin{cases} \frac{\sigma_{\underline{h}_n}^2}{\tau_{max}} & \text{für } 0 \leq \tau \leq \tau_{max} \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases}\tag{2.10}$$

Dabei bezeichnet $\sigma_{\underline{h}_n}^2$ die gesamte Leistung des Pfadprozesses. [6]

Eine Autokorrelation (AKF) der zeitvarianten Übertragungsfunktion $\underline{H}(f, t)$ ergibt die für den weiteren Verlauf der Arbeit wichtige Zeit-Frequenz-Korrelationsfunktion $\phi_{\underline{H}}(\Delta f, \Delta t)$. Diese wird bei Anwendung des Kanalschätzalgorithmus näher betrachtet (vgl. Kapitel 6). Sie charakterisiert die Änderungsgeschwindigkeit des stationären Prozesses als Funktion der Zeitdifferenz Δt und Frequenzdifferenz Δf . Unter der Annahme von $\Delta f = 0$ ergibt sich daraus die Zeit-Korrelationsfunktion $\phi_{\underline{H}}(\Delta t)$. Für $\Delta t = 0$ erhält man die Frequenz-Korrelationsfunktion $\phi_{\underline{H}}(\Delta f)$. [1]

Eine Fourier-Transformation von $\phi_{\underline{H}}(\Delta f, \Delta t)$ über Δt liefert das Doppler-Kreuzleistungsdichtespektrum $\Phi_T(\Delta f, f_d)$ [1]. Unter Annahme von $\Delta f = 0$ lässt sich daraus das Doppler-Leistungsdichtespektrum $\Phi_{\underline{H}}(f_d)$ zur Darstellung einer mittleren Leistungsverteilung der Dopplerfrequenzen ableiten [5]. Das Spektrum kann je nach Leistung und Verteilung der Einfallswinkel und Eigenschaften der Empfangsantenne eine andere Form aufweisen [6]. Ein verbreitetes Modell ist die Darstellung als *Jakes-Spektrum*. Es lässt sich gemäß [6] mit folgender Formel darstellen:

$$\Phi_{\underline{H}}(f_d) = \begin{cases} \frac{1}{\pi \cdot f_{dmax}} \cdot \frac{\sigma_{\underline{h}_n}^2}{\sqrt{1 - (f_d/f_{dmax})^2}} & \text{für } |f_d| \leq f_{dmax} \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases}\tag{2.11}$$

Dieses Spektrum kann unter den Annahmen verwendet werden, dass die Einfallswinkel der elektromagnetischen Wellen gleichverteilt in $[2, \pi)$ sind, die Wellenausbreitung in der horizontalen Ebene erfolgt und omnidirektionale Antennen zum Empfang verwendet werden [4].

Für eine detailliertere Übersicht über alle Bello-Korrelationsfunktionen sei auf die Literatur [1, 2] und [4] verwiesen.

2.1.4 Kanalklassifikationen

Ein Kanal kann durch seine Kohärenzzeit T_{coh} , die Kohärenzbandbreite B_{coh} , seine Ausbreitungsverzögerung τ_{max} und die Dopplerfrequenz $f_{d_{max}}$ charakterisiert werden. [1]

Durch Fourier-Transformation des Verzögerungs-Leistungsdichtespektrums $\Phi_{\underline{h}}(\tau)$ entsteht die Frequenz-Korrelationsfunktion:

$$\phi_{\underline{H}}(\Delta f) = \mathcal{F}\{\Phi_{\underline{h}}(\tau)\}. \quad (2.12)$$

Die Kohärenzbandbreite B_{coh} ist definiert als der Δf -Wert, bei dem $\phi_{\underline{H}}(\Delta f)$ auf den halben Betrag abgefallen ist. Durch die Beziehung in Gleichung (2.12) gilt für die Kohärenzbandbreite das Verhältnis:

$$B_{coh} \propto \frac{1}{\tau_{max}}. \quad (2.13)$$

Sie gibt die Bandbreite an, für die der Kanalfrequenzgang annähernd als konstant angenommen werden kann. [1]

Analog entsteht durch eine Fourier-Rücktransformation des Doppler-Leistungsdichtespektrums $\Phi_{\underline{T}}(f_d)$ die Zeit-Korrelationsfunktion:

$$\phi_{\underline{H}}(\Delta t) = \mathcal{F}^{-1}\{\Phi_{\underline{T}}(f_d)\}. \quad (2.14)$$

Die Kohärenzzeit T_{coh} wird definiert als der Δt -Wert, bei dem $\phi_{\underline{T}}(\Delta t)$ auf den halben Betrag abfällt. Durch die Beziehung in Gleichung (2.14) gilt für die Kohärenzzeit das Verhältnis:

$$T_{coh} \propto \frac{1}{2f_{d_{max}}}. \quad (2.15)$$

Die Kohärenzzeit ist die Zeit, in der sich die Kanaleigenschaften nicht signifikant ändern und annähernd als konstant bezeichnet werden können. [1]

Anhand B_{coh} und T_{coh} ist eine Klassifizierung der Übertragungskanäle möglich. Dazu

werden diese Größen in Bezug zur Symbolbandbreite B_s und zur Symboldauer T_s gesetzt. Für die Klassifizierung gilt nach [1]:

- $B_s < B_{coh}$: nicht frequenzselektiver Kanal, frequenzflach (*Flat Fading*),
- $B_s > B_{coh}$: frequenzselektiver Kanal,
- $T_s < T_{coh}$: nicht zeitselektiver Kanal, zeitflach (*Slow Fading*),
- $T_s > T_{coh}$: zeitselektiver Kanal (*Fast Fading*).

2.2 Orthogonal Frequency Division Multiplexing

Basierend auf DRM+ wird in dieser Arbeit das Übertragungsverfahren OFDM verwendet (vgl. [3]). Der folgende Unterabschnitt gibt einen kurzen Überblick über das Grundprinzip dieser Übertragungsart. Danach wird dargestellt, wodurch eine Orthogonalität des Sendesignals erreicht wird und abschließend die Notwendigkeit eines Schutzintervalls begründet.

Auf eine ausführliche Erläuterung des OFDM-Modulators und -Demodulators wird hier verzichtet. Für eine detailliertere Ausführung sei auf [5] und [7] verwiesen.

2.2.1 Mehrträgerverfahren

Bei OFDM handelt es sich um ein Mehrträgerverfahren, welches im Vergleich zu Einträgerverfahren durch seine Übertragungsweise möglichen Störeffekten, die aufgrund von terrestrischer Übertragung auftreten, entgegenwirken oder diese sogar vermeiden kann. [5]

Wie in [7] dargestellt, wird bei OFDM-Übertragung ein Datenstrom mit hoher Datenrate durch Frequenzmultiplexing auf mehrere parallele Frequenzblöcke mit Datenströmen niedriger Datenraten aufgeteilt. Dadurch verlängert sich die Symboldauer wie folgt:

$$T_s = K \cdot T_{sc}. \quad (2.16)$$

Dabei steht die Variable T_{sc} für die Symboldauer bei Einträgerverfahren und K stellt die Anzahl verwendeter Unterträgerfrequenzen für das Frequenzmultiplexing dar. Eine Kanalimpulsantwort $|h(t)|$ der Dauer T_{Kanal} mit der Eigenschaft $T_{sc} < T_{Kanal} \ll T_s$ wirkt sich bei einem Mehrträgerverfahren nur auf Teile eines Symbols aus, während sie

im Einträgerfall starke Intersymbol-Interferenzen (ISI) verursacht, da mehrere Symbolintervalle überlagert werden. [5]

Zusätzlich wird ein schmalbandiges Signal durch einen frequenzselektiven Kanal weniger beeinflusst als ein breitbandiges Signal. Der Kanal ist aufgrund von mehreren Ausbreitungspfaden τ_n frequenzselektiv, d.h. einige Pfade wirken sich konstruktiv aus, andere verursachen Schwundeffekte. Durch die geringe Bandbreite eines Unterträgerkanals wird frequenzselektives *Fading* vermieden und es entstehen Verhältnisse eines *Flat Fadings* (vgl. Unterabschnitt 2.1.4), d.h. für die Bandbreite B_s eines Unterträgers gilt: $B_{coh} \gg B_s$. Somit können innerhalb der Unterträgerbandbreiten annähernd konstante Verhältnisse angenommen werden, die den Entzerreraufwand beim Empfänger deutlich reduzieren. [1, 5]

2.2.2 Grundprinzip OFDM-Übertragung

Durch Übertragung über Unterträger mit sich überlappenden Spektren erreicht OFDM eine höhere spektrale Effizienz. Um dabei Intercarrier-Interferenzen (ICI) (Unterträgerübersprechen) zu vermeiden, müssen die einzelnen Unterträger die Eigenschaft der Orthogonalität erfüllen. [5]

Wie in [5] erläutert, wird bei Mehrträger-Übertragung zunächst ein serieller binärer Datenstrom auf K parallele Datenströme aufgeteilt. Dadurch ergibt sich eine reduzierte Datenrate und eine K -fache Symboldauer pro Datenstrom. Jede dieser parallelen Sequenzen wird unabhängig von einander nach einer bestimmten Abbildungsvorschrift auf die Symbole $\underline{d}_0(n), \dots, \underline{d}_{K-1}(n)$ abgebildet und moduliert. Diese Symbole werden anschließend mit einem Grundimpuls $g(t)$ multipliziert und zusätzlich durch Multiplikation mit einer Exponentialfunktion um die Unterträgerfrequenz f_k verschoben. Abschließend werden alle Signale zum Sendesignal aufaddiert, welches im äquivalenten komplexen Basisband gemäß [5] mit

$$\underline{s}(t) = T_s \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \underline{d}_k(n) g(t - nT_s) e^{j2\pi f_k t} \quad (2.17)$$

dargestellt werden kann. Dabei entspricht die Variable T_s der Symboldauer, K steht für die Anzahl verwendeter Unterträger und f_k ist die Trägerfrequenz eines k -ten Unterträgers.

Bei OFDM-Übertragung wird der Grundimpuls als eine Rechteckfunktion mit der Breite T_s gemäß [5] definiert zu

$$g(t) = \begin{cases} \frac{1}{T_s} & \text{für } 0 \leq t < T_s \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (2.18)$$

Wie in [5] und [7] dargestellt, werden zur Übertragung äquidistante Subträger verwendet. Der Unterträgerabstand Δf entspricht dabei

$$\Delta f = \frac{1}{T_s} \quad (2.19)$$

und wird auch als Nyquistfrequenz bezeichnet. Mit diesem Unterträgerabstand werden die entstandenen Zeitfunktionen (vgl. Gleichung (2.17)) innerhalb eines Intervalls orthogonal zu einander. Dabei stellt $\frac{1}{T_s}$ die Grundfrequenz dar und alle weiteren Unterträgerabstände ganzzahlige Vielfache dieser Grundfrequenz [8]. Gemäß [8] gilt:

$$f_k = k \cdot \Delta f, \quad 0 \leq k \leq K - 1. \quad (2.20)$$

Somit kann mit Hilfe der Gleichungen (2.19) und (2.20) gemäß [9] die folgende Orthogonalitätsbedingung erfüllt werden:

$$\int_{kT}^{(k+1)T} e^{-j2\pi(f_k - f_v)t} dt = 0 \quad \text{für } k \neq v. \quad (2.21)$$

Eine Integration über die Periodendauer T ergibt für die erwartete Unterträgerfrequenz $f_v = f_k$ die gesuchte Amplitude $\underline{d}_k(n)$, für alle anderen Unterträgerfrequenzen entspricht sie Null.

Die Einhaltung des Orthogonalitätsprinzips wird auch bei einer Betrachtung im Frequenzbereich deutlich (vgl. Abbildung 2.3). Eine Begrenzung der Sendesignale mit einer Rechteckfunktion (vgl. Gleichung (2.18)) entspricht im Frequenzbereich einer Faltung von Deltaimpulsen mit einer si-Funktion. Gemäß Modulationssatz werden die Unterträger um Δf versetzt voneinander im Spektralbereich abgebildet. Dabei fällt die Mittenfrequenz jedes Unterträgers aufgrund der gewählten Breite der Rechteckfunktion auf die Nulldurchgänge der anderen si-Funktionen und ICI wird vermieden. In der nachfolgenden Abbildung sind orthogonale Spektren für die Unterträgerfrequenzen $f_k = 0, -1, 1$ dargestellt. [5, 7]

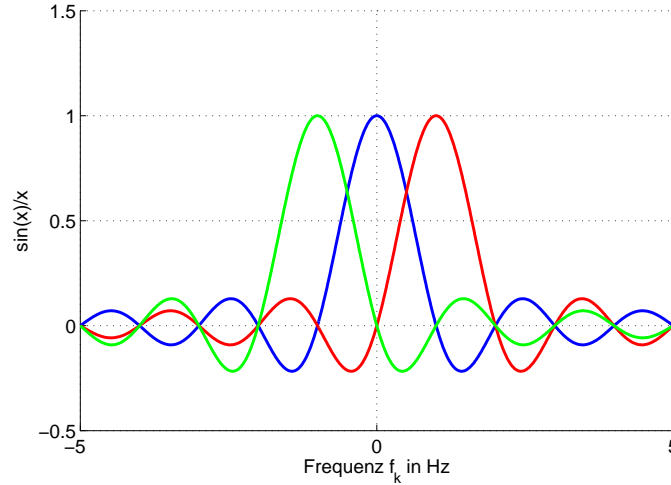


Abbildung 2.3: Spektren orthogonaler Unterträger

Die si-Funktion wird dabei gemäß [10] definiert zu:

$$\text{si}(x) = \frac{\sin(x)}{x}. \quad (2.22)$$

Bei OFDM-Übertragung wird zur Erzeugung der K Unterträger eine Inverse Diskrete Fourier-Transformation (IDFT) verwendet. Gemäß [8] ergibt sich das OFDM-Sendesignal zu:

$$\underline{s}_{OFDM}\left(l\frac{T_s}{K}\right) = \sum_{k=0}^{K-1} \underline{d}(k) e^{j2\pi k l \Delta f T_s / K}, \quad l = 0, \dots, K-1. \quad (2.23)$$

Dieser Ausdruck entspricht der IDFT mit einem konstanten Vorfaktor K . Er lässt sich unter Anwendung von Gleichung (2.19) gemäß [8] vereinfachen zu:

$$\underline{s}_{OFDM}(l) = \sum_{k=0}^{K-1} \underline{d}(k) e^{j2\pi k l / K}, \quad l = 0, \dots, K-1. \quad (2.24)$$

2.2.3 Schutzintervall

Bei der Demodulation des OFDM-Signals wird im Empfänger eine Diskrete Fourier-Transformation (DFT) durchgeführt. Wird das Sendesignal über einen Mehrwegekanal übertragen, dann wird es aufgrund von unterschiedlicher Ausbreitungsverzögerungen τ_n zu verschiedenen Zeitpunkten empfangen. Dadurch entstehen Überlagerungen verschiedener Symbolanteile im DFT-Fenster, was zur Entstehung von ISI führt. Abbildung 2.4

zeigt anhand eines Beispiels mit zwei Pfaden die Überlagerung eines Symbols n mit einem nachfolgenden Symbol $n - 1$. [5]

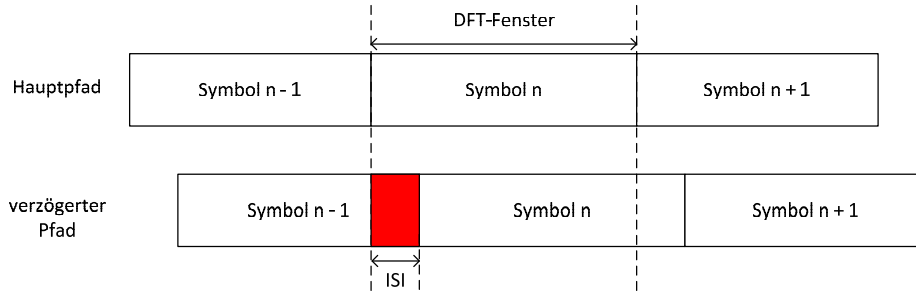


Abbildung 2.4: ISI bei OFDM-Übertragung ohne Schutzintervall in einem Zweipfad-Kanal

Um diese Interferenzen zu vermeiden wird ein Schutzintervall (engl. *Guardintervall*) verwendet. Dazu wird eine zyklische Erweiterung des zu sendenden Symbols vorgenommen. Dabei wird eine Kopie des hinteren Symbolabschnitts dem eigentlichen Kernabschnitt vorangestellt. Somit kann weiterhin eine Orthogonalität der Unterträger gewährleistet werden. Die Länge des *Guardintervalls* T_g wird dabei im Vergleich zur maximalen Ausbreitungsverzögerung τ_{max} zu

$$T_g \geq \tau_{max} \quad (2.25)$$

gewählt. Damit fallen alle entstehenden Interferenzen in die Dauer des Schutzintervalls (vgl. Abbildung 2.5), welches der Empfänger bei Durchführung der DFT wieder entfernt. [5]

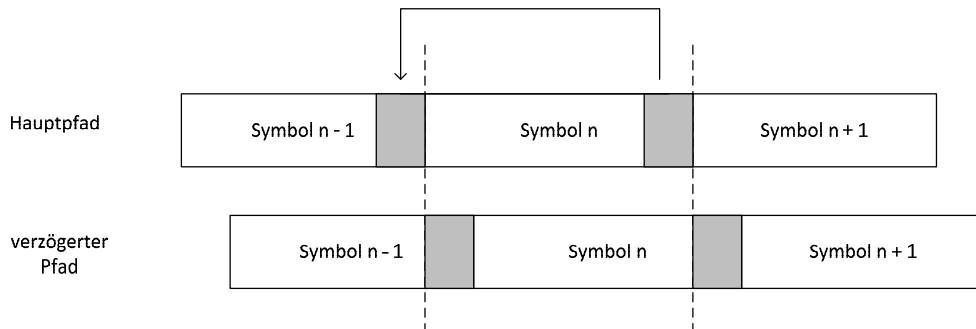


Abbildung 2.5: OFDM-Übertragung mit Schutzintervall in einem Zweipfad-Kanal

Ein Nachteil des Schutzintervalls liegt darin, dass es keine weiteren Informationen enthält und somit einen Effizienzverlust verursacht. Die Symboldauer erhöht sich auf

$$T_s = T_g + T_u, \quad (2.26)$$

gleichzeitig wird jedoch die Symbolrate reduziert. [7]

In der Praxis wird durch Verwendung von Kanalcodierung und *Interleaving* (Verwürfelung) das OFDM-Sendesignal noch robuster gegen Fehleranfälligkeiten gestaltet. So verwendet DRM+ beispielsweise *Coded* OFDM (COFDM). Auf Fehlerschutz und Kanalcodierung soll an dieser Stelle nicht weiter eingegangen werden, da im Zuge dieser Arbeit ausschließlich uncodierte Symbole verwendet werden. Bei weiterem Interesse sei auf [3] verwiesen.

2.3 Eigenschaften von DRM+

Eine wichtige Grundlage zur Entwicklung der neuen Wellenform bildet das Übertragungssystem DRM+. In Unterabschnitt 2.3.1 soll zunächst ein kurzer Überblick über den grundsätzlichen Aufbau des DRM+ Signals gegeben werden, für eine detaillierte Ausführung sei auf [3] verwiesen.

Die darauf folgenden Unterabschnitte geben Auskunft über Rahmenstruktur, Modulationsverfahren, Signalparameter und das im Signal verwendete Pilotenmuster. Diese Merkmale wurden im DRM-Standard an bestehende Übertragungsbedingungen für eine Übertragung in den Bereichen LF (engl. *low frequency*), MF (engl. *medium frequency*), HF (engl. *high frequency*) und VHF (engl. *very high frequency*) angepasst (vgl. [3]). DRM+ sendet im VHF-Bereich, dafür wurde der Übertragungsmodus (engl. *robustness mode*) *Mode E* definiert, welcher mit den gewählten OFDM-Parameter gewährleistet, dass das Sendesignal *robust* über einen zeit- und frequenzselektiven Kanal übertragen werden kann. Die einzelnen Parameter werden im Folgenden näher erläutert. Abschließend werden weitere Eigenschaften, wie verwendete Bandbreite, Frequenzbänder und Übertragungsform vorgestellt.

2.3.1 Datenströme

DRM besitzt die Möglichkeit Datenströme, wie beispielsweise Audio- oder Multimedia-daten, zu senden. Dabei können bis zu vier Dienste gleichzeitig in einem logischen Kanal, dem *Main Service Channel* (MSC), übertragen werden. Zudem sind noch ein *Fast Access Channel* (FAC) und ein *Service Description Channel* (SDC) vorhanden.

Der FAC signalisiert dem Empfänger, welche Kanalparameter, Bandbreitenbelegung

oder Modulationsverfahren und Konstellationsdiagramme für SDC- und MSC-Daten verwendet wurden. Der SDC liefert Informationen über Decodierung der MSC-Daten oder weitere Eigenschaften der Dienste, wie beispielsweise *Alternate Frequency Switching* (AFS), falls alternative Quellen für die selben Sendedaten gefunden werden müssen. [3]

Aufgrund des zeitlichen Rahmens dieser Arbeit wird auf eine Implementierung und weitere Verwendung der logischen Kanälen SDC- und FAC verzichtet. Für den MSC wird ein Datenstrom aus Zufallsbits mit einem *Pseudo-Random-Bit-Generator* gemäß [11] generiert.

2.3.2 Modulationsverfahren

Im *Mode E* werden Datenströme, die für den MSC bestimmt sind, mit 4 QAM (Quadraturamplitudenmodulation) oder 16 QAM moduliert [3]. Dabei werden beim *Signalmapping* binäre Quelldaten durch eine Abbildungsvorschrift auf komplexe Signalnummern abgebildet (engl. *Mapping*). Diese sind bei QAM durch ein Symbol repräsentiert, welches aus einer bestimmten Konstellation aus Amplitude und Phase besteht. Bei 4 QAM können 2 bit und bei 16 QAM 4 bit pro Konstellationspunkt übertragen werden. Somit ist die Datenrate bei 16 QAM höher als bei 4 QAM. [12]

Abbildungen zu Konstellationsdiagrammen sind im Anhang A.1 zu finden.

2.3.3 Rahmenstruktur und Signalparameter

DRM+ überträgt die modulierten Datenströme aufgeteilt auf Einheiten. Die größte Einheit stellt das *Transmission Super Frame* (Übertragungs-Superrahmen) dar, welches aus vier *Transmission Frames* (Übertragungsrahmen) besteht (vgl. Abbildung 2.6).

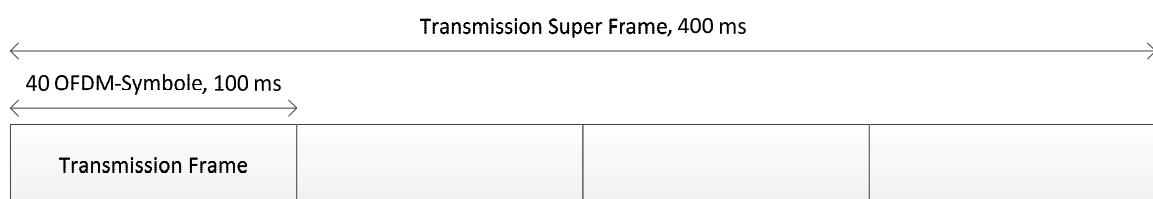


Abbildung 2.6: Aufbau eines *Transmission Super Frames*, DRM+

Ein *Transmission Frame* enthält 40 OFDM – Symbole, die auf 213 Unterträger, gemäß OFDM-Übertragung (vgl. Abschnitt 2.2), aufmoduliert werden. Dabei betragen die Indizes der größten und kleinsten Unterträger $k_{min} = -106$ und $k_{max} = 106$, d.h. die

Unterträger sind symmetrisch um einen DC-Träger verteilt. Weitere Signalparameter, die in [3] für *Mode E* festgelegt sind, können Tabelle 2.1 entnommen werden.

Übertragen werden Daten-, Kontroll- und Pilotenzellen. Über Kontrollzellen erfolgt der Transport von FAC- und SDC-Daten [13]. Da in dieser Arbeit keine FAC- und SDC-Daten übertragen werden, wird im weiteren Verlauf auf die Verwendung von Kontrollzellen verzichtet. Bei weiterem Interesse sei auf [3] verwiesen.

<i>Robustness Mode</i>	E	
Dauer der Nutzdaten	T_u	2,25 ms
Unterträgerabstand	$1/T_u$	444 ⁴ /9 Hz
Dauer des Schutzintervalls	T_g	0,25 ms
Verhältnis von Schutzintervall zu Nutzdaten	T_g/T_u	1/9
Symboldauer	$T_s = T_u + T_g$	2,50 ms
Anzahl Symbole je <i>Transmission Frame</i>	N_s	40
Anzahl Unterträger je <i>Transmission Frame</i>	K	213
Index unterster Unterträger	k_{min}	-106
Index oberster Unterträger	k_{max}	106

Tabelle 2.1: OFDM-Signalparameter, *Mode E*

2.3.4 Pilotenmuster

Bei Pilotenzellen (engl. *pilot cells*) handelt es sich um Daten, die sowohl dem Sender als auch dem Empfänger bekannt sind. Sie werden zur Durchführung einer Rahmen-, Frequenz- und Zeitsynchronisation sowie Kanalschätzung verwendet. Pilotenzellen werden mit den modulierten Datenzellen nach einem bestimmten Schema in einem *Transmission Frame* angeordnet. Dabei wird die Anordnung so gewählt, dass Position, Amplitude und Phase dieser Zellen eine optimale Leistungsfähigkeit für den jeweiligen *Robustness Mode* gewährleisten. In einem DRM+ Sendesignal gibt es zwei Arten von Pilotenzellen: *Time-* und *Gain-References*. [3]

Time References befinden sich im ersten OFDM-Symbol eines *Transmission Super Frames*. Sie werden bei einer Empfängersynchronisation verwendet, um das erste OFDM-Symbol zu ermitteln und einen Frequenzoffset zu schätzen (vgl. [3]). Aufgrund der geänderten Übertragungsform in dieser Arbeit wird eine Präambel diese Aufgaben übernehmen. Auf eine weitere Verwendung der *Time References* wird deshalb verzichtet. Bei weiterem Interesse sei auf [3] verwiesen.

Gain References ermöglichen eine kohärente Demodulation des OFDM-Empfangssignals. Sie werden vom Empfänger zur Kanalschätzung verwendet. Ihre Anordnung im

Zeit-Frequenzmuster eines *Transmission Frames* wird gemäß [3] mit folgender Vorschrift bestimmt:

$$k = 2 + 4 \cdot (l \bmod 4) + 16 \cdot p. \quad (2.27)$$

Dabei kennzeichnet k den jeweiligen Unterträger, l ist das entsprechende OFDM-Symbol und p sind Integer-Werte im Bereich $k_{min} \leq k \leq k_{max}$.

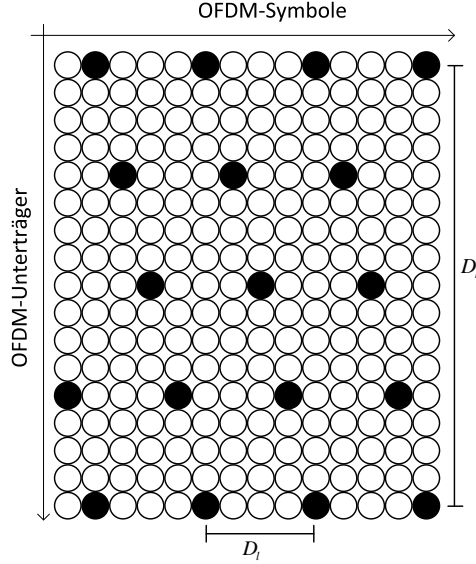


Abbildung 2.7: Ausschnitt der Pilotenstruktur für DRM+, Quelle: [3]

Abbildung 2.7 zeigt einen Ausschnitt des Pilotenmusters für DRM+. In Zeitrichtung wiederholt sich das Muster alle vier Symbole, d.h. $D_l = 4$, in Frequenzrichtung alle 16 Unterträger, somit gilt $D_k = 16$. Jedes *Transmission Frame* im *Mode E* besitzt die selbe, sich wiederholende Pilotenstruktur. Die genaue Anzahl und Anordnung der Piloten hängt davon ab, wie stark die erwartete Dopplerverschiebung und die Laufzeitverzögerung sind [14]. Zusätzlich kann auch, wie in [6] erläutert, möglichen periodischen Kanaleffekten entgegengewirkt werden, da die Pilotenanordnung nicht in jedem Symbol gleich gewählt ist.

Laut [3] kann jeder Pilot mit

$$c_{r,l,k} = a_{l,k} \cdot e^{(j2\pi\vartheta(l,k))} \quad (2.28)$$

beschrieben werden. Die Amplitude wird durch $a_{l,k}$ und die Phase durch $e^{(j2\pi\vartheta(l,k))}$ dargestellt. Index r kennzeichnet den verwendeten *Transmission Frame*.

Damit an den Stellen der *Gain*-Piloten ein höheres Signal-zu-Rauschverhältnis (SNR ,

engl. *Signal-to-Noise-Ratio*) garantiert werden kann, erfahren alle Pilotenzellen grundsätzlich eine Leistungsverstärkung um den Faktor 2, d.h. für die Amplitude gilt:

$$a_{l,k} = \sqrt{2}. \quad (2.29)$$

Daten- und Pilotenzellen sind symmetrisch um einen Nullträger verteilt. Für Piloten an den Rändern des Spektrums, d.h. für $k = -106, -102, 102, 106$ gilt gemäß [3] eine höhere Leistungsverstärkung um den Faktor 4. Somit gilt:

$$a_{l,k} = 2. \quad (2.30)$$

Wie in [6] näher erläutert wird, kann dadurch Randinterpolationsproblemen bei der Kanalschätzung entgegengewirkt werden. Aufgrund des höheren SNR der Pilotenzellen im Vergleich zum SNR der Datenzellen wird das Signal an diesen Stellen, bei Einfluss von AWGN, robuster gegen Rauschen. [3]

Das SNR wird aus der Signalleistung der Datenzellen und der Rauschleistung berechnet. Allgemein beschreibt es das Verhältnis von mittlerer Leistung des Nutzsignals σ_s^2 zur mittleren Leistung des Störsignals σ_n^2 , bezogen auf die Empfangsfilterbandbreite B_e . Für das SNR gilt gemäß [5]:

$$SNR = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} = \frac{E_s}{N}. \quad (2.31)$$

Werden bei einer Übertragung nicht alle Unterträger verwendet, sollte das CNR (engl. *Carrier-to-Noise-Ratio*) betrachtet werden. Es beschreibt das Träger-zu-Rauschverhältnis und damit das Verhältnis der Signalleistung zu Rauschleistung innerhalb der tatsächlichen Signalbandbreite B_{tat} . Es kann gemäß [6] wie folgt berechnet werden:

$$\begin{aligned} CNR &= SNR \cdot \frac{B_e}{B_{tat}} \\ CNR|_{dB} &= SNR|_{dB} + 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{B_e}{B_{tat}} \right). \end{aligned} \quad (2.32)$$

2.3.5 Eigenschaften der Übertragung

DRM+ sendet ab 30 MHz im VHF-Bereich in allen drei Frequenzbändern. Der Bereich der Frequenzbänder ist in Tabelle 2.2 dargestellt [13]. Die Übertragungsbandbreite beträgt 96 kHz, womit es in das 100 kHz Kanalaraster des analogen UKW-Rundfunks passt. [3]

VHF-Band I	47 - 85 MHz
VHF-Band II	87,5 - 108 MHz
VHF-Band III	174 - 230 MHz

Tabelle 2.2: VHF Frequenzbänder, die bei der Übertragung mit DRM+ verwendet werden

Bei der Übertragungsform handelt es sich um Rundfunkübertragung, d.h. es werden kontinuierlich *Transmission Super Frames* von einem Sender zu mehreren Empfängern gesendet. Bei der vorliegenden Bachelorarbeit soll durch eine Erweiterung der Signalstruktur um eine Prä- und Postambel eine Burst-Übertragung anstelle einer Rundfunkübertragung ermöglicht werden.

3 Aufbau eines Übertragungssystems und Entwicklung einer Wellenform

Für das aufgebaute Übertragungssystem wurden einerseits Module aus dem Vorgängerprojekt angepasst und erweitert, andererseits aber auch neue hinzugefügt. Die Wellenform wurde auf Basis von DRM+ (vgl. Abschnitt 2.3) entwickelt, damit sie für eine Übertragung in höheren Frequenzbereichen ab 30 MHz geeignet ist.

Die folgenden Abschnitte bieten eine Übersicht über die implementierte Übertragungskette und erläutern, welches Vorgehen bei der Entwicklung der Wellenform angewandt wurde.

3.1 Systemaufbau

Das Übertragungssystem gliedert sich in drei Abschnitte: einen Sender, einen Kanal und einen Empfänger. In den nachfolgenden Abbildungen zum Übertragungssystem sind Module, die neu implementiert oder angepasst wurden, durch Fettdruck gekennzeichnet.

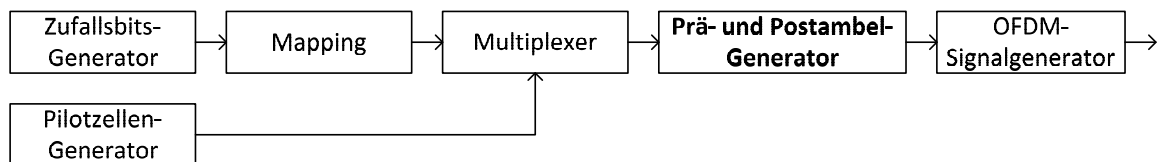


Abbildung 3.1: Senderstruktur des neu aufgebauten Übertragungssystems

Der Senderaufbau kann Abbildung 3.1 entnommen werden. Zunächst werden Zufallsbits q_v generiert, die den MSC-Datenstrom darstellen (vgl. Unterabschnitt 2.3.1). Der zu übertragende Inhalt ist hierbei irrelevant, da nur die Funktionalität der einzelnen Module untersucht wird. Unabhängig davon werden Pilotsymbole nach der DRM+ Vorschrift erzeugt (vgl. Unterabschnitt 2.3.4). Beide Datenströme werden mit Hilfe eines *Multiplexers* zusammengefasst, sodass sich das Zeit-Frequenz-Muster gemäß Abbildung 2.7 ergibt. Eine zusätzlich angelegte Funktion generiert im nächsten Schritt Prä- und Postambel, die

dieses Muster in Symbolrichtung erweitern. Abschließend führt ein OFDM-Generator eine IDFT in Form einer IFFT (engl. *Inverse Fast Fourier Transformation*) durch. Dies führt dazu, dass das Sendesignal nun im Zeitbereich vorliegt.

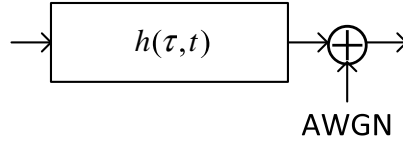


Abbildung 3.2: Kanalmodell bei einer Übertragung mit AWGN und Mehrwegekanal

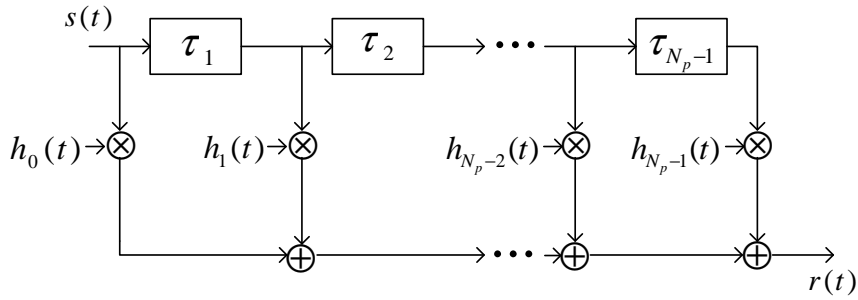


Abbildung 3.3: *Tapped-Delay-Line* Kanalmodell

Das Sendesignal wird durch einen zeit- und frequenzselektiven Kanal (vgl. Abbildung 3.2) verzerrt. Dieser kann mit Hilfe von Gleichung (2.5) als FIR-Kanalmodell (engl. *Finite Impulse Response*) dargestellt werden, welches auch als *Tapped-Delay-Line-Model* bezeichnet wird (vgl. Abbildung 3.3). Die Variablen τ_n stellen die Ausbreitungsverzögerungen dar und sind somit für die Frequenzselektivität verantwortlich. Die Zeitselektivität wird anhand von $h_n(t)$, den zeitinvarianten Kanalimpulsantworten, erzeugt. Das Modell ist als ein frequenzselektiver Kanal aufgebaut, der aus der Überlagerung von N_p nicht-frequenzselektiven Kanälen besteht. Eine Kenntnis des absoluten Eintreffzeitpunkts des ersten Pfades ist nicht nötig, deshalb kann dessen Ausbreitungsverzögerung zu $\tau_0 = 0$ gesetzt werden. Die Verzögerungen der anderen Pfade werden relativ auf den Eintreffzeitpunkt des ersten Pfades bezogen. [6]

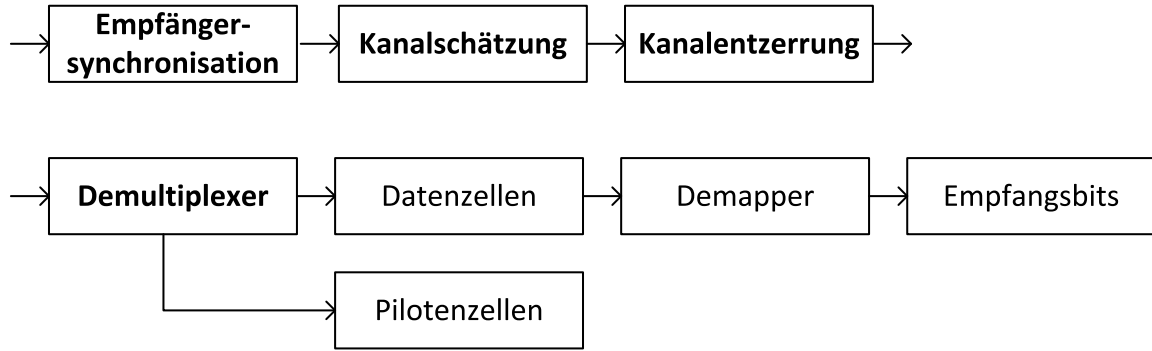


Abbildung 3.4: Empfängerstruktur des neu aufgebauten Übertragungssystems

Das verzerrte Empfangssignal muss nun vom Empfänger richtig entzerrt werden (vgl. Abbildung 3.4). Dazu führt dieser zunächst eine Empfängersynchronisation durch. In dieser wird eine initiale Präambelsynchronisation und eine initiale Frequenzoffsetschätzung durchgeführt. Anschließend wird das Empfangssignal mittels einer DFT in Form einer FFT (engl. *Fast Fourier Transformation*) in den Frequenzbereich transformiert und es werden *Tracking*-Algorithmen ausgeführt. Danach schätzt ein Kanalschätzverfahren die Übertragungsfunktion, die zur darauf folgenden Entzerrung verwendet wird. Nach der Kanalentzerrung trennt ein *Demultiplexer* wieder die Daten- und Pilotenzellen aus dem Zeit-Frequenz-Muster auf. Die Datenzellen werden mit Hilfe eines *Demappers* durch eine inverse Abbildungsvorschrift auf Empfangsbits v_v abgebildet. Anhand dieser Bitfolge kann abschließend ein *BER* (engl. *Bit Error Rate*) gemäß [5] nach folgender Vorschrift

$$e_v = \begin{cases} 0 & \text{für } v_v = q_v \\ 1 & \text{für } v_v \neq q_v \end{cases}$$

$$BER = \frac{1}{N_v} \sum_{v=1}^{N_v} e_v \quad (3.1)$$

berechnet werden. Dabei bezeichnet q_v das ursprünglich gesendete Bit. Das *BER* ergibt sich aus dem Verhältnis der falsch decodierten Empfangsbits zur Gesamtanzahl der gesendeten Bits N_v .

3.1.1 Erweiterung der Modulationsverfahren

Die in Unterabschnitt 2.3.2 erwähnten DRM+ Modulationsverfahren werden um 64 und 256 QAM erweitert. Entsprechende Abbildungen von Konstellationsdiagrammen finden

sich in Anhang A.1. Eine Erhöhung der Modulationsart bietet einerseits eine Möglichkeit mit höherer Datenrate zu übertragen, andererseits steigt dadurch jedoch die Fehleranfälligkeit. In Unterabschnitt 2.3.2 wurde bereits erwähnt, dass bei 16 QAM mit höherer Datenrate übertragen werden kann als bei 4 QAM, der Abstand der Konstellationspunkte ist jedoch geringer. Die beim Empfänger eintreffenden, vom Übertragungskanal verzerrten Symbole können trotz Kanalverzerrung von den gesendeten optimalen Konstellationspunkten abweichen. In diesem Fall entscheidet sich der Empfänger gemäß *Harddecision* für den Konstellationspunkt, der den geringsten Abstand zum empfangenen Symbol besitzt [8]. Falls eine Verzerrung sehr stark ist, besteht die Gefahr, dass das Empfangssymbol in ein benachbartes Entscheidungsgebiet fällt und somit nach dem anschließenden *Demapping* Bitfehler berechnet werden. [15]

Im Rahmen dieser Arbeit wurde noch kein Fehlerschutz, wie beispielsweise Kanalcodierung oder *Interleaving* verwendet. Diese sollten jedoch, um die Fehleranfälligkeit bei höheren Modulationsarten zu mindern (vgl. [16]), in Folgearbeiten berücksichtigt und implementiert werden.

3.1.2 Modellierung von Prä- und Postambel

Um einen Burst-Betrieb zu ermöglichen werden dem Signal Prä- und Postambelstrukturen angefügt. Sie werden bei der Empfängersynchronisation und der Kanalschätzung verwendet. Dabei handelt es sich um zwei Sequenzen, die sowohl dem Sender als auch dem Empfänger bekannt sind. Eine Präambel befindet sich am Anfang eines Bursts. Dabei ist die Burst-Länge dem Empfänger nicht bekannt und kann je nach gesendeter Informationsgröße variieren. Aus diesem Grund wird eine Postambel, die das Burst-Ende bestimmt, als bekannte Endsequenz benötigt. Im Rahmen einer Empfängersynchronisation wird eine Kreuzkorrelation auf beide Sequenzen durchgeführt. Bei erfolgreicher Detektion entsteht ein einzelner *Peak* (Höchstwert), welcher je nach korrelierter Sequenz den Burst-Anfang oder das Burst-Ende kennzeichnet.

Im Vorgängerprojekt wurden *M-Sequenzen* und *Zadoff-Chu-Sequenzen* (ZC-Sequenzen) auf optimale Korrelationseigenschaften hin untersucht. Für einen detaillierten Vergleich sei auf [8] verwiesen. ZC-Sequenzen konnten die gestellten Anforderungen am besten erfüllen und werden deshalb analog zum vorhergehenden Forschungsprojekt in der Prä- und Postambel eingesetzt (vgl. [8]). Sie werden als nicht-binäre Sequenzen mit einheitlicher Amplitude erzeugt und besitzen CAZAC (engl. *Constant Amplitude Zero Autocorrelation*) Eigenschaften. CAZAC Sequenzen sind komplexe Signale der Form $e^{j\alpha_k}$. Für eine ungerade Sequenzlänge N_{ZC} können ZC-Sequenzen gemäß [17] mit

$$\underline{a}_q(n) = \exp\left(-j\pi q \frac{n(n+1)}{N_{zc}}\right) \quad (3.2)$$

angegeben werden. Für eine gerade Sequenzlänge wird laut [8] folgende Formel verwendet:

$$\underline{a}_q(n) = \exp\left(-j\pi q \frac{n^2}{N_{zc}}\right). \quad (3.3)$$

Der Index q gibt den *Root Index* an, n steht für die Zählvariable, für welche $n = 0, 1, \dots, N_{zc} - 1$ gilt. Die Anzahl der möglichen q ist begrenzt, da diese relativ prim zu N_{zc} gewählt werden. [17]

Zadoff-Chu-Sequenzen erfüllen laut [17] die folgenden Eigenschaften:

- Durch eine konstante Amplitude besitzen sie eine konstante Einhüllende und das *Peak-to-Average-Power-Ratio* (PAPR) wird begrenzt. Dies ist auch für ihre N-Punkt DFT gültig.
- CAZAC-Eigenschaft: Sequenzen beliebiger Länge erfüllen eine ideale zyklische Autokorrelation, d.h. eine Autokorrelation einer Sequenz mit ihrer um N_{cz} zyklisch verschobenen Sequenz resultiert in einem *Delta-Peak* an der Stelle N_{cz} und ansonsten in Null.
- ZC-Sequenzen besitzen sehr gute Kreuzkorrelationseigenschaften. Wenn die Differenz der Indizes $|q_1 - q_2|$ relativ prim ist zu N_{zc} , dann ist der Betrag der Kreuzkorrelation konstant und beträgt $\frac{1}{\sqrt{N_{sc}}}$.

3.2 Wellenformaufbau

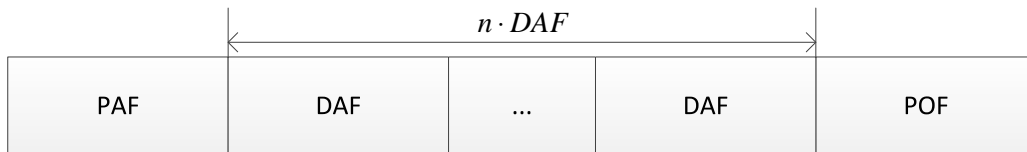


Abbildung 3.5: Aufbau eines Bursts

Das DRM+ Sendesignal wurde bereits gemäß DRM-Standard (vgl. [3]) so entwickelt, dass eine robuste Übertragung über einen zeit- und frequenzselektiven Kanal im VHF-Bereich möglich ist (vgl. Abschnitt 2.3). Das bereits vorgestellte bestehende Zeit-Fre-

quenz-Muster aus Daten- und Pilotenzellen wird nun im Rahmen dieser Arbeit in Zeit- und Frequenzrichtung angepasst, skaliert und um eine Prä- und Postambel erweitert. Im Zuge dessen werden analog zum DRM-Prinzip zunächst *Frames* definiert. Somit besteht ein Burst aus einem Präambel-*Frame* (PAF), einer variablen Anzahl n an Daten-*Frames* (DAF) und einem Postambel-*Frame* (POF) (vgl. Abbildung 3.5).

Ein *Frame* besteht aus einer definierter Symbolanzahl. Bei einer Bestimmung dieser Anzahl muss jedoch die Pilotenanordnung beachtet werden. Das Zeit-Frequenz-Muster der Pilotenzellen in einem DRM+ *Transmission Frame* bestimmt die maximalen Kanaleinflüsse, die durch die Kanalschätzung unter Beachtung des Abtasttheorems kompensiert werden können (vgl. Abbildung 2.7). Dieses kann, bezüglich der Pilotenstruktur, gemäß [14] mit den nachfolgenden Gleichungen formuliert werden:

$$f_{d_{max}} T_s D_l \leq \frac{1}{2}, \quad (3.4)$$

$$\tau_{max} \Delta f D_k \leq 1. \quad (3.5)$$

Unter Annahme eines *Jakes*-Doppler-Leistungsdichtespektrums besagt Gleichung (3.4), dass der zeitliche Abstand der Piloten kleiner oder gleich dem Kehrwert der zweifachen maximalen Dopplerfrequenz sein muss. Der Kanal kann in dieser Zeit annähernd als konstant angenommen werden. Gleichung (3.5) sagt aus, dass der Abstand der Piloten in Frequenzrichtung kleiner oder gleich der Kohärenzbandbreite B_{coh} sein muss. Gemäß Tabelle 2.1 gilt für die Symboldauer $T_s = 2,5 \text{ ms}$ und für den Unterträgerabstand $\Delta f = 444\frac{4}{9} \text{ Hz}$. Für die Pilotenabstände im Zeit-Frequenzmuster gilt gemäß Abbildung 2.7: $D_k = 16$ und $D_l = 4$. Unter Berücksichtigung der Gleichungen (3.4) und (3.5) ergeben sich für DRM+ als maximal durch die Kanalschätzung kompensierbare Parameter für die Dopplerverschiebung $f_{d_{max}} = 50 \text{ Hz}$ und für die maximale Ausbreitungsverzögerung $\tau_{max} = 0,141 \text{ ms}$. Bei Skalierung der Wellenform muss darauf geachtet werden, dass diese Werte weiterhin eingehalten und nicht verschlechtert werden.

3.2.1 Skalierung in Zeitrichtung

Aufbauend auf DRM+ wird das Signal in Zeitrichtung zu *Frames* definiert. Diese bestehen aus einer bestimmten Anzahl an OFDM-Symbolen mit einer definierten Pilotenanordnung. Im Zeit-Frequenz-Muster eines DRM+ *Transmission Frames* wiederholt sich diese Struktur alle vier Symbole, sodass $D_l = 4$ gilt (vgl. Abbildung 2.7). Dadurch können gemäß Gleichung (3.4) Kanaleinflüsse von $f_{d_{max}} \leq 50 \text{ Hz}$ kompensiert werden.

Für die kleinste Einheit eines DAFs kann somit aufgrund der sich ergebenden Periodizität eine *Frame*-Länge zu vier Symbolen festgesetzt werden, ohne dass dadurch das Kanalschätzverfahren in seiner Funktionalität beeinträchtigt wird. Ein DAF ist damit insgesamt $4 \cdot T_s = 10 \text{ ms}$ lang. Für ein einheitliches erstes Systemdesign werden auch die Prä- und Postambellängen zu 10 ms, d.h zu je vier Symbolen modelliert. Der implementierte Algorithmus kann somit im weiteren Verlauf der Arbeit auf eine konsistente Framelänge getestet werden.

Grundsätzlich ist es von Vorteil, wenn die Dauer der Prä- und Postambel länger als die Kohärenzzeit T_{coh} gewählt wird (vgl. Unterabschnitt 2.1.4), damit diese auch nach einem Kanal detektiert werden können, der einen Abschnitt mit konstant niedriger Energie enthält. In der Literatur werden Näherungen für die Kohärenzzeit angegeben. In dieser Arbeit wurde gemäß [1] T_{coh} mit folgender Formel berechnet:

$$T_{coh} = \frac{9}{16\pi f_{d_{max}}}. \quad (3.6)$$

Für die DRM+ Kanalprofile gemäß [3] können mit Hilfe von Tabelle 2.2 und Gleichung (2.3) die Wellenlängen für alle definierten VHF-Frequenzbänder bestimmt (vgl. Tabelle 3.1) und anschließend die maximale Dopplerfrequenz anhand von Gleichung (2.2) berechnet werden. Diese sind in Tabelle 3.2 dargestellt. Dabei stehen die Indizes 1 und 2 für das obere und untere VHF-Band. Daraus lässt sich T_{coh} gemäß Gleichung (3.6) berechnen. Die Ergebnisse dazu befinden sich in Tabelle 3.3.

Eine Beachtung der Kohärenzbandbreite ist bei einer Nutzbandbreite im Kilohertzbereich noch nicht notwendig. Größere Frequenzeinbrüche entstehen erst ab einer Verwendung von Nutzbandbreiten von mehreren Megahertz. [18]

VHF-Band	Wellenlänge λ in m
I ₁	6,4
I ₂	3,5
II ₁	3,4
II ₂	2,7
III ₁	1,7
III ₂	1,3

Tabelle 3.1: Wellenlängen in den VHF-Bänder

Kanal	Urban	Rural	Terrain	Hilly Terrain
Empfängergeschwindigkeit v	$60 \frac{\text{km}}{\text{h}}$	$150 \frac{\text{km}}{\text{h}}$	$60 \frac{\text{km}}{\text{h}}$	$100 \frac{\text{km}}{\text{h}}$
VHF-Band I ₁	2,6 Hz	6,5 Hz	2,6 Hz	4,3 Hz
VHF-Band I ₂	4,8 Hz	11,9 Hz	4,8 Hz	7,9 Hz
VHF-Band II ₁	4,9 Hz	12,3 Hz	4,9 Hz	8,2 Hz
VHF-Band II ₂	6,1 Hz	15,4 Hz	6,1 Hz	10,3 Hz
VHF-Band III ₁	9,8 Hz	24,5 Hz	9,8 Hz	16,3 Hz
VHF-Band III ₂	12,8 Hz	32,1 Hz	12,8 Hz	21,4 Hz

Tabelle 3.2: Maximale Dopplerfrequenzen der DRM+ Kanalprofile unter Berücksichtigung der einzelnen VHF-Bänder

Kanal	Urban	Rural	Terrain	Hilly Terrain
VHF-Band I ₁	68,9 ms	27,5 ms	68,9 ms	41,6 ms
VHF-Band I ₂	37,6 ms	15,1 ms	37,6 ms	22,7 ms
VHF-Band II ₁	36,5 ms	14,6 ms	36,5 ms	21,9 ms
VHF-Band II ₂	29,4 ms	11,6 ms	29,4 ms	17,4 ms
VHF-Band III ₁	18,3 ms	7,3 ms	18,3 ms	11,0 ms
VHF-Band III ₂	14,0 ms	5,6 ms	14,0 ms	8,4 ms

Tabelle 3.3: Kohärenzzeiten für die DRM+ Kanalprofile in verschiedenen VHF-Bändern

3.2.2 Skalierung in Frequenzrichtung

Neben einer Skalierung in Zeitrichtung wird auch eine in Frequenzrichtung durchgeführt, damit das Signal für unterschiedliche Frequenzbelegungen im Übertragungsband verwendet werden kann. Dabei müssen für neue Nutzbandbreiten B_{nutz} mehrere Signalparameter angepasst werden. Das Vorgehen soll im Folgenden am Beispiel der DRM+ Signalparameter mit $B_{nutz} = 96 \text{ kHz}$ vorgestellt werden.

Das Zeit-Frequenz-Muster der Piloten ist, wie bereits in Unterabschnitt 2.3.4 erläutert, symmetrisch um einen Nullträger verteilt. Wie man an Abbildung 2.7 erkennen kann, enthält nur jeder vierte Unterträger Pilotenzellen, wobei die äußersten Träger des Spektrums Pilotenzellen enthalten müssen, um Randinterpolationsproblemen entgegen zu wirken (vgl. [4]). Somit entsteht die Möglichkeit, dass mit der Unterträgeranzahl K nicht die gesamte zur Verfügung gestellte Bandbreite B_{nutz} belegt wird. Im Beispiel von DRM+ beträgt $B_{nutz} = 96 \text{ kHz}$, wobei sich anhand der Gesamtunterträgeranzahl K und des Unterträgerabstandes Δf durch den Zusammenhang

$$B_{tot} = K \cdot \Delta f \quad (3.7)$$

zeigen lässt, dass die tatsächlich belegte Bandbreite $B_{tat} = 94,7 \text{ kHz}$ entspricht. Bei einer Skalierung in Frequenzrichtung auf verschiedene Nutzbandbreiten B_{nutz} muss B_{tat} so dimensioniert sein, dass die beschriebene Randpilotenanordnung nicht verletzt wird, die Symmetrie der Unterträger bestehen bleibt und gleichzeitig B_{nutz} so gut wie möglich ausgenutzt wird. Dazu müssen die niedrigsten und höchsten Unterträger k_{min} und k_{max} , je nach B_{nutz} , jeweils um Vielfache von Vier erweitert oder reduziert werden, da wie bereits erwähnt nur jeder vierte Unterträger Pilotenzellen enthält. Der Unterträgerabstand Δf wird bei jedem B_{nutz} konstant zu $444\frac{4}{9} \text{ Hz}$ angenommen.

Für eine Bestimmung der richtigen Abtastrate muss je Nutzbandbreite das Nyquist-Shannon-Abtasttheorem eingehalten werden. Für das Abtasttheorem gilt im komplexen Basisband gemäß [5]

$$f_{abtast} \geq 2f_{max}, \quad (3.8)$$

wobei f_{max} die einseitige Bandbreite des abzutastenden Signals darstellt. Um *Aliasing-Effekte* zu vermeiden wird beim Systemdesign ein Überabtastungsfaktor von zwei, d.h. eine Abtastrate von

$$f_{abtast} = 2B_{nutz} \quad (3.9)$$

gewählt [19]. Somit ergibt sich für die angegebene Nutzbandbreite eine Abtastrate von $f_{abtast} = 192 \text{ kHz}$.

Bei bekannter Abtastrate kann nun für eine OFDM-Modulation die Länge N_{nutz} der IDFT bestimmt werden. Diese wird gemäß [4] mit

$$N_{nutz} = \frac{f_{abtast}}{\Delta f} \quad (3.10)$$

berechnet. Für eine Abtastrate von $f_{abtast} = 192 \text{ kHz}$ ergibt sich eine IDFT-Länge von $N_{nutz} = 432$. Zusätzliche Unterträger $N_{nutz} - K = 219$ werden mit Nullen aufgefüllt (engl. *Zero-Padding*) [6].

Die Länge des Schutzintervalls im Zeitbereich kann ermittelt werden, indem die Beziehung $T_g = \frac{1}{9}T_u$ gemäß Tabelle 2.1 ausgenutzt wird. Daraus ergibt sich:

$$N_{guard} = \frac{1}{9}N_{nutz}. \quad (3.11)$$

Damit folgt $N_{guard} = 48$.

Auf diese Weise werden die Signalparameter für die Bandbreiten 25 kHz, 100 kHz und 1 MHz berechnet. Die ermittelten Ergebnisse dazu befinden sich in Tabelle 3.4.

Bandbreite B_{nutz}	25 kHz	96 kHz	100 kHz	1000 kHz
Abtastrate f_{abast}	50 kHz	192 kHz	200 kHz	2000 kHz
Unterträgeranzahl K	53	213	221	2245
Index unterster Unterträger k_{min}	-26	-106	-110	-1122
Index höchster Unterträger k_{max}	26	106	110	1122
Tatsächlich genutzte Bandbreite B_{tat}	23,1 kHz	94,2 kHz	97,8 kHz	997,3 kHz
IDFT-Länge N_{nutz}	113	432	450	4500
Länge Schutzintervall im Zeitbereich N_{guard}	13	48	50	500

Tabelle 3.4: Signalparameter bei einer Skalierung in Frequenzrichtung für die Bandbreiten 25 kHz, 96 kHz, 100 kHz und 1 MHz

3.3 Ergebnis des Übertragungssystems

Durch Anwendung der Modulationsarten 4 QAM, 16 QAM, 64 QAM und 256 QAM, einer Skalierung in Zeitrichtung zu vier Symbolen und einer Skalierung in Frequenzrichtung für die Bandbreiten 25 kHz, 96 kHz, 100 kHz und 1 MHz können verschiedene Raten pro DAF erzielt werden. Dabei muss beachtet werden, dass je DAF nur Datenzellen für die Übertragung von Nutzdaten zur Verfügung stehen. Die Stellen der Pilotenzellen können nicht verwendet werden. Bei den Berechnungen wird keine Kanalcodierung berücksichtigt und ideale, fehlerfreie Übertragung angenommen. Für jede M -QAM Modulationsart berechnet sich die Datenrate pro DAF mit:

$$R = \log_2(M) \frac{(\text{verfügbare Zellen pro DAF})}{(\text{Dauer eines DAF in Sekunden})}. \quad (3.12)$$

Die Ergebnisse sind in Tabelle 3.5 dargestellt.

Bandbreite B_{nutz}	25 kHz	96 kHz	100 kHz	1000 kHz
Anzahl Pilotenzellen pro DAF	14	54	56	562
Verfügbare Zellen pro DAF	198	798	828	8418
Übertragungsrate pro DAF in kbit/s für verschiedene Modulationsverfahren und Bandbreiten				
4 QAM	39,6	159,6	165,6	1683,6
16 QAM	79,2	319,2	331,2	3367,2
64 QAM	118,8	478,8	496,8	5050,8
256 QAM	158,4	638,4	662,4	6734,4

Tabelle 3.5: Erreichbare Übertragungsraten mit einem DAF bei verschiedenen Modulationsarten und Bandbreiten. Annahme: keine Kanalcodierung, ideale, fehlerfreie Übertragung.

4 Implementierung des Empfängers

Sender und Empfänger wurden objektorientiert in der Programmiersprache *Python* unter Verwendung des *Frameworks Pydfc* (engl. *Python Data Flow Control*) implementiert [20]. Das Sendermodul wurde gemäß Abbildung 3.1 so angelegt, dass es in der Lage ist, das Sendesignal zu generieren und in einer Datei abzulegen. Die für die anschließenden Simulationen benötigten Kanalmodelle wurden mit *Matlab* simuliert und ebenfalls in einer Datei als IQ-File (engl. *in-phase quadrature*) abgespeichert. Der Fokus der Implementierungen wurde auf das Empfangsmodul gelegt. Der in dieser Arbeit implementierte Ablauf besteht aus der Durchführung einer initialen Präambelsynchronisation, eines *Tracking*-Algorithmus für Zeit- und Frequenzoffset, einer adaptiven Kanalschätzung und Entzerrung und einem *Demapping* und *Demultiplexing*. In den folgenden Abschnitten werden die implementierte Architektur und die Algorithmen der einzelnen Teilabläufe vorgestellt. Für theoretische Grundlagen und Auswertungen der Implementierungen sei auf die darauf folgenden Kapitel verwiesen (vgl. Kapitel 5 und 6).

4.1 Zustandsdiagramm des Empfängers

Das Empfangsmodul *Receiver* verwendet im Programmablauf die in den Tabellen 4.1 und 4.2 dargestellten Methoden und Klassen. Ihr Zusammenhang ist im darauf folgenden Zustandsdiagramm in Abbildung 4.1 dargestellt.

Klassen	Methoden	Aufgaben
Receiver	<code>input.get()</code>	Einlesen von Empfangsdaten
	<code>_reset</code>	Leeren von allen bereits gefüllten Buffern, Zurücksetzen aller Variablen und Fortsetzen des Programms
	<code>finishAndCleanUpRx</code>	Abschließen des Programmablaufs

Tabelle 4.1: Aufgaben verwendeter Methoden des Empfangsmoduls *Receiver*

Klassen	Methoden	Aufgaben
OfdmAcquisition	doAcquisition	Identifikation des Burst-Beginns
	prepareSampleBuffer	Anpassung des Empfangssignals auf den detektierten Burst-Beginn
OfdmFreqOffsetAcq	doFreqEst	Grobe Frequenzoffsetschätzung
OfdmFrameDemod	doOfdmFrameDemod	Korrektur des geschätzten Frequenzoffsets, Demodulation der Empfangsdaten, Erkennung empfangener Frames, Frequenzoffset- und Zeitsynchronisations- <i>Tracking</i>
FrameEqualizer	doFrameEqualization	Kanalschätzung und Entzerrung
ChannelDecoder	doChannelDecod	<i>Demultiplexing</i> und <i>Demapping</i>

Tabelle 4.2: Aufgaben verwendeter Klassen und ihrer Methoden, die vom Empfangsmodul **Receiver** verwendet werden

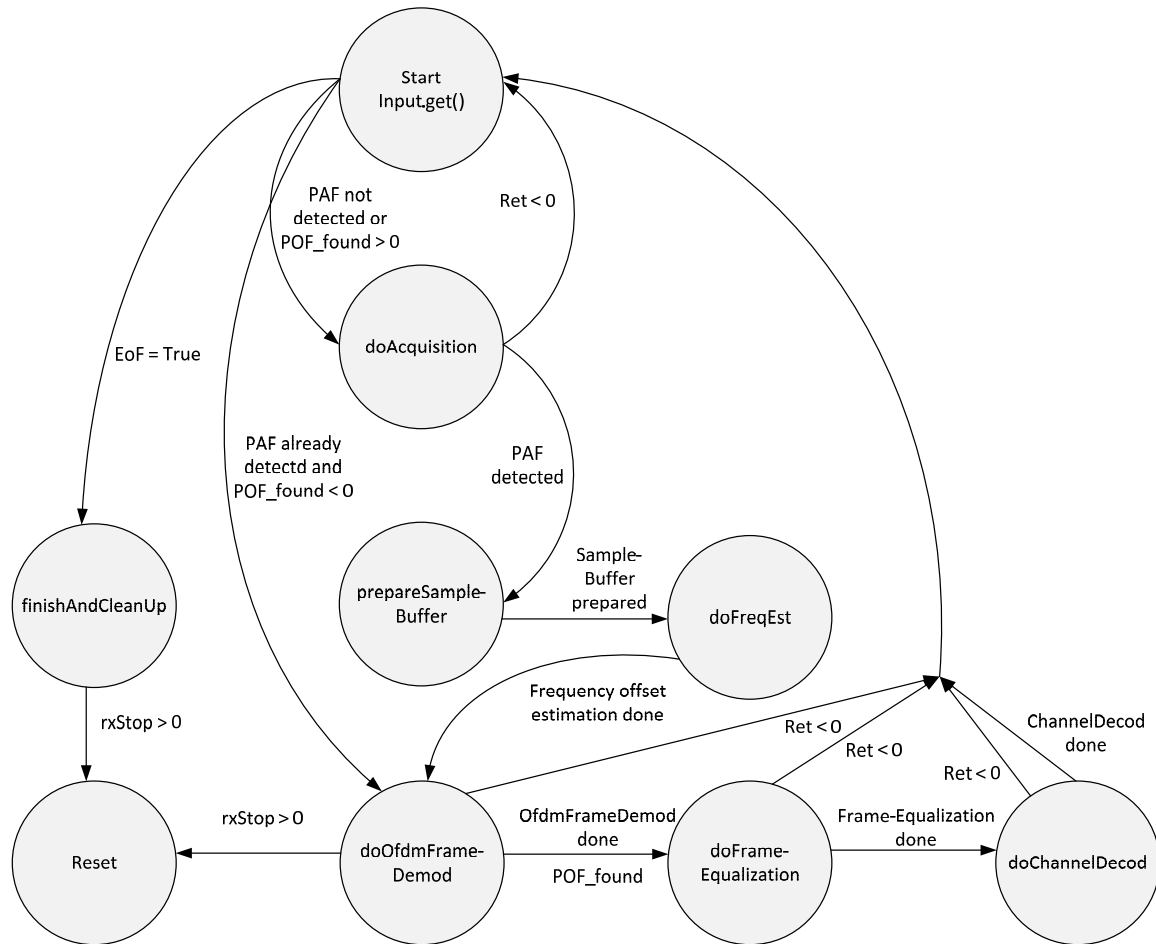


Abbildung 4.1: Zustandsdiagramm des Empfängers

Bei Programmstart werden die Empfangsdaten aus einem IQ-File über `input.get()` eingelesen. Dieses File steht stellvertretend für die Empfangsantenne. Grundsätzlich kann diese Art das Empfangssignal einzulesen geändert werden. Sie wurde gewählt um einen optimalen Ablauf zu ermöglichen. Beim ersten Programmablauf beginnt zunächst eine Akquisitionsphase, da zuvor noch kein PAF detektiert wurde. Sobald ein PAF im Empfangssignal gefunden wurde, wird der *Sample Buffer* auf den Burst-Beginn angepasst (`prepareSampleBuffer`). Dies bedeutet, dass vorhergehende Daten bis zum Startpunkt der detektierten Präambel verworfen werden. Danach erfolgt die grobe Frequenzoffsetschätzung (`doFreqEst`). Ist diese durchgeführt, wird die Methode `doOfdmFrameDemod` aufgerufen. Diese korrigiert das Signal um den zuvor geschätzten Frequenzoffset, demoduliert es und teilt es in *Frames* ein. Dabei wird, sobald ein POF detektiert wird, die Variable `POF_found` größer Null gesetzt. Wird ein POF nicht detektiert, bleibt sie kleiner Null. Der Wert dieser Variablen wird im Programmablauf weitergegeben. Nach der *Frame*-Einteilung wird, nachdem zuvor die feine Frequenzoffsetschätzung erfolgt ist, ein Algorithmus zum Frequenzoffset-*Tracking* und Zeitsynchronisations-*Tracking* durchgeführt. Ist der gesamte Ablauf von `doOfdmFrameDemod` fehlerfrei, wird anschließend durch Aufruf von `doFrameEqualization` eine Kanalschätzung und -entzerrung ausgeführt. Zum Schluss erfahren die entzerrten Daten mit `doChannelDecod` ein *Demultiplexing* und ein *Demapping*. Falls ein Fehler während der Ausführung von `doOfdmFrameDemod` auftritt, wird die Variable `rxStop` größer Null gesetzt. Dies signalisiert dem Empfänger die Methode `_reset` aufzurufen. Die Verarbeitung im Programmablauf erfolgt blockbasiert, d.h. wenn eine Methode zu wenige *Samples* bzw. *Frames* zur Verfügung hat, werden mehr Empfangsdaten angefordert. Dieser Zustand wird dadurch erreicht, dass die Variable `ret` kleiner Null gesetzt wird. Neue Daten werden wieder mit `input.get()` eingelesen. Ist noch kein POF detektiert worden, d.h. `POF_found < 0` erfüllt, aber bereits im vorherigen Programmdurchlauf ein PAF, wird die Akquisitionsphase, nachdem neue Empfangsdaten eingelesen wurden, übersprungen und sofort `doOfdmFrameDemod` ausgeführt. Falls das Ende der eingelesenen Datei eingetreten ist, wird `EoF` (engl. *End of File*) gleich `True` gesetzt. Dies führt zum Start der Methode `finishAndCleanUpRx`, die den Programmablauf beendet. Die Variable `EoF` wurde aufgrund der Einleseform der Eingangsdaten verwendet, sie entspricht keinem Fall in einer realen Anwendung. In dieser würde der Empfänger das Programm kontinuierlich ausführen und kontinuierlich nach einem neuen Burst-Anfang suchen sobald das Ende eines vorhergehenden Bursts gefunden wurde.

In der nachfolgenden Abbildung 4.2 ist die implementierte Buffer-Struktur dargestellt

(vgl. [21]). Die IQ-Daten (*IQ-Samples*) werden mittels des *Pydfc*-Moduls *Filereader* aus einer Datei eingelesen. Ihre Verarbeitung erfolgt blockbasiert, d.h. die Empfangsdaten müssen zwischen den einzelnen Programmabschnitten zwischengespeichert werden, bis genug Daten zur Weiterverarbeitung vorhanden sind. Nach dem fertigen Durchlauf von `ofdmFrameDemod` liegen die Daten in *Frame*-Struktur vor, weshalb sie in einem *Frame Buffer* abgelegt werden. Beim *Demapping* werden die Empfangsdaten auf Empfangsbits abgebildet, sodass diese bei Programmende in einem *Data Buffer* abgespeichert werden können. Bei der implementierten Form handelt es sich um eine erste Version, die noch nicht alle Funktionalitäten erfüllt, so sind beispielsweise noch keine Algorithmen zum Fehlerschutz eingebaut. Sende- und Empfangsalgorithmen müssen in Folgearbeiten noch um diese erweitert werden. Die Klasse `ChannelDecoder` ermöglicht deshalb noch kein Decodieren.

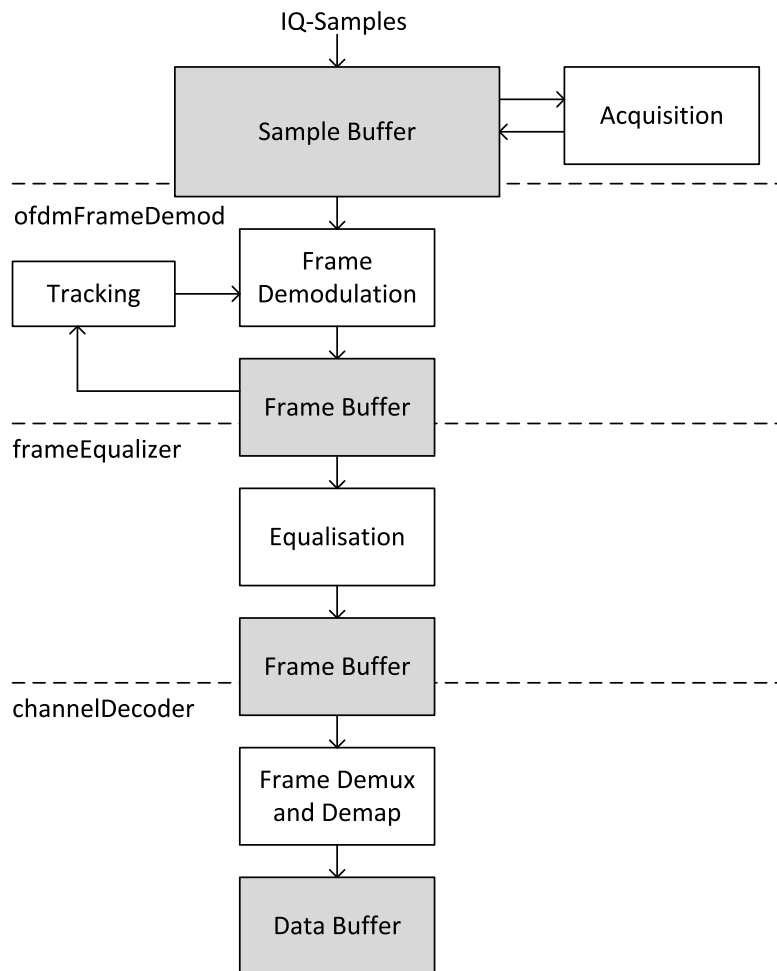


Abbildung 4.2: Blockdiagramm des Empfangsmoduls mit einer Übersicht über verwendete *Buffer*

4.2 Programmablauf der initialen Präambelsynchronisation

Wie an Abbildung 4.2 deutlich wird, werden die Empfangsdaten zunächst in einem *Sample Buffer* gespeichert. Wenn genügend Daten vorhanden sind, beginnt die Akquisitionsphase. Nachdem eine Präambel gefunden wurde, wird das Empfangssignal durch Aufruf der Methode `prepareSampleBuffer` auf den Burst-Beginn angepasst. Abschließend wird eine grobe Frequenzoffsetschätzung durchgeführt. Dieser Wert wird an `doOfdmFrameDemod` weitergegeben. Ist eine Präambel bereits in einem vorherigen Schritt gefunden worden, wird die Akquisition ausgelassen, bis im späteren Ablauf ein POF detektiert wird und damit signalisiert wird, dass der Burst beendet ist und der Empfänger wieder in den Zustand der Akquisitionsphase wechseln kann.

4.3 Programmablauf der Tracking Algorithmen

Nach Abschluss der Akquisitionsphase wird `doOfdmFrameDemod` aufgerufen. Die Klasse `ofdmFrameDemod` wurde nach dem Prinzip des vorangegangenen Forschungsprojekts implementiert. Das Programmablaufdiagramm dazu befindet sich im Anhang A.2 und soll hier zum besseren Verständnis kurz beschrieben werden.

Der Programmablauf ist blockbasiert, d.h. er beginnt erst, wenn eine Anzahl an M *Frames* im Speicher vorhanden ist. Dabei hängt M davon ab, welche *Interleaver*-Blocklänge gewählt wurde. Ein *Interleaver* wird in dieser ersten Version noch nicht eingesetzt, deswegen kann $M = 1$ gesetzt werden. Die Klasse `OfdmFrameDemod` kann anhand der Variablen `decRepeat` am Ende eines Durchlaufs entscheiden, ob ein wiederholter Durchlauf eines *Frames* notwendig ist oder nicht, um ein genaueres Ergebnis zu erhalten. Auf diese Weise können auch die veränderlichen Kanaleigenschaften während des Demodulationsablaufs mitverfolgt werden.

Beim ersten Durchlauf wird das Empfangssignal zunächst um den groben Frequenzoffset, der in der Akquisitionsphase geschätzt wurde, korrigiert. Darauf folgend wird das Signal demoduliert. Die anschließende Methode `fftShiftCorrection` korrigiert einen Phasenversatz. Dieser wird im späteren Verlauf des Zeitsynchronisations-*Tracking* ermittelt und ist im ersten Durchlauf noch nicht vorhanden. Daran anschließend wird durch eine KKF die empfangene *Frame*-Art ermittelt und in PAF, DAF, NAF (engl. *not available frame*) oder POF eingeteilt. Das *Frame* NAF tritt in dem Fall ein, falls keine konkrete Zuweisung zu einer der bekannten *Frame*-Strukturen möglich ist. Der

Frame-Typ wird im Programmablauf weitergegeben. Darauf folgend wird der *Tracking* Algorithmus ausgeführt. In diesem Schritt wird je *Frame* eine feine Schätzung des Frequenz- und Zeitversatzes durchgeführt. Anschließend wird entschieden, dass ein zweiter Durchlauf notwendig ist. In diesem kann das wiederholte *Frame* um die geschätzten Werte aus dem *Tracking*-Algorithmus korrigiert werden. Falls das Ergebnis aus dem Zeitsynchronisations-*Tracking* es fordert, wird zunächst der Burst-Anfang angepasst. Darüber hinaus wird der Frequenzoffset um den geschätzten Wert aus dem Frequenz-*Tracking* korrigiert. Außerdem kann nun auch die Methode `fftShiftCorrection` ausgeführt werden.

Eine Wiederholung des *Frame*-Durchlaufs ist nur bei Empfang des ersten *Frames* eines neuen Bursts notwendig, da in diesem Fall noch keine Werte aus dem *Tracking* vorhanden sind. Bei Empfang weiterer *Frames* wird keine *Frame*-Wiederholung durchgeführt. Diese nutzen die vom vorhergehenden *Frame* ermittelten *Tracking*-Werte. Außerdem wird das *Frame*, falls der neu ermittelte Wert des Zeitsynchronisations-*Tracking* von dem vorher bestimmten abweicht, in seinem weiteren Programmablauf an den neuen Wert angepasst.

Die verarbeiteten *Frames* werden abschließend aus dem vorherigen *Sample Buffer* ausgelesen und im nachfolgenden *Frame Buffer* gespeichert.

4.4 Programmablauf des Kanalschätzalgorithmus

Der Kanalschätzalgorithmus beginnt, sobald genügend *Frames* im vorherigen *Frame Buffer* vorhanden sind und somit genug Pilotenzellen, mit denen eine Kanalschätzung durchgeführt werden kann. Die Implementierung erfolgt nach dem Prinzip des Vorgängerprojekts, jedoch muss der Algorithmus an eine neue Pilotenstruktur und an eine neue Filterlänge angepasst werden. Das entsprechende Programmablaufdiagramm befindet sich im Anhang A.3 und soll hier zum besseren Verständnis kurz erläutert werden.

Bei Beginn des Algorithmus wird zunächst überprüft, welche und wie viele *Frames* sich im vorherigen *Buffer* befinden. Je nach dem, ob ein gesamter Burst, ein Burst-Anfang, ein Burst-Ende, ein Burst, der kleiner ist als die Verarbeitungsblocklänge oder nur DAFs vorhanden sind, erfolgt die Weiterverarbeitung mit mehreren oder mit einzelnen *Frames*. Für eine detailliertere Ausführung, wie die Daten in die Methode `doFrameEqualization` eingelesen werden, sei auf [21] verwiesen. An dieser Stelle soll nur ein Überblick über den eigentlichen Programmablauf der Kanalschätzung und -entzerrung erfolgen.

Der Schätzalgorithmus wird mit zwei eindimensionalen Wiener Filterungen durchgeführt. Die Berechnung der Filterkoeffizienten ist sehr rechenintensiv, da diese abhängig

von der Schätzposition, den Kanalparametern und den zu entzerrenden *Frame*-Arten ist. Deshalb werden bereits in einer Anfangsphase die erforderlichen Koeffizienten für die am häufigsten verwendeten Verarbeitungsböcke berechnet und in einer Tabelle abgespeichert. Bei der eigentlichen Verarbeitung wird dann zunächst überprüft, ob der Verarbeitungsböck bereits berechnet wurde oder nicht. Ist dies nicht der Fall, erfolgt im Programmablauf eine neue Berechnung, die wiederum in einer Tabelle abgespeichert wird. Anschließend wird die Kanalübertragungsfunktion an den Pilotenpositionen mit Hilfe einer *Least Square Estimation* berechnet. Mit der geschätzten Kanalübertragungsfunktion kann der Schätzalgorithmus des Wiener Filters ausgeführt werden. Die Schätzung der Kanalübertragungsfunktion an den Stellen der Datenzellen erfolgt zunächst in Zeitrichtung des *Frames* und anschließend in Frequenzrichtung. Abschließend wird jedes *Frame* mit der geschätzten Kanalübertragungsfunktion entzerrt und das *WMER* (engl. *weighted modulation error ratio*) als Bewertungsgrundlage berechnet. Für eine adaptive Kanalschätzung wird dieser Durchlauf für eine definierte Anzahl an Filterkoeffizienten, die mit verschiedenen Kanalparameter zusammenhängen, in einer Schleife durchgeführt. Bei Durchführung der Entzerrung wird dann die Kanalübertragungsfunktion ausgewählt, die zum besten *WMER* führt. Die entzerrten *Frames* werden anschließend im nächsten *Buffer* gespeichert. [21]

Auf eine genauere Beschreibung der Klasse `ChannelDecoder` sei an dieser Stelle verzichtet, da sie in dieser ersten implementierten Version nur die Funktionen *Demultiplexing* und *Demapping* enthält (vgl. Abbildung 3.4). Die empfangenen Daten werden am Ende des gesamten Programmablaufs in einem *Data Buffer* abgespeichert.

5 Analyse der Empfängersynchronisation

Bevor eine Demodulation erfolgen kann, muss der Empfänger im Empfangssignal eine Präambel detektieren, die den Burst-Anfang kennzeichnet. Darauf folgend wird eine initiale Frequenzoffsetschätzung durchgeführt. Nach der Demodulation des Signals erfolgt ein Zeit- und Frequenzoffset-*Tracking*. In den zwei folgenden Abschnitten werden die initiale Zeit- und Frequenzsynchronisation vorgestellt und ihre Funktionalität mit der neuen Wellenform überprüft.

Das Frequenzoffset-*Tracking* entspricht dem Vorgehen einer feinen Frequenzoffsetschätzung, deshalb sei an dieser Stelle auf Abschnitt 5.2 verwiesen. Aufgrund des zeitlichen Rahmens der Bachelorarbeit wurden keine Langzeituntersuchungen des Frequenzoffset- und Zeitoffset-*Tracking* durchgeführt. Diese Abläufe sollen in Folgearbeiten analysiert werden.

5.1 Initiale Präambeldetektion

Um den Burst-Beginn identifizieren zu können, führt der Empfänger eine Kreuzkorrelation zwischen der ihm bekannten ZC-Sequenz (vgl. Unterabschnitt 3.1.2) und dem Empfangssignal durch. Die Berechnung der Korrelationsfunktion erfolgt nach dem selben Prinzip wie im Vorgängerprojekt (vgl. [8]) und soll im Folgenden kurz vorgestellt werden.

Mit Hilfe einer Korrelation lässt sich die Ähnlichkeit der bekannten Sendesequenz $s[n]$ und des Empfangssignals $r[n]$ bestimmen. Unter der Annahme, dass beide Signale endliche Energie aufweisen, gilt, dass ihre Differenz $\Delta n = s[n] - r[n]$ auch endliche Energie besitzt. Diese kann als Maß für die Ähnlichkeit verwendet werden. Für sie gilt

gemäß [8]:

$$\begin{aligned}
 E_{\Delta} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} |s[n] - r[n]|^2 \\
 &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} |s[n]|^2 + \sum_{n=-\infty}^{\infty} |r[n]|^2 - \sum_{n=-\infty}^{\infty} s^*[n]r[n] - \sum_{n=-\infty}^{\infty} s[n]r^*[n].
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

Um Abhängigkeiten zwischen den Signalen zu vermeiden, werden diese zunächst normiert. Die Energie eines endlichen Signals kann gemäß [12] mit

$$E_x = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |x[n]|^2 < \infty \tag{5.2}$$

berechnet werden. Nach der Normierung lassen sich $s[n]$ und $r[n]$ wie folgt beschreiben:

$$s_{norm}[n] = \frac{s[n]}{\sqrt{E_s}}, \tag{5.3}$$

$$r_{norm}[n] = \frac{r[n]}{\sqrt{E_r}}. \tag{5.4}$$

Werden die Gleichungen (5.3) und (5.4) in die Energiedifferenzgleichung (5.1) eingesetzt, ergibt sich die normierte Energiedifferenz zu

$$E_{\Delta norm} = 2 - \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{s^*[n]r[n]}{\sqrt{E_s E_g}} - \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{s[n]r^*[n]}{\sqrt{E_s E_g}}. \tag{5.5}$$

Aus Gleichung (5.5) lassen sich die Korrelationskoeffizienten p_{sr} und $p_{rs} = p_{sr}^*$ ableiten zu

$$p_{sr} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{s^*[n]r[n]}{\sqrt{E_s E_g}}. \tag{5.6}$$

Wenn die Signale $s[n]$ und $r[n]$ im Zeitbereich korreliert werden, entsteht aus dem normierten Korrelationskoeffizienten gemäß [8] die normierte Korrelationsfunktion

$$p_{sr}[m] = \frac{\sum_{n=-\infty}^{\infty} s^*[n]r[n+m]}{\sqrt{\sum_{n=-\infty}^{\infty} |s[n]|^2 \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} |r[n]|^2}}. \tag{5.7}$$

Mit Hilfe von Gleichung (5.7) kann die Stelle des höchsten Korrelations-*Peaks* ermittelt werden und damit der geschätzte Burst-Anfang \hat{n}_e detektiert werden. Mit den daraus

ermittelten Korrelationswerten wird ein Spitzenwertfaktor gemäß [12] mit

$$\zeta_{corr} = \frac{|\max\{p_{sr}[m]\}|}{\sqrt{E\{|p_{sr}[m]|^2\}}} \quad (5.8)$$

berechnet. Dieser wird ins Verhältnis zu einer Grenze gesetzt. Ist ζ_{corr} größer als dieser Erfahrungswert, kann davon ausgegangen werden, dass ein gültiger Burst-Anfang detektiert wurde. [8]

Bei diesem Verfahren kann das Auffinden der Präambel erschwert werden, sobald das Empfangssignal durch Mehrwegeempfang und/oder AWGN verzerrt wird. Beide Effekte können dazu führen, dass sich Sende- und Empfangssignal stark voneinander unterscheiden. Eine Korrelation nach Gleichung (5.7) wird somit erschwert, sodass ein Burst-Anfang nicht mehr detektiert werden kann. Aufgrund dessen werden zur Kreuzkorrelation die Phasenunterschiede $s_{d_p}[n]$ und $r_{d_p}[n]$ beider Signale verwendet. Diese können gemäß [8] wie folgt berechnet werden:

$$s_{d_p}[n] = \arg(s^*[n] * s[n + v]), \quad (5.9)$$

$$r_{d_p}[n] = \arg(r^*[n] * r[n + v]). \quad (5.10)$$

Dabei bezeichnet der v den Abstand der Empfangswerte, zwischen denen der Phasenunterschied berechnet wird. Dieses Verfahren wird als *Differentielle Kreuzkorrelation* bezeichnet. [8]

5.1.1 Simulation und Auswertung

In einer Simulation wird geprüft, wie hoch die Wahrscheinlichkeit ist, dass eine Präambel während der initialen Präambeldetektion bei verschiedenen CNR -Werten im richtigen Bereich detektiert wird. Dazu wird ein Sendesignal bestehend aus nacheinander gesendeten Bursts generiert. Im ersten Durchlauf wird das Signal eine Stunde Echtzeit pro CNR -Wert über einen AWGN-Kanal übertragen. In einem zweiten Test wird das Sendesignal über den Mehrwegekanal *Hilly Terrain* (vgl. [3]) gesendet. Der CNR -Wert wird von -20 dB bis 30 dB im Abstand von 1 dB variiert. Maximal können 93206 Präambeln detektiert werden. Eine Detektion im Mehrwegekanal gilt als erfolgreich, wenn sich der Burst-Beginn im Bereich zwischen der minimalen Ausbreitungsverzögerung τ_{min} und maximalen Ausbreitungsverzögerung τ_{max} befindet. Dieser Bereich ist der einzige, in dem ein Pfadbeginn detektiert werden kann. Eine Detektion gilt beim AWGN-Kanal als erfolgreich, wenn sich der Präambelstart direkt am Anfang des einzigen Pfades mit

Ausbreitungsverzögerung $\tau = 0$ befindet.

Das Ergebnisse der Simulationen für den AWGN-Kanal ist in Abbildung 5.1 dargestellt.

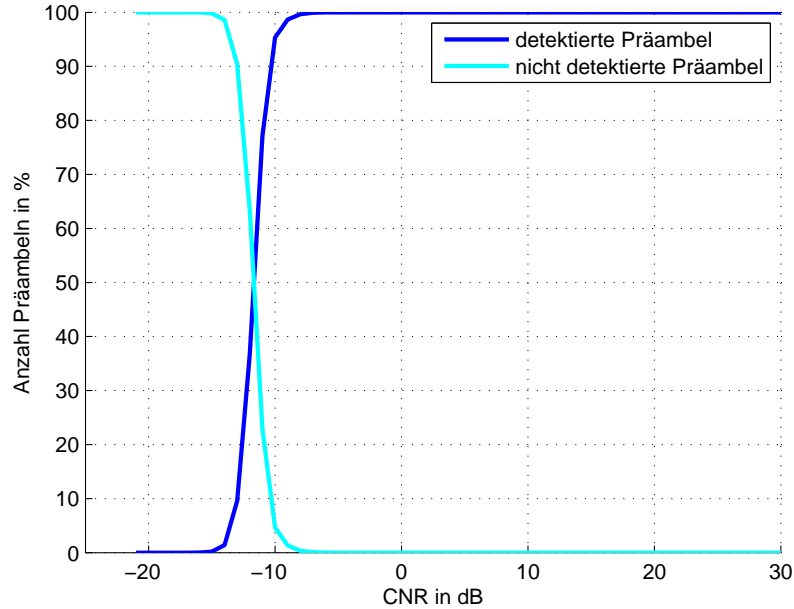


Abbildung 5.1: Detektionsrate der Präambeln in % bei Durchführung der initialen Präambeldetektion. Kanalprofil: AWGN.

Bei einer Übertragung über den AWGN-Kanal können bereits ab ca. -15 dB die ersten Präambeln detektiert werden. Darunter ist keine Detektion möglich. Ab einem CNR von -5 dB können 100 % aller Präambeln gefunden werden. Das CNR von $-11,5$ dB stellt das 50 %-Quantil dar.

Hilly Terrain wurde aufgrund seiner Eigenschaften für alle nachfolgenden Simulationen als Testkanal für einen zeit- und frequenzselektiven Kanal ausgewählt. Er stellt ein hügeliges Gebiet bzw. Bergland dar. Die Dopplerverschiebung beträgt $f_{d_{max}} = 10$ Hz. Insgesamt gibt es 12 Pfade in diesem Mehrwegekanal (vgl. Anhang A.4). Das Kanalprofil enthält zum Teil starke Dämpfungen. Bezüglich der langen Ausbreitungsverzögerungen stellt es im Vergleich zu den anderen Kanalprofilen einen *worst-case* Fall dar. (Dabei wird der Kanal SFN (engl. *Single Frequency Network*) nicht betrachtet, da er die Systemgrenzen erreicht.) Anhand der langen Ausbreitungsverzögerungen soll ein zuverlässiges Ergebnis der initiale Präambelschätzung erreicht werden, da für diese ein sehr großer Bereich zur Detektion zur Verfügung steht mit 12 unterschiedlich starken Pfaden. (vgl. [3])

Das Simulationsergebnis der initialen Präambeldetektion, nachdem das Signal über den Mehrwegekanal *Hilly Terrain* übertragen wurde, befindet sich in Abbildung 5.2.

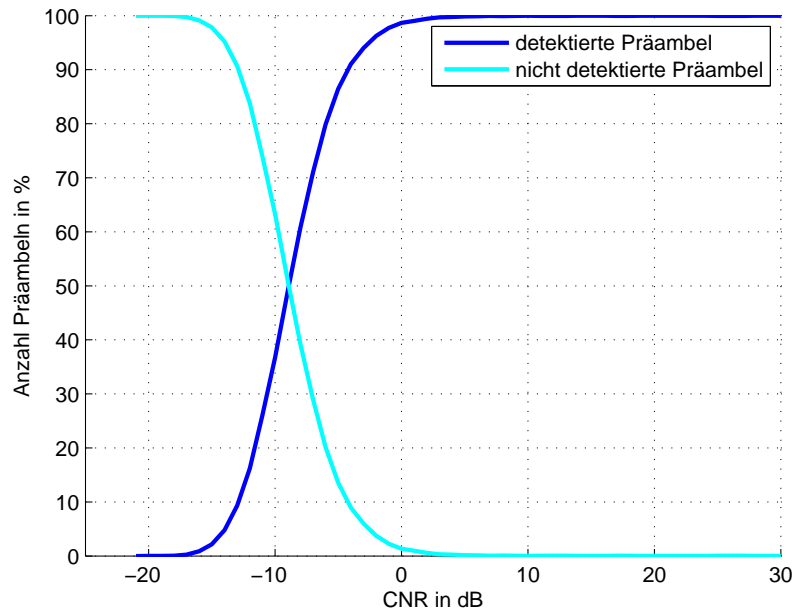


Abbildung 5.2: Detektionsrate der Präambeln in % bei Durchführung der initialen Präambeldetektion. Kanalprofil: *Hilly Terrain*. Dopplerfrequenz: 10 Hz.

Schon ab -20 dB werden die ersten Präambeln detektiert. Darunter ist keine Detektion möglich. Ab einem CNR von 5 dB werden 99,9 % aller Präambeln gefunden. Das CNR von -9 dB stellt das 50 %-Quantil dar.

5.1.2 Ergebnisbewertung

Anhand der Abbildungen 5.1 und 5.2 kann die Funktionalität des Algorithmus sowohl bei Verwendung eines AWGN als auch bei Verwendung eines Mehrwegekanals bestätigt werden. Wurde das Signal über einen AWGN-Kanal übertragen, werden bereits ab -5 dB CNR alle Präambeln detektiert. Wurde es über den Mehrwegekanal *Hilly Terrain* gesendet, werden ab 5 dB 99,9 % der Präambeln gefunden. Ein Vergleich mit Idealwerten ist mit dem implementierten System noch nicht möglich, da für ein vollständiges, vergleichbares System weitere Module, wie beispielsweise Kanalcodierung und -decodierung fehlen. Allerdings können Richtwerte aus dem DRM-Standard betrachtet und ein Bezug zum DRM+ System hergestellt werden. Im DRM-Standard sind erforderliche CNR -Werte für eine Übertragung gegeben, die benötigt werden um nach der Kanaldecodierung

rungein BER von $1 \cdot 10^{-4}$ zu erreichen. Für DRM+ sind diese für eine Übertragung über die Kanäle AWGN und *Hilly Terrain* in Tabelle 5.1 dargestellt.

Code Rate	Kanal	benötigtes CNR
0,33	AWGN	1,3 dB
0,33	Hilly Terrain	5,5 dB
0,5	AWGN	7,9 dB
0,5	Hilly Terrain	12,8 dB

Tabelle 5.1: Benötigtes CNR für eine Übertragung im *Mode E* um nach der Decodierung ein $BER = 1 \cdot 10^{-4}$ zu erzielen, Quelle: [3]

Das betrachtete System im Standard geht von perfekter Kanalschätzung, idealer Synchronisation, keinem Phasenrauschen und keinen Einfluss aufgrund von Quantisierungseffekten aus. Bei dem Kanal AWGN wird unter Annahme der niedrigsten Coderate von 0,33 ein CNR von 1,3 dB benötigt, um ein BER von $1 \cdot 10^{-4}$ zu erreichen. Bei diesem dB-Wert würde der implementierte Algorithmus, gemäß Abbildung 5.1, bereits 100 % aller Präambeln detektieren können. Somit würde er bei Anforderungen eines DRM+ Übertragungssystems keinen zusätzlichen Fehler bei Übertragung über einen AWGN-Kanal verursachen.

Bei Betrachtung des Kanals *Hilly Terrain* kann eine ähnliche Aussage getroffen werden. Für ein BER von $1 \cdot 10^{-4}$ wird bei Annahme der niedrigeren Coderate ein CNR von 5,5 dB benötigt. Bei diesem Wert werden, gemäß Abbildung 5.2, 99,9 % der Präambeln detektiert. Somit würde der implementierte Algorithmus bei einer Übertragung über den Kanal *Hilly Terrain*, unter Anforderungen des DRM+ Systems, zu 99,9 % keine weiteren Fehler bei der Detektion verursachen. Jedoch sollte für eine 100 % Detektionsrate eine Optimierung des Algorithmus erfolgen.

5.2 Initiale Frequenzoffsetschätzung

Ein Frequenzoffset entsteht entweder aufgrund der Eigenschaften des Übertragungskanals oder wenn sich die Oszillatoren von Sender und Empfänger in der Frequenz unterscheiden. Gründe dafür können Ungenauigkeiten beim Herstellungsprozess, Temperatureinflüsse oder Alterungsprozess sein [8]. Dieser Offset führt dazu, dass sich die Trägerfrequenz des empfangenen Signals von der vom Empfänger erwarteten Trägerfrequenz unterscheidet. Dies wirkt sich konstant auf die Empfangspunkte aus und führt zu einer Rotation des Konstellationsdiagramms und zu einer Streuung der Empfangspunkte um

die idealen Konstellationspunkte [22].

Die initiale Frequenzoffsetschätzung wird gemäß [8] in eine grobe und feine Schätzung unterteilt. Zunächst wird die grobe Schätzung durchgeführt. Diese besteht aus der Schätzung eines fraktionalen Offsets Δf_F und eines integralen Offsets Δf_I . Der fraktionale Anteil führt zu ICI, während der integrale für eine zyklische Verschiebung der Unterträger in Abständen des Unterträgerabstands Δf verantwortlich ist. Der Frequenzoffset aus der groben Schätzung ergibt sich demzufolge mit

$$\Delta f_{off} = \Delta f_F + \Delta f_I. \quad (5.11)$$

Bei der Berechnung von Δf_F wird eine Korrelation auf das Schutzintervall durchgeführt. Der Endbereich eines OFDM-Symbols und die dazugehörige vorangestellte zyklische Erweiterung unterscheiden sich in der Phase. Dieser Phasenunterschied hängt vom fraktionalen Frequenzoffset ab. Gemäß [8] kann ein ausreichend genauer Wert für eine erste grobe Schätzung berechnet werden mit

$$\Delta \hat{f}_F = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{T_u} \arg \left(\sum_{i=\hat{n}_e}^{\hat{n}_e + N_{guard} - 1} r^*(i) r(i + N_{nutz}) \right). \quad (5.12)$$

Das Empfangssignal wird im nächsten Schritt um den geschätzten fraktionalen Frequenzoffset korrigiert. Dadurch mindert sich der Einfluss der ICI auf die nachfolgende Schätzung. Nach einer Transformation des korrigierten Signals in den Frequenzbereich wird nun $\Delta \hat{f}_I$ berechnet. Dazu wird eine zyklische Kreuzkorrelation mit der bekannten Präambelsequenz durchgeführt. Dies führt zu einem einzelnen *Peak* für den Fall, dass die korrekte Sequenz empfangen wird und ist für alle anderen Werte gering. Die Position des Höchstwertes dieser Korrelation ist der geschätzte integrale Anteil $\Delta \hat{f}_I$. Dieser kennzeichnet den Beginn eines *Frames*. [8, 14, 22]

Nach der Korrektur des grob geschätzten Frequenzoffsets erfolgt anschließend eine feine Schätzung. Diese hat die Aufgabe zu überprüfen, ob ein weiterer Frequenzoffset vorhanden ist. Die Schätzung erfolgt um die Position des Höchstwertes aus der groben Schätzung. Dafür werden die *Gain*-Piloten des OFDM-Signals verwendet. Bei der Schätzung werden die Phasen von zwei aufeinanderfolgenden Pilotenzellen im Frequenzbereich verglichen, dabei werden auch die Präambelzellen benutzt. Anhand der Phasendifferenzen der Pilotenzellen kann der Frequenzoffset zwischen den Pilotenzellen berechnet werden. Für ein genaueres Ergebnis wird der Durchschnitt von allen Schätzungen auf den verwendeten Unterträger gebildet. [8]

Diese Methode liefert ein genaues Ergebnis für den vorhandenen Frequenzoffset. Im

weiteren Programmablauf soll durch das Frequenzoffset-*Tracking* die Orthogonalität zwischen den Unterträgern gewährleistet werden. Der Vorgang des Frequenzoffset-*Tracking* entspricht dem der feinen Frequenzoffsetschätzung.

5.2.1 Simulation und Auswertung

In einer Simulation wurde untersucht, wie genau ein Frequenzoffset von 0 Hz, der einem Signal vorgegeben wurde, durch die initiale Frequenzoffsetschätzung berechnet wird. Dazu wurde das Sendesignal zunächst bei CNR -Werten von -10 dB bis 20 dB über einen AWGN-Kanal und anschließend bei -10 dB bis 30 dB durch den Kanal *Hilly Terrain* gesendet. Dieses enthält mehrere kurz nacheinander gesendete Bursts, bestehend aus einem PAF, einem DAF und einem POF. Um Abhängigkeiten durch Synchronisationsfehler zu vermeiden, wird zwischen den Bursts ein Abstand von zweimal Schutzintervalllänge gewählt. Zu diesem Zeitpunkt werden nur Nullen übertragen. Das CNR wird im Abstand von einem Dezibel variiert. Der Empfänger führt zunächst eine initiale Präambelsynchronisation durch. Anschließend werden fraktionaler und integraler Frequenzoffset geschätzt. Nach der Korrektur dieser, wird der feine Frequenzoffset berechnet. Bei allen Messungen wird der durchschnittlich geschätzte Offset pro CNR -Wert und seine Standardabweichung (Std) bestimmt.

In den nachfolgenden Abbildungen sind die Ergebnisse für die initiale Frequenzoffsetschätzung bei einem Signal, welches über einen AWGN-Kanal gesendet wurde, dargestellt. Der voreingestellte Frequenzoffset beträgt 0 Hz. Zunächst werden in Abbildung 5.3 in den zwei oberen Graphen die fraktionale und in den beiden unteren Graphen die integrale Schätzung betrachtet.

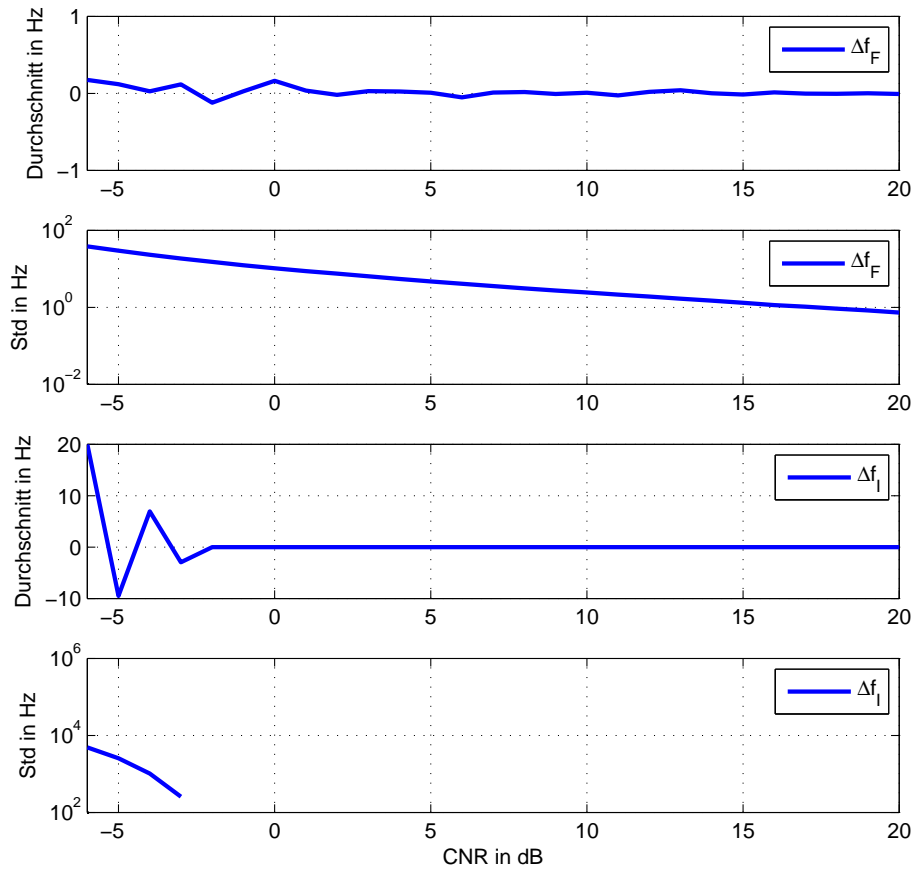


Abbildung 5.3: Durchschnittlich geschätzter Frequenzoffset und die Standardabweichung (Std) der Messwerte nach Durchführung einer fraktionalen und integralen Frequenzoffsetschätzung. Kanalprofil: AWGN.

Die fraktionale Offsetschätzung Δf_F beträgt bereits ab einem CNR von 2 dB im Durchschnitt 0 Hz. Ab 16 dB schwanken die Werte nicht mehr stark um 0 Hz, sodass sich die Standardabweichung zu weniger als ein 1 Hz ergibt. Bei der Schätzung des integralen Offsets Δf_I sind bei geringen CNR -Werten zunächst große Abweichungen vorhanden, jedoch betragen diese ab -2 dB konstant 0 Hz, was auch an der Standardabweichung sichtbar ist. Diese ist nur bis -3 dB CNR im Graphen erkennbar. Danach beträgt sie konstant 0 Hz und ist somit auf der logarithmischen Skala nicht mehr darstellbar, d.h. ab diesem CNR werden konstant 0 Hz geschätzt.

Nach der Korrektur des ermittelten Frequenzoffsets aus der groben Schätzung wird anschließend eine feine durchgeführt. Das Ergebnis dazu befindet sich in Abbildung 5.4. Zusätzlich bietet Abbildung 5.5 eine Übersicht über das Streuverhalten der Schätzwerte.

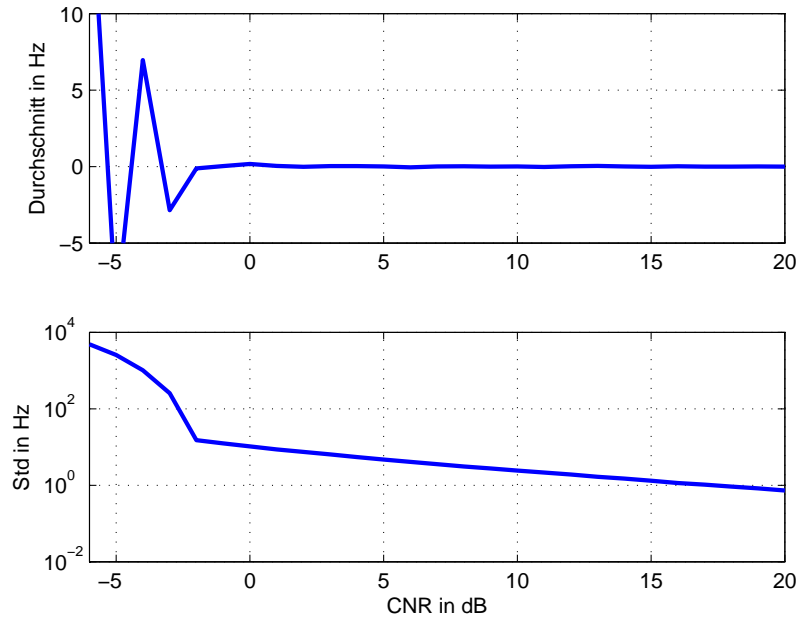


Abbildung 5.4: Durchschnittlich geschätzter Frequenzoffset und die Standardabweichung (Std) der Messwerte bei Durchführung einer feinen Schätzung. Kanalprofil: AWGN.

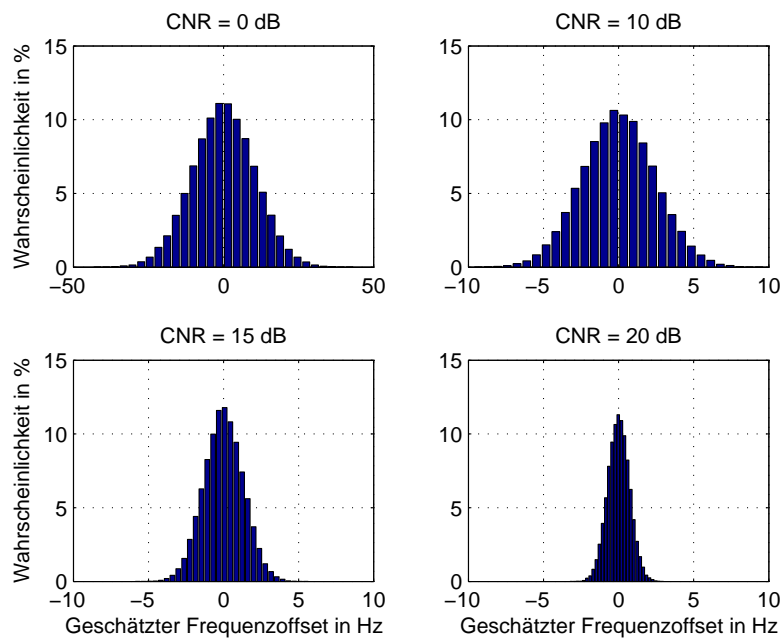


Abbildung 5.5: Wahrscheinlichkeitsdichteverteilungen der feinen Frequenzoffsetschätzwerte für unterschiedliche CNR -Werte. Kanalprofil: AWGN.

Abbildung 5.4 zeigt, dass ab einem CNR -Wert von -2 dB bereits im Durchschnitt ein Frequenzoffset von 0 Hz berechnet wird. Die Standardabweichung liefert ab 16 dB einen zuverlässigen Wert, der kleiner als 1 Hz ist. Die Streuung der Schätzwerte ist dafür verantwortlich, dass zum Teil eine hohe Standardabweichung berechnet wird. In Abbildung 5.5 sind zur Veranschaulichung die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilungen der Frequenzoffsetschätzungen für die CNR -Werte von 0 dB, 10 dB, 15 dB, und 20 dB dargestellt. Anhand dieser ist deutlich zu erkennen, dass die Streuung der Schätzwerte abnimmt, je höher der CNR -Wert wird. Bei einem CNR von 20 dB erstreckt sich der Bereich der Schätzwerte von $-41,9$ Hz bis 42 Hz, wobei sich im Vergleich dazu bei einem CNR von 20 dB ein Gesamtbereich zwischen $-3,15$ Hz bis $2,9$ Hz ergibt.

Die Abweichungen der feinen Schätzung können damit begründet werden, dass nach der Korrektur der groben Schätzung aus Abbildung 5.3 ein Offset berichtigt wurde, der nicht den vorgegebenen 0 Hz entsprach. Während der feinen Schätzung wird dieser zusätzlich verursachte Offset nun ermittelt. Bei zunehmenden CNR -Werten ist jedoch eine klare Tendenz der Standardabweichung sowohl bei der groben als auch bei der feinen Schätzung gegen 0 Hz zu beobachten, wobei bereits ab -2 dB durchschnittlich 0 Hz geschätzt werden. Dies bedeutet, dass der voreingestellte Frequenzoffset richtig erkannt wird und kein zusätzlicher Schätzfehler durch den Algorithmus verursacht wird.

In einer zweiten Testsimulation wurde das Sendesignal durch einen zeit- und frequenzselektiven Kanal im VHF-Bereich gesendet. Dazu wurde wieder der Mehrwegekanal *Hilly Terrain* ausgewählt. Der eingestellte, zu schätzende Frequenzoffset beträgt weiterhin 0 Hz. Nachfolgend sollen zunächst die Schätzungen des fraktionalen und integralen Anteils analysiert werden. Hierfür befindet sich in Abbildung 5.6 in den zwei oberen Graphen das Ergebnis der fraktionalen und in den zwei unteren Graphen das Ergebnis der integralen Offsetschätzung. Dabei sind jeweils der durchschnittlich geschätzte Offset und seine Standardabweichung dargestellt.

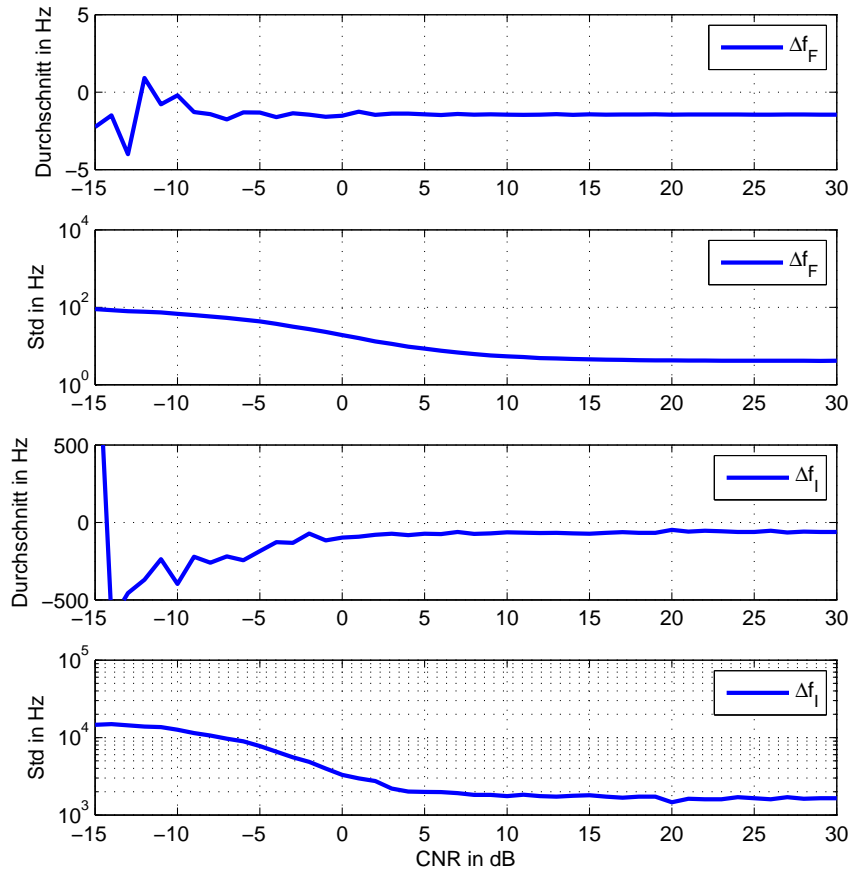


Abbildung 5.6: Durchschnittlich geschätzter Frequenzoffset und die Standardabweichung (Std) der Messwerte nach Durchführung einer fraktionalen und integralen Frequenzoffsetschätzung. Kanalprofil: *Hilly Terrain*. Dopplerfrequenz: 10 Hz.

An Abbildung 5.6 ist zu erkennen, dass der geschätzte fraktionale Frequenzoffset Δf_F von 0 Hz abweicht. Dieser nähert sich im Durchschnitt ab einem CNR von 5 dB dem Wert $-1,45$ Hz an. Die Standardabweichung strebt dabei selbst bei hohen CNR -Werten gegen 4,13 Hz. Der durchschnittlich integral geschätzter Frequenzoffset Δf_I weicht deutlich von 0 Hz ab. Er läuft bei hohen CNR -Werten gegen $-61,3$ Hz, wobei sich eine Standardabweichung von 1649,5 Hz ergibt.

Die nachfolgenden Histogramme der Wahrscheinlichkeitsdichteverteilungen der Schätzwerte bei 0 dB, 10 dB, 20 dB und 30 dB in Abbildung 5.7 und 5.8 sollen eine Aussage über die hohen Abweichungen der geschätzten Werte ermöglichen. Zunächst sind in Abbildung 5.7 die Ergebnisse der fraktionalen Frequenzoffsetberechnung dargestellt.

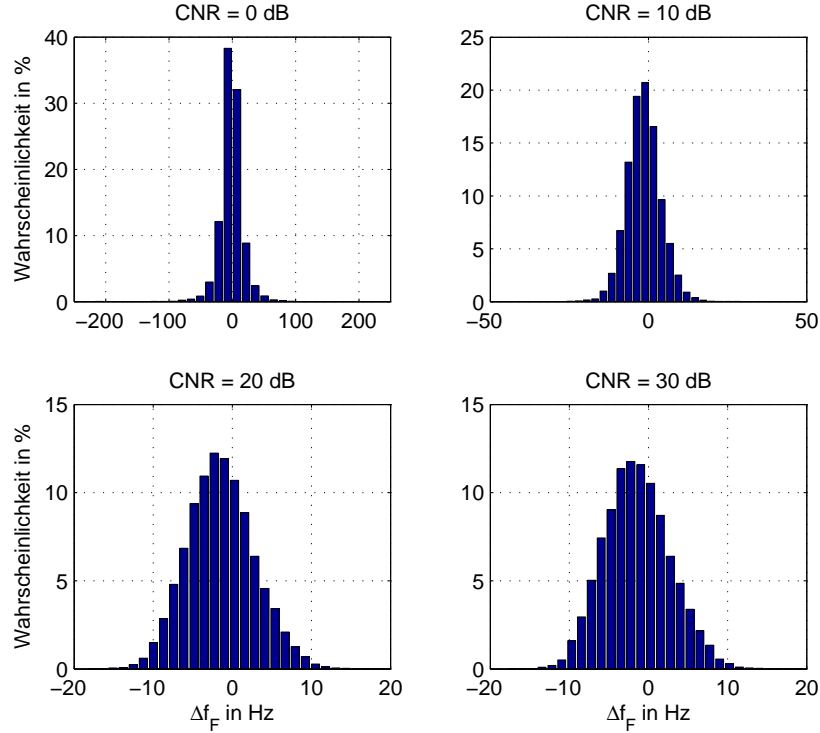


Abbildung 5.7: Wahrscheinlichkeitsdichteverteilungen der fraktionalen Frequenzoffsetschätzwerte für unterschiedliche CNR -Werte. Kanalprofil: *Hilly Terrain*. Dopplerfrequenz: 10 Hz.

Anhand der Abbildung 5.7 wird deutlich, dass die Werte des geschätzte fraktionalen Offsets sich grundsätzlich im Bereich um 0 Hz befinden. Je größer der CNR -Wert, desto enger ist das Intervall der Schätzwerte um den Bereich 0 Hz. Der Kanal *Hilly Terrain* enthält eine Dopplerfrequenz von 10 Hz (vgl. Anhang A.4). Die gleichverteilten Einfallswinkel der verschiedenen Pfade im Mehrwegekanal führen zu einem *Jakes*-Dopplerspektrum. Somit besitzen die Dopplerfrequenzen alle eine identische Verteilung. Jeder Schätzwert wurde unabhängig von den anderen, gemittelt über die Dopplerfrequenzen während der Schätzdauer, berechnet. Somit resultiert die Verteilung aller Schätzwerte, gemäß dem Zentralen Grenzwertsatz, in einer Normalverteilung im möglichen Bereich der Dopplerfrequenzen zwischen -10 Hz und 10 Hz. Im Mittel ist allerdings eine Tendenz der Werte zu $-1,5$ Hz zu erkennen. Weitere Untersuchungen der integralen und feinen Frequenzoffsetschätzung sollen zeigen, ob die Ergebnisse des fraktionalen Frequenzoffsets Auswirkungen auf die weiteren Schätzergebnisse haben. Die nachfolgende Graphik zeigt dazu zunächst die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der integralen Frequenzoffsetschätzung (vgl. Abbildung 5.8).

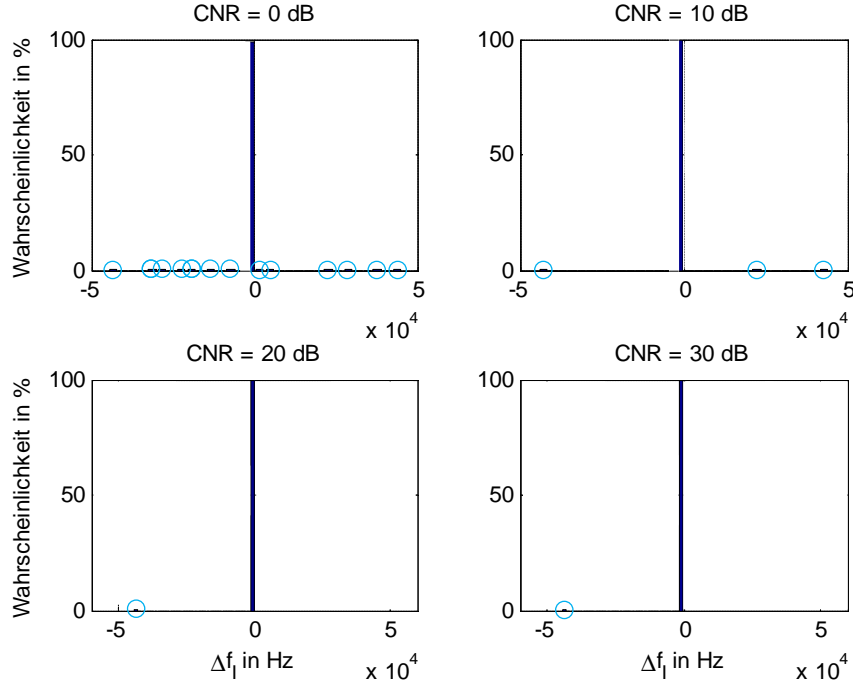


Abbildung 5.8: Wahrscheinlichkeitsdichteverteilungen der integralen Frequenzoffsetschätzwerte für unterschiedliche CNR -Werte. Kanalprofil: *Hilly Terrain*. Dopplerfrequenz: 10 Hz. Subträgerabstand: $444\frac{4}{9}$ Hz.

An Abbildung 5.8 wird deutlich, dass der Hauptbereich der Schätzwerte zwar um 0 Hz verteilt ist, allerdings einzelne extreme Schätzabweichungen für den zu großen durchschnittlich geschätzten Frequenzoffset und die große Standardabweichung in Abbildung 5.6 verantwortlich sind. Die Schätzabweichungen sind durch Kreise gekennzeichnet. Die integrale Frequenzoffsetschätzung rechnet in Vielfachen des Unterträgerabstands, d.h. im Fehlerfall schätzt sie in Vielfachen von $444\frac{4}{9}$ Hz daneben. Kleinere Abweichungen um 0 Hz können damit ausgeschlossen werden. Eine genauere Analyse der Schätzwerte zeigt, dass bei einem CNR von 0 dB 98,7 % der Werte 0 Hz entsprechen, bei 10 dB sind es 99,8 % und bei 20 dB und 30 dB sind es 99,9 %. Daraus kann der Schluss gezogen werden, dass es sich bei den Schätzabweichungen um wenige einzelne Werte handelt, hauptsächlich beträgt Δf_I in dem in Abbildung 5.8 betrachteten CNR -Bereich 0 Hz.

Abschließend sollen nun die Ergebnisse der feinen Frequenzoffsetschätzung betrachtet werden. In Abbildung 5.9 ist der durchschnittlich geschätzter Frequenzoffset und seine Standardabweichung dargestellt. Abbildung 5.10 zeigt die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der Schätzwerte für ein CNR von 0 dB, 10 dB, 20 dB und 30 dB.

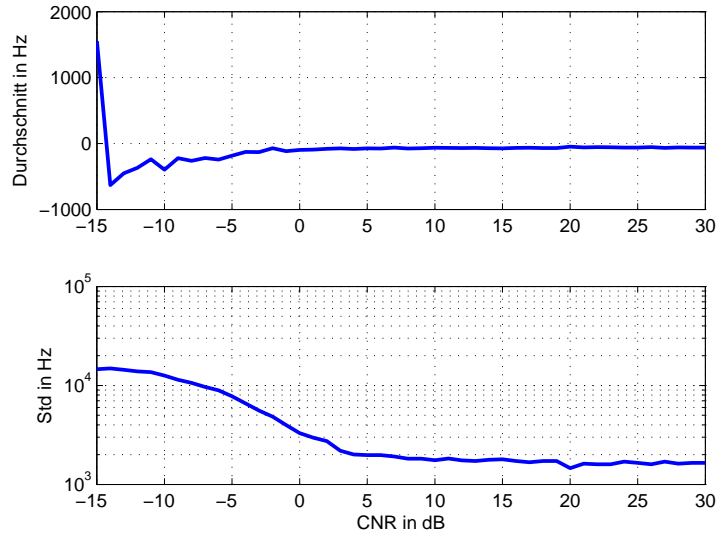


Abbildung 5.9: Durchschnittlich geschätzter Frequenzoffset und die Standardabweichung (Std) der Messwerte nach Durchführung der feinen Schätzung. Kanalprofil: *Hilly Terrain*. Dopplerfrequenz: 10 Hz.

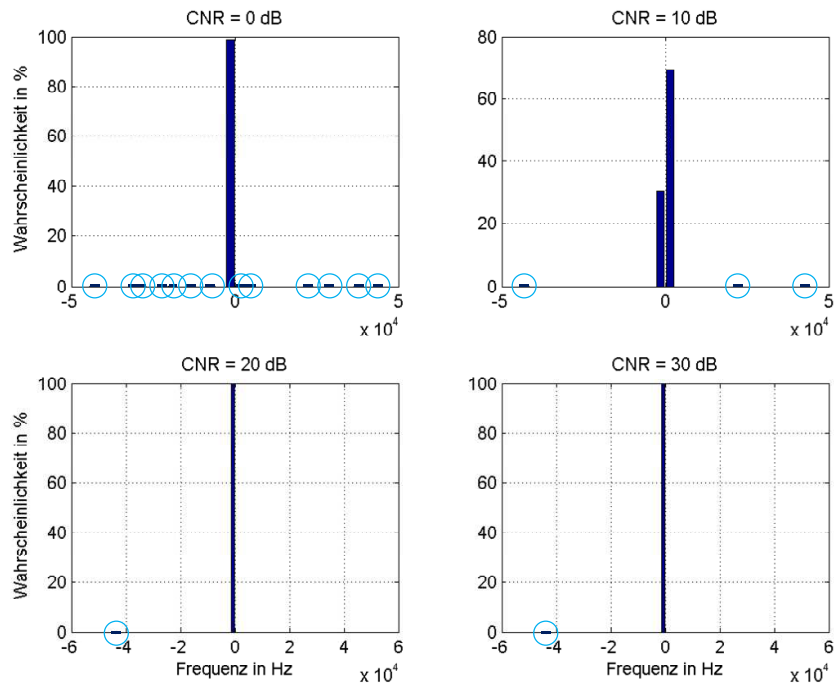


Abbildung 5.10: Wahrscheinlichkeitsdichteverteilungen der feinen Frequenzoffsetschätzwerte für unterschiedliches CNR. Kanalprofil: *Hilly Terrain*. Dopplerfrequenz: 10 Hz. Subträgerabstand: $444\frac{4}{9}$ Hz.

Wie an Abbildung 5.9 deutlich wird, erreicht der durchschnittlich geschätzte Frequenzoffset selbst bei hohen CNR -Werten nicht die Null. Dieser beträgt bei einem CNR von 30 dB $-61,8$ Hz, wobei die Standardabweichung bei 1649,9 Hz liegt. Abbildung 5.10 bietet eine Erklärung für die hohen ermittelten Werte. Anhand der Wahrscheinlichkeitsdichteverteilungen wird deutlich, dass eine Häufung der Schätzwerte um 0 Hz besteht, allerdings auch einzelne sehr große Abweichungen vorhanden sind. Diese sind in der Darstellung eingekreist. Eine nähere Betrachtung des Hauptintervalls um 0 Hz soll zeigen, in welchem Bereich sich der geschätzte Offset hauptsächlich befindet. Das Ergebnis ist in der anschließenden Abbildung 5.11 dargestellt.

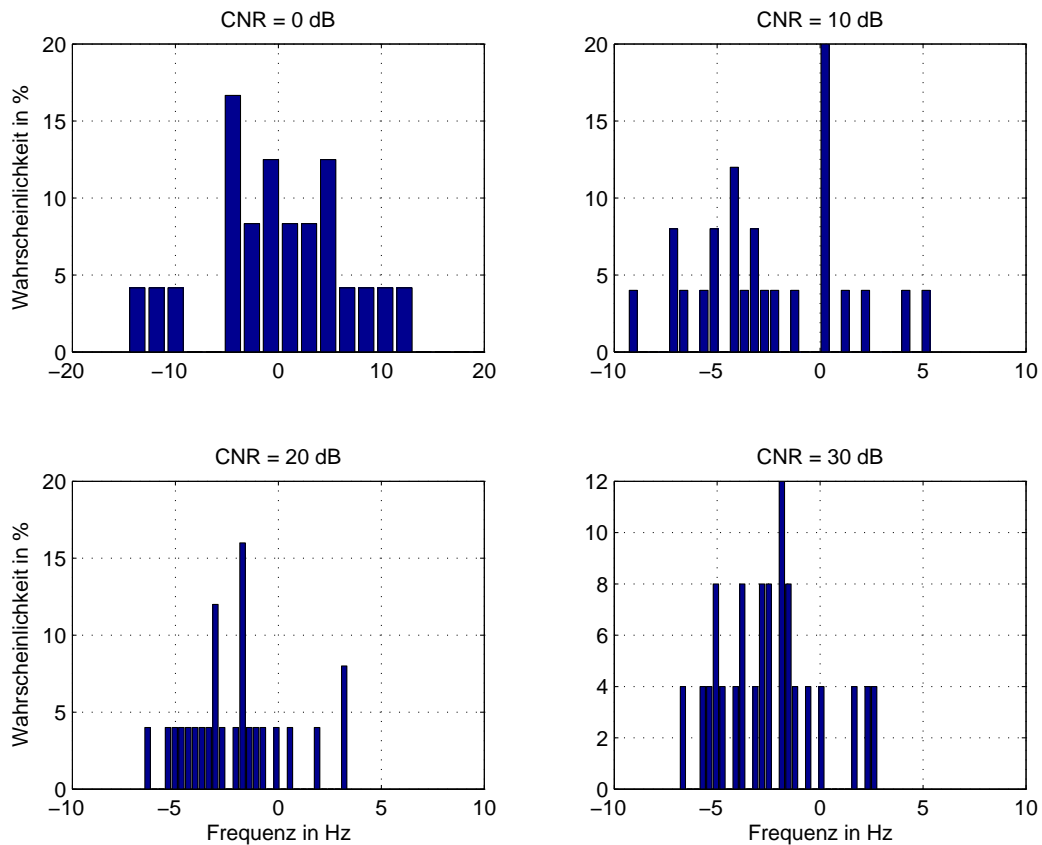


Abbildung 5.11: Wahrscheinlichkeitsdichteverteilungen der Hauptschätzwerte der feinen Frequenzoffsetschätzung für unterschiedliches CNR . Kanalprofil: *Hilly Terrain*. Dopplerfrequenz: 10 Hz. Subträgerabstand: $444\frac{4}{9}$ Hz.

An Abbildung 5.11 ist zu erkennen, dass die Hauptschätzwerte um 0 Hz verteilt sind. Bei einem CNR von 0 dB streuen die Werte stärker als bei zunehmenden CNR -Werten. Bei 20 dB CNR und 30 dB CNR erkennt man eine Tendenz der Schätzwerte zu -2 Hz.

Die feine Schätzung erfolgt nach der Korrektur der groben, deren berechneter Offset,

wie an den Abbildungen 5.7 und 5.8 gezeigt, zum Teil stark von 0 Hz abweicht. Bei dieser Korrektur wurde also ein Offset berichtet, der nicht den vorgegebenen 0 Hz entsprach und somit nicht vorhanden war. Während der feinen Schätzung wird der durch den Schätzfehler des Algorithmus zusätzlich verursachte Offset nun berechnet.

Nach Korrektur des aus der initialen Schätzung resultierenden Offsets sollte sich bei einer darauffolgenden Schätzung ein Frequenzoffset von 0 Hz ergeben. Die nachfolgende Abbildung zeigt die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der Schätzwerte für 0 dB, 10 dB, 20 dB und 30 dB.

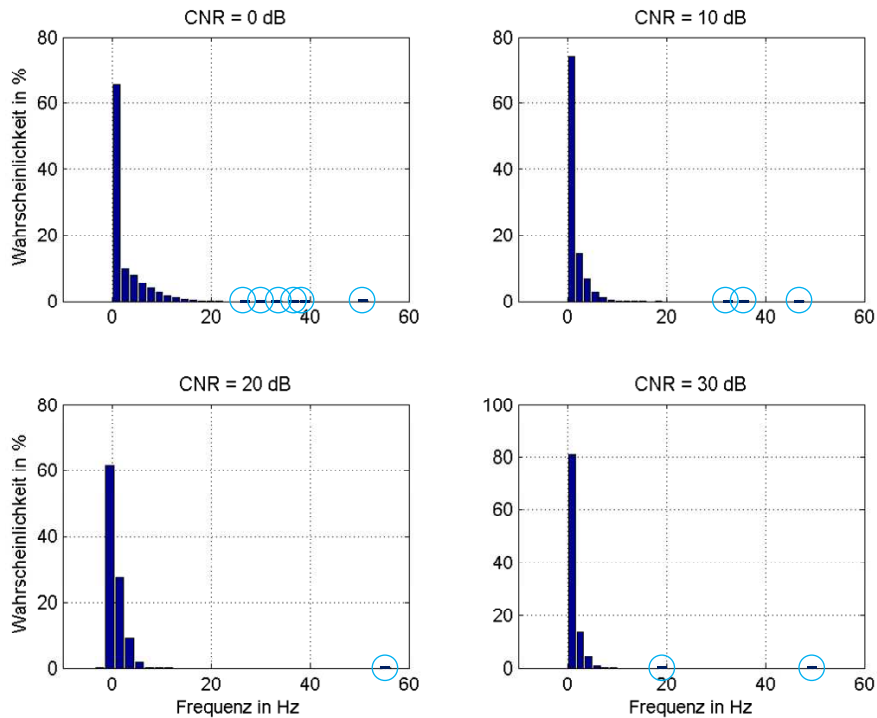


Abbildung 5.12: Geschätzter Frequenzoffset nach Korrektur der initialen Frequenzoffsetschätzung. Kanalprofil: *Hilly Terrain*. Dopplerfrequenz: 10 Hz. Subträgerabstand: $444\frac{4}{9}$ Hz.

An Abbildung 5.12 wird deutlich, dass nach der Korrektur des initialen Frequenzoffsets überwiegend 0 Hz berechnet werden. Es verbleibt jedoch ein Restoffset auf dem Signal, der zum einen aus den Schätzfehlern des Algorithmus zur initialen Frequenzoffsetschätzung resultieren kann, zum anderen jedoch auch aufgrund des Doppler-Einflusses auftreten kann. Höhere Abweichungen sind dabei durch hellblaue Kreise gekennzeichnet. Bei einem CNR von 0 dB sind die größeren Abweichungen deutlich häufiger als bei 30 dB. Je höher das CNR ist, desto enger wird das Intervall um 0 Hz. Bei 30 dB betragen

bereits 81 % der Schätzwerte 0 Hz, während es im Vergleich dazu bei 10 dB erst 74,2 % sind. Bis auf wenige Abweichungen beträgt der verbliebenen Restoffset hauptsächlich 0 Hz, d.h. die feine Schätzung konnte die Schätzabweichung aus der groben zum größten Teil ermitteln und die Dopplerverschiebung hat im Mittel keinen Einfluss auf die Schätzung.

5.2.2 Ergebnisbewertung

Bei Betrachtung der ersten Simulation mit einem Signal, welches über einen AWGN-Kanal gesendet wurde, wird anhand der Abbildungen 5.3 und 5.4 deutlich, dass bei hohen CNR -Werten sowohl während der groben, als auch während der feinen Schätzung der voreingestellte Frequenzoffset von 0 Hz ermittelt werden konnte. Anhand der Abbildungen 5.8 und 5.11 ist jedoch deutlich zu erkennen, dass sich größere Schätzabweichungen bei der fraktionalen und integralen Schätzung ergeben, sobald das Signal vorher durch einen zeit- und frequenzselektiven Kanal gesendet wurde. Nach Korrektur dieser wird ein Offset berichtet, der im eigentlichen Empfangssignal nicht vorhanden ist. Es konnte daraufhin festgestellt werden, dass die feine Frequenzoffsetschätzung diesen falsch korrigierten Frequenzversatz zum größten Teil ermitteln kann. Abbildung 5.12 zeigt, dass durch eine Korrektur des gesamten initial geschätzten Offsets der geschätzte Restoffset überwiegend die vorgegebenen 0 Hz beträgt. Allerdings sind vereinzelt trotzdem Abweichungen vorhanden, die nicht berichtet werden konnten. Diese können sich aufgrund der Schätzabweichungen des Algorithmus ergeben oder resultieren aus der vorhandenen Dopplerfrequenz des Kanals. In [23] ist eine Möglichkeit gegeben, den resultierenden Restoffset zu bewerten.

Ein Frequenzoffset verursacht ICI und dadurch eine Minderung des vorhandenen SNR . In der angegebenen Literatur ist eine Möglichkeit gegeben diese Minderung zu berechnen und anhand dieser den im System verbliebenen Restfrequenzoffset Δf_o zu bewerten. Für den Restfrequenzoffset Δf_o gilt dabei:

$$\Delta f_o T_u < \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{\frac{1}{SNR} \left(1 - \frac{1}{\Delta SNR_{max}}\right)}. \quad (5.13)$$

Die Variable Δf_o stellt den Frequenzoffset dar, welcher dabei in Bezug zum Unterträgerabstand $\frac{1}{T_u}$ betrachtet wird. Gemäß Tabelle 2.1 beträgt $T_u = 2,25$ ms. Die maximale SNR -Minderung wird mit ΔSNR_{max} gekennzeichnet. Um einen Vergleich zu den vorherigen Messwerten anstellen zu können, wurde das CNR gemäß Gleichung 2.32 in SNR umgerechnet. Somit ergeben sich für CNR -Werte von 10 dB, 20 dB und 30 dB berechnete

SNR -Werte von 7 dB, 17 dB und 27 dB. Abbildung 5.13 zeigt die Grenzen für maximale $\Delta f_o T_u$ bezüglich unterschiedlicher Minderungen dieser berechneten SNR -Werte.

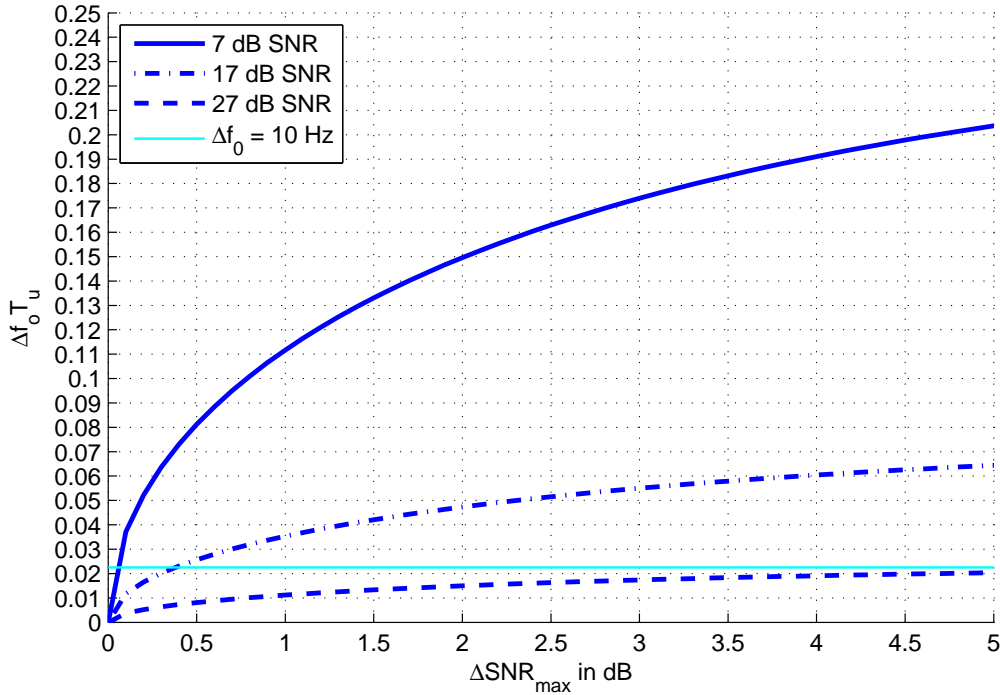


Abbildung 5.13: Minderung des SNR in dB (ΔSNR_{max}) aufgrund des vorhandenen Frequenzoffset Δf_o . Der Frequenzoffset wird in Bezug zum Unterträgerabstand $\frac{1}{T_u}$ betrachtet. Mit hellblau ist der Wert gekennzeichnet, der für ein $\Delta f_o = 10$ Hz resultiert.

Bei erneuter Betrachtung von Abbildung 5.12 bei 10 dB CNR , 20 dB CNR und 30 dB CNR fällt auf, dass unter Vernachlässigung einzelner großer Offsetwerte, die durch Kreise markiert sind, der geschätzte größte Offset max. 10 Hz beträgt. In Bezug zum Unterträgerabstand entspricht dies $\Delta f_o T_u = 0,0225$. Am Graphen in Abbildung 5.13 wird deutlich, dass ein Frequenzoffset von 10 Hz bei einem SNR von 7 dB eine sehr geringe Minderung bewirkt, wo bei es bei einem hohen SNR -Wert, wie 27 dB, eine Minderung von ca. 5 dB verursacht. Bei 17 dB würde das SNR um 0,35 dB herabgesetzt werden. Die kleine Auswirkung auf geringe SNR -Werte und die dagegen sehr große auf höhere liegt daran, dass bei niedrigen Werten bereits das Rauschen, welches durch die Übertragung verursacht wird, im Verhältnis zum Sendesignal sehr groß ist.

Anhand von Abbildung 5.13 kann eine Grenze bestimmt werden, damit die SNR -Minderung kleiner oder max. 0,5 dB beträgt. Eine Übersicht der Ergebnisse befindet

sich in Tabelle 5.2.

CNR	SNR	$\Delta f_0 T_u$	Grenze für Δf_0 , damit $\Delta SNR_{max} \leq 0,5$ dB	% des Restoffset, der innerhalb der Grenze liegt
10 dB	7 dB	0,08	35,6 Hz	99,71 %
20 dB	17 dB	0,025	11,1 Hz	99,97 %
30 dB	27 dB	0,01	4,4 Hz	98,98 %

Tabelle 5.2: Grenzwerte für den Restfrequenzoffset, damit das SNR nicht um mehr als 0,5 dB gemindert wird und prozentualer Anteil der Schätzwerte, die diese Grenze nicht überschreiten.

Damit das SNR um weniger als 0,5 dB herabgesetzt wird, darf der restliche Frequenzoffset Δf_o bei 7 dB SNR , d.h. 10 dB CNR nicht mehr als $\frac{0,08}{2,25 \text{ ms}} = 35,6$ Hz betragen. Bei 17 dB SNR , welches 20 dB CNR entspricht, darf der Restoffset nicht größer als $\frac{0,025}{2,25 \text{ ms}} = 11,1$ Hz sein. Bei einem SNR von 27 dB und somit einem CNR von 30 dB sollte dieser kleiner oder gleich $\frac{0,01}{2,25 \text{ ms}} = 4,4$ Hz sein. Eine genauere Analyse von Abbildung 5.12 zeigt, dass bei einem CNR von 30 dB sich 98,98 % des Restoffset innerhalb der berechneten Grenze von 4,4 Hz befinden. Bei 20 dB CNR sind 99,97 % der Werte kleiner oder gleich 11,1 Hz. Für 10 dB CNR bewirken 99,71 % der berechneten Restoffsetwerte eine Minderung des SNR um weniger oder max. 0,5 dB.

Somit kann für den Schätzalgorithmus bei Anwendung nach einem Mehrwegekanal die Aussage getroffen werden, dass dieser je höher das CNR wird, desto besser den vorgegebenen Frequenzoffset detektieren kann. Allerdings entsteht durch Schätzfehler des Algorithmus ein zusätzlicher Frequenzoffset (vgl. Abbildung 5.12). Dieser verursacht größtenteils, wie an Tabelle 5.2 deutlich wird, einer Minderung des SNR um weniger oder max. 0,5 dB. Die einzelnen großen Werte des Restoffsets können jedoch gemäß [23] und Abbildung 5.13 große Auswirkungen auf das SNR und damit auf die Leistung der folgenden Empfängeralgorithmus haben (vgl. Abbildung 5.12).

5.3 Zeitsynchronisations-Tracking

Ein *Tracking*-Algorithmus ist notwendig, da der Kanal keine konstanten Übertragungseigenschaften aufweist.

Die Aufgabe des Zeitsynchronisations-*Tracking* ist es, die optimale Startposition des Symbols so zu detektieren, dass der Empfänger die Signalenergie aller Ausbreitungspfade erhalten kann und gleichzeitig keine ISI entstehen. Weicht diese Startposition von der bereits aus der initialen Präambelsynchronisation ermittelten ab, wird der Symbolbeginn

und damit das FFT-Fenster für die nachfolgenden Demodulation an die optimale Position verschoben. Um ISI zu vermeiden muss dabei der Anfang dieses Fensters im Bereich des Schutzintervalls liegen. Im Fall eines Einpfad-AWGN-Kanals stimmt der zulässige Anfangsbereich mit der Schutzintervalllänge überein, d.h. durch Detektion innerhalb diesen Abschnitts entstehen keine ISI. Das Schutzintervall stellt eine zyklische Erweiterung des Symbols dar (vgl. Unterabschnitt 2.2.3), d.h. wenn der Beginn des FFT-Fensters innerhalb dieses Abschnitts gelegt wird, besteht im Vergleich zum ursprünglichen Symbol nur eine Phasenverschiebung, die im weiteren Programmablauf wieder korrigiert werden kann [8]. Im Fall eines Mehrwegekanals wird der Empfänger eine Überlagerung von mehreren zeitlich verzögerten Wiederholungen der Sendesymbole empfangen. Abbildung 5.14 stellt ein Beispiel für einen Dreipfad-Kanal mit drei aufeinanderfolgenden OFDM-Symbolen dar.

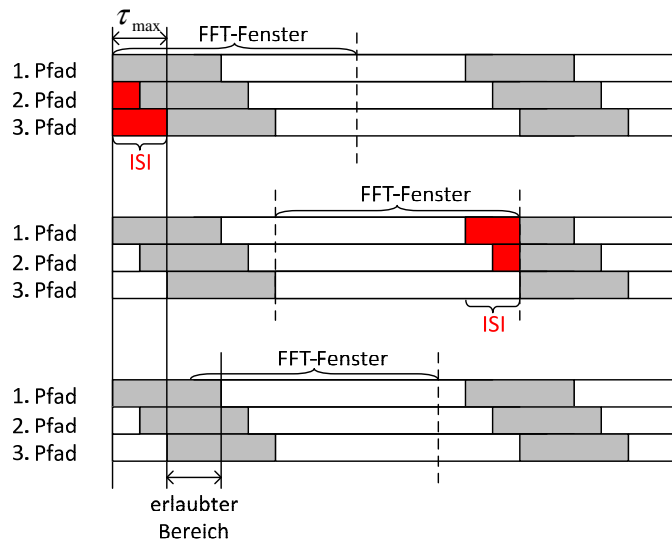


Abbildung 5.14: Zulässiger Bereich für den Start des FFT-Fensters in einem frequenzselektiven Kanal am Beispiel eines Dreipfad-Kanals

Jede der drei Wiederholungen erfährt gemäß dem Kanalprofil eine eigene Dämpfung und Ausbreitungsverzögerung [24]. In den zwei oberen Darstellungen beginnt das FFT-Fenster vor bzw. nach dem erlaubten Bereich. Beides führt zu ISI, da sich im FFT-Fenster auch Anteile des nachfolgenden bzw. vorangehenden Symbols befinden. Das unterste Beispiel macht deutlich, warum der Fensteranfang innerhalb des erlaubten Bereichs zu wählen ist. Das FFT-Fenster sollte dabei zwischen dem Start der letzten Wiederholung und dem Ende der ersten Wiederholung liegen. Bei einer korrekten Positionierung des Fensters enthält dieses keine Anteile anderer OFDM-Symbole. [22, 25]

6 Analyse des Kanalschätzalgorithmus

Durch den Mobilfunkkanal kommt es zu einer Verzerrung des Sendesignals. Dieser ist einerseits zeitselektiv aufgrund der auftretenden Dopplerfrequenz f_d und andererseits frequenzselektiv aufgrund von Ausbreitungsverzögerungen τ_n . Um trotzdem eine kohärente Demodulation des Empfangssignals zu ermöglichen, ist eine Kanalschätzung und -entzerrung notwendig. Dazu werden in der vorliegenden Arbeit zwei eindimensionale Wiener Filterungen durchgeführt.

In den nächsten Abschnitten wird zunächst auf die Grundlagen des Wiener Filters eingegangen. Anschließend werden auftretende Störquellen beschrieben und die Funktionalität des Filters mit der neuen Wellenform untersucht.

6.1 Grundlagen des Wiener Filters

Nach der Demodulation liegt das Empfangssignal $\underline{R}(k, l)$ im Frequenzbereich in der Form

$$\underline{R}(k, l) = \underline{S}(k, l) \cdot \underline{H}(k, l) + \underline{N}(k, l) \quad (6.1)$$

vor [6]. Eine Betrachtung im Frequenzbereich ist möglich, da der Kanal während eines OFDM-Symbols als invariant angenommen wird. Das Empfangssignal setzt sich aus einer Multiplikation des Sendesignal $\underline{S}(k, l)$ mit der Kanalübertragungsfunktion $\underline{H}(k, l)$ und einem zusätzlichen additiven Term $\underline{N}(k, l)$ zusammen, welcher das weiße gaußsche Rauschen repräsentiert. Der Index k steht für die Unterträger, während l den Symbolindex im Zeit-Frequenz-Muster darstellt (vgl. Abbildung 2.7). [4]

Als Grundlage für das weitere Schätzverfahren wird zunächst eine *Least-Square-Estimation* (LSE, Methode der kleinsten Quadrate) an den Stellen der Piloten k_p und l_p durchgeführt. Mit Hilfe dieses Verfahrens kann an diesen Positionen gemäß [8] die ge-

geschätzte Übertragungsfunktion $\hat{H}(k_p, l_p)$ bestimmt werden zu:

$$\begin{aligned}\hat{H}(k_p, l_p) &= \frac{R(k_p, l_p)}{\underline{S}(k_p, l_p)} \\ &= \underline{H}(k_p, l_p) + \frac{N(k_p, l_p)}{\underline{S}(k_p, l_p)}.\end{aligned}\quad (6.2)$$

Das additive weiße gaußsche Rauschen $N(k_p, l_p)$ bleibt weiterhin gaußverteilt, besitzt aber nun die Varianz σ_n^2 .

Wie bereits erwähnt wird zweimal eine eindimensionale Wiener Filterung eingesetzt, d.h. es erfolgt zunächst eine Filterung in Zeitrichtung über die OFDM-Symbole und anschließend eine in Frequenzrichtung über die OFDM-Unterträger. Mit dem berechneten $\hat{H}(k_p, l_p)$ werden somit zuerst die Übertragungsfunktionen an den Stellen der Datenzellen durch Interpolation in Zeitrichtung (vgl. Abbildung 2.7) ermittelt. Dadurch ergibt sich das Zeit-Frequenz-Muster gemäß Abbildung 6.1.

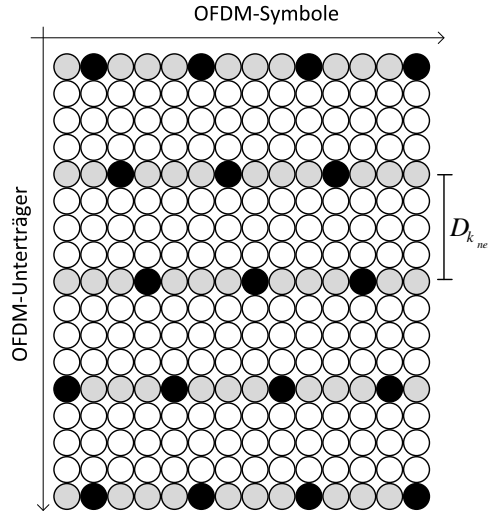


Abbildung 6.1: Zeit-Frequenz-Pilotenmuster nach einer Interpolation in Zeitrichtung

Die grauen Zellen stellen die bereits bekannten Übertragungsfunktionen dar. Der neue Pilotenabstand in Frequenzrichtung ändert sich nun mit den interpolierten Stellen von $D_k = 16$ (vgl. Abbildung 2.7) zu $D_{k_{neu}} = 4$. Somit kann die Filterung in Frequenzrichtung mit mehr Stützstellen erfolgen. Gemäß Gleichung (3.4) kann damit eine größere Ausbreitungsverzögerung kompensiert werden. Diese beträgt:

$$\tau_{max} = 0,563 \text{ ms.} \quad (6.3)$$

Bei einer Kanalschätzung durch das Wiener Filter werden die Eigenschaften eines Kanals berücksichtigt, indem die Korrelationsfunktionen des Kanalprozesses mit in die Berechnungen einbezogen werden. Als Optimierungskriterium wird die Minimierung des mittleren, quadratischen Fehlers (MSE, engl. *Mean Squared Error*) zwischen der idealen und geschätzten Übertragungsfunktion verwendet. Bei der Bestimmung eines Schätzwertes wird eine Linearkombination aus in der Nähe des Schätzwertes liegenden Piloten gebildet. Dadurch wird ein gewichtetes Mittel aus einer bestimmten Anzahl von Piloten berechnet. Dem Schätzwert näher liegende Piloten werden dabei stärker gewichtet als weiter entfernte. Für die Interpolation der Stellen (k, l) wird das Filter $w(k, l)$ auf die durch die LSE geschätzte Übertragungsfunktion gemäß [8] wie folgt angewandt:

$$\begin{aligned}\widetilde{H}(k, l) &= \underline{\mathbf{w}}^T(k, l) \cdot \hat{\underline{\mathbf{H}}}(k, l) \\ &= \underline{\mathbf{w}}^T(k, l) \cdot \underline{\mathbf{p}}(k, l).\end{aligned}$$

Bei der Verwendung von nur einer bestimmten Anzahl an Piloten wird der Vektor $\underline{\mathbf{p}}(k, l)$ benutzt, welcher sich aus den Werten der geschätzten Kanalübertragungsfunktion und einem Rauschanteil zusammensetzt. Er besitzt die Dimension $(N \times 1)$, die davon abhängt, wie viele Piloten N für die Schätzung verwendet werden. Der Vektor $\underline{\mathbf{w}}^T(k, l)$ besteht aus den einzelnen Filterkoeffizienten und muss für jeden Schätzwert berechnet werden. Die Filterkoeffizienten werden abhängig von der geschätzten Empfängergeschwindigkeit \hat{v} und der geschätzten Ausbreitungsverzögerung $\hat{\tau}_{max}$ gewählt. Die Dimension von $\underline{\mathbf{w}}^T(k, l)$ ist $(1 \times N)$. Die Pilotenanzahl N bestimmt die Ordnung des Wiener Filters. [6, 8]

Der MSE ist laut [6] definiert als das zweite Moment des Schätzfehlers:

$$J(k, l) = E\{|\widetilde{H}(k, l) - \underline{H}(k, l)|^2\}. \quad (6.4)$$

Die Filterkoeffizienten werden so gewählt, dass dieser minimiert wird:

$$\underline{\mathbf{w}}_{opt}^T(k, l) = \operatorname{argmin}\{E\{|\widetilde{H}(k, l) - \underline{H}(k, l)|^2\}\}. \quad (6.5)$$

Sie können gemäß [8] wie folgt berechnet werden:

$$\underline{\mathbf{w}}^T(k, l) = \phi_{\underline{H}\underline{H}_p}[\phi_{\underline{H}_p\underline{H}_p}(k, l) + \sigma_n^2 \cdot I_N]^{-1}. \quad (6.6)$$

Der Kreuzkorrelationsvektor aus dem zu schätzenden Wert der idealen Übertragungsfunktion $\underline{H}(k, l)$ und den Werten aus der LSE an den Stellen der Pilotenzellen wird mit $\phi_{\underline{H}\underline{H}_p}$ bezeichnet. Die Autokorrelationsmatrix der verwendeten Piloten wird mit

$\phi_{\underline{H}_p \underline{H}_p}(k, l)$ dargestellt. Zusätzlich enthält die Formel eine Einheitsmatrix I_N und die Rauschleistung σ_n^2 . Die Autokorrelationsmatrix der geschätzten Kanalübertragungsfunktion an den Pilotenstellen $\phi_{\underline{P}\underline{P}}(k, l)$ kann gemäß [8] mit

$$\begin{aligned}\phi_{\underline{P}\underline{P}}(k, l) &= E\{\underline{\mathbf{p}}(k, l) \cdot \underline{\mathbf{p}}^H(k, l)\} \\ &= E \left\{ \begin{array}{ccc} \underline{p}_1 \cdot \underline{p}_1^* & \cdots & \underline{p}_1 \cdot \underline{p}_N^* \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{p}_N \cdot \underline{p}_1 & \cdots & \underline{p}_N \cdot \underline{p}_N^* \end{array} \right\}\end{aligned}$$

berechnet werden. Sie setzt sich zusammen aus der Korrelationsmatrix des ungestörten Anteils der Kanalübertragungsfunktion an den Pilotenstellen und dem additiven Rauschanteil zu:

$$\phi_{\underline{P}\underline{P}}(k, l) = \phi_{\underline{H}_p \underline{H}_p}(k, l) + \sigma_n^2 \cdot I_N. \quad (6.7)$$

Die Kreuzkorrelation zwischen der idealen Übertragungsfunktion und $\hat{\underline{H}}(k_p, l_p)$ kann dargestellt werden als

$$\begin{aligned}\phi_{\underline{H}\underline{P}}(k, l) &= E\{\underline{H}(k, l) \cdot \underline{\mathbf{p}}^H(k, l)\} \\ &= E\{\underline{H}(k, l) \cdot (\underline{\mathbf{H}}(k_p, l_p) + \underline{\mathbf{N}}(k_p, l_p))^H\} \\ &= \phi_{\underline{H}\underline{H}_p}(k, l).\end{aligned} \quad (6.8)$$

Da das Rauschen und die Übertragungsfunktion unkorreliert sind, verschwindet der Rauschanteil $\underline{\mathbf{N}}(k_p, l_p)$. [6, 8]

In einem realen Anwendungsfall ist dem Empfänger die ideale Kanalübertragungsfunktion nicht bekannt, weshalb bei der Kanalschätzung die Eigenschaften eines WSSUS-Kanals angenommen werden (vgl. Unterabschnitt 2.1.3). Die Autokorrelierte der zeitvarianten Übertragungsfunktion $\underline{H}(f, t)$ ist die Zeit-Frequenz-Korrelationsfunktion (vgl. Unterabschnitt 2.1.3). Gemäß [1] und [8] kann diese als Produkt der Zeit-Korrelationsfunktion und der Frequenz-Korrelationsfunktion wie folgt dargestellt werden:

$$\phi_{\underline{H}}(\Delta f, \Delta t) = \phi_{\underline{H}}(\Delta f) \cdot \phi_{\underline{H}}(\Delta t). \quad (6.9)$$

Somit können die für die Berechnung des Wiener Filters benötigte Korrelationsfunktion aus dem Doppler- und Verzögerungsleistungslichtespektrum berechnet werden (vgl. Unterabschnitt 2.1.3). Außerdem kann eine zweidimensionale Wiener Filterung in zwei

eindimensionale Filterungen aufgeteilt werden. Der Vorteil einer Implementierung des Filters in Form von zwei eindimensionalen anstatt eines zweidimensionalen Wiener Filters ist die geringe Komplexität bei nahezu gleichbleibender Leistung und vernachlässigbar kleinen Verlusten [26].

Unter der Annahme eines *Jakes*-Doppler-Leistungsdichtespektrums (vgl. Unterabschnitt 2.1.3) entspricht die Zeit-Korrelationsfunktion einer Besselfunktion erster Art, nullter Ordnung, die von der maximalen Dopplerfrequenz abhängig ist [6]. Gemäß [6] gilt:

$$\phi_{\underline{H}}(l) = J_0(2\pi f_{d_{max}} T_S \Delta l). \quad (6.10)$$

Für ein gleichverteiltes Verzögerungs-Leistungsdichtespektrum (vgl. Unterabschnitt 2.1.3) kann die Frequenz-Korrelationsfunktion gemäß [4] formuliert werden zu:

$$\phi_{\underline{H}}(k) = \sigma_h^2 \cdot \text{si}(\pi \tau_{max} \Delta f k) \cdot e^{-j\pi \tau_{max} \Delta f k}. \quad (6.11)$$

Aufbauend auf diesen Grundlagen wurde ein 2×1 -dimensionales Wiener Filter implementiert. Seine Implementierung wird im folgenden Abschnitt näher analysiert.

6.2 Analyse der Implementierung

Wie in [4] bereits gezeigt wurde, wird die Schätzgenauigkeit mit zunehmender Filterordnung, d.h. verwendeter Anzahl an Pilotenstützstellen, verbessert. Für DRM+ konnte mit einer Anzahl von neun Piloten in Frequenzrichtung eine gute Leistungsfähigkeit bis hin zu hohen Dopplerfrequenzen erreicht werden [4]. Darauf aufbauend wurde in der vorliegenden Arbeit für die Implementierung die Dimension des Filters in Frequenzrichtung zu $N = 9$ gewählt.

Bei der Filterung in Zeitrichtung treten Randinterpolationsprobleme auf [4]. Um diesen entgegen zu wirken, werden an den Rändern des Spektrums leistungsverstärkte Piloten verwendet (vgl. Unterabschnitt 2.3.4). Die Filterung erfolgt auf eine feste Kanalbandbreite und damit auf eine endliche Anzahl an Unterträgern. Am Rand des Spektrums kann das Filter nicht mehr weiter verschoben werden, sodass für diese Schätzungen jeweils die gleichen Pilotenstützstellen verwendet werden müssen. In Abbildung 6.2 ist ein Filter dargestellt, welches vier Piloten in Zeitrichtung verwendet. Die Zellen, die aufgrund der Randinterpolation die selben Pilotenstützstellen verwenden müssen, sind mit a gekennzeichnet. In [4] wird das Randinterpolationsverfahren näher erläutert und auf auftretende Schätzungenauigkeiten hingewiesen. Für die erste Implementierung des

Filters wird die Dimension in Zeitrichtung ebenfalls zu $N = 9$ gesetzt.

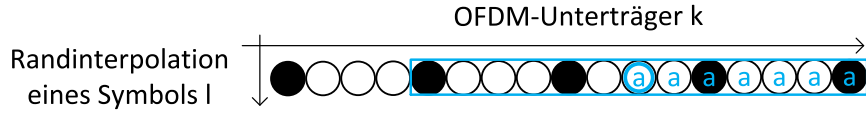


Abbildung 6.2: Durchführung einer Randinterpolation. Zellen, welche die selben Pilotenstützstellen verwenden, sind mit einem a gekennzeichnet. Die Filterlänge erstreckt sich über vier Piloten. Ab der blau markierten Zelle beginnt der Randinterpolationsfall.

Das implementierte Filter stellt ein adaptives Wiener Filter dar, welches aus verschiedenen Koeffizientensätzen wählen kann und sich dann für den Koeffizientensatz entscheidet, welcher das beste Ergebnis liefert. Ein Koeffizientensatz ist ein für den Kanal anhand von Kanalprofil und Empfängergeschwindigkeit geschätztes $\hat{\tau}_{max}$ und $\hat{f}_{d_{max}}$. Diese werden in die Filtergleichungen (6.10) und (6.11) eingesetzt. Da die optimalen Koeffizientensätze in der Realität nicht bekannt sind, werden bei der adaptiven Lösung mehrere vorgegeben. Das Empfangssignal wird bei Durchführung der Kanalschätzung mit jedem Satz gefiltert. Nach der Entzerrung wird dann das beste Ergebnis verwendet. Für eine detaillierte Vorstellung des Modells sei auf [8] verwiesen. In dieser Arbeit soll lediglich die Funktion des Filters, welches auf die neu entwickelten Wellenform angepasst wurde, simulativ getestet werden. Dazu werden in den anschließenden Unterkapiteln zunächst zu berücksichtigende Störquellen beschrieben und ein Bewertungskriterium vorgestellt. Abschließend wird der Schätzalgorithmus auf seine Funktionalität überprüft.

6.2.1 Signaleinflüsse bei der Übertragung

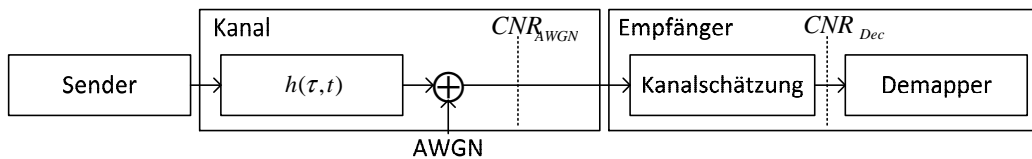


Abbildung 6.3: Schematische Darstellung von auftretenden Störquellen bei einer Übertragung, Quelle: [4]

Wie an Abbildung 6.3 deutlich wird, treten auf der Übertragungsstrecke des Signals verschiedene Störeinflüsse auf. Neben Einflüssen des Mehrwegekanals kommt es auch zu einer Überlagerung durch additives Rauschen (AWGN). Aus dem Sendesignal und dem

Rauschen kann ein CNR_{AWGN} berechnet werden (vgl. Gleichung (2.32)). Eine weitere Rauschquelle entsteht durch einen Schätzfehler, den das Wiener Filter verursacht. Die Rauschleistungen des Kanals und der Kanalschätzung überlagern sich additiv. Somit kann nach der Kanalschätzung ein neues CNR_{Dec} berechnet werden. [4]

6.2.2 ICI aufgrund von Dopplerverschiebung

Wie an Gleichung (2.2) deutlich wird, bewirkt eine Zunahme der Empfängergerwindigkeit v eine steigende Dopplerfrequenz $f_{d_{max}}$. Diese führt zu einer Deorthogonalisierung der einzelnen Unterträger, sodass Gleichung (2.21) nicht mehr erfüllt wird. Die Folgen davon sind ICI. Diese Störleistung wird bereits in [6] und [4] dargestellt und soll hier zum besseren Verständnis kurz vorgestellt werden.

Ausgangspunkt ist ein zeit- aber nicht-frequenzselektiver Kanal $\underline{h}_n(t)$. Darüber hinaus wird eine unendliche Anzahl an Trägern angenommen. Der dadurch entstandene Fehler ist, wie in [6] beschrieben, vernachlässigbar. Das Sendesignal mit der Trägerfrequenz f_k kann formuliert werden zu:

$$\underline{s}(t) = \sum_k \underline{d}(k) \cdot e^{j2\pi f_k t} \quad \text{mit } 0 \leq t \leq T_u \quad (6.12)$$

Für das Empfangssignal $\underline{r}(t)$ gilt:

$$\underline{r}(t) = \underline{h}_n(t) \cdot \underline{s}(t). \quad (6.13)$$

Hierbei wird das additive weiße Rauschen vernachlässigt. Das demodulierte Signal mit der Trägerfrequenz f_z kann mit der kontinuierlichen Fourier-Transformation beschrieben werden als:

$$\hat{\underline{d}}(z) = \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} \underline{r}(t) \cdot e^{-j2\pi f_z t} dt. \quad (6.14)$$

Durch Einsetzen der Gleichungen (6.12) und (6.13) in Gleichung (6.14), kann das Empfangssymbol $\hat{\underline{d}}(z)$ als Summe des eigentlich gesendeten Symbols und den Anteilen anderer

gesendeter Symbole dargestellt werden, sodass gilt:

$$\begin{aligned}
 \hat{\underline{d}}(z) &= \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} \underline{h}_n(t) \sum_k d(k) \cdot e^{j2\pi f_k t} \cdot e^{-j2\pi f_z t} dt \\
 &= \sum_k \left\{ \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} \underline{h}_n(t) \cdot e^{-j2\pi(f_z - f_k)t} dt \right\} \underline{d}(k) \\
 &= \underline{a}_0 \cdot \underline{d}(z) + \underbrace{\sum_{k \neq z} \underline{a}_{z-k} \cdot \underline{d}(k)}_{ICI}.
 \end{aligned} \tag{6.15}$$

Dabei werden die komplexen Übertragungsfaktoren \underline{a}_l definiert zu:

$$\underline{a}_l = \frac{1}{T_u} \int_0^{T_u} \underline{h}_n(t) \cdot e^{-j2\pi l \Delta f t} dt. \tag{6.16}$$

Der Koeffizient \underline{a}_0 stellt den idealen übertragenen Amplitudenkoeffizienten dar, alle weiteren die Koeffizienten der störenden Träger. Die Störleistung kann aus Gleichung (6.16) wie folgt formuliert werden:

$$P_{ICI} = E \left\{ \left| \sum_{l \neq 0} \underline{a}_l \cdot \underline{d}(z - l) \right|^2 \right\}. \tag{6.17}$$

Daraus ergibt sich gemäß [6]:

$$P_{ICI} = 1 - \int_{-1}^1 (1 - |x|) J_0(2\pi f_{d_{max}} T_U x) dx. \tag{6.18}$$

Unter der Annahme $E\{|\underline{d}(z)|^2\} = 1$ ergibt sich für die Leistung des gewünschten Signals:

$$E\{|\underline{a}_0|^2\} = \int_{-1}^1 (1 - |x|) J_0(2\pi f_{d_{max}} T_U x) dx. \tag{6.19}$$

Bei dieser Herleitung wurde ein *Jakes*-Spektrum als Form des Doppler-Leistungsdichtespektrums angenommen. Für eine Berechnung bei anderen Spektren sei auf [6] verwiesen. [6]

Wie in [4] gezeigt, steigt die Störleistung P_{ICI} mit der Dopplerfrequenz an und wirkt sich immer stärker auf die Signalleistung $E\{|\underline{a}_0|^2\}$ aus. Auf OFDM-Systeme wirkt sich die

Deorthogonalisierung wie eine zusätzliche Rauschquelle aus. Diese beeinflusst die Qualität der Kanalschätzung. Somit kann, wie in Abbildung 6.4 dargestellt ist, ein CNR_{Kanal} eingeführt werden, für welches gilt:

$$CNR_{Kanal} = \frac{E\{|a_0|^2\}}{\sigma_n^2 + P_{ICI}}. \quad (6.20)$$

Für kleine Dopplerfrequenzen kann P_{ICI} vernachlässigt und nur die Rauschleistung σ_n^2 , die sich auf einen Unterträger mit der Rauschleistungsdichte N_0 auswirkt, berücksichtigt werden. [6]

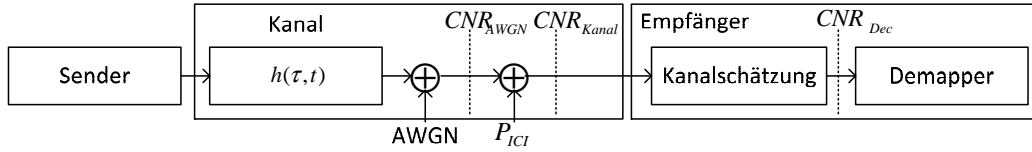


Abbildung 6.4: Schematische Darstellung von auftretenden ICI aufgrund von Dopplerfrequenzen im Übertragungskanal, Quelle: [4]

6.2.3 Einfluss durch Bandbegrenzung

Bei Schätzung der Kanalimpulsantwort ist eine weitere Rauschquelle vorhanden, die gemäß [6] auch als „*systematischer Fehler*“ bezeichnet wird. Dies soll im Folgenden kurz vorgestellt werden.

Die Schätzung der Übertragungsfunktion $\underline{H}(k, l)$ erfolgt im Frequenzbereich mit Hilfe der bekannten Pilotenzellen. Somit wird der Frequenzbereich verwendet, in dem es Pilotenzellen gibt, außerhalb wird der Kanal zu Null angenommen. Laut [4] und [6] entspricht dies einer Multiplikation der Übertragungsfunktion mit einem Rechteckfenster der Bandbreite $B = \Delta f \cdot K$. Da es sich in dieser Arbeit um ein Systemdesign handelt, wird die Bandbreite gemäß Gleichung (3.9) zu $B = 2B_{nutz}$ angenommen und damit die doppelte Systembandbreite verwendet (vgl. [19]).

Zur Beschreibung des zusätzlichen Störeffektes werden gemäß [6] folgende Annahmen getroffen:

- Der Kanal ist rauschfrei, d.h. es treten keine weiteren Fehler bei der Kanalschätzung auf.
- Der Kanal wird während eines OFDM-Symbols als nicht zeitspektiv angenommen.

Somit ergibt sich gemäß [6] für die geschätzte Kanalimpulsantwort:

$$\begin{aligned}
\tilde{h}(\tau) &= \mathcal{F}^{-1} \{ \underline{H}(f) \cdot \text{rect}(f) \} \\
&= \mathcal{F} \{ \underline{H}(f) \} * B \cdot \text{si}(\pi K \Delta f t) \\
&= B \cdot \underline{h}(\tau) * \text{si}(\pi B t).
\end{aligned} \tag{6.21}$$

Sie entspricht der eigentlichen Kanalimpulsantwort $\underline{h}(\tau)$ gefaltet mit einer si-Funktion (vgl. Gleichung (2.22)). Die Hauptzipfelbreite der si-Funktion wird durch die Bandbreite des Rechtecks bestimmt. Im diskreten Fall gilt für $\tau = k \cdot \Delta t = \frac{k \cdot T_u}{N_{\text{nutz}}}$ und dem Zeitindex n gemäß [6]:

$$\hat{h}(n) = \frac{K}{N_{\text{nutz}}} \cdot \underline{h}(n) * \text{si}\left(\pi \frac{k}{N_{\text{nutz}}} n\right). \tag{6.22}$$

Anhand von Gleichung 6.21 wird deutlich, dass die Fensterung des Empfangssignals mit einem Rechteck der Breite $2B_{\text{nutz}}$ zu einer Impulsverbreiterung führt, da die empfangenen Signale als si-Funktionen vorliegen. Aufgrund von Mehrwegeausbreitung werden mehrere Impulse empfangen. Diese überlagern sich und es entsteht eine Einhüllende (vgl. [4] Abb. 6.13). Diese Interferenzen verursachen einen Fehler bei der Abtastung. Nur wenn die einzelnen Pfadverzögerungen τ_n Vielfache der Abtastperiode sind, ist eine fehlerfreie Schätzung möglich. In diesem Fall liegt das Maximum einer empfangenen si-Funktion beim Nulldurchgang einer anderen. Ist dies jedoch nicht erfüllt, wird die Energie der einzelnen Pfade auf die umliegenden Abtastwerte verteilt. Aufgrund der Tatsache, dass eine $\frac{\sin(x)}{(x)}$ -Funktion eine theoretisch unendliche Bandbreite besitzt, klingt die Kanalimpulsantwort nach τ_{max} nicht auf Null ab, sondern wirkt sich weiterhin aus. [4]

6.2.4 Bewertungskriterium

Zur Beurteilung der Kanalschätzung soll ein Kriterium verwendet werden, welches eine isolierte Aussage über die Schätzfehlerleistung des Kanalschätzverfahrens geben kann. In [4] wurde festgestellt, dass das MSE zwar eine Abweichung der geschätzten Werte von den tatsächlichen Werten beschreibt, jedoch keine Aussage über die Schätzfehlerleistung des Wiener Filters geben kann. Deshalb wird, aufbauend auf [4], das *WMER* (engl. *Weighted Modulation Error Ratio*) als Bewertungskriterium verwendet. Es stellt einen Algorithmus dar, der es erlaubt $CNR_{\text{Dec}}|_{\text{dB}}$ und damit das Rauschen, welches zusätzlich durch den Schätzfehler des Wiener Filters entsteht, zu schätzen (vgl. Unterabschnitt 6.2.1). Das *WMER* kann gemäß [11] wie folgt berechnet werden:

$$WMER = 10 \cdot \log \left(\frac{\bar{S}_\infty \sum_k |\underline{c}_k|^2}{\sum_k |\underline{c}_k|^2 \cdot |\underline{s}_k - \underline{r}_k|^2} \right). \quad (6.23)$$

Mit \bar{S}_∞ wird die mittlere Energie der durch das Filter entzerrten Zellen dargestellt. Die geschätzte Übertragungsfunktion wird mit \underline{c}_k bezeichnet. Der optimale Konstellationspunkt nach der Decodierung ist \underline{s}_k und der empfangene komplexe Wert nach der Kanalschätzung \underline{r}_k . Das $WMER$ stellt das Verhältnis des Durchschnitts der quadratischen idealen Konstellationspunkte zum gewichteten durchschnittlichen Fehler in dB dar. [11]

6.2.5 Simulation und Auswertung der Schätzleistung nach einem zeitselektiven Kanal

Im Folgenden soll der Einfluss der Störleistung, die durch den Doppler-Effekt verursacht wird, auf die Schätzleistung des Wiener Filters (vgl. Unterabschnitt 6.2.2) untersucht werden. Dabei wird analysiert, ob ab einer bestimmten Dopplerfrequenz ein Leistungsabfall des Filters zu beobachten ist.

Für die Simulation wird ein Zufallssignal, bestehend aus nacheinander gesendeten Bursts, generiert. Ein Burst besteht aus 1000 DAFs pro Burst. Somit stellt der Schätzfehler, der durch die Randinterpolation entsteht, einen vernachlässigbar kleinen Anteil dar. Die Bursts werden kontinuierlich eine Stunde Echtzeit über einen zeitselektiven Kanal übertragen. Dabei tritt der Effekt der Dopplerverschiebung auf, jedoch keine Mehrwegeausbreitung. Zur Simulation werden Dopplerfrequenzen von 2 Hz bis 50 Hz im Abstand von je 2 Hz simuliert. Damit der Einfluss des additiven Rauschens σ_n^2 möglichst gering bleibt, wird $CNR_{AWGN}|_{dB} = 100$ angenommen. Somit kann Gleichung (6.20) angepasst werden zu:

$$CNR_{Kanal} \approx \frac{E\{|a_0|^2\}}{P_{ICI}}. \quad (6.24)$$

Die Störleistung durch die Dopplerverschiebung wirkt in diesem Fall als einzige Störquelle auf das Sendesignal. Die Empfängersynchronisation wird als ideal angenommen und verursacht somit keinen zusätzlichen Fehler. Zur Kanalschätzung und Entzerrung wird ein 2×1 -dimensionales Wiener Filter verwendet. Die Kenntnisse der Kanaleigenschaften werden als ideal angenommen, d.h. das Filter verwendet die optimalen Filterkoeffizienten. Jede Schätzung wird mit dem $WMER$ nach Gleichung (6.23) bewertet. Das

$WMER$ je Dopplerfrequenz ergibt sich als Durchschnitt der einzelnen $WMER$ -Werte je entzerrten Rahmen. Wenn das $WMER$ keinen zusätzlichen Schätzfehler verursacht, sollte es dem CNR_{Kanal} entsprechen. Das Ergebnis ist in Abbildung 6.5 dargestellt.

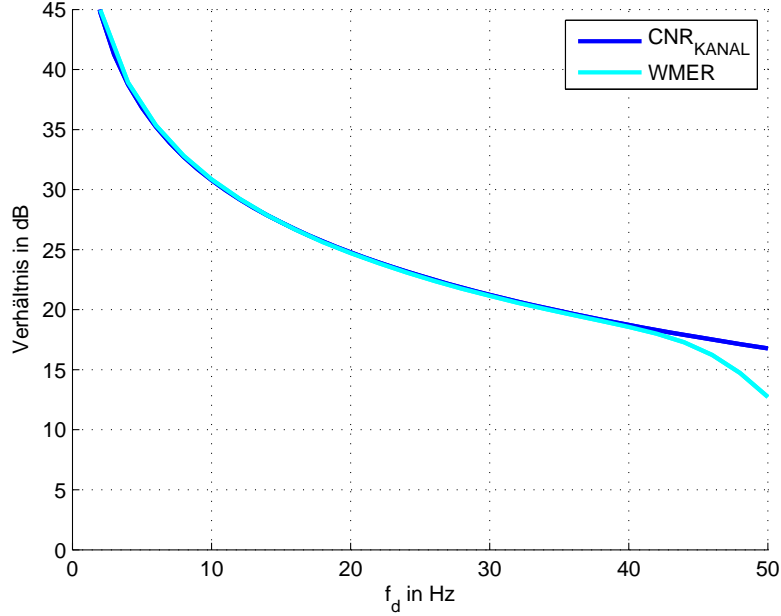


Abbildung 6.5: Darstellung der Schätzfehlerleistung des implementierten Wiener Filters nach einem zeitselektiven Kanal. Vergleich zwischen gemessenem $WMER$ und CNR_{Kanal} , unter der Annahme, dass P_{ICI} die einzige Störquelle darstellt.

Wie deutlich zu erkennen ist, stimmt das berechnete $WMER$ nahezu ideal mit dem $CNR_{Kanal}|_{dB}$ überein. Ab ca. 40 Hz ist eine Abweichung zu erkennen. Im Abschnitt 3.2 wurde mit Gleichung (3.4) die maximale, durch die Pilotenstruktur kompensierbare Dopplerfrequenz $f_{d_{max}}$ zu 50 Hz berechnet. Der Abfall der Kurve beginnt schon einige Hertz früher, da in realen Anwendungen keine unendlich steilen Filterflanken realisiert werden können [19]. Das $WMER$ stimmt vor dem Kurvenabfall mit dem $CNR_{Kanal}|_{dB}$ überein, d.h. es entsteht in diesem Bereich keine zusätzliche Rauschquelle durch das Wiener Filter. Somit kann bei perfekter Kenntnis der Kanaleigenschaften in einem zeitselektiven Kanal, der als einzige Störquelle die Dopplerverschiebung enthält, mit dem Wiener Filter eine beinahe optimale Kanalschätzung erreicht werden.

Zudem stellt die Störleistung durch den Doppler-Effekt eine Schranke für die Kanalschätzung dar. Es kann bei perfekter Kenntnis der Kanaleigenschaften kein besseres Ergebnis erzielt werden. Dies führt zur Ausbildung eines *Error Floors*. [6]

6.2.6 Simulation und Auswertung der Schätzleistung nach einem frequenzselektiven Kanal

Gemäß Unterabschnitt 6.2.3 liegen die Empfangsimpulse aufgrund des Einflusses der Bandbegrenzung in Form von mehreren überlagerten si-Funktionen vor. Nur wenn die Ausbreitungsverzögerungen ein Vielfaches der Abtastperiode sind, ist eine fehlerfreie Schätzung möglich. Ist dies nicht der Fall können die einzelnen Ausbreitungsverzögerungen aufgrund der Impulsverbreiterung und -überlagerung nicht bestimmt werden [4]. Deshalb wird bei der Kanalschätzung ein *worst-case-scenario* angenommen. Dabei wird der Filterkoeffizient $\tau_{maxFilter}$ gleich der Länge des Schutzintervalls T_g gesetzt. In nachfolgender Simulation soll gezeigt werden, wie stark sich eine *worst-case*-Annahme auf die Schätzleistung des Wiener Filters in Frequenzrichtung auswirkt. In einer Simulation wird das *WMER* eines Filters mit optimal angepassten Koeffizienten und *worst-case* Koeffizienten verglichen.

Das Sendesignal besteht aus nacheinander gesendeten Bursts und wird für eine Stunde Echtzeit simuliert. Ein Burst enthält ein PAF, 1000 DAFs und ein POF. Der Kanal ist nur frequenzselektiv, d.h. für die Dopplerfrequenz gilt $f_d = 0$ Hz. In der Simulation werden Ausbreitungsverzögerungen von 0,02 ms bis 0,26 ms im Abstand von 0,02 ms angenommen. Zur Kanalschätzung und Entzerrung wird ein 2×1 -dimensionales Wiener Filter verwendet. Die Schätzung wird mit dem *WMER* bewertet und anschließend mit dem $CNR_{AWGN}|_{dB}$ verglichen. Für den Fall, dass keine Fehlschätzung durch das Wiener Filter entsteht, sollte das *WMER* mit dem $CNR_{AWGN}|_{dB}$ übereinstimmen. Für einen Vergleichswert wird $CNR_{AWGN}|_{dB} = 15$ gesetzt. Für das optimal angepasste Wiener Filter wird die Kanalkennntnis als perfekt angenommen, d.h. es gilt für die Filtergleichung (6.11): $\tau_{maxFilter} = \tau_{maxKanal}$. Im Vergleichsfall wird für die Filterkoeffizienten ein *worst-case*-Szenario angenommen, für welches $\tau_{maxFilter} = T_g$ gilt. Es entsteht kein weiterer Fehler aus der Empfängersynchronisation, da diese als ideal angenommen wird. Das Ergebnis der Simulation ist in Abbildung 6.6 dargestellt.

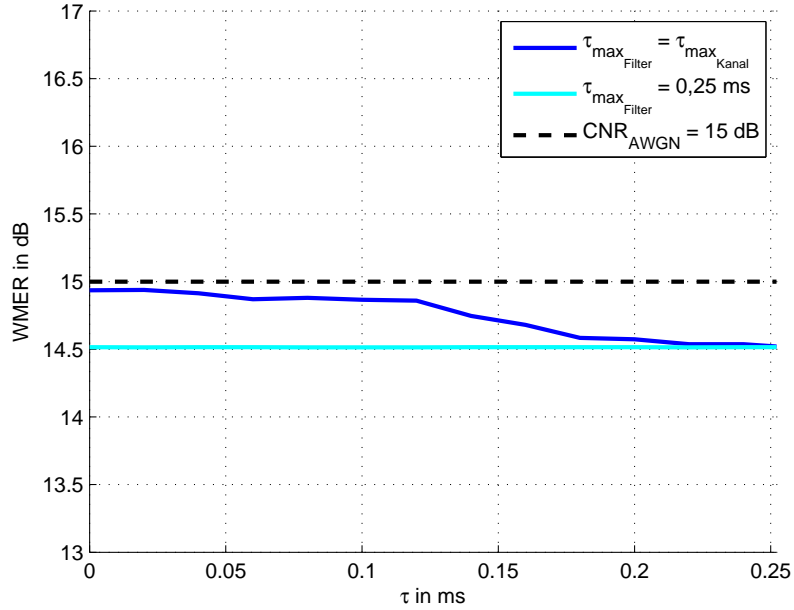


Abbildung 6.6: Darstellung der Schätzfehlerleistung des implementierten Wiener Filters nach einem frequenzselektiven Kanal. Vergleich von optimaler Anpassung der Filterkoeffizienten zur *worst-case*-Anpassung unter der Annahme $\text{CNR}_{\text{AWGN}} = 15$ dB. Das Signal wird durch keine weiteren Störungen beeinflusst.

Aus Abbildung 6.6 wird deutlich, dass die Annahme eines *worst-case*-Szenarios nur einen geringen Einfluss auf die Leistung der Kanalschätzung hat. Für die kleinsten Ausbreitungsverzögerungen entsteht eine maximale Abweichung von 0,4 dB zwischen optimaler und *worst-case*-Anpassung. Je größer die Ausbreitungsverzögerung wird, desto stärker nähern sich die Ergebnisse beider Annahmen an. Der Grund für den geringen Verlust und die fast konstanten Schätzwerte bei Fehlanpassung liegt an der ersten Filterung in Zeitrichtung über die OFDM-Symbole. Sie führt eine Rauschreduktion durch, da der Filterkoeffizient $f_{d_{\max}}$ zu Null angenommen wird und somit die Hauptzipfelbreite der Besselfunktion sehr schmal wird. Durch diese Rauschreduktion sind die Rauschanteile minimal, sodass nur ein geringer Einfluss auf die Kanalschätzung entsteht und sich ein fast konstanter Verlauf ergibt. Eine Abweichung des WMER vom $\text{CNR}_{\text{AWGN}}|_{\text{dB}}$ ist darauf zurück zu führen, dass je größer der Filter wird, desto mehr Rauschanteile vorhanden sind, auch wenn diese aufgrund der ersten Filterung gering sind. Diese Abweichung kann jedoch als minimal bezeichnet werden. Sie liegt zwischen 0,1 dB bei sehr niedrigen Ausbreitungsverzögerungen und 0,5 dB bei Ausbreitungsverzögerungen im Bereich des Schutzintervalls.

6.2.7 Ergebnisbewertung

Anhand der Abbildungen 6.5 und 6.6 lässt sich die Funktionalität des Wiener Filters für die neue Wellenform bestätigen. Allerdings wurde die Kenntnis von $f_{d_{max}}$ als ideal angenommen. In realen Systemen ist $f_{d_{max}}$ nicht bekannt, weshalb ein adaptives Filter implementiert wurde. Dieser Ansatz bietet eine Möglichkeit, mehrere Koeffizienten $f_{d_{max}}$ für verschiedene Szenarien annehmen zu können um dann nach der Entzerrung das beste Ergebnis weiter zu verwenden (vgl. Abschnitt 6.2). Aus diesem Grund sind in realen Anwendungen Abweichungen zu erwarten. Wie in [4] ermittelt wurde, ergeben sich nur geringe Abweichungen zur optimalen Kanalkennntnis, wenn das Filter auf ein höheres $f_{d_{max}}$ optimiert wird als der Kanal tatsächlich hat. Umgekehrt ergeben sich allerdings sehr große Abweichungen.

Zunächst kann bei den Ergebnissen der Filterung in Zeitrichtung über die OFDM-Symbole angemerkt werden, dass erst ab einer Dopplerfrequenz von 40 Hz eine Abweichung von der Idealkurve zu erkennen ist. Gemäß Gleichung 3.4 wird auch deutlich, dass ab einer bestimmten Dopplerfrequenz die Dopplerverschiebung durch den Schätzalgorithmus nicht mehr kompensierbar ist. Bei einem Systemdesign für den V/UHF-Bereich muss diese Filtereigenschaft berücksichtigt werden. Bei Betrachtung der Dopplerfrequenzen für die DRM+ Kanalprofile gemäß dem DRM-Standard (vgl. [3]) kann für den VHF-Bereich eine maximale Dopplerfrequenz von 32,05 Hz für den Kanal *Rural* im oberen VHF-Band III berechnet werden (vgl. Tabelle 3.2). Somit kann für eine Verwendung des Filters im VHF-Bereich die Aussage getroffen werden, dass das implementierte Filter die Kanaleigenschaften eines zeitselektiven Kanals kompensieren kann. Für eine Untersuchung des UHF-Bereichs können gemäß [13] die UHF-Bänder in Tabelle 6.1 verwendet werden.

UHF-Band IV	470 MHz - 606 MHz
UHF-Band V	606 MHz - 826 MHz

Tabelle 6.1: UHF-Bänder zur Übertragung im UHF-Bereich

Daraus ergeben sich durch Anwendung von Gleichung (2.3) die Wellenlängen, die in Tabelle 6.2 dargestellt sind. Die Indizes kennzeichnen jeweils das obere bzw. untere Frequenzband.

UHF-Band	λ
IV_1	0,64 m
$IV_2=V_1$	0,50 m
V_2	0,36 m

Tabelle 6.2: Wellenlängen der UHF-Bänder

Anhand von Gleichung (2.2) wird deutlich, dass eine Zunahme der Empfängergereschwindigkeit zu einer Zunahme der Dopplerfrequenz führt. Daraus kann gefolgert werden, dass eine Übertragung mit der entwickelten Wellenform im UHF-Bereich nur bei bestimmten Empfängergereschwindigkeiten möglich ist. In Tabelle 6.3 findet sich eine Übersicht dazu.

UHF-Band	$v = 50 \frac{\text{km}}{\text{h}}$	$v = 100 \frac{\text{km}}{\text{h}}$	$v = 150 \frac{\text{km}}{\text{h}}$
IV_1	21,7 Hz	43,4 Hz	65,1 Hz
$IV_2=V_1$	27,8 Hz	55,6 Hz	83,3 Hz
V_2	38,6 Hz	77,2 Hz	115,7 Hz

Tabelle 6.3: Dopplerfrequenzen im UHF-Bereich für verschiedene Empfängergereschwindigkeiten bei unterschiedlichen UHF-Bänder

An Tabelle 6.3 ist erkennbar, dass das implementierte Wiener Filter nur für geringe Empfängergereschwindigkeiten im UHF-Bereich geeignet ist. Ab Geschwindigkeiten höher als $v = 50 \frac{\text{km}}{\text{h}}$ kann die Dopplerfrequenz im oberen UHF-Band V 40 Hz übersteigen. Ab dieser Frequenz sind Abweichungen bei der Schätzung nach einem zeitselektiven Kanal zwischen der berechneten *WMER*-Kurve und der Idealkurve zu beobachten (vgl. Abbildung 6.5).

Darüber hinaus kann bei der Betrachtung der Filterung in Frequenzrichtung über die OFDM-Unterträger festgehalten werden, dass der Schätzfehler für die Annahme eines *worst-case*-Szenario als minimal bezeichnet werden kann. Wie bereits in Gleichung (6.3) gezeigt wurde, können Ausbreitungsverzögerungen bis zu einem Wert von 0,563 ms kompensiert werden. Ein Vergleich mit den Ausbreitungsverzögerungen der Kanalprofile 7 bis 11, die gemäß DRM-Standard für den VHF-Bereich definiert wurden (vgl. [3]), zeigt, dass diese durch das Filter kompensiert werden können. Für eine Untersuchung im UHF-Bereich kann das beschriebene Kanalprofil im DVB-T Standard betrachtet werden (vgl. [27]). Die Ausbreitungsverzögerungen befinden sich im Mikrosekundenbereich und können somit durch das implementierte Filter kompensiert werden. Somit eignet sich die Verwendung des Filterung sowohl im VHF-, als auch im UHF-Bereich.

7 Zusammenfassung

Ziel dieser Arbeit war es eine Wellenform zu entwickeln, die sich für eine Übertragung im V/UHF-Bereich eignet. Dazu sollte als Grundlage das Verfahren DRM+ verwendet werden. Die Wellenform sollte in Zeit- und Frequenzrichtung skaliert und für den Burst-Betrieb um eine Prä- und Postambel erweitert werden. Des Weiteren sollten bestehenden Sende- und Empfangsalgorithmen an die neue Wellenform angepasst und getestet werden. Die neu entwickelte Wellenform sollte in ein bereits bestehendes Framework implementiert werden.

In Kapitel 2 wurden für den weiteren Verlauf der Arbeit wichtige Grundlagen erläutert. Dazu zählen die Grundlagen des Mobilfunkkanals, der OFDM-Übertragung und der DRM+ Wellenform.

Basierend auf DRM+ konnte im darauf folgenden Kapitel ein Übertragungssystem aufgebaut und eine neue Wellenform definiert werden. Es wurde festgelegt, dass die für den Burst-Betrieb benötigte Prä- und Postambel aus *Zadoff-Chu*-Sequenzen besteht. In Analogie zu DRM+ wurden *Frames* definiert. Ein Burst besteht aus einem PAF, einer variablen Anzahl an DAFs und einem POF. Ein *Frame* besteht in Zeitrichtung betrachtet aus vier OFDM-Symbolen. Bei der Skalierung des *Frames* in Frequenzrichtung wurden verschiedene Signalparameter für die Nutzbandbreiten 25 Hz, 100 Hz und 1 MHz ermittelt. Zusätzlich wurden die Modulationsarten um 64 und 256 QAM erweitert. Abschließend sind die theoretisch möglichen Übertragungsraten für ein DAF bestimmt worden.

In Kapitel 4 wurde die Implementierung des in Kapitel 3 entwickelten Übertragungssystems in das bestehende Framework *Pydfc* in der Programmiersprache *Python* erläutert. Der Fokus der Implementierungen wurde dabei auf das Empfangsmodul gelegt. Dieses enthält eine initiale Präambeldetektion, eine initiale Frequenzoffsetschätzung, Zeit- und Frequenzoffset-*Tracking* Algorithmen, sowie einen Algorithmus zu Kanalschätzung und -entzerrung und ein abschließendes *Demultiplexing* und *Demapping*.

Anschließend wurden in den Kapitel 5 und 6 die implementierten Empfängerfunktionen untersucht. Dazu wurde zunächst der Ablauf der initialen Präambeldetektion ana-

lysiert. Es wurde festgestellt, dass diese sowohl für ein Signal, welches über den AWGN-Kanal gesendet wurde, als auch für eines, das über den Mehrwegekanal *Hilly Terrain* übertragen wird, grundsätzlich funktioniert. Allerdings beträgt die max. Detektionsrate bei *Hilly Terrain* 99,9 %. Für eine 100 %-ige Detektionsrate sollte der Algorithmus noch optimiert werden. Abschließend wurde ein Vergleich zum DRM+ System angestellt.

Daran anschließend wurde die initiale Frequenzoffsetschätzung getestet. Dabei wurde festgestellt, dass diese bei einem über den AWGN-Kanal übertragenen Signal bei hohen *CNR*-Werten den eingestellten Frequenzoffset erkennt. Wurde das Signal allerdings vorher über *Hilly Terrain* gesendet, wurden durch den Algorithmus Schätzfehler verursacht. Diese führten nach Korrektur des berechneten initialen Frequenzoffsets zum Verbleib eines Restoffsets im System, für welchen eine Bewertungsmöglichkeit gegeben wurde. Auf Grund des zeitlichen Rahmens der Bachelorarbeit wurden keine Langzeitanalysen der *Tracking*-Algorithmen durchgeführt.

In Kapitel 6 wurde die Kanalschätzung, die aus zwei eindimensionalen Wiener Filterungen besteht und als adaptives Filter implementiert wurde, getestet. Das Ergebnis bestätigt die Funktionalität des Filters mit der neuen Wellenform im VHF-Bereich. *Worst-case* Annahmen der Kanalparameter, die bei realen Anwendungen verwendet werden können, verursachen nur geringe Abweichung im Vergleich zur optimalen Kanalkennntnis. Im UHF-Bereich kann die Funktionsweise der Filterung in Frequenzrichtung über die OFDM-Symbole nach einem Vergleich zum DVB-T Kanalprofil ebenfalls bestätigt werden. Die dort angenommenen Ausbreitungsverzögerungen können durch das Filter kompensiert werden. Der Filterung in Zeitrichtung über die OFDM-Unterträger sind jedoch Grenzen gesetzt. Eine Eignung für den UHF-Bereich ergibt sich aufgrund des Pilotenmusters in einem *Frame* nur für bestimmte Empfängergeschwindigkeiten. Sind diese zu hoch, entsteht eine Dopplerverschiebung, die durch das Filter nicht mehr kompensierbar ist.

8 Ausblick

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass im Rahmen dieser Bachelorarbeit eine erste Version einer V/UHF-Wellenform und eines Übertragungssystems aufgebaut wurde. Dabei wurden mehrere Algorithmen auf ihre Funktionalität untersucht und bewertet. In Folgearbeiten könnten im Rahmen weiterer Analysen noch das Zeit- und Frequenzoffset-*Tracking* getestet werden, um eine abschließende Aussage über die Verwendung der Empfängersynchronisation mit der neu entwickelten Wellenform zu ermöglichen.

Darüber hinaus bestehen bezüglich des Übertragungssystems noch Erweiterungsmöglichkeiten. Bei einer Übertragung über zeit- und frequenzselektive Kanäle werden Maßnahmen zum Fehlerschutz verwendet. Dazu zählen beispielsweise *Interleaving* und Kanalcodierung. Mit Hilfe dieser kann die Zuverlässigkeit der Datenübertragung erhöht werden.

Abschließend erscheint analog zum Vorgängerprojekt eine Erweiterung der Wellenform um eine *Self-ID* in der Präambel als sinnvoll. Diese stellt zusätzliche Informationen zur Verfügung, die der Empfänger zur Demodulation benötigt. So können beispielsweise Modulationsrate und *Interleaver*-Blocklänge übermittelt werden.

Literaturverzeichnis

- [1] NUSZKOWSKI, H.: *Digitale Signalübertragung im Mobilfunk*. Jörg Vogt Verlag, 2010.
- [2] PÄTZOLD, M.: *Mobilfunkkanäle–Modellierung, Analyse und Simulation*. Vieweg, Braunschweig, 1999.
- [3] ETSI, ES: *Digital Radio Mondiale (DRM), System Specification, 201 980 V4.1.1*. European Telecommunication Standard Institute, 2014.
- [4] MARTIN-CREUZBURG, J.: *Entwicklung und Implementierung einer optimierten Kanalschätzung für das DRM+ System*. Diplomarbeit, Technische Universität Ilmenau, 2009.
- [5] KAMMEYER, K.-D.: *Nachrichtenübertragung*. Vieweg + Teubner, 2008.
- [6] SCHÖBER, H.: *Breitbandige OFDM Funkübertragung bei hohen Teilnehmergeschwindigkeiten*. Doktorarbeit, Zugl.: Universität Karlsruhe (TH), 2003.
- [7] NEE, R. v. und R. PRASAD: *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House, Inc., Norwood, MA, USA, 1. Auflage, 2000.
- [8] FHG: *High data rate technology for high frequency communications, Deliverable D8, HF waveform modem study report*. 2011.
- [9] MÜLLER, R. und W. KOCH: *Fundamentals of Mobile Communications*. Skriptum zur Vorlesung, WS 2014/15.
- [10] BRONSTEIN, I. N. et al.: *Taschenbuch der Mathematik*, Band 1. Springer-Verlag, 2012.
- [11] ETSI, TS: *Digital Radio Mondiale (DRM), Receiver Status and Control Interface (RSCI), 102 349 V1.3.1*. European Telecommunication Standard Institute, 2009.
- [12] SCHÖBER, R. und J. HUBER: *Digitale Übertragung*. Skriptum zur Vorlesung, SS 2014.

- [13] FISCHER, W.: *Digitale Fernseh-und Hörfunktechnik in Theorie und Praxis: MPEG-Basisbandcodierung, DVB-, DAB-, ATSC-, ISDB-T-Übertragungstechnik, Messtechnik*. Springer-Verlag, 2010.
- [14] HOFMANN, F., C. HANSEN und W. SCHAFER: *Digital radio mondiale (DRM) digital sound broadcasting in the AM bands*. IEEE Transactions on Broadcasting, 2003.
- [15] WERNER, M.: *Nachrichtentechnik*, Band 7. Springer-Verlag, 2010.
- [16] STIERSTORFER, C., R. FISCHER und J. HUBER: *Grundlagen der Kanalcodierung*. Skriptum zur Vorlesung, WS 2013/2014.
- [17] SESIA, S., I. TOUFIK und M. BAKER: *LTE, the UMTS long term evolution: from theory to practice*. John Wiley and Sons, Ltd, 2009.
- [18] ROBERT, J.: *Terrestrial TV Broadcast Using Multi-Antenna Systems*. Doktorarbeit, Zugl.: Universität Braunschweig, 2013.
- [19] ROHDE, C.: *Low complexity block processing algorithms for robust adaptive channel estimation in OFDM systems*. Erlanger Berichte aus Informations-und Kommunikationstechnik, Band 33, 2013.
- [20] KILIAN, G.: *pyDfc Framework, Signalverarbeitung in Python*. 2011.
- [21] FHG: *High data rate technology for high frequency communications, Deliverable D12, HF modem real time application*. 2011.
- [22] SCHMIDL, T. M. und D. C. COX: *Robust frequency and timing synchronization for OFDM*. IEEE Transactions on Communications, 45, 1997.
- [23] FISCHER, V. und A. KURPIERS: *Frequency synchronization strategy for a PC-based DRM receiver*. In: *7th International OFDM-Workshop (InOWo'02)*, Hamburg, 2002.
- [24] CHEN, N., M. TANAKA und R. HEATON: *OFDM timing synchronisation under multi-path channels*. In: *Vehicular Technology Conference, The 57th IEEE Semianual*, Band 1. IEEE, 2003.
- [25] FILIPPI, A., S. A. HUSEN und P. VAN VOORTHUISEN: *Effects of time synchronization on OFDM systems over time-varying channels*. In: *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, The 17th IEEE International Symposium*. IEEE, 2006.

- [26] HOEHER, P., S. KAISER und P. ROBERTSON: *Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering*. In: *Acoustics, Speech, and Signal Processing, The IEEE International Conference*, Band 3. IEEE, 1997.
- [27] ETSI, EN: *Digital Video Broadcasting (DVB) - Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, 300 744 V1.6.1*. Digital Video Broadcasting (DVB), 2009.

Abbildungsverzeichnis

2.1	Ausbreitungsszenario im Mobilfunkkanal	4
2.2	Einfallswinkel einer n-ten Teilwelle auf einen in Richtung x bewegten Empfänger	5
2.3	Spektren orthogonaler Unterträger	12
2.4	ISI bei OFDM-Übertragung ohne Schutzintervall in einem Zweipfad-Kanal	13
2.5	OFDM-Übertragung mit Schutzintervall in einem Zweipfad-Kanal	13
2.6	Aufbau eines <i>Transmission Super Frames</i> , DRM+	15
2.7	Ausschnitt der Pilotenstruktur für DRM+, Quelle: [3]	17
3.1	Senderstruktur des neu aufgebauten Übertragungssystems	20
3.2	Kanalmodell bei einer Übertragung mit AWGN und Mehrwegekanal . . .	21
3.3	<i>Tapped-Delay-Line</i> Kanalmodell	21
3.4	Empfängerstruktur des neu aufgebauten Übertragungssystems	22
3.5	Aufbau eines Bursts	24
4.1	Zustandsdiagramm des Empfängers	32
4.2	Blockdiagramm des Empfangsmoduls mit einer Übersicht über verwendete <i>Buffer</i>	34
5.1	Detektionsrate der Präambeln in % bei Durchführung der initialen Präambeldetektion. Kanalprofil: AWGN.	41
5.2	Detektionsrate der Präambeln in % bei Durchführung der initialen Präambeldetektion. Kanalprofil: <i>Hilly Terrain</i> . Dopplerfrequenz: 10 Hz. . . .	42
5.3	Durchschnittlich geschätzter Frequenzoffset und die Standardabweichung (Std) der Messwerte nach Durchführung einer fraktionalen und integralen Frequenzoffsetschätzung. Kanalprofil: AWGN.	46
5.4	Durchschnittlich geschätzter Frequenzoffset und die Standardabweichung (Std) der Messwerte bei Durchführung einer feinen Schätzung. Kanalprofil: AWGN.	47

5.5	Wahrscheinlichkeitsdichteverteilungen der feinen Frequenzoffsetschätzwerte für unterschiedliche CNR -Werte. Kanalprofil: AWGN.	47
5.6	Durchschnittlich geschätzter Frequenzoffset und die Standardabweichung (Std) der Messwerte nach Durchführung einer fraktionalen und integralen Frequenzoffsetschätzung. Kanalprofil: <i>Hilly Terrain</i> . Dopplerfrequenz: 10 Hz.	49
5.7	Wahrscheinlichkeitsdichteverteilungen der fraktionalen Frequenzoffsetschätzwerte für unterschiedliche CNR -Werte. Kanalprofil: <i>Hilly Terrain</i> . Dopplerfrequenz: 10 Hz.	50
5.8	Wahrscheinlichkeitsdichteverteilungen der integralen Frequenzoffsetschätzwerte für unterschiedliche CNR -Werte. Kanalprofil: <i>Hilly Terrain</i> . Dopplerfrequenz: 10 Hz. Subträgerabstand: $444\frac{4}{9}$ Hz.	51
5.9	Durchschnittlich geschätzter Frequenzoffset und die Standardabweichung (Std) der Messwerte nach Durchführung der feinen Schätzung. Kanalprofil: <i>Hilly Terrain</i> . Dopplerfrequenz: 10 Hz.	52
5.10	Wahrscheinlichkeitsdichteverteilungen der feinen Frequenzoffsetschätzwerte für unterschiedliches CNR . Kanalprofil: <i>Hilly Terrain</i> . Dopplerfrequenz: 10 Hz. Subträgerabstand: $444\frac{4}{9}$ Hz.	52
5.11	Wahrscheinlichkeitsdichteverteilungen der Hauptschätzwerte der feinen Frequenzoffsetschätzung für unterschiedliches CNR . Kanalprofil: <i>Hilly Terrain</i> . Dopplerfrequenz: 10 Hz. Subträgerabstand: $444\frac{4}{9}$ Hz.	53
5.12	Geschätzter Frequenzoffset nach Korrektur der initialen Frequenzoffsetschätzung. Kanalprofil: <i>Hilly Terrain</i> . Dopplerfrequenz: 10 Hz. Subträgerabstand: $444\frac{4}{9}$ Hz.	54
5.13	Minderung des SNR in dB (ΔSNR_{max}) aufgrund des vorhandenen Frequenzoffset Δf_o . Der Frequenzoffset wird in Bezug zum Unterträgerabstand $\frac{1}{T_u}$ betrachtet. Mit hellblau ist der Wert gekennzeichnet, der für ein $\Delta f_o = 10$ Hz resultiert.	56
5.14	Zulässiger Bereich für den Start des FFT-Fensters in einem frequenzselektiven Kanal am Beispiel eines Dreipfad-Kanals	58
6.1	Zeit-Frequenz-Pilotenmuster nach einer Interpolation in Zeitrichtung . . .	60
6.2	Durchführung einer Randinterpolation. Zellen, welche die selben Pilotenstützstellen verwenden, sind mit einem a gekennzeichnet. Die Filterlänge erstreckt sich über vier Piloten. Ab der blau markierten Zelle beginnt der Randinterpolationsfall.	64

6.3	Schematische Darstellung von auftretenden Störquellen bei einer Übertragung, Quelle: [4]	64
6.4	Schematische Darstellung von auftretenden ICI aufgrund von Dopplerfrequenzen im Übertragungskanal, Quelle: [4]	67
6.5	Darstellung der Schätzfehlerleistung des implementierten Wiener Filters nach einem zeitselektiven Kanal. Vergleich zwischen gemessenem $WMER$ und CNR_{Kanal} , unter der Annahme, dass P_{ICI} die einzige Störquelle darstellt.	70
6.6	Darstellung der Schätzfehlerleistung des implementierten Wiener Filters nach einem frequenzselektiven Kanal. Vergleich von optimaler Anpassung der Filterkoeffizienten zur <i>worst-case</i> -Anpassung unter der Annahme $CNR_{AWGN} = 15$ dB. Das Signal wird durch keine weiteren Störungen beeinflusst.	72
A.1	Konstellationsdiagramme für 4 QAM, 16 QAM, 64 QAM, 256 QAM	84
A.2	Programmablaufdiagramm <i>Tracking</i> -Algorithmen, Quelle: [21]	85
A.3	Programmablaufdiagramm Kanalschätzung, Quelle: [21]	86

A Anhang

A.1 Konstellationsdiagramme

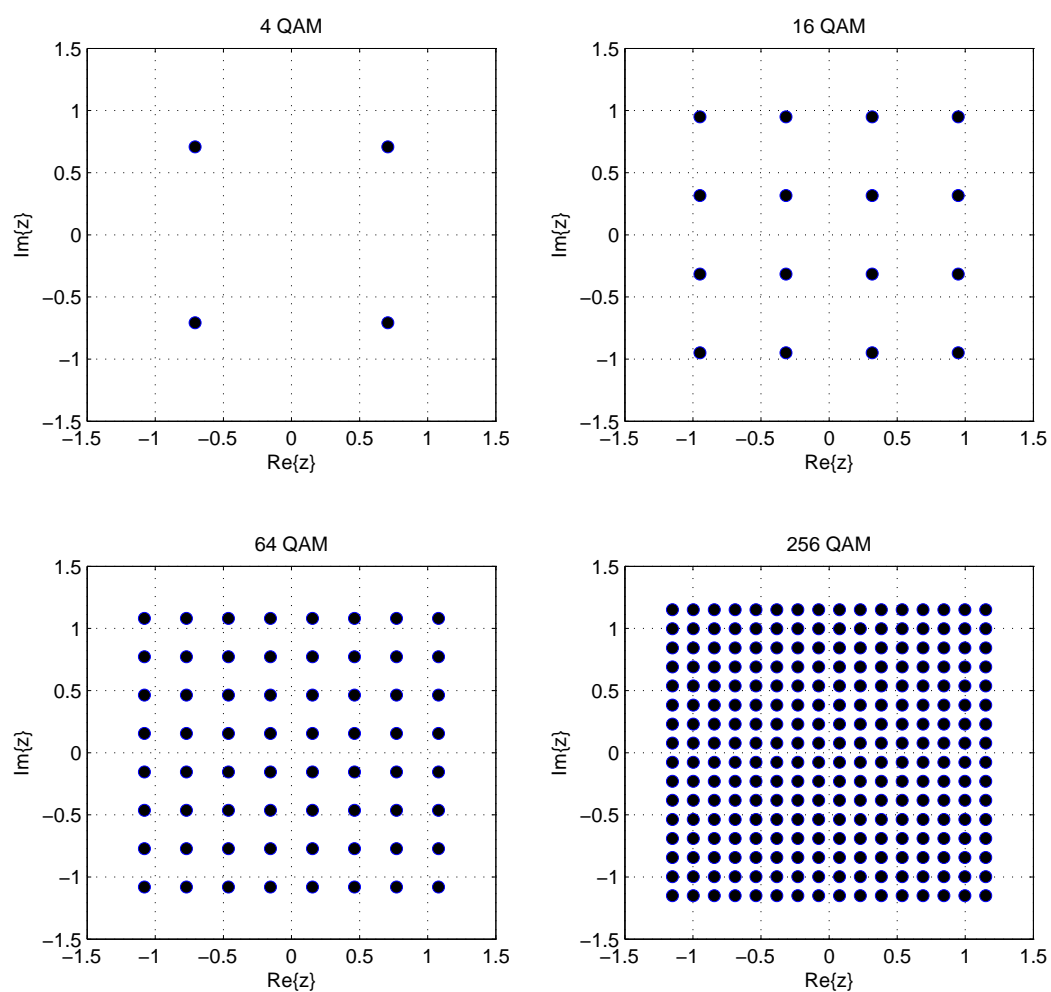


Abbildung A.1: Konstellationsdiagramme für 4 QAM, 16 QAM, 64 QAM, 256 QAM

A.2 Programmablaufdiagramm Tracking-Algorithmen

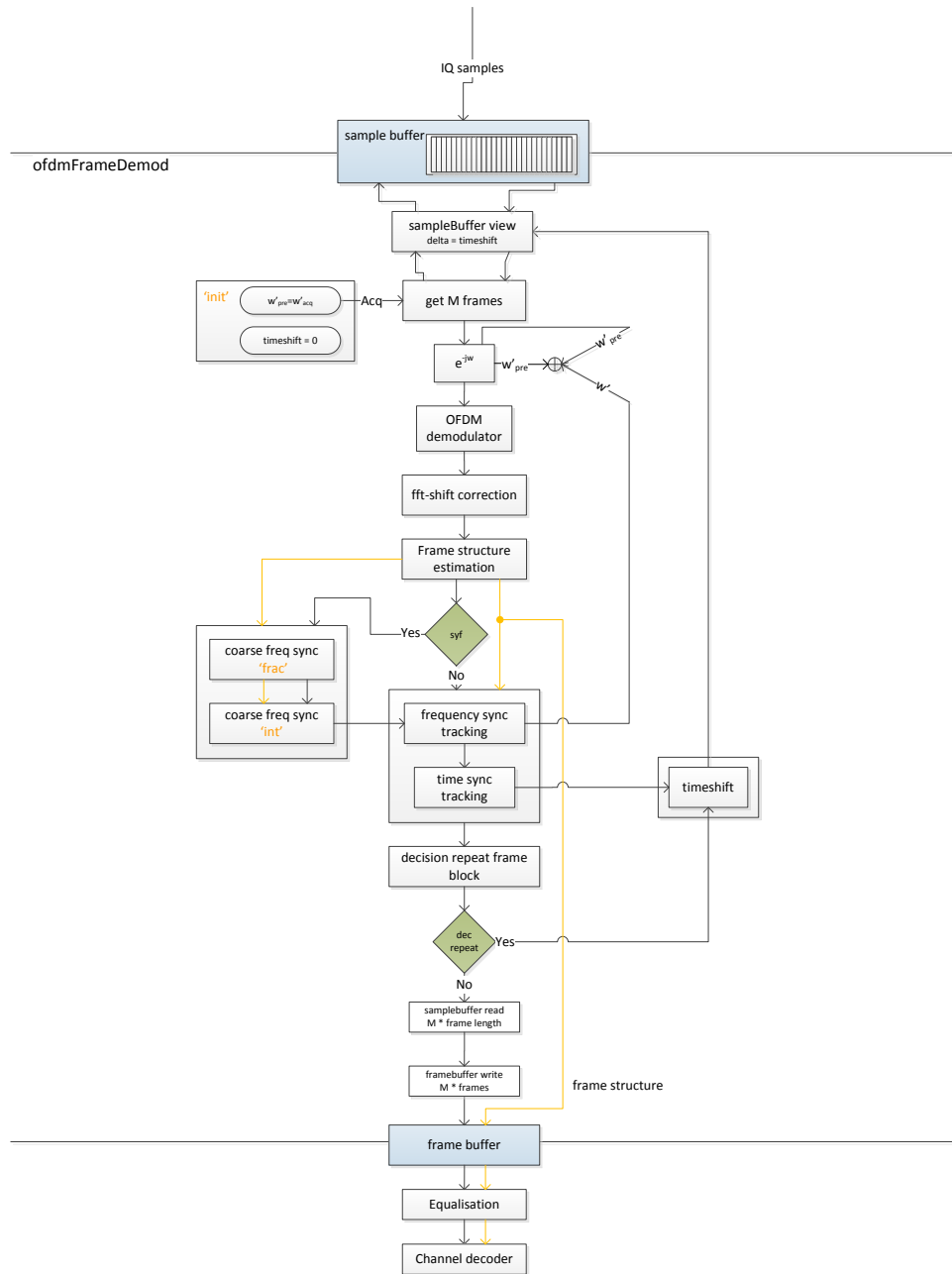


Abbildung A.2: Programmablaufdiagramm *Tracking*-Algorithmen, Quelle: [21]

A.3 Programmablaufdiagramm Kanalschätzung

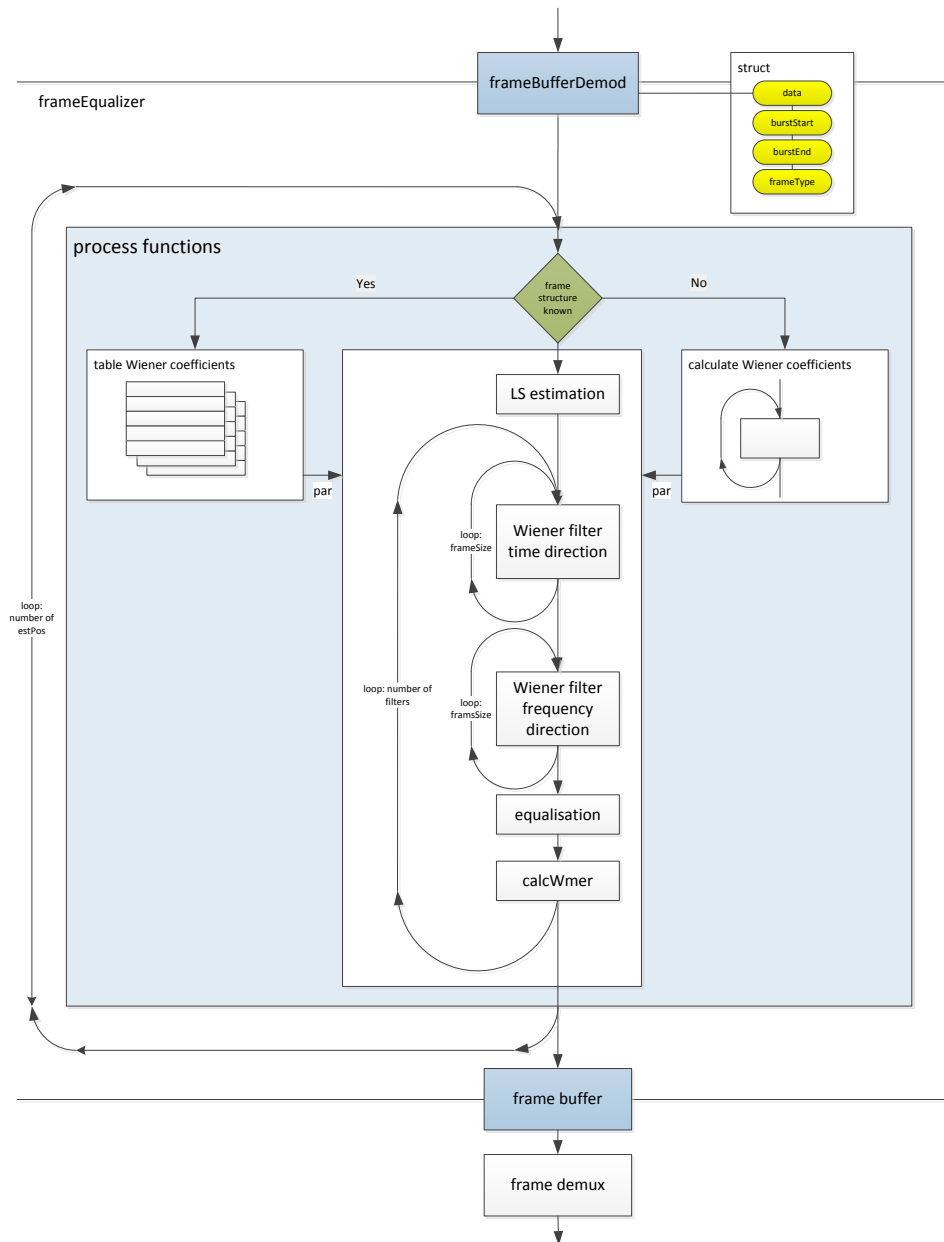


Abbildung A.3: Programmablaufdiagramm Kanalschätzung, Quelle: [21]

A.4 Kanalprofil Hilly Terrain

Der Mehrwegekanal *Hilly Terrain* wurde gemäß dem DRM-Standard verwendet (vgl. [3]). Die Daten befinden sich in nachfolgender Tabelle.

Empfängergeschwindigkeit $v = 100 \frac{\text{km}}{\text{h}}$		
Dopplerfrequenz $f_{d_{max}} = 10 \text{ Hz}$		
Pfad	Ausbreitungsverzögerung τ_n in μs	Dämpfung in dB
0	0,0	0,0
1	0,5	5,7
2	1,3	12,7
3	1,9	20,6
4	30,0	3,1
5	31,3	5,4
6	34,9	11,6
7	37,2	15,9
8	39,1	18,9
9	40,0	25,7
10	80,0	4,5
11	82,7	11,5

Tabelle A.1: Kanalprofil *Hilly Terrain*, Quelle: [3]

A.5 Elektronischer Anhang

Ordner	Inhalt
Bachelorarbeit	Lyx-Datei der Ausarbeitung PDF-Datei der Ausarbeitung Graphen Abbildungen
Source	Python-Skripte der entwickelten Simulationsumgebung
Matlab	Matlab-Skripte für die Simulationsauswertungen
Abschlusspräsentation	Abschlusspräsentation