

Studienarbeit

Detektionsverfahren für Unique-Word OFDM

Jakob Rettelbach

Betreuer:

Prof. Dr.-Ing. Johannes Huber

Dipl.-Ing. Martin Hoch

am

**Lehrstuhl für Informationsübertragung
Friedrich–Alexander–Universität Erlangen–Nürnberg**

Prof. Dr.-Ing. Johannes Huber

16. 09. 2010



Studienarbeit

für

Herrn Jakob Rettelbach

Detektionsverfahren für Unique-Word OFDM

Unique-Word OFDM (Orthogonal Frequency Devision Multiplexing) ist eine Abwandlung des weitverbreiteten Cyclic-Prefix OFDM, die am Lehrstuhl in Zusammenarbeit mit der Universität Klagenfurt entwickelt wurde.

Bei Unique-Word OFDM (UW-OFDM) wird, anstatt jedes OFDM-Symbol mit einem (individuell verschiedenen) zyklischen Präfix zu versehen, im Schutzintervall immer dieselbe Sequenz verwendet. Dieses „Unique Word“ (UW) kann so u. a. für Synchronisationszwecke genutzt werden, wobei für die Analyse o. B. d. A. eine Nullsequenz als UW verwendet werden kann. Hierzu werden im Frequenzbereich bestimmte Subträger reserviert, deren komplexe Werte so bestimmt werden, dass nach der Transformation in den Zeitbereich mittels Inverser Diskreter Fouriertransformation im Zeitbereichs-OFDM-Symbol eine Nullsequenz entsteht. Dies hat jedoch zur Folge, dass die reservierten und die datentragenden Subträger korreliert sind. In einem UW-OFDM-Empfänger kann diese Korrelation genutzt werden, um die Zuverlässigkeit bei der Detektion zu erhöhen, indem lineare und nichtlineare Entzerrungsverfahren eingesetzt werden.

Herr Rettelbach erhält die Aufgabe, die verschiedenen Methoden zu untersuchen und zu vergleichen sowie theoretische Schranken für maximal erreichbare Störabstände abzuleiten. Dabei soll neben kohärenten auch inkohärente Detektionsverfahren betrachtet werden.

Die Systemsimulation zur Auswertung der Verfahren erfolgt in MATLAB. Auf eine klare und effiziente Programmierung und ausführliche Dokumentation wird besonders Wert gelegt.

Ausgabe: 19.04.2010

Abgabe: 19.07.2010

(Prof. Dr.-Ing. Johannes Huber)

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, 16. September 2010

Jakob Rettelbach
Junkersstr. 26
91058 Erlangen
jakobobicar@gmx.net

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung	iii
Symbolverzeichnis	iv
Abkürzungsverzeichnis	vi
1 Einleitung	1
2 Unique Word OFDM	3
2.1 Vom Cyclic Prefix zum Unique Word	3
2.2 Erzeugen des Unique Word	4
3 Kanalmodell und Empfänger	6
3.1 Kanalmodell	6
3.2 LMMSE-Empfänger	6
3.3 Simulationsparameter	7
3.4 Testkanäle	8
4 Störungsprädiktion	11
4.1 Statistische Eigenschaften des Rauschens	11
4.2 Aufbau des Prädiktionsfilters	12
4.3 Detektionsverfahren mit Störungsprädiktion	14
4.3.1 Serielle Prädiktion	14
4.3.2 Serielle Prädiktion mit idealer Reihenfolge	15
4.3.3 Simulationsergebnisse	16

5	Entscheidungsrückgekoppelter UW-OFDM Empfänger	20
5.1	Der BLAST-Algorithmus	21
5.2	BLAST mit LMMSE-Entzerrung	22
5.3	Simulationsergebnisse	23
6	Inkohärenter Übertragung	27
6.1	DPSK	27
6.1.1	DPSK bei Unique Word OFDM	28
6.2	MSDD-Empfänger	28
6.3	Simulationsergebnisse	30
7	Zusammenfassung und Ausblick	36
	Anhang	37
	Literatur	37

Zusammenfassung

Diese Studienarbeit beschäftigt sich mit verschiedenen Empfängervarianten von Unique-Word OFDM, einer am Lehrstuhl in Zusammenarbeit mit der Universität Klagenfurt entwickelten Variante des bekannten Cyclic-Prefix OFDM.

Zunächst wird versucht die von einer bereits bekannten LMMSE-Empfängerstruktur eingebrachten Rauschfärbung auszunutzen. Dazu wird Störungsprädiktion eingesetzt. Es wird gezeigt, dass das Rauschen kein stationärer Prozess ist und der Störungsprädiktionfilter sich deshalb in jedem Zeitschritt verändern muss. Zudem wird eine veränderte Decodier- und Prädiktionsreihenfolge vorgeschlagen.

Als zweite kohärente Empfängervariante wird ein entscheidungsrückgekoppelter Empfänger betrachtet. Um diesen zu verwirklichen wird der BLAST-Algorithmus benutzt. Dabei wird ein ZF- und eine MMSE-Empfänger implementiert.

Als letztes wird noch ein Empfänger betrachtet, der ohne Kenntnis des Kanals arbeitet. Hierbei wird sowohl mit differentieller Demodulation als auch mit Mehrfachsymboldetektion gearbeitet.

Symbolverzeichnis

N	Anzahl der Subträger
N_d	Anzahl der Datensubträger
N_r	Anzahl der redundanten Subträger
N_z	Anzahl der Nullsubträger
T_{DFT}	Periodendauer der DFT
\mathbb{C}	Körper der komplexen Zahlen
$\tilde{\mathbf{d}}$	Datenvektor
$\tilde{\mathbf{r}}$	Vektor der redundanten Subträger
\mathbf{F}_n	DFT-Matrix
\mathbf{F}_n^{-1}	IDFT-Matrix
\mathbf{B}	Matrix zum Einfügen einer Nullzeile
\mathbf{P}	Permutationsmatrix
x	Zeitbereichssendesymbol
y	Zeitbereichsempfangssymbol
\mathbf{H}_c	Zyklische Kanalmatrix (Zeitbereich)
$\tilde{\mathbf{H}}_c$	diagonalisierte Kanalmatrix (Frequenzbereich)
σ_x^2	Varianz der Zufallsgröße x
$\tilde{\mathbf{H}}$	verkürzte diagonalisierte Kanalmatrix (Frequenzbereich)
$(\cdot)^{-1}$	Matrixinversion
$\tilde{\mathbf{W}}$	Wiener-Filter zur LMMSE-Entzerrung

ω	Kreisfrequenz im DFT-Spektrum
$h_c[k]$	Kanalimpulsantwort
$E\{\cdot\}$	Erwartungswert
$(\cdot)^H$	transponiert, konjugiert
E_b	Energie je bit
N_0	Rauschleistungsdichte
\mathbf{C}_{xx}	Korrelationsmatrix zu x
$J(\cdot)$	Kostenfunktion
$\text{diag}\mathbf{X}$	Hauptdiagonale der Matrix \mathbf{X}
ρ	Störungsprädiktionskoeffizienten
$(\cdot)^T$	transponiert
\mathbf{I}	Einheitsmatrix
$(\cdot)!$	Fakultät
$G_{p,\mu}$	Prädiktionsgewinn für Subträger μ
$\overline{G_p}$	mittlerer Gewinn
$\overline{G_{p,dB}}$	mittlerer Gewinn in dB

Abkürzungsverzeichnis

OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex
DFT	Diskrete Fourier-Transformation
IDFT	Inverse Diskrete Fourier-Transformation
DC	Gleichanteil
CP	Cyclic Prefix
UW	Unique Word
ZF	Zero Forcing
MSDD	Multiple Symbol Differential Detection
QAM	Quadratur Amplituden Modulation
DPSK	Differential Phase-Shift Keying
BLAST	Bell Laboratories Layered Space-Time
LMMSE	Linear Minimum Mean Square Error
NP	Noise Prediction
QPSK	Quadratur Phase-Shift Keying

Kapitel 1

Einleitung

Drahtlose Kommunikation verbreitet sich heutzutage immer stärker. Als Beispiele kann man hier Mobilkommunikation, DVB-T oder W-LAN-Netze anbringen. Als eines der größten Probleme drahtloser Kommunikation kann die Mehrwegeausbreitung angesehen werden. Dies führt nachrichtentechnisch gesehen zu einem zeitdispersiven und somit frequenzselektiven Kanal. In Einträgersverfahren führt dies zu Problemen, da das Frequenzband keine konstante Übertragungsfunktion hat und aufwendig entzerrt werden muss. Als einfache Lösung haben sich Mehrträgersverfahren wie zum Beispiel Cyclic-Prefix OFDM durchgesetzt. Diese Arbeit befasst sich mit Unique-Word OFDM, einer speziellen Variante von OFDM.

In Kapitel 2 wird der Unterschied zwischen Cyclic-Prefix OFDM und Unique-Word OFDM erläutert. Des Weiteren wird auf die Berechnungsvorschriften zur Erstellung des Sendesymbols eingegangen.

Kapitel 3 beschäftigt sich mit dem Übertragungskanalmodell, schon bestehenden Empfängerstrukturen und den Simulationsparametern. Zudem werden bestimmte Testszenarien vorgestellt, auf die im Laufe der Arbeit immer wieder eingegangen wird. Der bisherige Empfänger besteht aus einer ZF-Stufe und einem Wiener-Filter und entzerrt die Empfangssymbole gemäß dem MMSE-Kriterium.

Der bisherige Empfänger aus Kapitel 3 färbt das Rauschen. In Kapitel 4 wird versucht, diese Färbung auszunutzen und durch Störungsprädiktion die Entzerrung zu verbessern. Zunächst mal werden deshalb die statistischen Eigenschaften des Rauschens untersucht. Da bei OFDM immer ganze Blöcke von Daten verarbeitet werden, ist man in der Decodierung nicht an eine bestimmte Reihenfolge gebunden. Dies wird versucht vorteilhaft zu nutzen indem die Decodierreihenfolge optimiert wird.

Kapitel 5 erläutert die Möglichkeit, Unique-Word OFDM als MIMO-System aufzufassen und durch diese Sichtweise den BLAST-Algorithmus zu benutzen um einen entscheidungsrückgekoppelten Empfänger zu implementieren.

Abschließend wird noch auf die Probleme bei inkohärenten Empfängern eingegangen. Als Demodulationsstrategien für die DPSK-Modulation wird einerseits ein einfacher differentieller Empfänger eingesetzt und andererseits Mehrfachsymboldetektion angewandt. Beide Empfänger stellen Forderungen an die Konstanz der Phase. Hier wird gezeigt, dass diese Forderungen bei Unique-Word OFDM deutlich verletzt werden und deshalb die inkohärente Übertragung erheblich behindern.

Kapitel 2

Unique Word OFDM

2.1 Vom Cyclic Prefix zum Unique Word

OFDM ist ein Übertragungsverfahren, bei dem N_d Datensymbole zu einem Block zusammengefasst. Dieser Block wird mit Hilfe von orthogonalen Frequenzen gemultiplext. Das Frequenzband wird auf N_d Subträger aufgeteilt. Üblicherweise wird der Frequenzmultiplex durch die IDFT implementiert. Am Empfänger wird mit Hilfe der DFT der Frequenzmultiplex wieder aufgelöst. Im Rahmen der Studienarbeit wird der Bereich zwischen IDFT und DFT als Zeitbereich bezeichnet, der Bereich vor der IDFT und nach der DFT als Frequenzbereich. Um die Blöcke gegen Mehrwegeausbreitung zu schützen ist es nötig, diese mit Hilfe eines Guard-Intervalls gegen Interblockinterferenzen zu schützen. Dieses Guard-Intervall muss dafür sorgen, dass die lineare Faltung des Kanals den gleichen Effekt wie eine zyklische Faltung hat. Dadurch kann das Paar aus IDFT am Sender und DFT am Empfänger die N_d Subträger in N_d Teilkanäle interferenzfrei voneinander trennen.

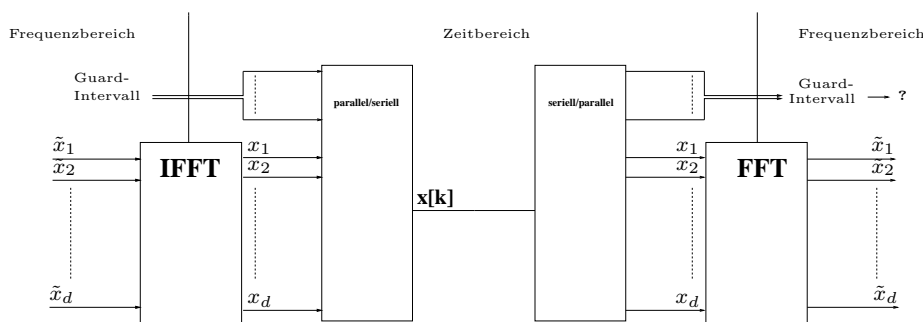


Abbildung 2.1: Blockschaltbild OFDM

Im bisherigen klassischen OFDM wurde das Guard-Intervall durch ein Cyclic Prefix im Zeitbereich implementiert. Das heißt, das Ende eines Zeitbereichsblocks wird vor den Block angestellt (siehe 2.2).

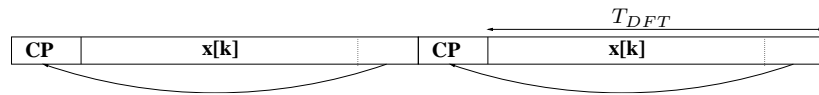


Abbildung 2.2: Zeitlicher Ablauf CP-OFDM

Im Empfänger wird der Bereich des Cyclic Prefix verworfen und der eigentlich Block mit der DFT in die N_d Teilkanäle transformiert.

Der neue Ansatz aus [UW] schlägt vor, das benötigte Guard-Intervall als eine bestimmte Zeitbereichsabfolge, genannt Unique Word, zu realisieren (siehe 2.3). Dieses Unique Word kann dann zur Kanalschätzung herangezogen werden, wofür bei Cyclic Prefix OFDM einzelne Subträger reserviert werden müssten.



Abbildung 2.3: Zeitlicher Ablauf UW-OFDM

Um hier den gewünschten Effekt der Äquivalenz von linearer und zyklischer Faltung zu erhalten, darf der Bereich des Unique Word nicht verworfen werden, sondern die DFT muss auf den gesamten empfangenen Block angewendet werden.

2.2 Erzeugen des Unique Word

In [UW] wird gezeigt, dass es am günstigsten ist, das Unique Word in zwei Schritten zu erzeugen: Zunächst wird ein Nullwort im Zeitbereich erzeugt, dann wird das gewünschte Unique Word addiert. Daher beschränkt sich dieses Kapitel auf die Erzeugung eines Nullworts. Wie bereits im vorigen Kapitel erwähnt, wird die DFT auf Daten und das Unique Word angewandt. Daher ist es vonnöten, redundante Subträger im Frequenzbereich einzuführen, die das Unique Word im Zeitbereich erzeugen. Des Weiteren werden bei OFDM die Subträger an den Bandgrenzen und der DC-Subträger zu Null gesetzt. Damit ergibt sich folgendes Strukturbild:

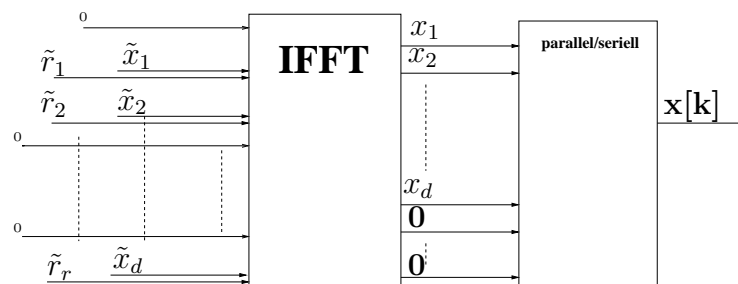


Abbildung 2.4: Blockschaftbild UW-OFDM

Aus [UW] erhalten wir die Beziehung, die zwischen dem zu übertragenden Datenvektor $\tilde{\mathbf{d}} \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$, den redundanten Subträgern $\tilde{\mathbf{r}} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ und dem Zeitbereichsvektor $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, bestehend aus dem Datenteil $\mathbf{x}_d \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$ und dem Nullwort $\vec{0}$ der Länge N_r bestehen muss:

$$\mathbf{F}_N^{-1} \mathbf{B} \mathbf{P} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{d}} \\ \tilde{\mathbf{r}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Dabei ist:

- \mathbf{F}_N^{-1} die IDFT-Matrix der Länge N
- \mathbf{B} die Matrix zum Einfügen der Nullsubträger
- \mathbf{P} eine Permutationsmatrix, um die redundanten Subträger geeignet zu verteilen (siehe Kapitel 3.3)

Mit der Abkürzung ($\mathbf{M}_{21} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_d}$, $\mathbf{M}_{22} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$):

$$\mathbf{F}_N^{-1} \mathbf{B} \mathbf{P} = \mathbf{M} = \begin{bmatrix} \mathbf{M}_{11} & \mathbf{M}_{12} \\ \mathbf{M}_{21} & \mathbf{M}_{22} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

ergibt sich aus Gleichung 2.1 der Zusammenhang zwischen $\tilde{\mathbf{r}}$ und $\tilde{\mathbf{d}}$:

$$\tilde{\mathbf{r}} = -\mathbf{M}_{22}^{-1} \mathbf{M}_{21} \tilde{\mathbf{d}} \quad (2.3)$$

Damit ergibt sich zur Berechnung des Zeitbereichsvektors \mathbf{x} aus dem Frequenzbereichsdatenvektor $\tilde{\mathbf{d}}$ folgende Gleichung:

$$\mathbf{x} = \mathbf{F}_N^{-1} \mathbf{B} \mathbf{P} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{d}} \\ \tilde{\mathbf{r}} \end{bmatrix} = \mathbf{F}_N^{-1} \mathbf{B} \mathbf{P} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ -\mathbf{M}_{22}^{-1} \mathbf{M}_{21} \end{bmatrix}}_{\mathbf{U}} \tilde{\mathbf{d}} = \mathbf{F}_N^{-1} \mathbf{B} \mathbf{U} \tilde{\mathbf{d}} \quad (2.4)$$

Kapitel 3

Kanalmodell und Empfänger

3.1 Kanalmodell

Die mit Hilfe von Gleichung 2.4 berechneten Symbole werden über einen Mehrwegekanal übertragen und unterliegen am Empfänger weißem Gaußischem Rauschen. Der Mehrwegekanal mit der Kanalimpulsantwort $h_c[k]$ kann auf Grund des Unique Word als Guardintervall durch die circulante Wiederholung von $h_c[k]$ in der Kanalmatrix $\mathbf{H}_c \in \mathbb{C}^{N \times N}$ dargestellt werden (siehe z.B. [DU]). \mathbf{H}_c wiederum wird wie schon erwähnt durch das Paar IDFT/DFT in die Diagonalmatrix $\tilde{\mathbf{H}}_c \in \mathbb{C}^{N \times N}$ übergeführt. Die Diagonalelemente von $\tilde{\mathbf{H}}_c$ ergeben sich durch die DFT der Impulsantwort des Mehrwegekanals. Die Nullsubträger werden durch Multiplikation mit \mathbf{B}^T am Empfänger ausgeschlossen. Dadurch werden die entsprechenden Kanäle aus der Matrix $\tilde{\mathbf{H}}_c$ entfernt und auf die Übertragungsmatrix $\tilde{\mathbf{H}} \in \mathbb{C}^{N_d+N_r \times N_d+N_r}$ verkürzt. Das Rauschen wird durch den Vektor $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ mit der Varianz σ_n^2 beschrieben.

Damit ergibt sich das empfangene Symbol $\tilde{\mathbf{y}}$ wie in Gleichung 3.1 beschrieben.

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{B}^T \mathbf{F}_n (\mathbf{H}_c \mathbf{x} + \mathbf{n}) = \mathbf{B}^T \underbrace{\mathbf{F}_n \mathbf{H}_c \mathbf{F}_n^{-1}}_{\tilde{\mathbf{H}}_c} \mathbf{B} \mathbf{U} \tilde{\mathbf{d}} + \mathbf{B}^T \mathbf{F}_n \mathbf{n} = \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{U} \tilde{\mathbf{d}} + \mathbf{B}^T \mathbf{F}_n \mathbf{n} \quad (3.1)$$

3.2 LMMSE-Empfänger

Der LMMSE-Empfänger aus [UW] besteht aus zwei Stufen:

- Einer ZF-Stufe
- Einem Wiener-Filter

Die ZF-Stufe macht den Einfluss des Kanals rückgängig. Mathematisch wird dies durch die Multiplikation mit der invertierten Übertragungsmatrix $\tilde{\mathbf{H}}^{-1}$ erreicht. Das Wiener-Filter, hergeleitet in [UW], hat die Form:

$$\tilde{\mathbf{W}} = \mathbf{U}^{\mathbf{H}} \left(\mathbf{U}\mathbf{U}^{\mathbf{H}} + \frac{N\sigma_n^2}{\sigma_d^2} (\tilde{\mathbf{H}}^{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}})^{-1} \right)^{-1} \quad (3.2)$$

Die Struktur des Empfängers ist im Blockschaltbild 3.1 dargestellt.

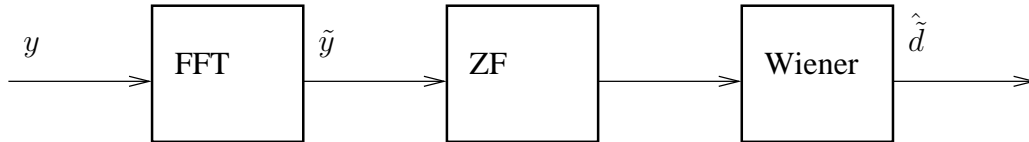


Abbildung 3.1: Blockschaltbild Empfänger

In Gleichung 3.3 ist der Vektor der geschätzten Sendesymbole $\hat{\mathbf{d}}$ nach ZF-Stufe und Wiener-Filter beschrieben.

$$\hat{\mathbf{d}} = \tilde{\mathbf{W}}\tilde{\mathbf{H}}^{-1}\tilde{\mathbf{y}} \quad (3.3)$$

3.3 Simulationsparameter

Um die Ergebnisse dieser Arbeit mit denen aus [UW] vergleichen zu können, werden dieselben Parameter verwendet. $N = 64$ OFDM-Subträger, davon $N_d = 36$ Datensubträger, $N_r = 16$ redundante Subträger und $N_z = 12$ Nullsubträger. Die Nullsubträger haben die Indizes $\{0, 27, 28, \dots, 37\}$, befinden sich wie gewünscht an den Bandgrenzen sowie am DC-Subträger. In [UW] wird gezeigt, dass die Energie der redundanten Subträger am geringsten ist, wenn sie möglichst gleichmäßig zwischen den Datensubträgern verteilt sind und die Indizes $\{2, 6, 10, 14, 17, 21, 24, 26, 38, 40, 43, 47, 50, 54, 58, 62\}$ besitzen.

Als Mapping wird eine QAM-Konstellation verwendet. Um die Ergebnisse mit denen von Cyclic-Prefix OFDM vergleichen zu können, müssen für die Berechnung von E_b folgende Faktoren beachtet werden:

- Durch die redundanten Subträger erhöht sich E_b um den Faktor 1.1338 (siehe [UW])
- Die Energie des Unique Word wird auf $\frac{4}{52}$ festgesetzt, was 4 Pilottönen zur Kanalschätzung bei Cyclic-Prefix OFDM entspricht. E_b erhöht sich um den Faktor $\frac{52}{48}$.
- In jedem der 36 Subträger werden 2 bit übertragen.
- Die mittlere Energie je Symbol bei einer QAM-Konstellation ist 2

3.4 Testkanäle

Um die Vorteile von Unique-Word OFDM gegenüber Cyclic-Prefix OFDM herauszustellen, werden in [UW] neben dem AWGN-Kanal drei weitere spezielle Testkanäle verwendet. Die Frequenzgänge der Kanäle sind in den Bildern 3.2, 3.3 und 3.4 dargestellt. Kanal A und Kanal B sind dabei stark frequenzselektiv. In Kanal A sind zum Beispiel die Frequenzen $\omega_1 \approx 0.5\pi$ und $\omega_2 \approx 1.8\pi$ stark gedämpft. Dies entspricht den Subträgern mit den Indizes $i_1 = \frac{0.5\pi}{2\pi}64 = 16$, also einem Datensubträger, und $i_2 = \frac{1.81\pi}{2\pi}64 \approx 58$, einem redundanten Subträger. Kanal C hat dagegen nur geringe Einbrüche im Frequenzverlauf. Auf diese Kanäle wird im Laufe der Arbeit immer wieder eingegangen und neue Empfängerstrukturen an ihnen getestet.

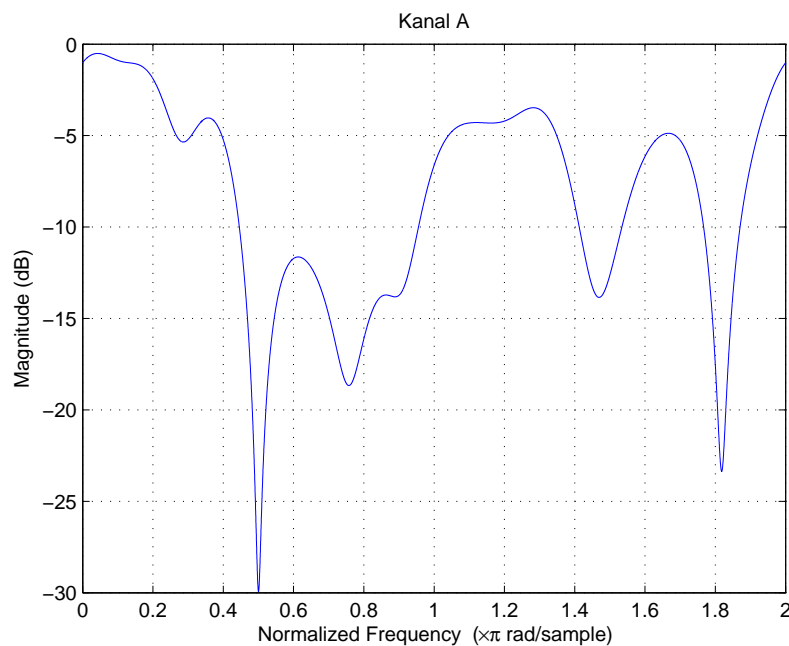


Abbildung 3.2: Kanal A

Um Aussagen über allgemeine Kanäle treffen zu können, wird in dieser Arbeit das Verhalten über zufällige Kanäle gemittelt. In Abbildung 3.5 ist das Kanalmodell für den Rayleighkanal dargestellt. Die Länge der Kanalimpulsantwort $h_c[k]$ ist 8 und damit kleiner als N_r , wodurch keine Interblockinterferenzen entstehen. Die komplexen Kanalkoeffizienten $\mathbf{h}_c = [h_c[0] \dots h_c[7]]$ sind dabei voneinander unabhängige komplexe Gauß'sche Zufallsvariablen mit Mittelwert 0 und Varianz 1, die durch die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion laut 3.4 gegeben sind (siehe z.B. [NAU]). Damit der Kanal in seiner Gesamtheit keine verstärkende oder dämpfende Eigenschaft besitzt, wird jeder Kanalkoeffizient $h_c[k]$ noch durch die Norm des Vektors \mathbf{h}_c geteilt.

$$f_{h_c}(h_c) = \frac{1}{\pi} e^{-|h_c|^2} \quad (3.4)$$

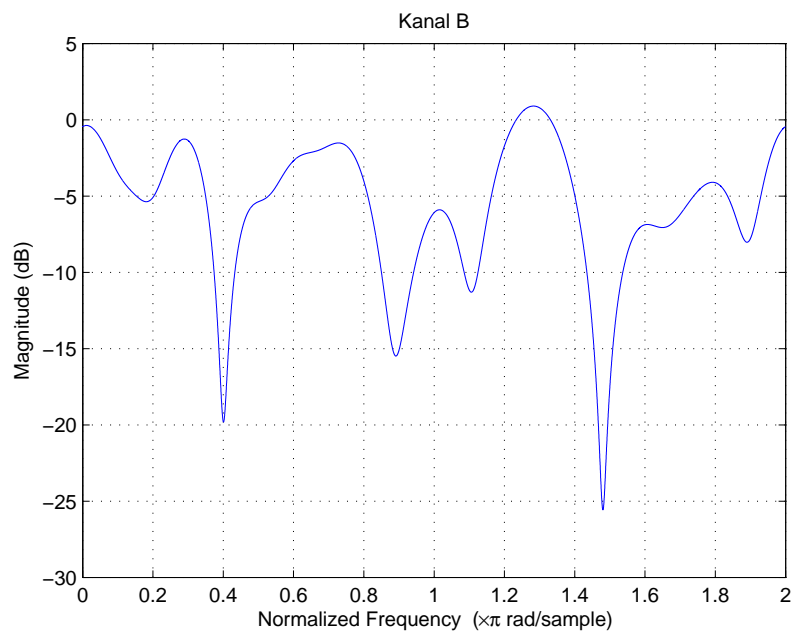


Abbildung 3.3: Kanal B

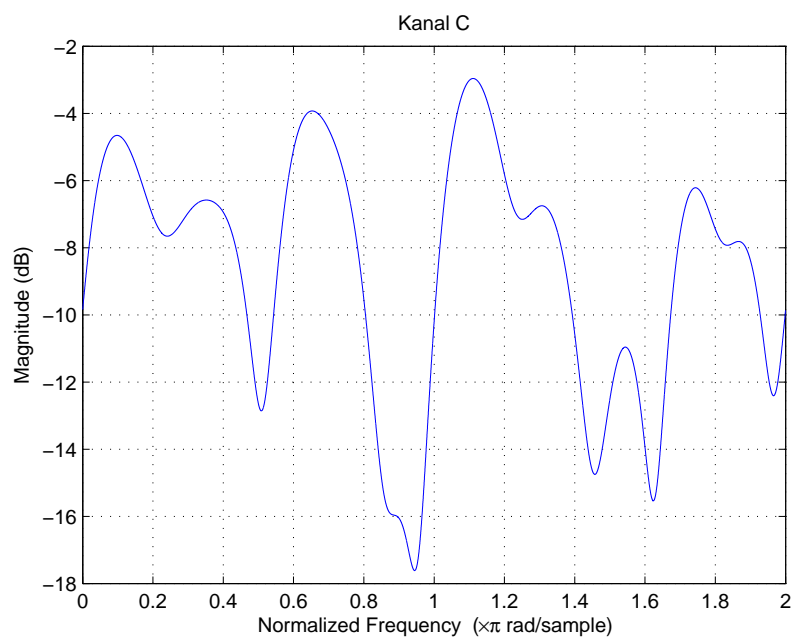


Abbildung 3.4: Kanal C

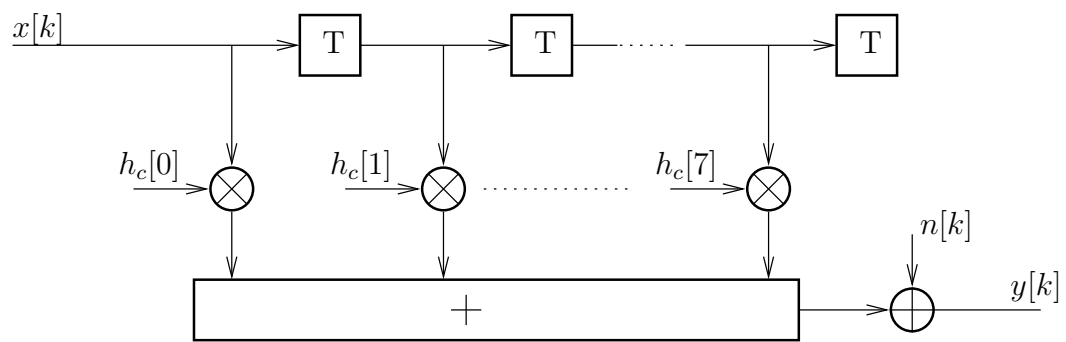


Abbildung 3.5: Kanalmodell Rayleighkanal

Kapitel 4

Störungsprädiktion

Das Wiener-Filter verändert die statistischen Eigenschaften des Rauschens. Zum einen verändert es die Störvarianz der Subträger, zum anderen erzeugt es Korrelationen zwischen den Subträgern. Diese können genutzt werden, um das Rauschen zu präzisieren und somit die Entscheidungen sicherer zu machen.

4.1 Statistische Eigenschaften des Rauschens

Die Änderung der statistischen Eigenschaften des Rauschens ergibt sich durch einsetzen von Gleichung 3.1 in Gleichung 3.3.

$$\tilde{\mathbf{d}} = \tilde{\mathbf{W}} \tilde{\mathbf{H}}^{-1} \tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{W}} \tilde{\mathbf{H}}^{-1} (\tilde{\mathbf{H}} \mathbf{U} \tilde{\mathbf{d}} + \mathbf{B}^T \mathbf{F}_n \mathbf{n}) = \tilde{\mathbf{W}} \tilde{\mathbf{H}}^{-1} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{U} \tilde{\mathbf{d}} + \underbrace{\tilde{\mathbf{W}} \tilde{\mathbf{H}}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{F}_n \mathbf{n}}_v \quad (4.1)$$

Die Korrelationsmatrix des Rauschen \mathbf{v} wird in Gleichung 4.2 berechnet.

$$\mathbf{C}_{vv} = E \{ \mathbf{v} \mathbf{v}^H \} \quad (4.2)$$

$$= E \left\{ \left(\tilde{\mathbf{W}} \tilde{\mathbf{H}}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{F}_n \mathbf{n} \right) \left(\tilde{\mathbf{W}} \tilde{\mathbf{H}}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{F}_n \mathbf{n} \right)^H \right\} \quad (4.3)$$

$$= E \left\{ \tilde{\mathbf{W}} \tilde{\mathbf{H}}^{-1} \underbrace{\mathbf{B}^T \mathbf{F}_n \mathbf{n} \mathbf{n}^H \mathbf{F}_n^H (\mathbf{B}^T)^H}_{N\sigma_n^2} (\tilde{\mathbf{H}}^{-1})^H (\tilde{\mathbf{W}})^H \right\} \quad (4.4)$$

$$= \tilde{\mathbf{W}} \tilde{\mathbf{H}}^{-1} N\sigma_n^2 (\tilde{\mathbf{H}}^{-1})^H (\tilde{\mathbf{W}})^H \quad (4.5)$$

Die Korrelationsmatrix enthält auf der Hauptdiagonalen $c_{vv}[i, i], i \in [1, \dots, N_d]$ die Rauschleistung des jeweiligen Subträgers. Dabei ist die Rauschleistung propotional zur Zeilennorm der entsprechenden Zeile aus $\tilde{\mathbf{W}} \tilde{\mathbf{H}}^{-1}$. Die Elemente in Zeile i und Spalte j $c_{vv}[i, j], i, j \in [1, \dots, N_d], i \neq j$ beschreiben die Korrelationen zwischen den Subträgern i und j . \mathbf{C}_{vv} ist zwar

hermitesch, hat aber keine Toeplitz-Struktur (siehe Gleichung 4.6). Das liegt an der Tatsache, dass $\tilde{\mathbf{W}}$ ein MIMO-Filter ist. Interpretiert man den Subträgerindex als Zeitindex, ist das Rauschen kein stationärer Prozess. Um dies zu verdeutlichen ist in Bild 4.1 die Rauschleistung über den Datensubträgern für den AWGN-Kanal ($\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{I}$) und in Abbildung 4.2 die auf die Rauschleistung des jeweiligen Subträgers normierten Beträge der ersten beiden Zeilen von \mathbf{C}_{vv} dargestellt. Man sieht einerseits, dass jeder Subträger eine andere Rauschvarianz besitzt. Andererseits zeigt Abbildung 4.2, dass sich die Korrelationen zwischen den Subträgern ändern. So hat der Nachfolger des ersten Subträgers in Zeile 1 den Betrag $|c_{vv}[1, 2]| \approx 0.25$, während der Nachfolger des zweiten Subträgers in Zeile 2 den Betrag $|c_{vv}[2, 3]| \approx 0.3$ besitzt.

$$\mathbf{C}_{vv} = \begin{bmatrix} c_{vv}[1, 1] & \cdots & c_{vv}[1, N_d] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{vv}[N_d, 1] & \cdots & c_{vv}[N_d, N_d] \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

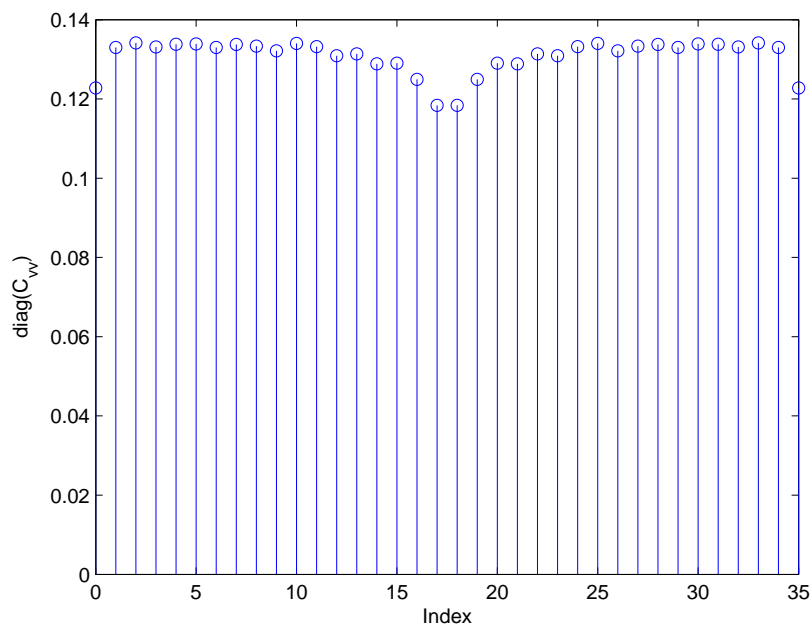


Abbildung 4.1: Rauschleistung der einzelnen Subträger

4.2 Aufbau des Prädiktionsfilters

Da das Rauschen kein stationärer Prozess ist, muss das klassische Aufbau der Störungsprädiktion, wie er z.B. in [OF] verwendet wird, angepasst werden. Das Prädiktionsfilter muss sich für

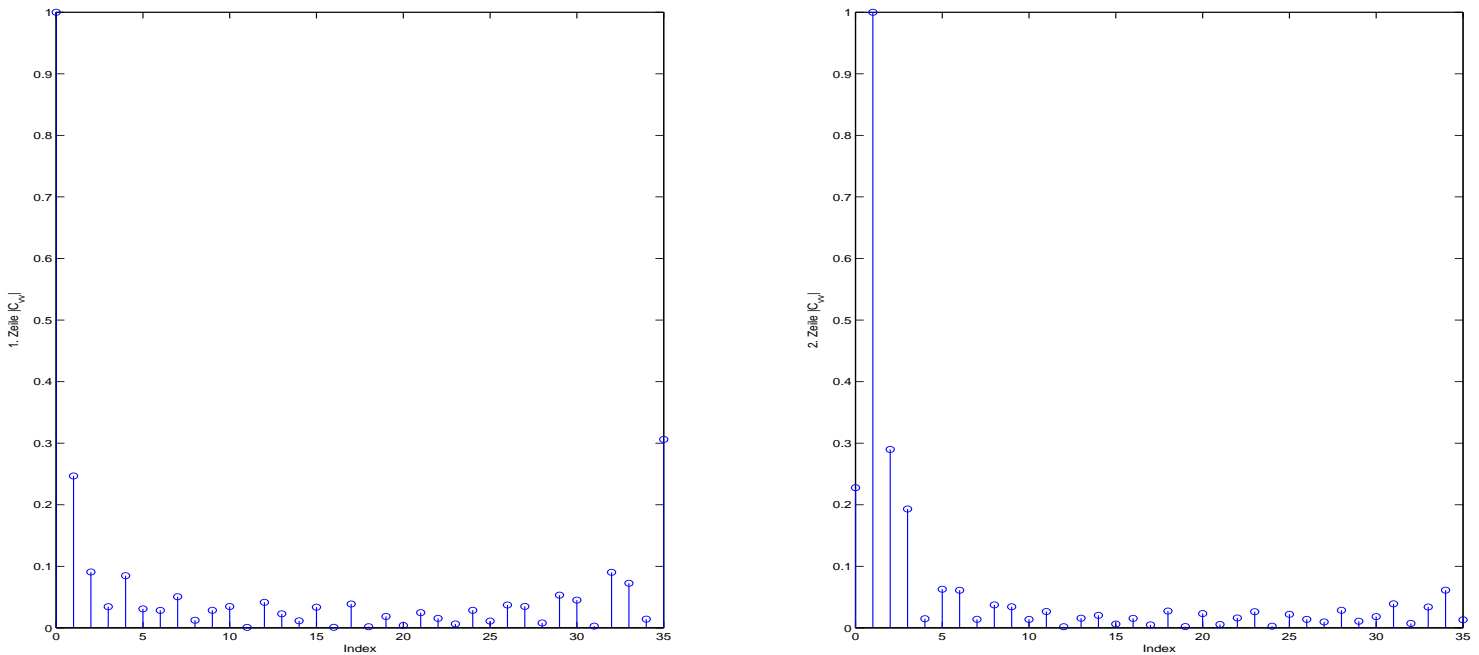


Abbildung 4.2: Beträge der Zeilen 1 und 2 von C_{vv}

jeden Subträger μ verändern. Das Bild 4.3 zeigt das Blockschaltbild mit dem für den Subträger μ angepassten Prädiktionsfilter $\rho_\mu = [\rho_\mu[\mu - 1] \dots \rho_\mu[\mu - p_\mu]]$. Dabei kann das Prädiktionsfilter für jeden Subträger einen unterschiedlichen Filtergrad p_μ haben.

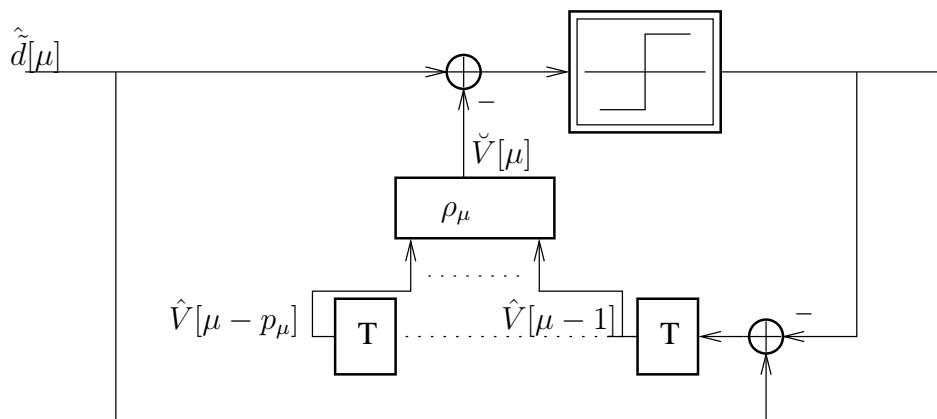


Abbildung 4.3: Blockschaltbild Störungsprädiktion

ρ_μ berechnet aus den p_μ bekannten Rauschwerten $\hat{\mathbf{v}} = [\hat{V}[\mu - 1] \dots \hat{V}[\mu - p_\mu]]$ den geschätzten Rauschwert $\check{V}[\mu]$ für den Subträger μ (siehe Gleichung 4.7).

$$\check{V}[\mu] = \rho_\mu \hat{\mathbf{v}}^T \tag{4.7}$$

Die optimale Prädiktion ergibt sich, wenn die Varianz der Reststörung $V[\mu] - \check{V}[\mu]$ minimiert wird. Dazu wird die Kostenfunktion in Gleichung 4.8 aufgestellt.

$$J(\boldsymbol{\rho}) = E \left\{ |V[\mu] - \check{V}[\mu]|^2 \right\} \quad (4.8)$$

$$= E \left\{ |V[\mu] - \boldsymbol{\rho}_\mu \hat{\mathbf{v}}^T|^2 \right\} \quad (4.9)$$

$$= E \left\{ (V[\mu] - \boldsymbol{\rho}_\mu \hat{\mathbf{v}}^T)(V^*[\mu] - \hat{\mathbf{v}}^* \boldsymbol{\rho}_\mu^H) \right\} \quad (4.10)$$

$$= E \left\{ V[\mu]V^H[\mu] \right\} - E \left\{ V[\mu]\hat{\mathbf{v}}^* \right\} \boldsymbol{\rho}_\mu^H - \boldsymbol{\rho}_\mu E \left\{ \hat{\mathbf{v}}^T V^H[\mu] \right\} + \boldsymbol{\rho}_\mu E \left\{ \hat{\mathbf{v}}^T \hat{\mathbf{v}}^* \right\} \boldsymbol{\rho}_\mu^H \quad (4.11)$$

$$= \sigma_{v[\mu]}^2 - \mathbf{c}_{vv} \boldsymbol{\rho}_\mu^H - \boldsymbol{\rho}_\mu \mathbf{c}_{vv}^H + \boldsymbol{\rho}_\mu \mathbf{C}_{vv} \boldsymbol{\rho}_\mu^H \quad (4.12)$$

Dabei ist $\mathbf{c}_{vv} = [c_{vv}[\mu, \mu - 1] \dots c_{vv}[\mu, \mu - p_\mu]]$ und \mathbf{C}_{vv} eine verkürzte Version der Matrix aus 4.6 der Dimension $(p_\mu \times p_\mu)$. Die Kostenfunktion kann mit Hilfe des Wirtinger-Kalküls aus [DU] minimiert werden (Gleichung 4.13).

$$\frac{\partial}{\partial \boldsymbol{\rho}^*} J(\boldsymbol{\rho}) = 0 - \mathbf{c}_{vv} - 0 + \boldsymbol{\rho}_\mu \mathbf{C}_{vv} \stackrel{!}{=} \mathbf{0} \quad (4.13)$$

$$\Rightarrow \boldsymbol{\rho}_{\mu, opt} = \mathbf{c}_{vv} \mathbf{C}_{vv}^{-1} \quad (4.14)$$

Die verbleibende Reststörung $\sigma_{v'[\mu]}^2$ für den Subträger μ ergibt sich durch einsetzen des in 4.14 berechneten $\boldsymbol{\rho}_{\mu, opt}$ in Gleichung 4.12. Aus dem Verhältnis der beiden Störvarianzen $\sigma_{v'[\mu]}^2$ und $\sigma_{v[\mu]}^2$ kann errechnet werden, um welchen Faktor sich $\frac{E_b}{N_0}$ verbessert.

$$G_{p, \mu} = \frac{\sigma_{v[\mu]}^2}{\sigma_{v'[\mu]}^2} = \frac{\sigma_{v[\mu]}^2}{\sigma_{v[\mu]}^2 - \boldsymbol{\rho}_\mu \mathbf{c}_{vv}^H} \quad (4.15)$$

Der mittlere Gewinn $\overline{G_p}$ über einen Block ist in Gleichung 4.16 dargestellt.

$$\overline{G_p} = \frac{1}{N_d} \sum_{i=1}^{N_d} G_{p, \mu} \quad (4.16)$$

$$\overline{G_{p, dB}} = 10 \log(\overline{G_p}) \quad (4.17)$$

4.3 Detektionsverfahren mit Störungsprädiktion

4.3.1 Serielle Prädiktion

Auf Grund der blockweisen Verarbeitung sind die Rauschkorrelationen nur zwischen den Blocksubträgern vorhanden. Blockübergreifend existieren keine Korrelationen. Zudem ist die Blocklänge mit $N = 64$, wovon nur $N_d = 36$ Datensubträger sind, zwischen denen prädiziert werden

kann, sehr kurz. Daher ist es sinnvoll, den Prädiktionsgrad ρ_μ des Subträgers μ an die zur Verfügung stehenden bekannten Rauschwerte anzupassen. Für den μ . Subträger stehen $\mu - 1$ Rauschwerte zur Verfügung, folglich ist der Prädiktionsgrad für den μ . Subträger $p_\mu = \mu - 1$ zu wählen. Schreibt man die Prädiktionskoeffizienten des μ . Subträgers in die entsprechende Zeile einer Matrix \mathbf{H}_p entsteht wie in Gleichung 4.18 dargestellt eine untere Dreiecksmatrix mit 0-Elementen auf der Hauptdiagonalen. Entsprechend Bild 4.3 kann dann durch auswählen der Zeile μ aus \mathbf{H}_p für ρ_μ die Störungsprädiktion durchgeführt werden.

$$\mathbf{H}_p = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ \rho_1 [0] & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N_d} [0] & \cdots & \rho_{N_d} [N_d - 1] & 0 \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

4.3.2 Serielle Prädiktion mit idealer Reihenfolge

Die Subträger haben unterschiedliche Bitfehlerwahrscheinlichkeiten. Dies liegt zum einen an unterschiedlichen Rauschleistungen der Subträger durch den Wiener-Filter (siehe Bild 4.1). Dieser Effekt wird durch frequenzselektive Kanäle wie z.B. den Kanal A noch verstärkt. Zum anderen liegt es an den durch den Wiener-Filter eingebrachten Interferenzen zwischen den Subträgern. Um möglichst verlässliche Rauschwerte \hat{V} zur Berechnung des prädizierten Rauschens zur Verfügung zu haben, ist es sinnvoll die sicheren Subträger als erstes zu entscheiden. Aus [UW] erhalten wir Gleichung 4.19, in der die Kovarianzmatrix des Fehlers $\mathbf{e} = \tilde{\mathbf{d}} - \hat{\tilde{\mathbf{d}}}$ beschrieben ist. Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit der Subträger ist proportional zur Varianz des Fehlers $\text{diag}(\mathbf{C}_{ee})$.

$$\mathbf{C}_{ee} = \sigma_d^2 (\mathbf{I} - \tilde{\mathbf{W}}\mathbf{U}) \quad (4.19)$$

Die ideale Reihenfolge für die Entscheidung ist also gegeben durch die Beträge der Varianz der Fehler vom niedrigsten Wert zum höchsten. Um die Permutationsmatrix $\mathbf{P} = [p_{i,j}]$ bilden zu können, mit deren Hilfe wir den Vektor $\tilde{\mathbf{d}}$ und die Korrelationsmatrix \mathbf{C}_{vv} umsortieren können, definieren wir uns eine Hilfsfunktion $k(i)$, die zu einem Index i die entsprechende Position in der Sortierungsreihenfolge von $\text{diag}(\mathbf{C}_{ee})$ zurückliefert (siehe Gleichung 4.20).

$$p_{i,j} = \begin{cases} 1, & \text{falls } j = 1, \dots, N_d; i = k(j) \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (4.20)$$

Mit der Permutationsmatrix kann \mathbf{C}_{vv} dann umgeordnet werden, dass die Reihenfolge der Korrelationskoeffizienten $c_{vv}[i, j]$ mit der Entscheidungsreihenfolge übereinstimmt. Dadurch entsteht eine neue Matrix \mathbf{C}'_{vv} .

$$\mathbf{C}'_{vv} = \mathbf{P}^T \mathbf{C}_{vv} \mathbf{P} \quad (4.21)$$

Auf die Matrix \mathbf{C}'_{vv} kann dann der gleiche Algorithmus wie unter 4.3.1 angewendet werden, um auf die Prädiktionsmatrix \mathbf{H}'_p zu kommen. Um die Störungsprädiktion durchzuführen, muss natürlich auch der Vektor $\tilde{\mathbf{d}}$ permutiert werden.

$$\tilde{\mathbf{d}}' = \mathbf{P}^T \tilde{\mathbf{d}} \quad (4.22)$$

Die Störungsprädiktion wird dann wie in Abbildung 4.3 auf den Datenvektor $\tilde{\mathbf{d}}'$ mit den Prädiktionskoeffizienten aus \mathbf{H}'_p angewandt.

4.3.3 Simulationsergebnisse

Anhand der Simulationsergebnisse sieht man, dass die Störungsprädiktion das Empfangsverhalten stets verbessert. Zum einen fällt auf, dass der Gewinn abhängig von $\frac{E_b}{N_0}$ ist. Das liegt an der Abhängigkeit der Korrelationen von $\tilde{\mathbf{W}}$ in das laut Gleichung 3.2 die Störleistung eingeht. Zudem fällt auf, dass in den im AWGN-Kanal und im Kanal A die unsortierte Variante der Störungsprädiktion besser ist, in den Kanälen B und C die sortierte Variante. Das liegt an der Tatsache, dass zwar die vorherigen Entscheidungen im sortierten Fall sicherer sind und es seltener zu Folgefehlern kommt, allerdings liegen die Korrelationen in dieser Variante ungünstiger, so dass der zu mittlere Prädiktionsgewinn $\overline{G_{p,dB}}$ aus Gleichung 4.17 höher ist. So ist der mittlere Gewinn zum Beispiel für den AWGN-Kanal für $\frac{E_b}{N_0} = 10\text{dB}$ im unsortierten Fall $\overline{G_{p,dB,unsorted}} \approx 0,55\text{dB}$, im sortierten Fall hingegen nur $\overline{G_{p,dB,sorted}} \approx 0,51\text{dB}$. Um einen verbesserten Empfänger zu bauen könnte man nun alle $N_d!$ möglichen Empfänger berechnen und denjenigen auswählen, welcher den höchsten Prädiktionsgewinn verspricht (bei der Gelegenheit muss auch eine Formel zur Berechnung des Prädiktionsgewinn gefunden werden, da Formel 4.16 nur für $\frac{E_b}{N_0} = \text{const.}$ also im AWGN-Kanal aussagekräftig ist). Zudem kann in zukünftigen Arbeiten ein optimaler Trade-off zwischen Verlässlichkeit der Werte \hat{V} und erwartetem Prädiktionsgewinn gesucht werden. Betrachtet man die Ergebnisse aus Abbildung 4.8, so sieht man, dass die Störungsprädiktion nur geringfügige Gewinne bringt. In der Mittelung über mehrere Kanäle schlägt die sortierte Störungsprädiktion die unsortierte Variante.

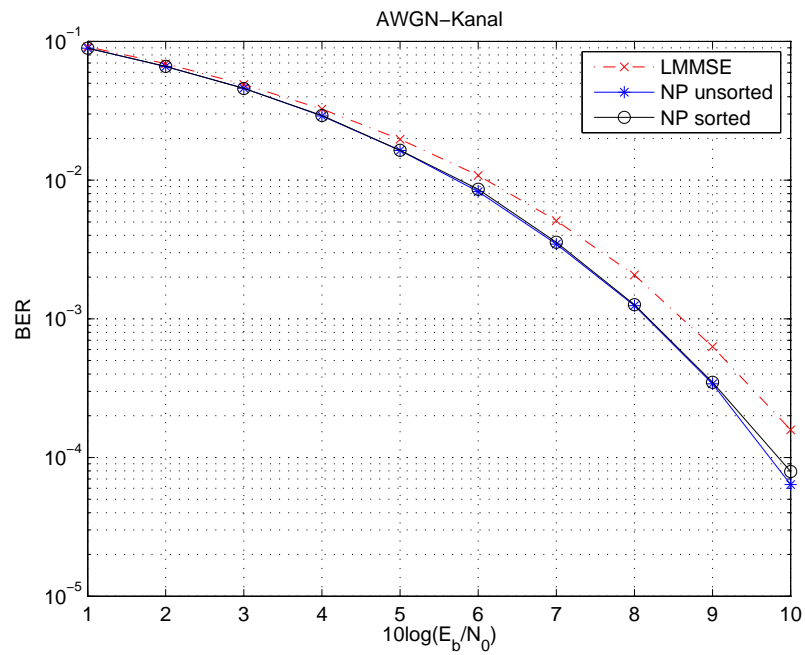


Abbildung 4.4: Störungsprädiktion AWGN

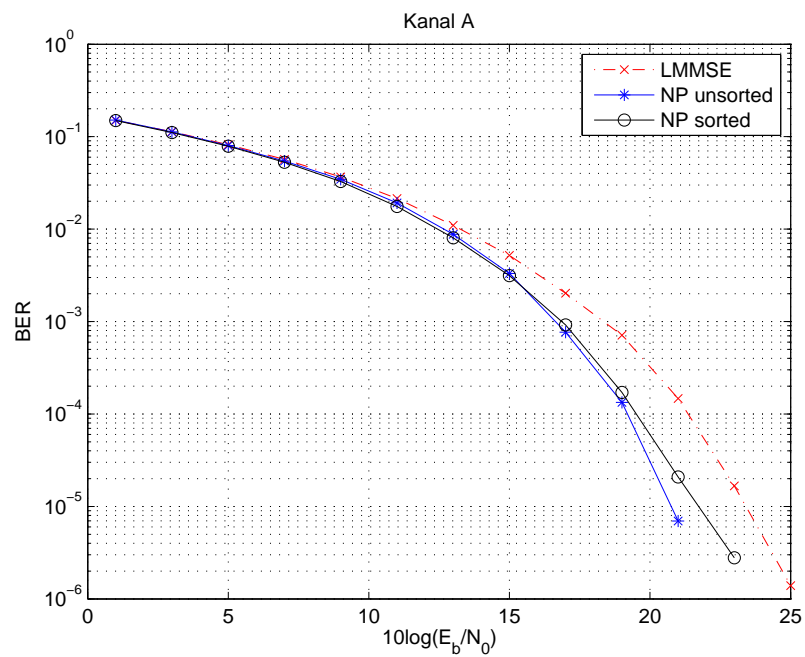


Abbildung 4.5: Störungsprädiktion Kanal A

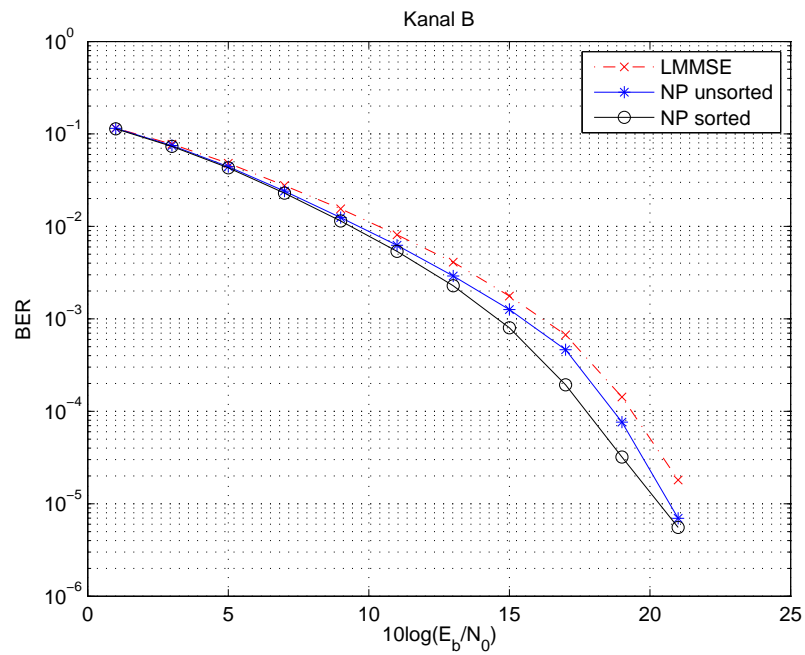


Abbildung 4.6: Störungsprädiktion Kanal B

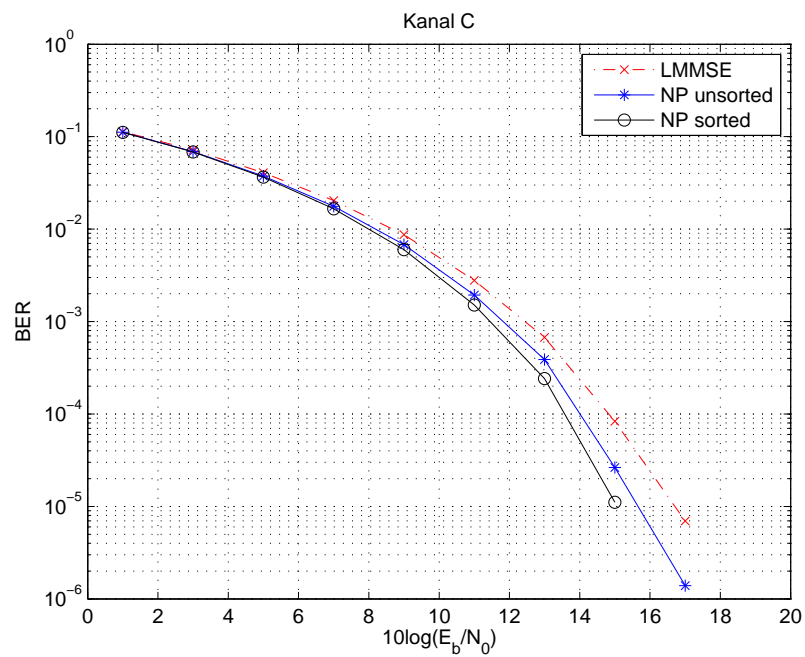


Abbildung 4.7: Störungsprädiktion Kanal C

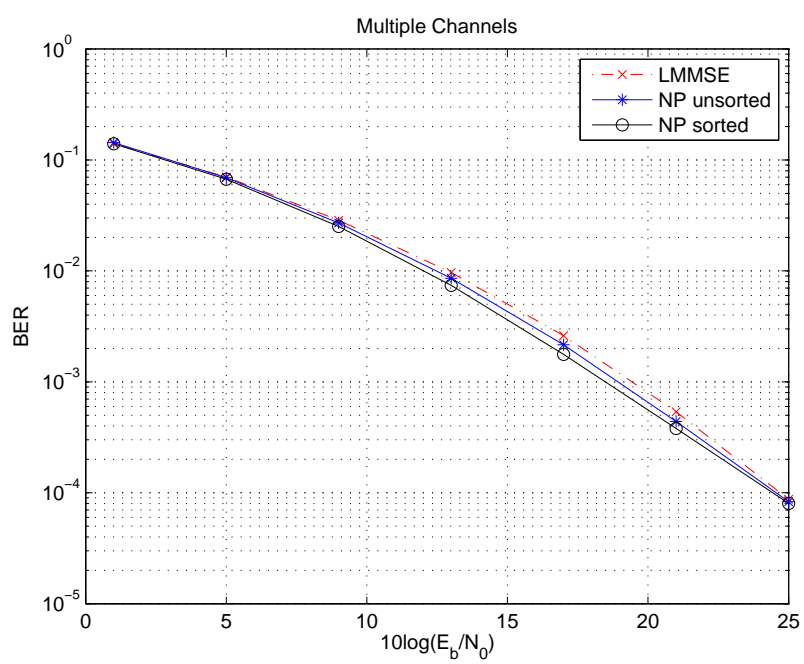


Abbildung 4.8: Störungsprädiktion Gemittelt

Kapitel 5

Entscheidungsrückgekoppelter UW-OFDM Empfänger

Die prinzipielle Idee besteht darin, Unique Word OFDM als MIMO-Kanal aufzufassen. In Abbildung 5.1 ist dies schematisch dargestellt.

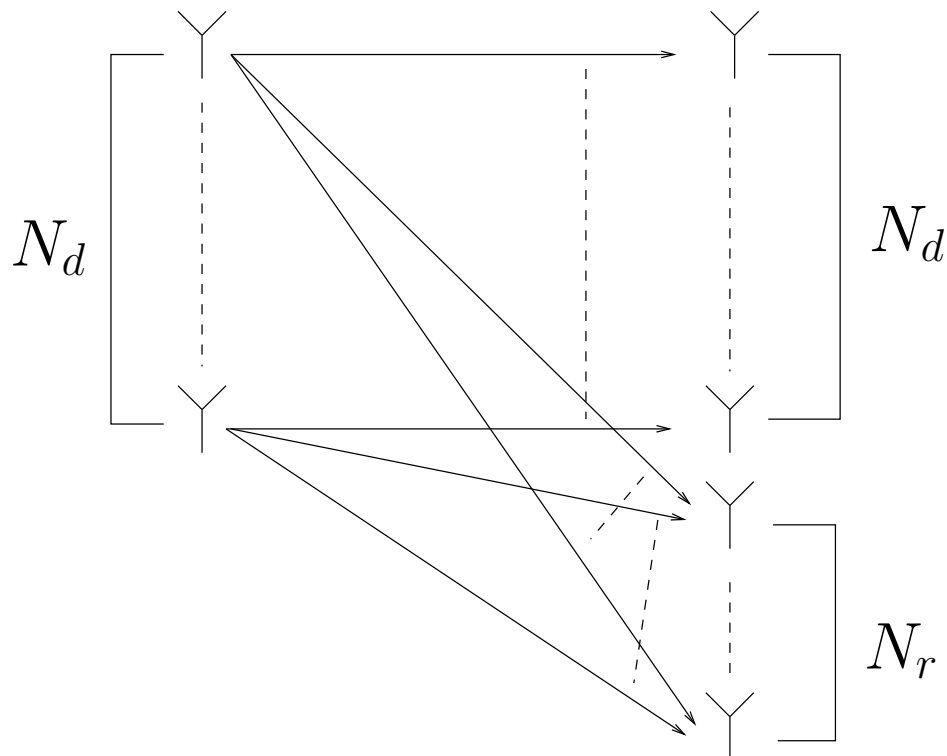


Abbildung 5.1: MIMO-Modell von Unique-Word OFDM.

Die MIMO-Kanalmatrix \mathbf{M} besteht aus 2 Teilen:

- Die Matrix $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{(N_d+N_r) \times N_d}$, die Datenvektor auf den Datenvektor mit redundantem Teil abbildet und die Subträger dann permutiert

- Die innere Kanalmatrix $\tilde{\mathbf{H}} = \text{diag} \{h_0, h_1, \dots, h_{N_d+N_r-1}\}$, die die einzelnen Subträger entsprechend den komplexen Subträgerkoeffizienten $\{h_0, h_1, \dots, h_{N_d+N_r-1}\}$ dämpft

Wie oben dargestellt, werden die Datensubträger separat ohne Mischung der Signale übertragen. In den redundanten Subträgern mischen sich Signalteile aller Datensubträger. Aus der Gleichung für den Empfangsvektor aus [UW]

$$\tilde{\mathbf{y}} = \underbrace{\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{U}}_M \tilde{\mathbf{d}} + \mathbf{n} \quad (5.1)$$

ergibt sich das Blockschaltbild gemäß Abb. 5.2.

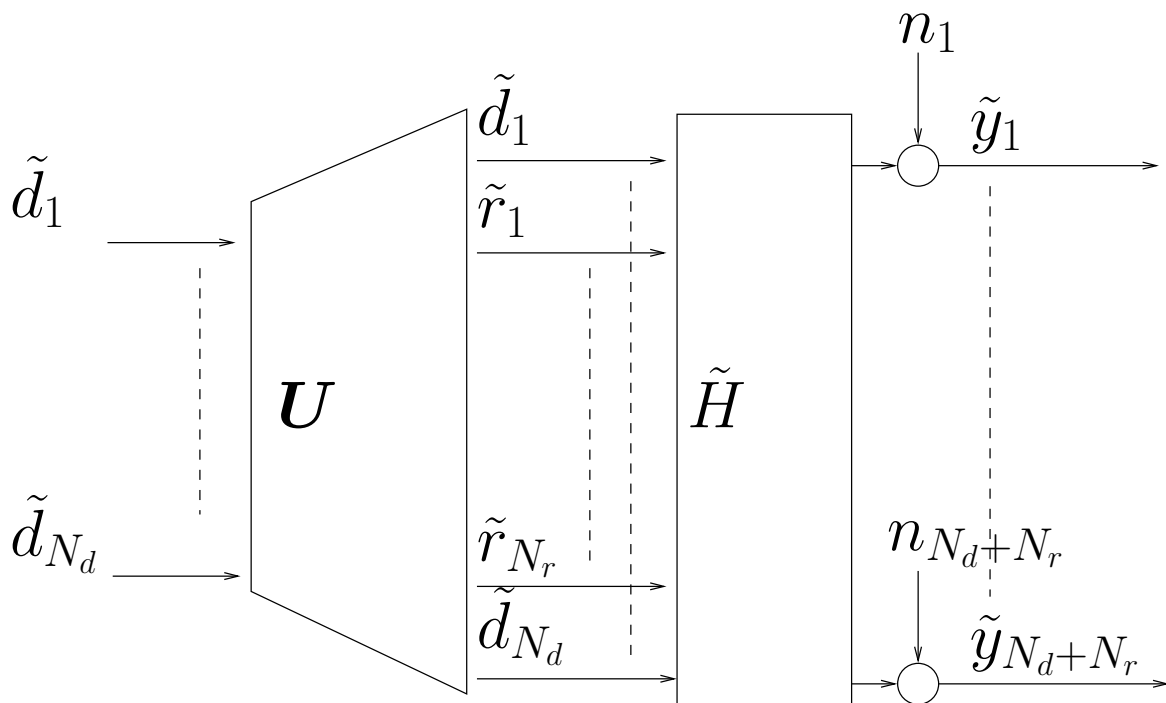


Abbildung 5.2: Blockschaltbild UW-OFDM.

5.1 Der BLAST-Algorithmus

Anstatt den Empfangsvektor $\tilde{\mathbf{y}}$ mit Hilfe des Wiener Smoothing Filters linear gemäß dem MMSE-Kriterium zu entzerren wird nun der V-BLAST Algorithmus angewandt, um entscheidungsrückgekoppelt zu entzerren. Die Struktur des entscheidungsrückgekoppelten Empfängers, z.B. aus [BLAST], ist in Abbildung 5.3 dargestellt.

Die Matrizen \mathbf{P} und \mathbf{W} werden mit folgendem Algorithmus berechnet:

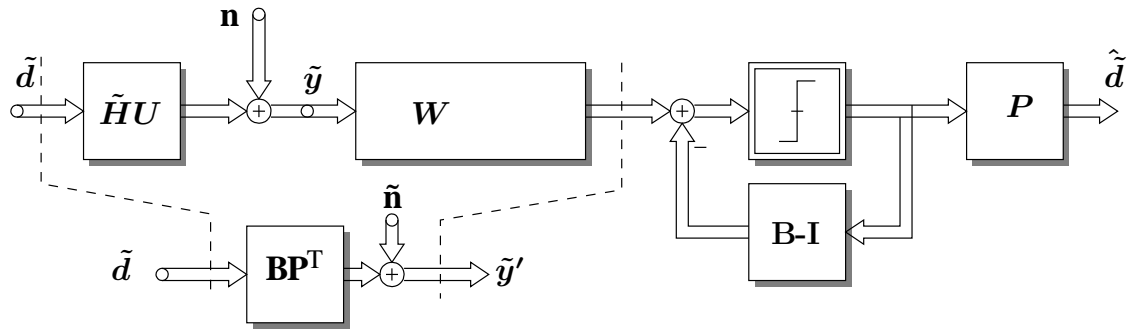


Abbildung 5.3: Entzerrung BLAST.

1. Berechnen der Pseudo-Inversen zu \mathbf{M} (\mathbf{M} ist $\in \mathbb{C}^{(N_d+N_r) \times N_d}$, also nicht quadratisch)
2. Suche des Index i der Zeile mit der geringsten Zeilennorm der noch nicht entschiedenen Zeilen. Diese Zeile erhält die geringste Geräuschverstärkung und ist somit am sichersten zu entscheiden.
3. Erzeugen des entsprechenden Umsortierungseintrag in der Permutationsmatrix \mathbf{P}
4. Übernehmen der Zeile i in die Matrix \mathbf{W}
5. Null setzen der Spalte i in \mathbf{M}
6. Weiter mit 1., bis alle Zeilen entschieden sind

Um den Einfluss der bereits entschiedenen Subträger abziehen zu können, muss die Kaskade aus der MIMO-Kanalmatrix \mathbf{M} und der Matrix \mathbf{W} nachgebildet werden:

$$\mathbf{B} = \mathbf{W} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{U} \mathbf{P} \quad (5.2)$$

Dabei ist die Matrix \mathbf{B} eine untere Dreiecksmatrix mit 1-Elementen auf der Diagonalen. Die Matrix \mathbf{P} dient zum Umordnen der Kanalmatrix \mathbf{M} . Mit den Matrizen \mathbf{W} , \mathbf{B} und \mathbf{P} lässt sich der Empfangsvektor $\tilde{\mathbf{y}}$ dann wie in Abbildung 5.3 dargestellt entzerren.

5.2 BLAST mit LMMSE-Entzerrung

In Kapitel 5.1 wird der Kanal ZF-entzerrt. In [BLAST] wird ein einfacher Weg vorgestellt, einen entscheidungsrückgekoppelten LMMSE Empfänger zu implementieren. Anstatt den BLAST-Algorithmus auf die Matrix \mathbf{M} anzuwenden, wird eine neue Matrix \mathbf{M}' wie in Gleichung 5.3 beschrieben erstellt und der BLAST-Algorithmus auf diese angewendet.

$$\mathbf{M}' = \begin{bmatrix} \mathbf{M} \\ \sqrt{\frac{\sigma_n^2}{\sigma_d^2}} \mathbf{I} \end{bmatrix}, \mathbf{M}' \in \mathbb{C}^{(2N_d+N_r) \times N_d} \quad (5.3)$$

Der BLAST-Algorithmus berechnet die Matrix $\mathbf{W}' \in \mathbb{C}^{N_d \times \mathbb{C}^{(2N_d+N_r)}}$, von der nur die ersten $(N_d + N_r)$ Spalten zum Entzerren verwendet werden. Die Matrix \mathbf{B} berechnet sich wie gehabt aus $\mathbf{W}\mathbf{M}$ und \mathbf{P} , wobei \mathbf{W} die auf (N_d+N_r) Spalten verkürzte Version von \mathbf{W}' ist. Zu Beachten ist, dass von \mathbf{B} nur die untere Dreiecksmatrix verwendet wird und sichergestellt werden muss, dass sich 1-Elemente auf der Hauptdiagonalen befinden, da dies nicht automatisch der Fall ist.

5.3 Simulationsergebnisse

Der Vergleich zwischen dem LMMSE Empfänger und den entscheidungsrückgekoppelten Empfängern (ZF und LMMMSE) für den AWGN-Kanal ist in Abbildung 5.4 dargestellt.

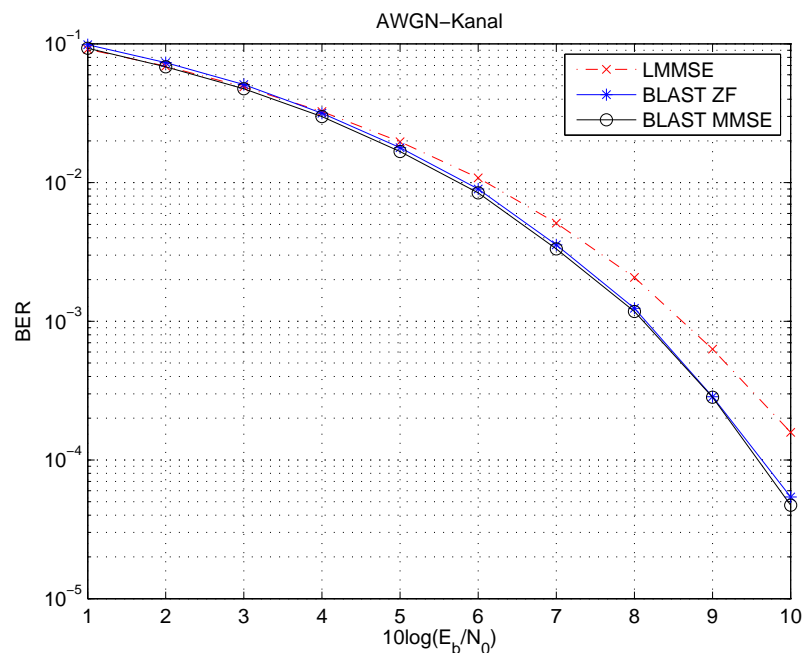


Abbildung 5.4: AWGN-Kanal

Die Abbildungen 5.5, 5.6 und 5.7 zeigen die Simulationsergebnisse für Kanäle A, B und C.

Man sieht, dass die entscheidungsrückgekoppelten Empfänger in allen 4 Fällen bessere Ergebnisse liefert als der LMMSE Empfänger. Insbesondere in den stark frequenzselektiven Kanälen A und B ergeben sich Gewinne von über 3 dB. Der entscheidungsrückgekoppelte LMMSE

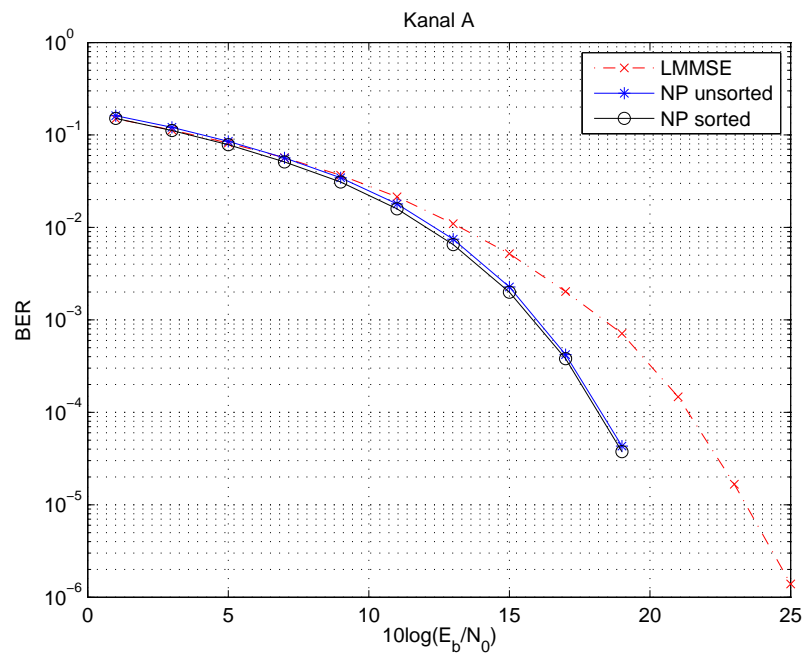


Abbildung 5.5: Kanal A

Empfänger hat dabei nur geringfügige Vorteile gegenüber dem entscheidungsrückgekoppelten ZF Empfänger. Die Ergebnisse aus Abbildung 5.8 zeigen, dass die Bitfehlerkurve der entscheidungsrückgekoppelten Empfänger im Rayleigh-Kanal ein größeres Gefälle hat als die LMMSE-Bitfehlerkurve. Vergleicht man die Ergebnisse aus diesem Kapitel mit denen aus Kapitel 4, so erzielen die entscheidungsrückgekoppelten Empfänger größere Gewinne als die Störungsprädiktion. In zukünftigen Arbeiten kann noch untersucht werden, ob die Entscheidungsrückkopplung verbessern lässt, wenn “weiche” Entscheidungen unter Berücksichtigung der Sicherheit der Entscheidung rückgekoppelt werden.

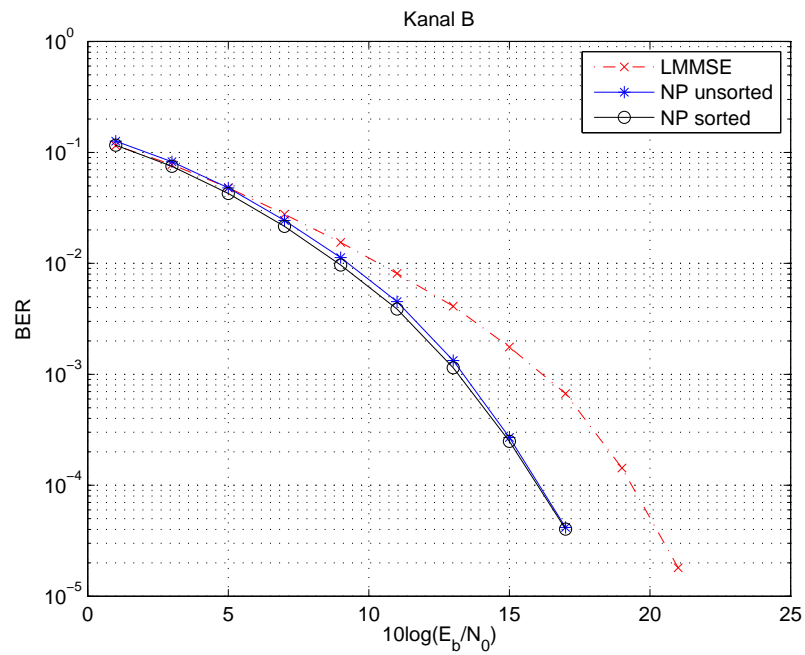


Abbildung 5.6: Kanal B

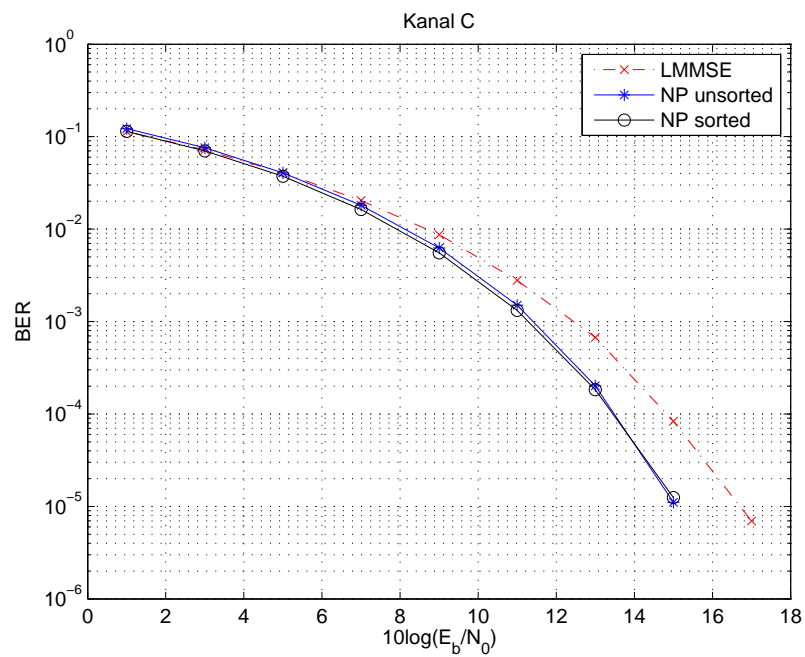


Abbildung 5.7: Kanal C

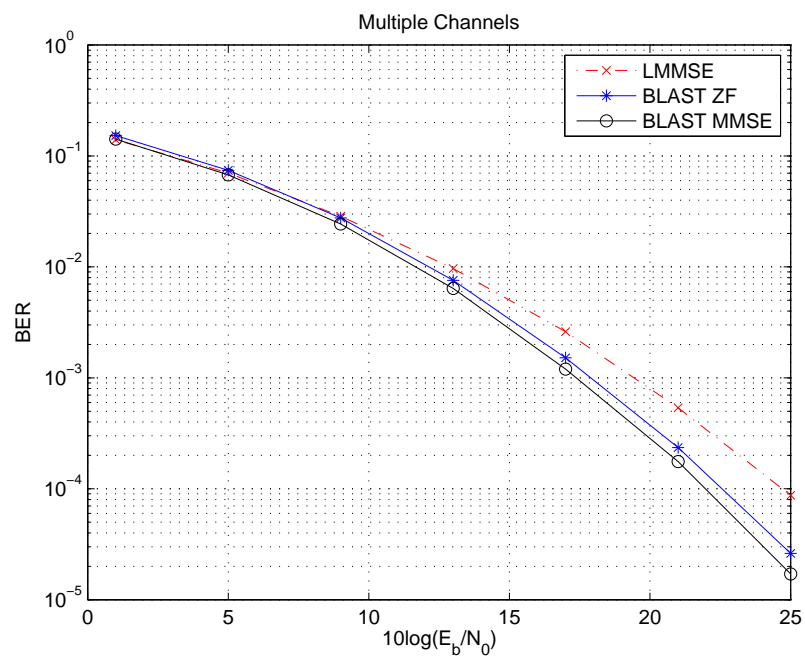


Abbildung 5.8: BLAST Gemittelt

Kapitel 6

Inkohärenter Übertragung

Bisher wurde bei der Detektion die Kenntnis der Kanalmatrix \mathbf{H}_c vorausgesetzt. In diesem Kapitel sollen Verfahren behandelt werden, bei der die Übertragung ohne Kenntnis des Kanals funktioniert.

6.1 DPSK

Bei differentieller PSK (DPSK) wird die Information nicht in der absoluten Phase gegenüber einem bestimmten Phasennullpunkt, sondern in der Differenz der Phasen von einem Symbol zum Nächsten repräsentiert. Dabei wird der erste übertragene Wert als Phasenreferenz verwendet und daher auf $a[0] = 1$ gesetzt. Abbildung 6.1 zeigt ein Blockschaltbild zur Modulation und Demodulation der DPSK-Symbole. In Gleichung 6.1 ist die Rechenvorschrift zur Modulation der differentiellen Codierung angegeben, in Gleichung 6.2 die Vorschrift zur Demodulation. $b[k]$ ist das M-wertige Informationssymbol zum Zeitpunkt k , $a[k]$ das M-PSK-Symbol im Zeitschritt k .

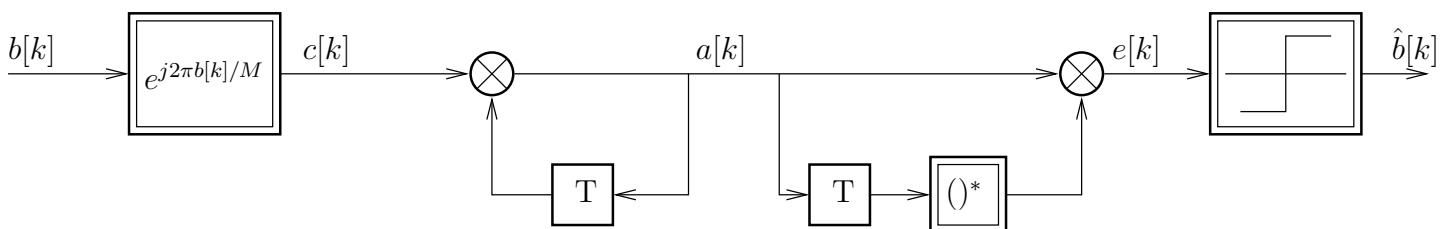


Abbildung 6.1: Blockschaltbild DPSK

$$a[k] = c[k]a[k - 1] \quad (6.1)$$

$$e[k] = a[k]a^*[k-1] \quad (6.2)$$

In [DU] wird die Leistungsfähigkeit von DPSK für den Flat-Fading Kanal hergeleitet. DBPSK ($M = 2$) ist für hohe Störabstände genauso leistungsfähig wie kohärentes BPSK. Bei höherstufigen PSK-Verfahren ($M \geq 4$) wie z.B. QPSK ist die inkohärente Variante DQPSK um 3dB schlechter als die kohärente. Dies gilt allerdings nur, wenn die Trägerphase über 2 Symbolintervalle annähernd konstant bleibt.

6.1.1 DPSK bei Unique Word OFDM

Da bei OFDM blockweise übertragen wird, kann die differentielle Modulation auch nur über einen Block angewandt werden. Um die Forderung nach möglichst stabiler Phase zu erfüllen, ist es sinnvoll, dass die Subträger, zwischen denen die Differenz gebildet wird, auf der Frequenzachse möglichst nah beieinander liegen. Daher sollte nicht über das Band mit den Nullsubträgern $\{27, 28, \dots, 37\}$ hinweg differentiell codiert werden. Folglich wird als Phasenreferenz der Subträger $\mu = 39$ verwendet und zu 1 gesetzt und weiter in aufsteigender Richtung des Subträgerindex μ differentiell codiert. In Gleichung 6.3 ist dargestellt, wie man von den Symbolen $\mathbf{a} = [a[k]]^T, k = 0, \dots, N_d - 1$ mit Zeitindex k aus Abbildung 6.1 auf die Datensymbole $\tilde{\mathbf{d}}$ mit Subträgerindex μ kommt.

$$\tilde{\mathbf{d}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{a}, \mathbf{I} \in \mathbb{C}^{(N_d/2) \times (N_d/2)} \quad (6.3)$$

6.2 MSDD-Empfänger

Bei Demodulation der DPSK-Symbole laut Gleichung 6.2 wird nur ein Wert als Phasenreferenz verwendet. Um eine sichere Entscheidung zu erhalten, werden N_{msdd} Empfangssymbole zusammengefasst und gemeinsam entschieden. Als Ausgangspunkt dient die Matched-Filter-Bank zur optimalen inkohärenten Demodulation. In [DU2] wird daraus der in Abbildung 6.2 dargestellte Maximum-Likelihood Sequenschätzer hergeleitet. Es werden alle $M^{N_{MSDD}}$ möglichen Empfangssequenzen $\tilde{\mathbf{a}}_{\mathbf{k}} = [a_{\mathbf{k}}[1], \dots, a_{\mathbf{k}}[N_{MSDD}]]$ mit dem Teilblock des Empfangsvektors $\tilde{\mathbf{y}}_{MSDD} = [\tilde{y}[1], \dots, \tilde{y}[N_{MSDD}]]$ verglichen. Gleichung 6.4 zeigt die Vorschrift zur Berechnung der geschätzten Sequenz.

$$\hat{\mathbf{a}} = \arg \max_{\forall \tilde{\mathbf{a}}_{\mathbf{k}}} |\tilde{\mathbf{y}}_{MSDD} \tilde{\mathbf{a}}_{\mathbf{k}}^H| \quad (6.4)$$

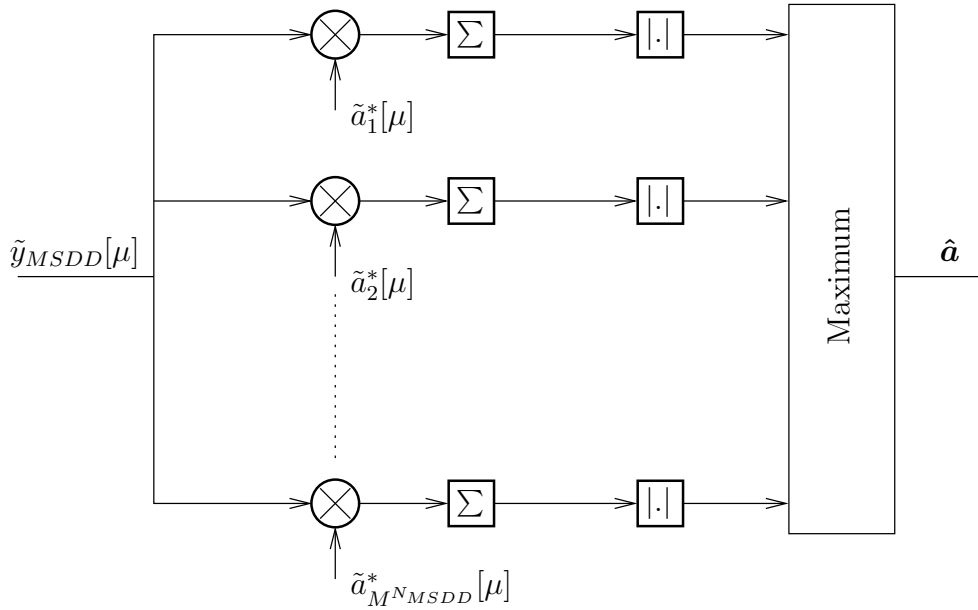


Abbildung 6.2: Blockschaltbild MSDD

Die Abbildung aus Gleichung 6.4 ist nicht eindeutig. Es existieren stets M betragsmäßig gleichlange Vektoren, die nur in unterschiedliche Richtungen $\arg\{\tilde{y}_{MSDD}\tilde{a}_k^H\} = \phi + \frac{2\pi}{M}k, k = 0, \dots, M - 1$ zeigen. Macht man die differentielle Codierung wie in Gleichung 6.2 gezeigt rückgängig, so ergeben aber alle M Lösungen denselben Vektor. Daher kann diese Mehrdeutigkeit von Anfang an vermieden werden, indem $a_k[1] = 1 \forall k$ gesetzt wird. Dies reduziert die Anzahl der möglichen Empfangssequenzen auf $M^{N_{MSDD}-1}$.

Um die differentielle Codierung MSDD-blockübergreifend wie in Gleichung 6.5 dargestellt entfernen zu können, ist es nötig überlappende Blöcke zu bilden, da für den k . Zeitschritt der Wert $\hat{a}[k - 1]$ zur Verfügung stehen muss. In Abbildung 6.3 ist dieser Zusammenhang dargestellt.

$$e[k] = \hat{a}[k]\hat{a}^*[k - 1] \tag{6.5}$$

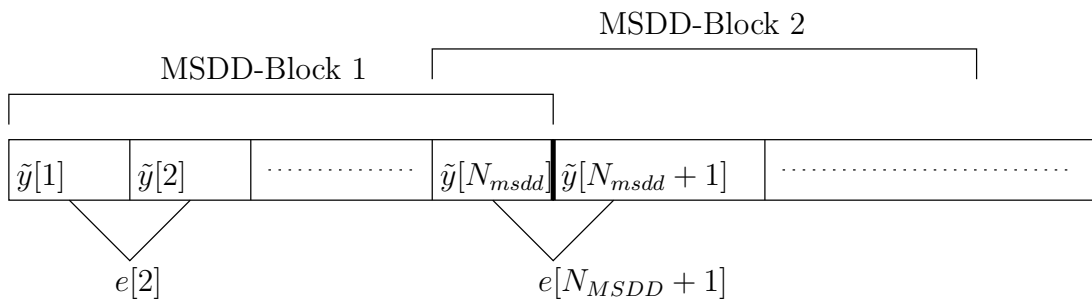


Abbildung 6.3: Zeitlicher Ablauf MSDD

Im Vergleich zu DPSK-Demodulation liefert MSDD bessere Ergebnisse. Allerdings hat MSDD 2 große Nachteile:

1. Hoher Aufwand durch $M^{N_{MSDD}-1}$ mögliche Empfangssequenzen
2. Die Phase darf sich über die gesamte Blocklänge nur geringfügig ändern.

6.3 Simulationsergebnisse

In Abbildung 6.4 werden zunächst der kohärente ZF-Empfänger (ohne Wiener-Filter) mit den inkohärenten Verfahren DPSK und MSDD mit den Blocklängen $N_{msdd} = 3$ und $N_{msdd} = 5$ verglichen. In allen Simulationen wurde QPSK-Modulation angewandt. Wie erwartet ist DPSK ca. 3dB schlechter als der kohärente Fall, MSDD nähert sich mit steigender Blocklänge dem kohärenten Fall an.

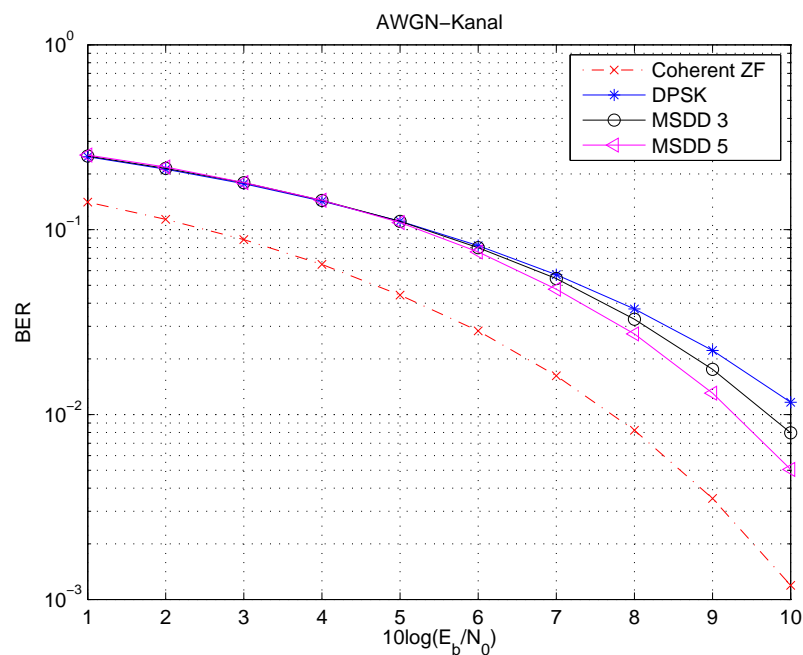


Abbildung 6.4: AWGN-Kanal

Die Bedingung für inkohärente Demodulation ist wie in den Kapiteln 6.1 und 6.2 bereits erwähnt eine konstante Phase über einen Demodulationsschritt (der AWGN-Kanal erfüllt diese Bedingung perfekt). Bei Unique-Word OFDM befinden sich zwischen den Datensubträgern redundante Subträger (siehe Bild 2.4). Bei Kanälen mit nicht-konstantem Phasengang führt dies zu Problemen, da zwischen 2 Subträgern eine größere Frequenzdifferenz herrscht, in denen der Kanal die Phase des Empfangssymbols weiter dreht. Um diesen Umstand zu verdeutlichen

wird die inkohärente Demodulation bei einem Kanal mit linearem Phasengang angewandt. Die Impulsantwort ist in Gleichung 6.6 beschrieben. Abbildung 6.5 zeigt den Phasengang.

$$\mathbf{h}_c = [0, 1, 0, \dots, 0] \quad (6.6)$$

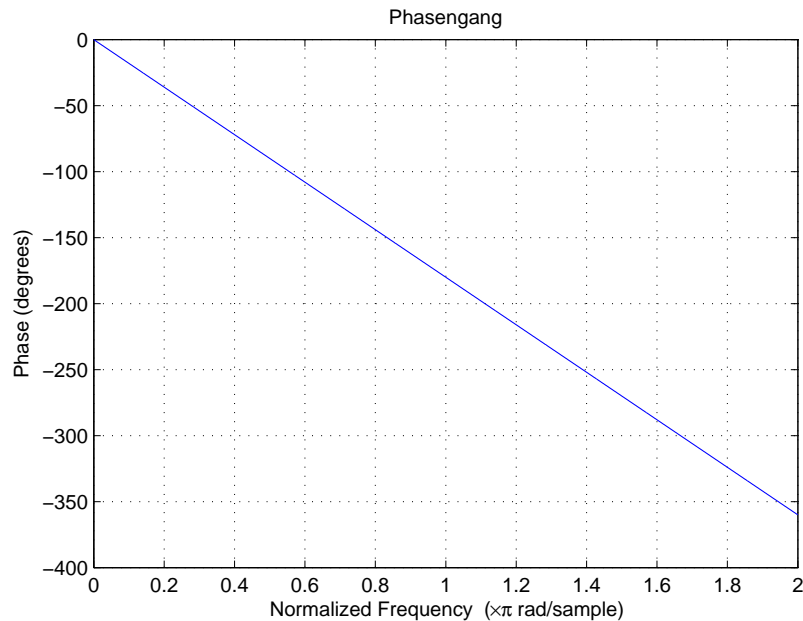


Abbildung 6.5: Phasengang des Flatfading-Kanals

In Abbildung 6.6 ist die Bitfehlerkurve über E_b/N_0 aufgetragen. Wie man sieht, ist die Fehlerwahrscheinlichkeit für die inkohärenten Verfahren wesentlich höher geworden. Zudem fällt auf, dass MSDD der Blocklänge 5 sogar schlechter ist, als DPSK. Dies liegt an der wesentlich strengeren Forderung von MSDD an den Phasengang gegenüber DPSK. Der Effekt verschlimmert sich noch, wenn man anstatt dem einfach-verzögernden Kanal aus 6.6 ein um 2 Taps verzögernden Kanal hat, dessen Phasengang dann das doppelte Gefälle hat. Die Bitfehlerkurve zu diesem Kanal ist in Abbildung 6.7 dargestellt.

Abbildung 6.8 soll den Einfluss der redundanten Subträger verdeutlichen. Dazu wurde bei DPSK-Übertragung, wie in Abbildung 6.1 dargestellt, die Bitfehler über den differenziellen Subträgerindizes dargestellt. Dabei gehört der 1. Bitfehlerwert zur Phasendifferenz aus dem Datensubträger mit dem Index $i_1 = 39$ und dem Datensubträger mit dem Index $i_2 = 41$. Dazwischen befindet sich der redundante Subträger, der wie schon erwähnt die Frequenzdifferenz zwischen den Datensubträgern vergrößert. Der 2. Bitfehlerwert ist der Phasendifferenz der Datensubträger $i_2 = 41$ und $i_3 = 42$ zugeordnet. Hier befindet sich kein redundanter Subträger dazwischen. Man erkennt, dass Subträger, die aus direkt benachbarten Datensubträgern (ohne

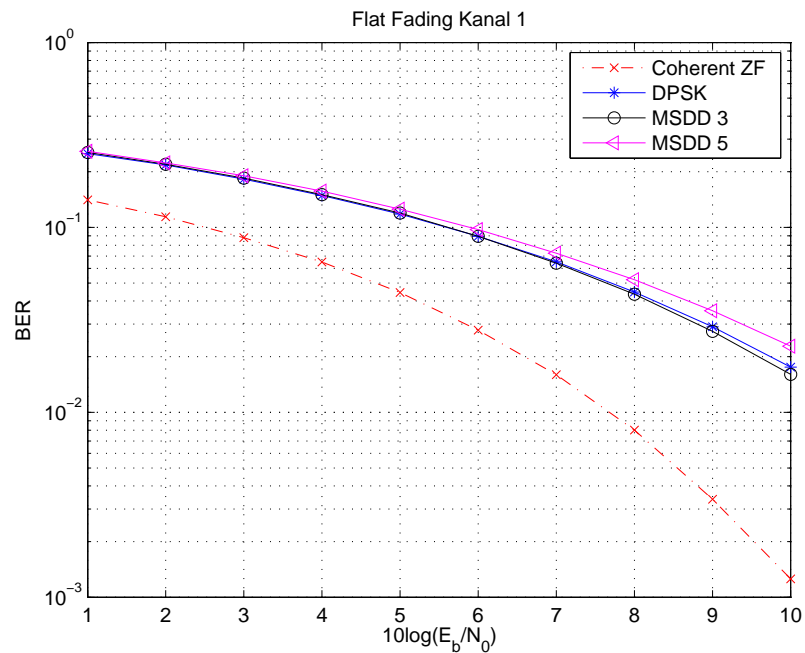


Abbildung 6.6: Flatfading Kanal

redundantem Subträger dazwischen) hervorgegangen sind, eine deutlich niedrigere Bitfehlerwahrscheinlichkeit haben.

In den Abbildungen 6.9 bis 6.12 bestätigt sich das, was sich bei den Flat Fading Kanälen schon angedeutet hat: Auf Grund der redundanten Subträger wird die Phase zwischen 2 Datensubträgern zu weit gedreht, so dass die Forderung nach konstanter Phase verletzt wird und die Verfahren zur inkohärenten Übertragung nicht mehr funktionieren. Insbesondere fällt auf, dass MSDD stets schlechter ist als DPSK. Um inkohärente Übertragung überhaupt sinnvoll nutzen zu können kann einerseits eine Phasenschätzung aus bereits decodierten Symbolen erfolgen. Andererseits können die redundanten Subträger im Maximum-Likelihood-Schätzer aus Abbildung 6.2 mit einbezogen werden um die Entscheidung sicherer zu machen. Hierzu müssen mit Hilfe des entsprechenden Teils von \mathbf{U} aus allen möglichen Sequenzen $\tilde{\mathbf{a}}_k$ alle möglichen redundanten Symbole des am stärksten mit dem Block korrelierten redundanten Subträger errechnet werden und diese dann mit dem entsprechenden empfangenen Symbol verglichen werden. Dies müssen aber Folgearbeiten untersuchen.

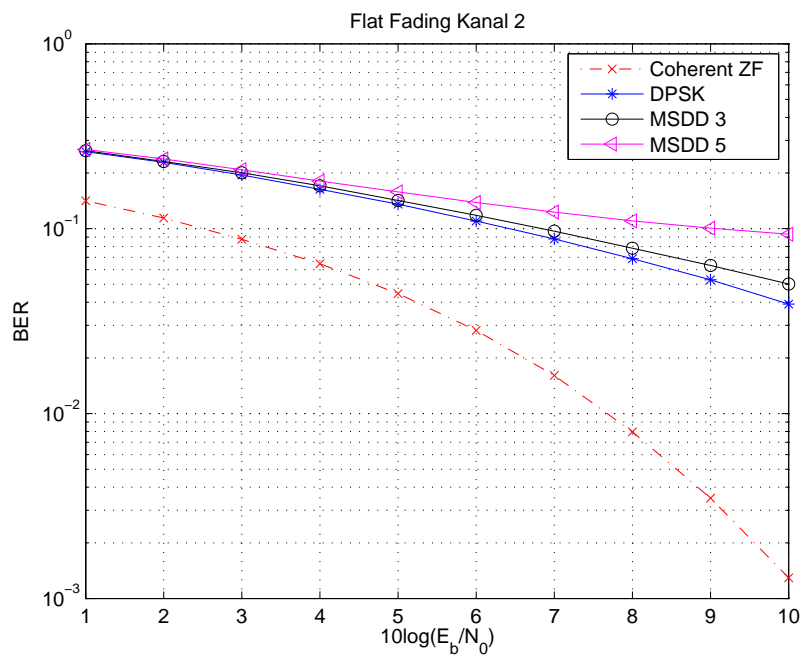


Abbildung 6.7: Flatfading Kanal

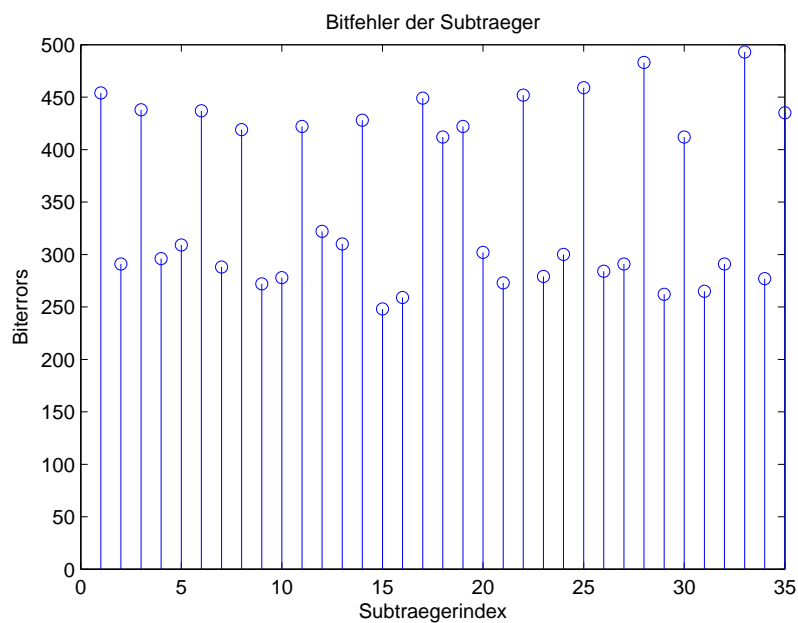


Abbildung 6.8: Bitfehler über Subträgerindizes bei DPSK-Übertragung

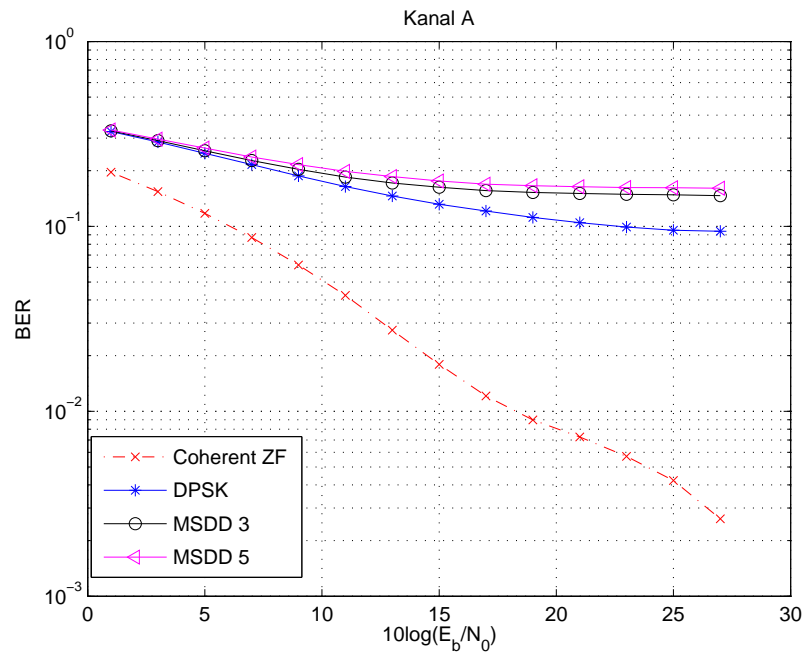


Abbildung 6.9: Kanal A

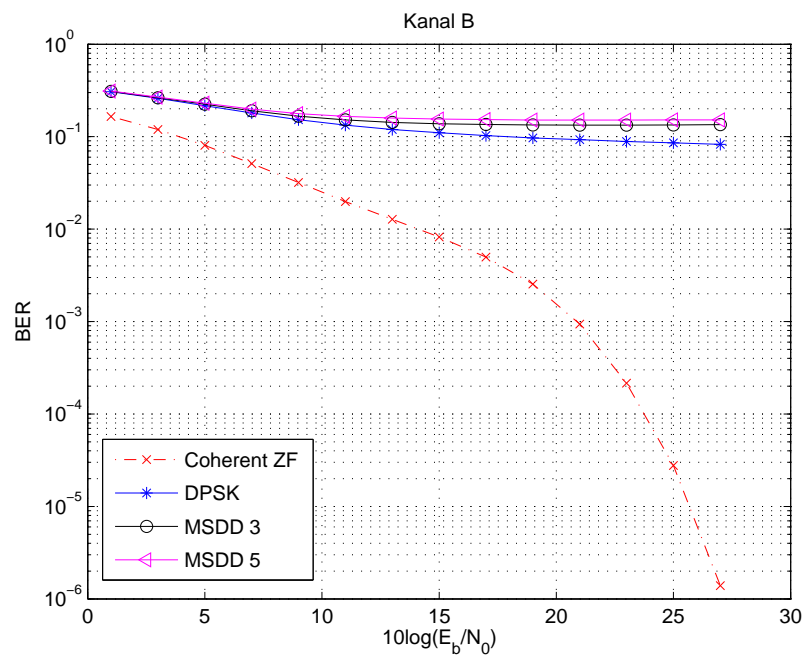


Abbildung 6.10: Kanal B

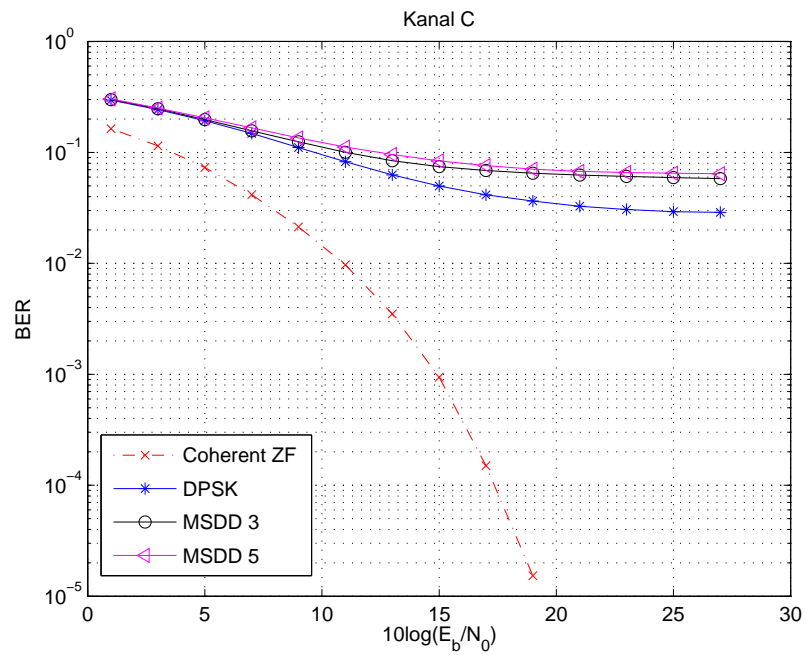


Abbildung 6.11: Kanal C

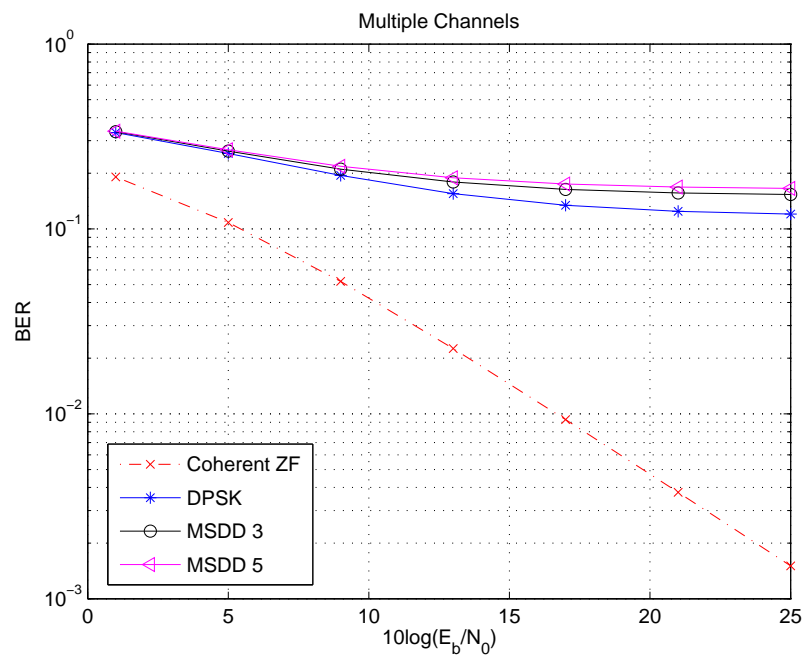


Abbildung 6.12: Gemittelt

Kapitel 7

Zusammenfassung und Ausblick

In diesem Kapitel werden noch einmal alle Ergebnisse und möglichen Anknüpfungspunkte für zukünftige Arbeiten aufgeführt.

In Kapitel 4 wurden ein adaptiver Störungsprädiktionsfilter hergeleitet, der nötig war, da das farbige Rauschen keine stationären Eigenschaften hat. Als nächstes wurde die Entscheidungsreihenfolge der Bitfehlerwahrscheinlichkeit des jeweiligen Subträgers angepasst. Allerdings lieferte die sortierte Variante nicht immer bessere Ergebnisse als die unsortierte. Hier kann in zukünftigen Arbeiten eine geschlossene Formel für den zu erwarteten Gesamtprädiktionsgewinn aufgestellt werden. Nach dieser kann dann auch eine optimale Decodierreihenfolge hergeleitet werden. Insgesamt waren die Ergebnisse im AWGN-Kanal und den 3 Testkanälen deutlich besser als der LMMSE-Empfänger, im Mittel über mehrere Kanäle ergaben sich aber nur sehr geringe Gewinne.

Der entscheidungsrückgekoppelte Empfänger aus Kapitel 5 übertraf in allen Kanälen die Störungsprädiktion. Im Mittel über mehrere Kanäle erzielte er auch deutliche Gewinne. Hier ist zu prüfen, ob je nach Sicherheit der Entscheidung gewichtete Rückkopplung einen weiteren Vorteil bietet. Des Weiteren ist zu prüfen, wie sich Störungsprädiktion und Entscheidungsrückkopplung in Verbindung mit Kanalcodierung verhalten. Insbesondere da sich beide Verfahren nicht mit Soft-Decision-Kanaldecodierung kombinieren lassen, da bei beiden Verfahren harte Entscheidungen getroffen werden müssen, könnte hier ein geringerer Gewinn als für den LMMSE-Empfänger mit Kanalcodierung entstehen.

Kapitel 6 zeigt das grundsätzliche Problem der inkohärenten Demodulation: Durch die großen Frequenzsprünge zwischen zwei Datensubträgern auf Grund der redundanten Subträger ist die Phase zwischen 2 Symbolen nicht mehr konstant, so dass weder DPSK noch MSDD ausreichend funktionieren. Um die Ergebnisse zu verbessern kann man entweder die Phasenverläufe aus den bisher entschiedenen Symbolen schätzen (was aber wieder kohärente Demodulation wäre) oder man bezieht die redundanten Subträger z.B. in die Maximum-Likelihood-Schätzung aus 6.2 mit ein. Hier müssen aber nachfolgende Arbeiten weiterforschen.

Literatur

- [UW] M. Huemer, C. Hofbauer, J. Huber: *Unique Word OFDM - a Novel Signaling Paradigm for OFDM*, eingereicht zu "IEEE Transactions on Signal Processing", März 2010
- [DU] R. Fischer, J. Huber: *Digital Übertragung - Skriptum zur Vorlesung*, Lehrstuhl für Informationsübertragung, Friedrich–Alexander–Universität Erlangen–Nürnberg, April 2009
- [DU2] R. Fischer, J. Huber: *Digital Übertragung - Skriptum zur Vorlesung*, Lehrstuhl für Informationsübertragung, Friedrich–Alexander–Universität Erlangen–Nürnberg, Sommersemester 2010
- [OF] M. Hoch: *Detektionsverfahren für die digitale OFDM-Übertragung über rasch zeitvariante Kanäle*, Friedrich–Alexander–Universität Erlangen–Nürnberg, September 2007
- [BLAST] C. Windpassinger: *Detection and Precoding for Multiple Input Multiple Output Channels*, Aachen, 2004
- [NAU] J. Huber: *Nachrichtenübertragung - Skriptum zur Vorlesung* Lehrstuhl für Informationsübertragung, Friedrich–Alexander–Universität Erlangen–Nürnberg,