

MIMO-OFDM in frequenzselektiven Multilayer-Systemen

Projektarbeit
von
NEELE VON DEETZEN



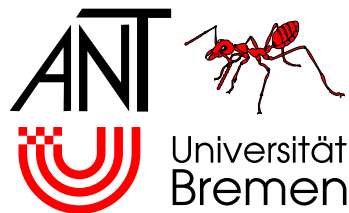
Arbeitsbereich Nachrichtentechnik

Bremen, 17. Mai 2004

MIMO-OFDM in frequenzselektiven Multilayer-Systemen

Projektarbeit
von
NEELE VON DEETZEN

Ausgabetermin:	06/2003
Abgabetermin:	17. Mai 2004
Betreuer:	Dipl.-Ing. Dirk Wübben
Zuständiger Hochschullehrer:	Prof. Dr.-Ing. K.D. Kammeyer



Fachbereich Physik/Elektrotechnik (FB 1)
Arbeitsbereich Nachrichtentechnik
Postfach 33 04 40
D-28334 Bremen

Ich versichere, daß ich die Projektarbeit selbständig verfaßt und keine anderen
als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe.

Bremen, 17. Mai 2004

.....

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Multilayer	2
2.1	System-Architektur	2
2.2	Detektion	3
2.2.1	Lineare Detektion	3
2.2.2	Nichtlineare Detektion	5
2.2.3	Vergleich verschiedener Detektoren	7
2.3	Frequenzselektives Problem	8
3	Das Grundprinzip von OFDM	9
4	OFDM-BLAST	13
4.1	Die Struktur von OFDM-BLAST	13
4.2	Detektion	15
4.3	Detektion mit reduziertem Rechenaufwand	17
4.3.1	Gleichsetzen von benachbarten Kanälen (Methode 1)	18
4.3.2	Interpolation von benachbarten Kanälen (Methode 2)	18
4.3.3	Gleichsetzen der Sortierung benachbarter Kanäle (Methode 3)	19
4.4	Einsatz von Impulse Shortening Filtern	22
5	Zusammenfassung	29
	Literatur	30

Kapitel 1

Einleitung

In der letzten Zeit haben Mehrantennensysteme (Multiple Input Multiple Output, MIMO) in Verbindung mit Multilayer-Systemen aufgrund ihrer beachtlichen Steigerung der Übertragungsqualität großes Interesse gefunden. Aufgrund der durch mehrere Empfangsantennen eingebrachten Diversität stehen dem Empfänger mehrere Replika der Daten zur Verfügung, die zu einer Verringerung der Fehlerwahrscheinlichkeit genutzt werden können.

Da die bestehenden Multilayer-Strukturen zum Einsatz bei Flat-Fading-Kanälen entwickelt wurden, ist ihre Nutzung bei frequenzselektiven Verhältnissen nicht ohne weiteres möglich. Eine Möglichkeit, die Probleme zu beheben, wäre eine Entzerrung im Zeitbereich, die bei langen Kanälen jedoch sehr aufwändig ist. Es ist allerdings bekannt, dass durch den Einsatz von OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ein frequenzselektiver Kanal in mehrere nicht frequenzselektive Kanäle aufgespalten werden kann.

Ziel dieser Arbeit ist es, anhand vorliegender Publikationen die Verwendung der speziellen Multilayer-Struktur V-BLAST (Vertical Bell Labs layered space-time) in OFDM-Systemen zu erarbeiten und mit Hilfe von MATLAB-Routinen deren Leistungsfähigkeit zu untersuchen. Insbesondere soll der Einfluß einer Kanalcodierung untersucht und Möglichkeiten der aufwandsreduzierten Detektion ermittelt werden. Außerdem wird eine Lösung für das Problem zu langer Kanalimpulsantworten untersucht.

Der Rest dieser Arbeit ist folgendermaßen gegliedert. Kapitel 2 enthält die Grundlagen von V-BLAST-Architekturen und deren Detektion, in Kapitel 3 wird das Prinzip von OFDM erläutert, in Kapitel 4 wird die Verwendung von OFDM in V-BLAST-Systemen vorgestellt und in Kapitel 5 folgt eine Zusammenfassung.

Kapitel 2

Multilayer

2.1 System-Architektur

Abbildung 2.1 zeigt die Architektur des Übertragungssystems. Es besteht aus einem Mehrantennensystem mit n_T Sende- und n_R Empfangsantennen. Die binären Daten d werden mit der Coderate R_C codiert, durch einen Interleaver verwürfelt, in n_T parallele Datenströme, den sogenannten *Layers*, gewandelt, auf ein Symbolalphabet der Stufigkeit M moduliert und auf die Antennen gegeben. Die Codierung könnte alternativ nach der Seriell-Parallel-Wandlung je Layer stattfinden. Befindet sie sich vor der Seriell-Parallel-Wandlung, hat man den Vorteil, dass Sendediversität genutzt werden kann, da die codierten Daten auf mehrere Antennen verteilt werden. Wenn die Kanalcodierung nach der Seriell-Parallel-Wandlung stattfindet, kann die Decodierung bei der Detektion, insbesondere bei der Successive Interference Cancellation (SIC), die Fehlerrate verringern, da recodierte statt uncodierte Daten verwendet werden können. Welche Variante für das spezielle Multilayer-System V-BLAST in Verbindung mit OFDM besser geeignet ist, wird später diskutiert. V-BLAST wurde für nicht frequenzselektive Kanäle entwickelt, wovon an dieser Stelle ebenfalls ausgegangen werden soll.

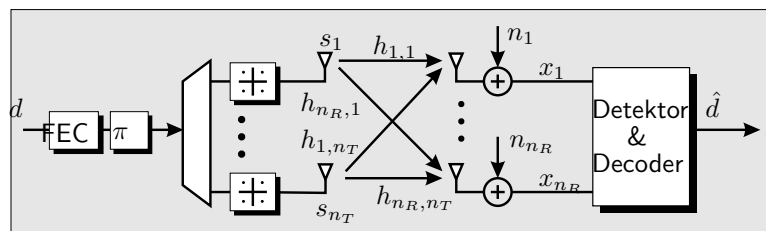


Abbildung 2.1: Modell eines MIMO-Systems mit n_T Sende- und n_R Empfangsantennen.

Das System-Modell kann wie folgt dargestellt werden

$$x_i(k) = \sum_{j=1}^{n_T} h_{i,j} \cdot s_j(k) + n_i(k) \quad \text{mit} \quad 1 \leq i \leq n_R, \quad (2.1)$$

wobei $x_i(k)$ das Empfangssignal an Antenne i zum Abtast-Zeitpunkt k , $h_{i,j}$ den Kanalkoeffizienten zwischen Sendeantenne j und Empfangsantenne i , $s_j(k)$ das Sendesignal an Antenne j und $n_i(k)$ das Rauschsignal an Antenne i bezeichnet. Das Empfangssignal zum Zeitpunkt k hängt also nur vom Sendesignal zum Zeitpunkt k ab. Deshalb kann zur Vereinfachung der Nomenklatur jeweils nur ein Zeitpunkt statt einer Zeitfolge betrachtet werden

$$x_i = \sum_{j=1}^{n_T} h_{i,j} \cdot s_j + n_i \quad \text{mit} \quad 1 \leq i \leq n_R. \quad (2.2)$$

Gleichung (2.2) kann auch in vektorieller Form dargestellt werden.

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.3)$$

Die oben angegebenen Größen ergeben sich dann zu

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_{n_T} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{n_R} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{n} = \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{n_R} \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,n_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R,1} & \cdots & h_{n_R,n_T} \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Die Annahmen für dieses Modell sind eine auf eins normierte Sendeleistung jeder Sendeantenne und unkorrelierte Sendedaten, so dass deren Autokorrelationsmatrix eine Einheitsmatrix ist. Die Autokorrelationsmatrix des Rauschens wird ebenfalls als Einheitsmatrix angenommen, jedoch mit der Varianz des Rauschens σ_n^2 skaliert

$$\mathbf{R}_{ss} = E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = \mathbf{I}_{n_T} \quad \text{und} \quad \mathbf{R}_{nn} = E\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\} = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_R}, \quad (2.5)$$

wobei \mathbf{I}_{n_T} bzw. \mathbf{I}_{n_R} eine $n_T \times n_T$ bzw. $n_R \times n_R$ Einheitsmatrix darstellt. Die Kanalmatrix enthält unkorrelierte, komplexe, gaußverteilte Koeffizienten mit der Varianz eins. Der nicht frequenzselektive Kanal wird für die Dauer eines Frames konstant angenommen und ändert sich unabhängig von Frame zu Frame. Am Empfänger wird außerdem perfekte Kanalkenntnis vorausgesetzt.

2.2 Detektion

Der optimale Empfänger wäre der Maximum-Likelihood (ML) Detektor, der das Sendesymbol bestimmt, das mit der Kanalmatrix multipliziert die geringste euklidische Distanz zum Empfangssymbol aufweist.

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{ML}} = \arg \min_{\mathbf{s}} \|\mathbf{x} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 \quad (2.6)$$

Da die Empfangssymbole für jeden Zeitpunkt k mit M^{n_T} möglichen Symbolen verglichen werden müssen, wächst der Aufwand für steigendes M und n_T sehr schnell. Daher werden hier alternative Verfahren, die lineare Detektion und die nichtlineare Detektion, betrachtet.

2.2.1 Lineare Detektion

Eine Möglichkeit, die gesendeten Daten zu schätzen, ist die lineare Detektion [1][2]. Hierbei wird der Empfangsvektor mit einer Filtermatrix \mathbf{G} multipliziert, woraufhin auf allen Layern parallel und elementweise eine Entscheidung stattfindet.

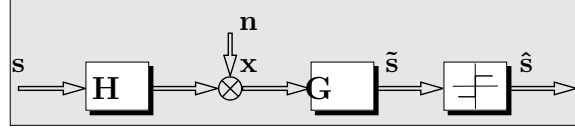


Abbildung 2.2: Modell eines MIMO-Systems mit linearer Detektion

Für diese Filtermatrix gibt es zwei Ansätze, die auf den Zero-Forcing (ZF-) Detektor bzw. den MMSE-Detektor führen.

Ziel des ZF-Detektors ist es, die Überlagerungen zwischen den Layern perfekt zu unterdrücken. Die Lösung der Filtermatrix lautet

$$\mathbf{G}_{\text{ZF}} = \mathbf{H}^+ = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H, \quad (2.7)$$

wobei $(\cdot)^+$ die Moore-Penrose Pseudo-Inverse bezeichnet, wenn \mathbf{H} vollen Spaltenrang hat. Die Filter-Ausgangswerte ergeben sich zu

$$\tilde{\mathbf{s}}_{\text{ZF}} = \mathbf{G}_{\text{ZF}} \mathbf{x} = \mathbf{H}^+ \mathbf{x} = \mathbf{H}^+ (\mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n}) = \mathbf{s} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{n}. \quad (2.8)$$

Weiterhin beträgt die Fehlerkovarianzmatrix

$$\Phi_{\text{ZF}} = \text{E}\{(\tilde{\mathbf{s}}_{\text{ZF}} - \mathbf{s})(\tilde{\mathbf{s}}_{\text{ZF}} - \mathbf{s})^H\} = \sigma_n^2 (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}. \quad (2.9)$$

Ein Nachteil beim Zero-Forcing Ansatz ist die Rausch-Verstärkung. Das Ziel des ZF-Detektors ist es zwar, die Überlagerungen anderer Layer zu unterdrücken, dabei wird das Rauschen jedoch verstärkt. Eine Minderung dieses Problems bietet der MMSE-Detektor, der den Rauschterm bei der Berechnung des Filters mit einbezieht. Er stellt einen Kompromiss zwischen der Rauschverstärkung und Interferenz-Unterdrückung dar. Das Ziel ist es, den Gesamt-Fehler zu minimieren.

Der MMSE-Detektor minimiert den mittleren quadratischen Fehler

$$\bar{\mathbf{e}} = \text{E}\{|\tilde{\mathbf{s}}_{\text{ZF}} - \mathbf{s}|^2\} \quad (2.10)$$

und liefert nach [3] die Filtermatrix

$$\mathbf{G}_{\text{MMSE}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_T})^{-1} \mathbf{H}^H, \quad (2.11)$$

die Filter-Ausgangswerte

$$\tilde{\mathbf{s}}_{\text{MMSE}} = \mathbf{G}_{\text{MMSE}} \mathbf{x} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_T})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{x} \quad (2.12)$$

und die Fehlerkovarianzmatrix

$$\Phi_{\text{MMSE}} = \text{E}\{(\tilde{\mathbf{s}}_{\text{MMSE}} - \mathbf{s})(\tilde{\mathbf{s}}_{\text{MMSE}} - \mathbf{s})^H\} = \sigma_n^2 (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{n_T})^{-1}. \quad (2.13)$$

Für den späteren nichtlinearen Ansatz ist es vorteilhaft, folgende Definition einzuführen.

$$\mathbf{H}_{\text{MMSE}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H} \\ \sigma_n \mathbf{I}_{n_T} \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \mathbf{x}_{\text{MMSE}} = \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{0}_{n_T,1} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Mit Gleichung (2.14) können Gleichung (2.12) und (2.13) umgeschrieben werden.

$$\tilde{\mathbf{s}}_{\text{MMSE}} = (\mathbf{H}_{\text{MMSE}}^H \mathbf{H}_{\text{MMSE}})^{-1} \mathbf{H}_{\text{MMSE}}^H \mathbf{x}_{\text{MMSE}} = \mathbf{H}_{\text{MMSE}}^+ \mathbf{x}_{\text{MMSE}} \quad (2.15)$$

$$\Phi_{\text{MMSE}} = \sigma_n^2 (\mathbf{H}_{\text{MMSE}}^H \mathbf{H}_{\text{MMSE}})^{-1} = \sigma_n^2 \mathbf{H}_{\text{MMSE}}^+ \mathbf{H}_{\text{MMSE}}^{+H} \quad (2.16)$$

Wie man sieht, entspricht die MMSE-Lösung in Bezug auf das Ersatzsystem in Gleichung (2.14) der ZF-Lösung.

2.2.2 Nichtlineare Detektion

Der Nachteil der linearen Detektion liegt darin, dass durch die parallele Entscheidung die Performance relativ schlecht ist. Eine Alternative bietet die V-BLAST-Detektion, die im ZF-Fall ebenfalls die Pseudo-Inverse \mathbf{H}^+ berechnet und anschließend eine Successive Interference Cancellation (SIC) durchführt. Dabei wird nach der Schätzung eines Sendesymbols die Interferenz von allen anderen Layern abgezogen und die entsprechende Spalte der Kanalmatrix \mathbf{H} entfernt. Im nächsten Detektionsschritt muß nun die Pseudo-Inverse dieser neuen, reduzierten Kanalmatrix bestimmt werden. Es muß also in jedem Detektionsschritt eine Pseudo-Inverse berechnet werden, weshalb der Aufwand recht hoch ist. Eine weniger aufwändige Möglichkeit ist die QR-basierte Detektion, die im optimalen Fall keinen Verlust gegenüber der V-BLAST-Detektion zeigt [2]. Bei der QR-basierten Detektion wird im Fall des ZF-Detektors auf die $n_R \times n_T$ Kanalmatrix \mathbf{H} eine QR-Zerlegung $\mathbf{H} = \mathbf{Q}\mathbf{R}$ angewendet, wobei \mathbf{Q} eine $n_R \times n_T$ Matrix mit unitären Spalten und \mathbf{R} eine $n_T \times n_T$ obere Dreiecksmatrix ist [1][4][2].

$$\left(\begin{array}{|c|} \hline \mathbf{H} \\ \hline \end{array} \right) = \left(\begin{array}{|c|} \hline \mathbf{Q} \\ \hline \end{array} \right) \left(\begin{array}{|c|} \hline \mathbf{R} \\ \hline \end{array} \right)$$

Wird das Empfangssignal mit \mathbf{Q}^H multipliziert, wobei $(\cdot)^H$ die hermitesche (komplex konjugierte und transponierte) Matrix bezeichnet, ergibt sich

$$\tilde{\mathbf{s}}_{\text{ZF}} = \mathbf{Q}^H \mathbf{x} = \mathbf{R}\mathbf{s} + \boldsymbol{\eta}, \quad (2.17)$$

was von folgender Struktur ist.

$$\left(\begin{array}{|c|} \hline \tilde{\mathbf{s}} \\ \hline \end{array} \right) = \left(\begin{array}{|c|} \hline \mathbf{R} \\ \hline \end{array} \right) \left(\begin{array}{|c|} \hline \mathbf{s} \\ \hline \end{array} \right) + \left(\begin{array}{|c|} \hline \boldsymbol{\eta} \\ \hline \end{array} \right)$$

Da \mathbf{Q} eine unitäre Matrix ist, bleiben die statistischen Eigenschaften des Rauschterms $\boldsymbol{\eta} = \mathbf{Q}^H \mathbf{n}$ erhalten. Aufgrund der Dreiecks-Struktur von \mathbf{R} läßt sich \mathbf{s} leicht durch Rücksubstitution berechnen. Das letzte Element von $\tilde{\mathbf{s}}$, also \tilde{s}_{n_T} , besteht nur aus dem Produkt aus s_{n_T} und dem bekannten Faktor r_{n_T, n_T} sowie einem Rauschterm

$$\tilde{s}_{n_T} = r_{n_T, n_T} s_{n_T} + \eta_{n_T} \quad (2.18)$$

Damit läßt sich \hat{s}_{n_T} schätzen. Das vorletzte Element von $\tilde{\mathbf{s}}$, also \tilde{s}_{n_T-1} , enthält abgesehen von zwei bekannten Koeffizienten aus \mathbf{R} s_{n_T} und s_{n_T-1} .

$$\tilde{s}_{n_T-1} = r_{n_T-1, n_T-1} s_{n_T-1} + r_{n_T-1, n_T} s_{n_T} + \eta_{n_T-1} \quad (2.19)$$

Da \hat{s}_{n_T} schon geschätzt wurde, kann die Gleichung nach s_{n_T-1} gelöst werden. In der gleichen Weise können alle anderen Elemente von $\hat{\mathbf{s}}$ ebenfalls geschätzt werden. Abbildung 2.3 zeigt die Prozedur für ein System mit $n_T = 4$ Sendeantennen.

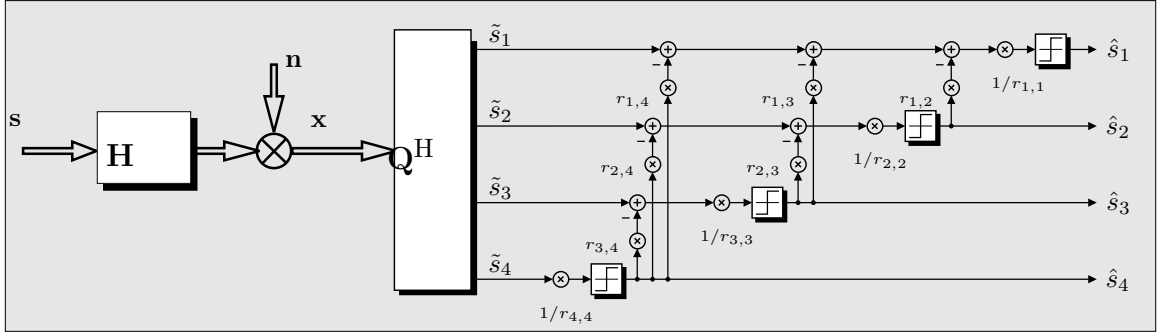


Abbildung 2.3: Modell eines MIMO-Systems mit QR-basierter Detektion

Bei der Successive Interference Cancellation kann das Problem der Fehlerfortpflanzung auftreten. Wenn einer der Rauschterme so groß ist, dass er die Entscheidung bezüglich eines Sendesignals beeinflusst bzw. verfälscht, wirkt sich die Fehlentscheidung auf alle folgenden Detektionsschritte aus und kann zu weiteren Fehlentscheidungen führen. Deshalb ist es wichtig, bei der Detektion mit dem Layer zu beginnen, der den größten Signal-Rausch-Abstand besitzt. Um die Reihenfolge der Detektion bei der QR-basierter Detektion zu ändern, werden die Spalten der Kanalmatrix vertauscht, so dass die erste Spalte von \mathbf{H} die mit der geringsten Norm ist und alle anderen Spalten aufsteigend nach ihrer Norm sortiert sind. In dem Ansatz, der für diese Arbeit verwendet wurde, wurden die Spalten der Kanalmatrix \mathbf{H} schon während der QR-Zerlegung sortiert. Die QR-Zerlegung bezieht sich dann also auf eine permutierte Version von \mathbf{H} und lässt sich durch einen Permutations-Matrix \mathbf{P} beschreiben, die in jeder Zeile und in jeder Spalte nur eine 1 und außerdem nur 0 enthält. Die Gleichung lautet dann $\mathbf{HP} = \mathbf{QR}$. Die resultierende Permutation kann auch als Vektor \mathbf{p} mit $p_i \in \{1 \dots n_T\}$ dargestellt werden, so dass in MATLAB-Notation $\mathbf{P} = \mathbf{I}(:, \mathbf{p})$ gilt. Ein Beispiel für \mathbf{P} und \mathbf{p} ist

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \mathbf{p} = [1 \ 3 \ 2 \ 4]. \quad (2.20)$$

In diesem Fall werden die zweite und die dritte Spalte der Kanalmatrix vertauscht. Diese Prozedur wird als Sortierte QR-Zerlegung (SQRD, Sorted QR-Decomposition) bezeichnet und kann in [4] nachgelesen werden. Die dabei gefundene Permutation der Spalten ist nicht immer optimal. Deswegen wird sie nach der QR-Zerlegung mittels eines Post-Sorting Algorithmus (PSA), der die optimale Permutation bestimmt, überprüft und gegebenenfalls geändert. Dazu wird überprüft, ob die Diagonalelemente der Fehlerkovarianzmatrix nach ihrer Norm sortiert sind. Ist dies nicht der Fall, müssen \mathbf{Q} und \mathbf{R} neu sortiert und einige Elemente neu bestimmt werden. An dieser Stelle soll noch einmal deutlich darauf hingewiesen werden, dass zwischen einer unsortierten Detektion (QRD), einer sortierten Detektion (SQRD) und einer sortierten Detektion mit Post-Sorting (SQRD-PSA) unterschieden werden muß.

Für die Erweiterung auf den MMSE-Detektor wird das gleiche MMSE-Ersatz-System wie in Gleichung (2.14) verwendet. Die QR-Zerlegung kann dann folgendermaßen beschrieben werden:

$$\mathbf{H}_{\text{MMSE}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H} \\ \sigma_n \mathbf{I}_{n_T} \end{bmatrix} = \mathbf{Q}_{\text{MMSE}} \mathbf{R}_{\text{MMSE}} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_1 \\ \mathbf{Q}_2 \end{bmatrix} \mathbf{R}_{\text{MMSE}} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_1 \mathbf{R}_{\text{MMSE}} \\ \mathbf{Q}_2 \mathbf{R}_{\text{MMSE}} \end{bmatrix}, \quad (2.21)$$

wobei \mathbf{Q}_1 die obere $n_R \times n_T$ und \mathbf{Q}_2 die untere $n_T \times n_T$ Teilmatrix von \mathbf{Q}_{MMSE} darstellen. Damit ergeben sich die geschätzten Daten zu

$$\tilde{\mathbf{s}}_{\text{MMSE}} = \mathbf{Q}_{\text{MMSE}}^H \mathbf{x} = \mathbf{Q}_1^H \mathbf{x} = \underline{\mathbf{R}} \mathbf{s} - \sigma_n \mathbf{Q}_2^H \mathbf{s} + \mathbf{Q}_1^H \mathbf{n}. \quad (2.22)$$

Bei einer sortierten QR-Zerlegung muß nun beachtet werden, dass nicht der Signal-to-Noise-Ratio (SNR), sondern der Signal-to-Interference-and-Noise-Ratio (SINR) maximiert werden muß. In Gleichung (2.22) sieht man deutlich, dass der erste und der letzte Term der ZF-Lösung ähneln. Der mittlere Term zeigt die restliche Interferenz, die nicht entfernt werden konnte, da der MMSE-Detektor einen Kompromiss zwischen Rausch-Verstärkung und Interferenz-Unterdrückung herstellt.

2.2.3 Vergleich verschiedener Detektoren

Abbildung 2.4 zeigt die Bitfehlerraten (BER) verschiedener Detektoren in Abhängigkeit vom Signal-Rausch-Abstand SNR, der wie folgt definiert ist: $\text{SNR} = \frac{E_b}{N_0} = \frac{n_R}{\text{Id}(M)\sigma_n^2 R_C}$. Diese Definition gilt für alle folgenden Angaben des SNR. Die Abbildung enthält die Kurven des linearen Detektors (LD), des nichtlinearen SIC-SQRD-PSA Detektors und des Maximum-Likelihood (ML) Detektors. Als nichtlineare SIC-Detektoren sind sowohl der ZF- als auch der MMSE-Detektor enthalten. Der lineare Detektor wurde ebenfalls für ZF und MMSE getestet. Alle Kurven gelten für uncodierte QPSK-Übertragung über $n_T = 4$ Sende- und $n_R = 4$ Empfangsantennen. Der lineare Detektor weist die schlechtesten Ergebnisse auf, wobei der lineare MMSE-Detektor gegenüber dem ZF-Detektor einen Gewinn von etwa 5 dB bringt. Die nichtlinearen SIC-Detektoren zeigen gegenüber dem linearen MMSE-Detektor eine Verbesserung von 3 dB (ZF) und sogar 12 dB (MMSE) bei einer Bitfehlerrate von 10^{-3} . Der ML-Detektor verbessert die Ergebnisse um weitere 3 dB.

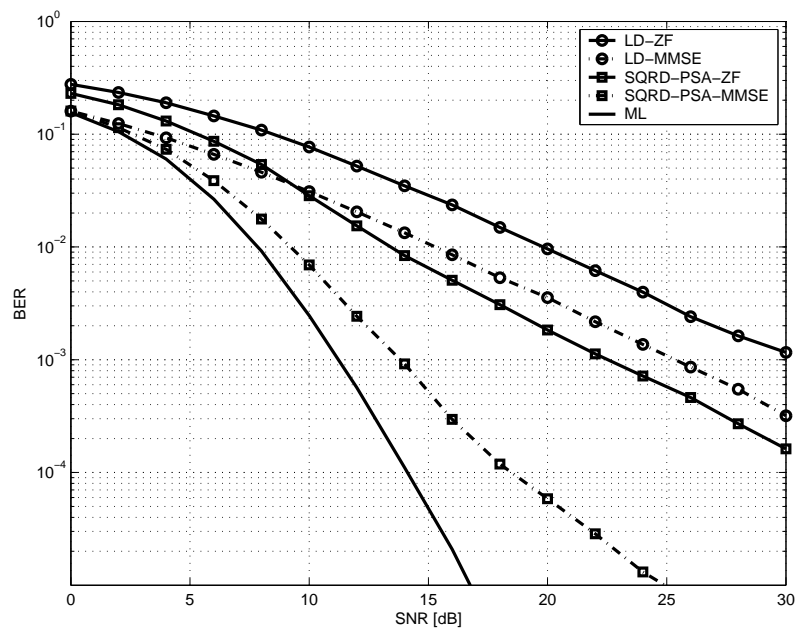


Abbildung 2.4: Vergleich verschiedener Detektoren

2.3 Frequenzselektives Problem

Die oben beschriebenen Detektionsarten lassen sich nur bei nicht frequenzselektiven Kanälen einsetzen. Besitzt der Kanal jedoch mehr als nur einen Koeffizienten, geht die Multiplikation in Gleichung (2.1) in eine Faltung über. Die Symbole überlagern sich nicht nur in räumlicher, sondern auch in zeitlicher Richtung

$$x_i(k) = \sum_{j=1}^{n_T} \sum_{l=0}^L h_{i,j}(l) \cdot s_j(k-l) + n_i(k) \quad \text{mit} \quad 1 \leq i \leq n_R, \quad (2.23)$$

wobei L die Ordnung der Kanalimpulsantworten $h_{i,j}(l)$ ist.

Um Multilayer-Systeme auch in frequenzselektiven Umgebungen einsetzen zu können, gibt es verschiedene Möglichkeiten der Entzerrung. Man kann zum Beispiel eine Entzerrung im Zeitbereich oder im Frequenzbereich verwenden. Thema dieser Arbeit ist es jedoch, Multilayer-Architekturen mit OFDM zu verbinden. In Kapitel 3 wird zunächst das Mehrträgersystem OFDM vorgestellt und in Kapitel 4 wird die Verwendung von OFDM in Verbindung mit Multilayer-Systemen erläutert.

Kapitel 3

Das Grundprinzip von OFDM

OFDM bietet als Mehrträgerverfahren eine Möglichkeit, frequenzselektive Kanäle ohne großen Aufwand zu entzerren. Auf die komplette Herleitung soll an dieser Stelle verzichtet werden [3], statt dessen wird ein Überblick über die Struktur von OFDM-Systemen gegeben.

Die Grundidee von OFDM besteht darin, einen frequenzselektiven Kanal in mehrere Kanäle zu unterteilen, deren Frequenzgang als nahezu konstant, also nicht frequenzsektiv angesehen werden kann. Dazu wird ein serieller Datenstrom in N_c parallele Datenströme gewandelt, welche jeweils moduliert die PSK- oder QAM-Symbole $b_n(i)$ ergeben. Die Symbole werden anschließend einer Impulsformung unterzogen. Die parallelen Datenströme werden anschließend auf die Mittenfrequenzen von N_c äquidistanten Unterträgern moduliert und addiert. Das zeitkontinuierliche Sendesignal $s(t)$ ergibt sich zu

$$s(t) = N_S \cdot \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_n(i) g_S(t - iN_S) e^{j2\pi n t / N_S}. \quad (3.1)$$

N_S bezeichnet die Symbollänge. Der Index n bezieht sich auf die Frequenzachse und bestimmt die Frequenzen, auf die die parallelen Datenströme moduliert werden. Der Index i steht für den zeitlichen Index. $b_n(i)$ ist also das modulierte Symbol des n -ten Datenstroms zum Zeitpunkt i . Dieses wird mit $g_S(t)$ gefiltert und mit einem Phasenterm multipliziert.

Abbildung 3.1 zeigt die Struktur eines OFDM-Senders.

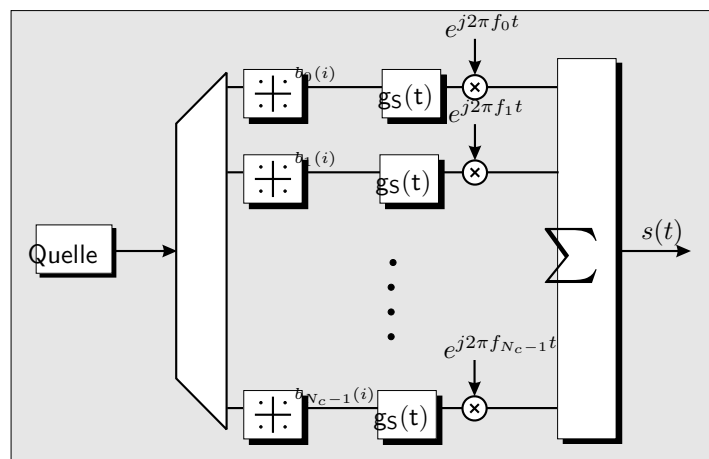


Abbildung 3.1: OFDM-Sender

Bei OFDM wird für die Impulsformung $g_S(t)$ ein Rechteckfilter verwendet, das im Frequenzbereich einem Dirichlet-Spektrum entspricht. Bei einem Unterträger-Abstand von $1/N_S$ und einer Abtastung mit $\Omega_n = 2\pi n/N$ sind die Spektren der Unterträger orthogonal zueinander und stören sich gegenseitig nicht. Da aufgrund dieser unabhängigen Subkanäle die Frequenzdiversität verloren geht, sollte OFDM nur in Verbindung mit einer Kanalcodierung verwendet werden, die die Frequenzdiversität ausnutzt. Die Kanalcodierung befindet sich direkt hinter der Datenquelle noch bevor das Signal seriell/parallel gewandelt wird.

In [3] wird gezeigt, dass das System in Bild 3.1 äquivalent zu einer IFFT-Berechnung ist. Wird das Signal aus Gleichung (3.1) mit der Frequenz $f_A = N_c/N_S$ abgetastet, ergibt sich für den k -ten Abtastwert ($0 \leq k \leq N_c - 1$) des i -ten OFDM-Symbols

$$\begin{aligned} s(iN_S + kN_S/N_c) &=: s(i, k) = \sum_{n=0}^{N_c-1} b_n(i) e^{j2\pi nk/N_c} \\ &= N_c \cdot \text{IFFT}_{(N_c)}\{b_n(i)\}. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Das Sendesignal $s(i, k)$ ist also aus der Transformation vom Frequenzbereich in den Zeitbereich entstanden. Somit sind die IFFT-Eingangsdaten $b_n(i)$ im Frequenzbereich und das Sendesignal $s(i, k)$ im Zeitbereich zu interpretieren.

Bild 3.2 zeigt den Sender, der aus N_c parallelen Datenströmen eine N_c -IFFT berechnet und das Guardintervall hinzufügt. Der OFDM-Empfänger entfernt zunächst das Guardintervall und berechnet dann die N_c -FFT. Wozu das Guardintervall wird im Anschluss erläutert.

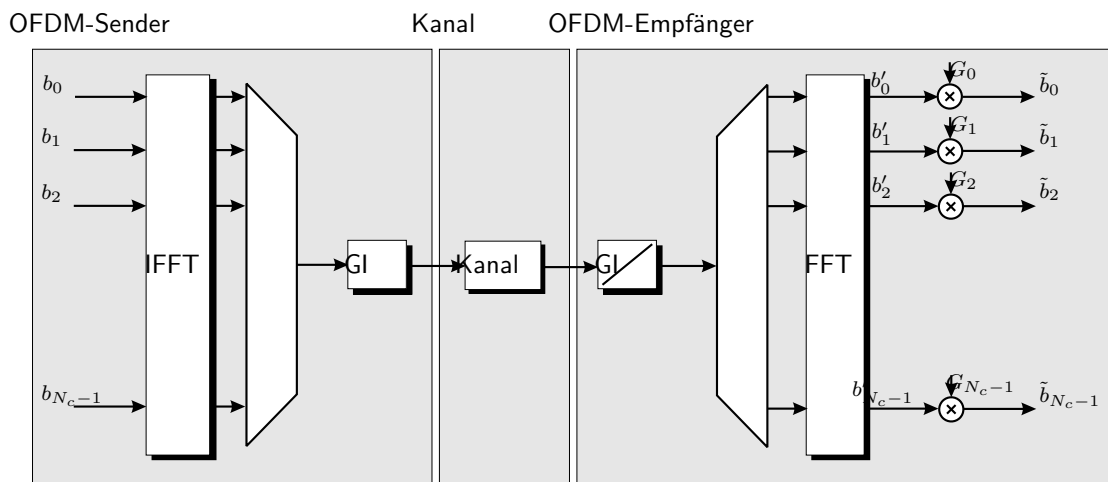


Abbildung 3.2: OFDM-Übertragungssystem

Im allgemeinen wird das OFDM-Symbol durch ein Guardintervall verlängert, um die Folgen von frequenzselektiven Kanälen zu verhindern. Bei frequenzselektiven Kanälen überdeckt die Kanalimpulsantwort einen Teil des folgenden OFDM-Symbols. Aus diesem Grund wird an den Anfang jedes Symbols das Guardintervall gehängt, das am Empfänger wieder entfernt wird, bevor das Symbol betrachtet wird. Das Guardintervall besitzt die Länge N_g und enthält die N_g letzten Taps des OFDM-Symbols. Es wird an den Anfang des entsprechenden OFDM-Symbols gehängt, um eine zyklische Faltung zu gewährleisten. Sofern N_g länger ist als die Kanalimpulsantwort, werden Inter-Symbol-Interferenzen (ISI) unterdrückt. In Abbildung 3.3 ist die Konstruktion des OFDM-Symbols zu sehen.

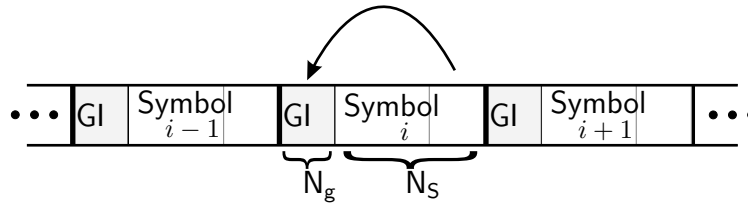


Abbildung 3.3: Einfügen des Guardintervalls

Das Sendesymbol sei mit $s(k)$ und die Kanalimpulsantwort mit $h(l) = h(0) \dots h(L)$ bezeichnet, wobei L die Ordnung der Kanalimpulsantwort ist. Dann ergibt sich das Empfangssymbol $x(k)$ zu

$$x(k) = \sum_{l=0}^L s(k-l) \cdot h(l) + n(k). \quad (3.3)$$

Es kommt also zu unerwünschten Überlagerungen. Da die Faltung aus Sendesymbol und Kanalimpulsantwort durch das Einfügen des Guardintervalls als zyklisch zu betrachten ist, gilt folgendes:

$$x(i, k) = s(i, k) * h(l) + n(i, k) \quad (3.4)$$

$$X(i, n) = \underbrace{\text{FFT}_{(N_c)}\{s(i, k)\}}_{S(i, n)} \cdot \underbrace{\text{FFT}_{(N_c)}\{h(l)\}}_{H(n)} + \underbrace{\text{FFT}_{(N_c)}\{n(i, k)\}}_{N(i, n)}. \quad (3.5)$$

Die Faltung im Zeitbereich entspricht also der Multiplikation im Frequenzbereich. Der Frequenzgang des Kanals wird mit $H(n)$ und n als Frequenzindex bezeichnet. Das OFDM-Übertragungssystem in Abb. 3.2 läßt sich nun so deuten, dass die Daten $b_n(i)$ und $\tilde{b}_n(i)$ im Frequenzbereich zu interpretieren sind und genau $S(i, n)$ entsprechen. Die Übertragung über den Kanal sowie das Zufügen und Entfernen des Guardintervalls geschieht im Zeitbereich. In vektorieller Form kann das System im Frequenzbereich folgendermaßen dargestellt werden

$$\begin{bmatrix} b'_0(i) \\ \vdots \\ b'_{N_c-1}(i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H(0) & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & H(N_c - 1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_0(i) \\ \vdots \\ b_{N_c-1}(i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{n}_0(i) \\ \vdots \\ \tilde{n}_{N_c-1}(i) \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Daraus wird klar, dass die Signale aller Unterträger voneinander entkoppelt sind und folgendes gilt.

$$b'_n(i) = H(n) \cdot b_n(i) + \tilde{n}_n(i) \quad (3.7)$$

Zur Entzerrung muß also durch den Betrag des Sub-Frequenzgangs geteilt werden. Dazu wird der Frequenzgang als stückweise konstant angenommen. Die Näherung zeigt Abbildung 3.4. Die Entzerrung ist in Abbildung 3.2 durch die Multiplikation mit G_n dargestellt, wobei $G_n = 1/H(n)$ zu setzen ist und $H(n)$ den Koeffizienten des Frequenzgangs des n -ten Unterträgers bezeichnet.

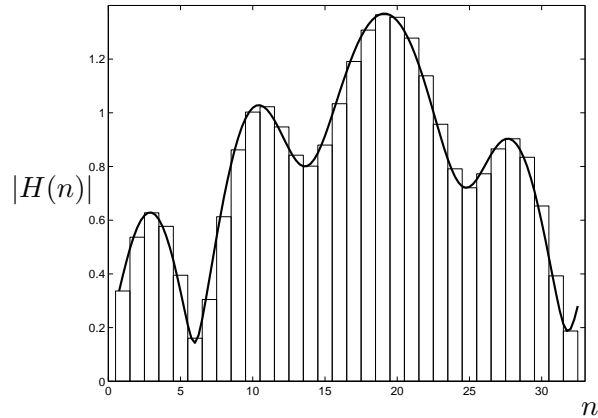


Abbildung 3.4: Näherung eines Frequenzgangs für $N_c = 32$ Unterträger und einen Kanal der Länge 6

Dadurch, dass mit dem Guardintervall Symbole übertragen werden, die nicht der Information dienen und somit Redundanz darstellen, ergibt sich ein SNR-Verlust, der sich nach [3] in folgender Weise berechnet:

$$\gamma^2 = 1 - \frac{N_g}{N_S + N_g}. \quad (3.8)$$

Daraus folgt, dass die Ergebnisse schlechter werden, je länger das Guardintervall im Vergleich zur Länge eines OFDM-Symbols ist. Muß das Guardintervall auf Grund der Kanaleigenschaften lang gewählt werden, sollte also die Symbollänge möglichst lang gewählt werden.

Kapitel 4

OFDM-BLAST

4.1 Die Struktur von OFDM-BLAST

Um die V-BLAST Architektur auch bei frequenzselektiven Verhältnissen nutzen zu können, kann OFDM mit BLAST kombiniert werden. Dazu müssen am Sender und am Empfänger einige Veränderungen vorgenommen werden. Ausgangspunkt für den Sender ist das MIMO-System in Abbildung 2.1.

Am Sender wird vor jeder Sendeantenne ein kompletter OFDM-Sender eingefügt. Die Daten der Quelle werden zunächst mit der Coderate R_C codiert und durch einen Interleaver verwürfelt. Nach der Seriell/Parallel-Wandlung, die das codierte Signal in n_T Datenströme teilt werden die Signale durch eine M-PSK oder M-QAM Modulation in entsprechende komplexe Symbole gewandelt. Anschließend werden die Symbole einer inversen FFT-Berechnung unterzogen und durch ein Guardintervall erweitert, so dass das Sendesignal jeder Antenne über N_c Unterträger übertragen wird. Hier stellt sich wieder die Frage, ob es einen Gewinn oder Verlust bringt, die Kanalcodierung nach der Seriell-Parallel-Wandlung zu platzieren. Befindet sich die Codierung nach der Seriell/Parallel-Wandlung, kann der in Abschnitt 2.1 beschriebene Vorteil der geringeren Fehlerfortpflanzung nicht mehr ausgenutzt werden, da die Detektion, wie später beschrieben, pro Unterträger einzeln durchgeführt wird und damit nur Teile der codierten Daten zur Verfügung stehen. Simulationen haben jedoch gezeigt, dass beide Varianten die gleichen Fehlerraten aufweisen. Abbildung 4.1 zeigt die Struktur. In [5] wird ein System vorgeschlagen, das die Kanalcodierung nach der Seriell/Parallel-Wandlung und die Decodierung während der Detektion einsetzt, vorgeschlagen. Diese Lösung ist aber aufwändiger und soll nicht weiter verfolgt werden.

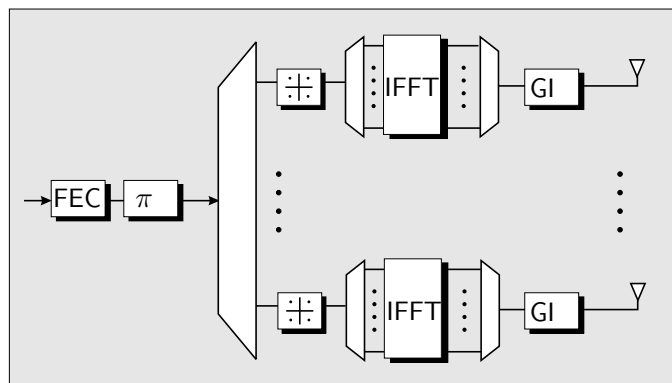


Abbildung 4.1: Blockschaltbild des MIMO-OFDM-Senders

Am Empfänger (Abb. 4.2) wird nun an jeder Antenne zuerst ein OFDM-Empfänger bestehend aus Guardintervall-Entfernung und FFT eingefügt. Die Daten am Ausgang der FFT können im Frequenzbereich interpretiert werden.

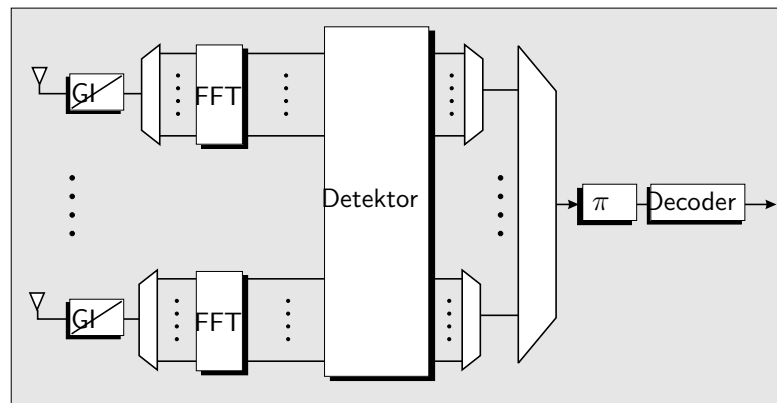


Abbildung 4.2: Blockschaltbild des MIMO-OFDM-Empfängers

Zusammenfassend können die FFT-Ausgangssignale in Matrixschreibweise dargestellt werden.

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (4.1)$$

Hierbei handelt es sich um Vektoren und Matrizen im Frequenzbereich, das heißt, \mathbf{x} enthält Werte aus $X(n) = \text{FFT}\{x(k)\}$ usw. Die Strukturen der Größen \mathbf{x} , \mathbf{H} , \mathbf{s} und \mathbf{n} sind in Gleichung (4.2) angegeben. Werden die Elemente wie in Gleichung (4.3) gezeigt angeordnet, ergibt sich die Kanalmatrix in Analogie zu Gleichung (3.6). Aus der Diagonalmatrix bei SISO-OFDM-Systemen, die auf der Hauptdiagonalen die Kanalkoeffizienten der jeweiligen Unterträger enthält, wird eine Block-Diagonal-Matrix. Auf den Diagonalen befindet sich nicht mehr nur jeweils ein Kanalkoeffizient, sondern eine Submatrix, die das komplette MIMO-System eines Unterträgers beschreibt.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{x}(0) \\ \vdots \\ \mathbf{x}(N_c - 1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}(0) & \mathbf{0} \\ & \ddots \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}(N_c - 1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{s}(0) \\ \vdots \\ \mathbf{s}(N_c - 1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{s}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{n}(0) \\ \vdots \\ \mathbf{n}(N_c - 1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{n}} \quad (4.2)$$

Die Angaben in den Klammern bezeichnen den jeweiligen Unterträger. $\mathbf{x}(n)$, $\mathbf{H}(n)$, $\mathbf{s}(n)$ und $\mathbf{n}(n)$ sind nach Gleichung (4.3) zu bilden.

$$\mathbf{x}(n) = \begin{bmatrix} X_1(n) \\ X_2(n) \\ \vdots \\ X_{n_R}(n) \end{bmatrix}, \mathbf{s}(n) = \begin{bmatrix} S_1(n) \\ S_2(n) \\ \vdots \\ S_{n_T}(n) \end{bmatrix}, \mathbf{n}(n) = \begin{bmatrix} N_1(n) \\ N_2(n) \\ \vdots \\ N_{n_R}(n) \end{bmatrix}, \text{ und} \quad (4.3)$$

$$\mathbf{H}(n) = \begin{bmatrix} H_{1,1}(n) & \dots & H_{1,n_T}(n) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{n_R,1}(n) & \dots & H_{n_R,n_T}(n) \end{bmatrix}$$

$H_{i,j}(n)$ entspricht dem Koeffizienten des Frequenzgangs von Sendeantenne j zu Empfangsantenne i im Unterträger n . Nach Gleichung (4.2) sind die einzelnen MIMO-Systeme der jeweiligen Unterträger voneinander entkoppelt und können einzeln detektiert werden (vgl. Gl. (3.7)).

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{H}(n)\mathbf{s}(n) + \mathbf{n}(n) \quad (4.4)$$

Der Detektor befindet sich direkt hinter der FFT und noch vor der Parallel-Seriell-Wandlung, da hier die Daten im Frequenzbereich vorliegen und durch die Multiplikation mit der Inversen des Kanalkoeffizienten entzerrt werden können. In ihm ist die Demodulation enthalten. Auf den Detektor wird im nächsten Abschnitt genauer eingegangen. Hinter dem OFDM-Empfänger befinden sich die Parallel/Seriell-Wandlung, das Deinterleaving und die Decodierung.

4.2 Detektion

Am Empfänger überlagern sich die Signale aller Sendeantennen, jedoch nicht der verschiedenen Unterträger, wie Gleichung (4.2) deutlich macht. Das Signal des ersten Unterträgers an der ersten Empfangsantenne setzt sich also aus den Sendesignalen des ersten Unterträgers aller Sendeantennen zusammen. Die Unterträger stören sich untereinander nicht, da sie im Idealfall orthogonal zueinander sind. Aus diesem Grund kann jeder Unterträger wie ein einzelnes MIMO-System behandelt werden. Es wird also Unterträger für Unterträger einzeln detektiert, wie in Abbildung 4.3 zu sehen ist. Prinzipiell können alle in Abschnitt 2.2 angegebenen Detektoren verwendet werden. Diese Arbeit konzentriert sich jedoch hauptsächlich auf die QR-basierte Detektion, daher beziehen sich alle folgenden Aussagen auf die QR-basierte Detektion, soweit nicht anders angegeben. Andere Detektionsarten werden lediglich zum Vergleich herangezogen.

Da die Detektion für jeden Unterträger einzeln durchgeführt werden muß, darf für die QR-basierte Detektion nun nicht mehr die komplette Kanalmatrix herangezogen werden. Es wird nur die Kanalmatrix des entsprechenden Unterträgers $H(n)$ betrachtet und QR-zerlegt. Dabei entsteht verglichen mit nicht frequenzselektiven Verhältnissen ein N_c -facher Aufwand.

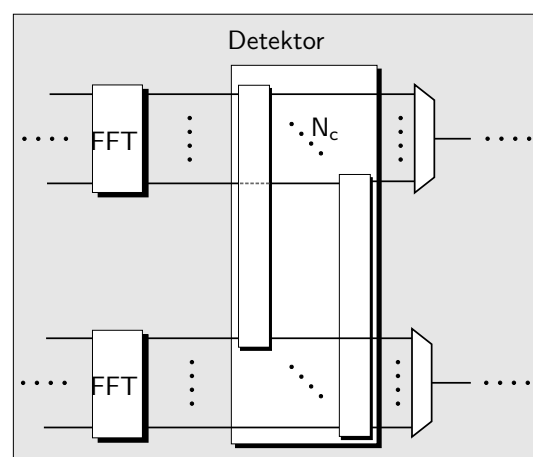


Abbildung 4.3: MIMO-OFDM-Detektor bestehend aus N_c einzelnen, unabhängigen Detektoren

Abbildungen 4.4 und 4.5 zeigen die Bitfehlerraten für OFDM in Verbindung mit MIMO und linearer Detektion (LD) sowie QR-basierter Detektion (QRD, SQRD, SQRD-PSA) in Abhängigkeit vom Signal-Rausch-Abstand. Es sind die Bitfehlerraten für ZF- und MMSE-Detektion sowohl uncodiert als auch codiert enthalten. Als Kanalcodierung wurde ein 1/2-ratiger Faltungscodierung

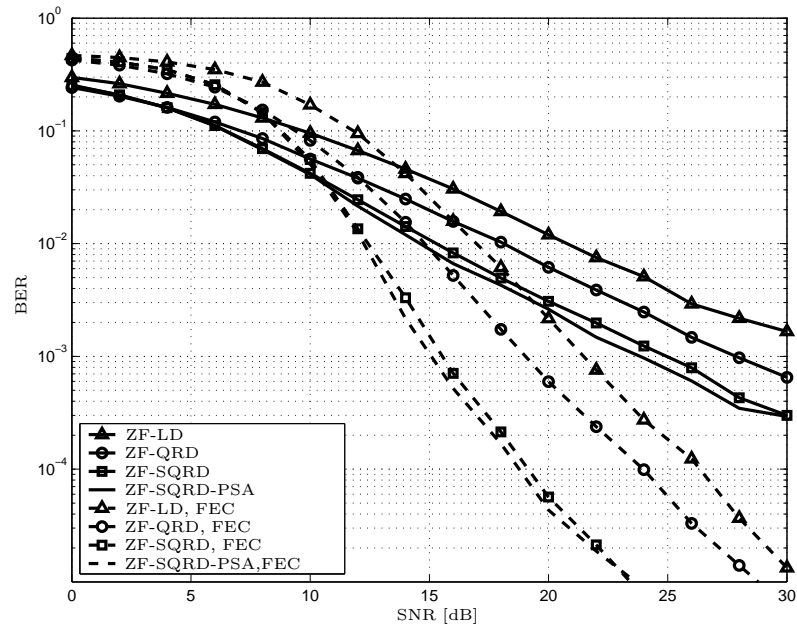


Abbildung 4.4: QPSK-Übertragung mit $n_T = 4$ Sende- und $n_R = 4$ Empfangsantennen, einem Kanal 5-ter Ordnung, $N_c = 32$ Unterträger, einem Guardintervall der Länge $N_g = 5$ und ZF-Detektion

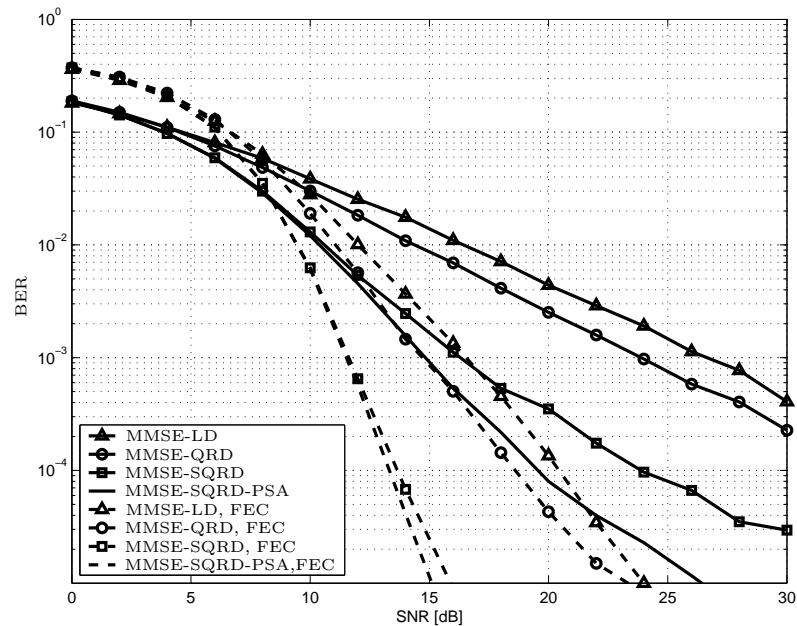


Abbildung 4.5: QPSK-Übertragung mit $n_T = 4$ Sende- und $n_R = 4$ Empfangsantennen, einem Kanal 5-ter Ordnung, $N_c = 32$ Unterträger, einem Guardintervall der Länge $N_g = 5$ und MMSE-Detektion

mit den Generatoren [7;5] gewählt. Dieser Code wurde für alle folgenden Simulationen, in denen eine Kanalcodierung eingesetzt wurde, beibehalten.

Die Kurven für die MMSE-Detektion sind im uncodierten wie im codierten Fall mehrere dB besser als die der ZF-Detektion. Der Grund hierfür ist der, dass der ZF-Detektor als Ziel nur die Unterdrückung von Interferenzen hat, während der MMSE-Detektor einen Kompromiss zwischen Rausch-Verstärkung und Interferenz-Unterdrückung bildet und somit den Gesamtfehler minimiert. In beiden Abbildungen kann man erkennen, dass die QR-basierte Detektion bessere Ergebnisse erzielt als die lineare Detektion. Die unsortierte QR-Detektion (QRD) ist ca. 2 dB

besser als die lineare Detektion. Die sortierte Detektion (SQRD) bringt im uncodierten Fall einen Gewinn von 3 dB bei der ZF-Detektion und 8 dB bei der MMSE-Detektion bei einer Fehlerrate von 10^{-3} dB. Der Post-Sorting Algorithmus (SQRD-PSA) verbessert die Ergebnisse der uncodierten Übertragung an dieser Stelle um weitere 0.5 dB (ZF) bzw. 1 dB (MMSE). Bei höheren SNR-Werten liefert die MMSE-SQRD-PSA-Detektion weitere Verbesserungen. Im codierten Fall sind die Ergebnisse für beide Detektoren (ZF und MMSE) besser, hier bringt das Post-Sorting allerdings kaum noch Gewinne. Es soll jedoch noch darauf hingewiesen werden, dass die Kanalcodierung zwar bessere Ergebnisse erzielt, aber auch die Datenrate um den Faktor R_C (hier $R_C = 1/2$) verringert.

Die Kurven für die lineare und die optimal sortierte QR-basierte, uncodierte Detektion entsprechen denen in Abbildung 2.4 bis auf einen geringen SNR-Verlust. Die Ursache für diesen SNR-Verlust ist der Guardverlust bei OFDM. In diesem System beträgt die Guardlänge $N_g = 5$ und die Symbollänge $N_S = 16$, so dass der Guardverlust nach Gleichung (3.8) ca. -1.18 dB beträgt.

Anschließend sollen weitere Ergebnisse für die QR-basierte Detektion mit optimaler Sortierung vorgestellt werden. Abbildung 4.6 enthält die Ergebnisse für ZF- sowie MMSE-Detektion im codierten und im uncodierten Fall für ein System mit $n_T = 4$ Sende- und $n_R = 6$ Empfangsantennen und einem Kanal der Länge 7. Die Signale wurden über $N_C = 32$ Unterträger mit einem Guardintervall der Länge $N_g = 6$ übertragen. Es ist deutlich zu sehen, dass die Kurven steiler sind als in den Abbildungen 4.4 und 4.5. Der Grund hierfür ist die Steigerung der Diversität durch die höhere Anzahl der Empfangsantennen n_R .

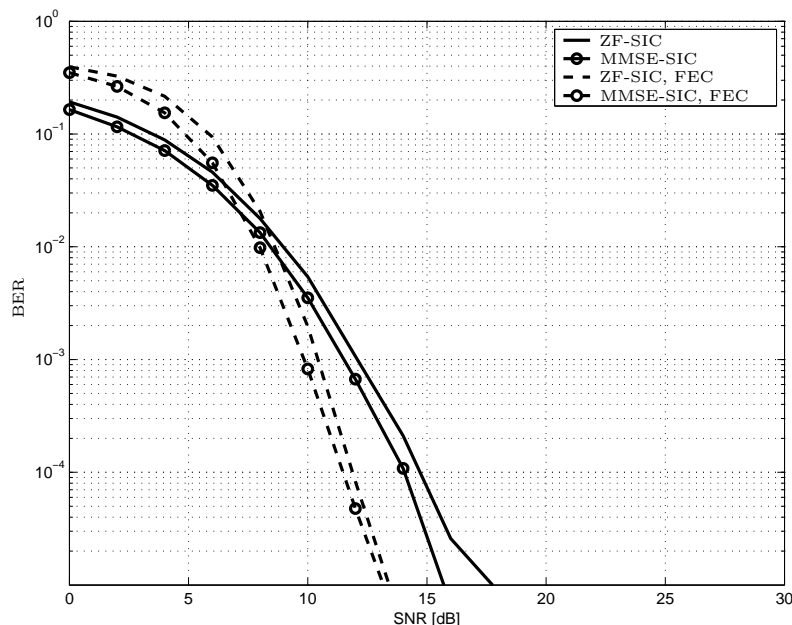


Abbildung 4.6: QPSK-Übertragung mit $n_T = 4$ Sende- und $n_R = 6$ Empfangsantennen, einem Kanal 6-ter Ordnung, $N_c = 32$ Unterträger, einem Guardintervall der Länge $N_g = 6$ und MMSE-Detektion

4.3 Detektion mit reduziertem Rechenaufwand

Um den Aufwand bei der Detektion zu reduzieren, gibt es verschiedene Möglichkeiten. Bei dem Ansatz, der in dieser Arbeit untersucht wird, geht man davon aus, dass sich bei einer genügend

großen Anzahl an Unterträgern das System-Verhalten benachbarter Unterträger nicht wesentlich ändert. Im folgenden werden drei mögliche Ansätze erläutert. Als Anhaltspunkt dient allen drei Methoden die Permutation eines Unterträgers. Haben zwei Unterträger die gleiche Permutation, so gilt die Annahme, dass sich die Kanalkoeffizienten nicht wesentlich unterscheiden.

4.3.1 Gleichsetzen von benachbarten Kanälen (Methode 1)

Eine Möglichkeit ist, die Sortierte QR-Zerlegung nur für eine bestimmte Anzahl an Unterträgern durchzuführen. Für die Erklärung seien $\mathbf{p}(n)$, $\mathbf{Q}(n)$ und $\mathbf{R}(n)$ die Permutation sowie die QR-Zerlegung, die dem n -ten Unterträger zugeordnet werden. Wenn die Sortierungen zweier nicht zu weit voneinander entfernten Unterträger übereinstimmen, kann man davon ausgehen, dass sich die Kanalkoeffizienten zwischen diesen beiden Unterträgern nicht wesentlich geändert haben. Der Abstand der beiden Unterträger sei mit Δ bezeichnet. Für die dazwischen liegenden Unterträger werden $\mathbf{p}(n)$, $\mathbf{Q}(n)$ und $\mathbf{R}(n)$ also nicht berechnet, sondern von einem der beiden Unterträger übernommen. Stimmen die Sortierungen nicht überein, wird eine Intervallschachtelung vorgenommen und die Sortierung in kleineren Abständen verglichen. Zur Vereinfachung wurden für Δ nur 2er-Potenzen $\Delta = 2^i$ verwendet.

Das folgende Beispiel beschreibt den Fall $\Delta = 4$. Es handele sich um die Unterträger eins und fünf. Falls $\mathbf{p}(1) = \mathbf{p}(5)$, wird angenommen, dass $\mathbf{p}(n) := \mathbf{p}(1) = \mathbf{p}(5)$ für $n = 2, 3, 4$ gilt und diese nicht neu berechnet werden müssen, sondern die Permutationen der beiden *äußeren* Unterträger übernommen werden kann. In diesem Fall wird $\mathbf{Q}(n)$ und $\mathbf{R}(n)$ für $n = 2, 3, 4$ ebenfalls nicht berechnet sondern mit $\mathbf{Q}(1)$ und $\mathbf{R}(1)$ oder $\mathbf{Q}(5)$ und $\mathbf{R}(5)$ gleichgesetzt. Falls $\mathbf{p}(1) \neq \mathbf{p}(5)$, werden $\mathbf{p}(3)$, $\mathbf{Q}(3)$ und $\mathbf{R}(3)$ bestimmt. Gilt weiterhin $\mathbf{p}(3) = \mathbf{p}(1)$, werden $\mathbf{p}(2)$, $\mathbf{Q}(2)$ und $\mathbf{R}(2)$ übernommen und $\mathbf{p}(4)$, $\mathbf{Q}(4)$ und $\mathbf{R}(4)$ neu bestimmt. Ist $\mathbf{p}(3) = \mathbf{p}(5)$, werden entsprechend $\mathbf{p}(4)$, $\mathbf{Q}(4)$ und $\mathbf{R}(4)$ übernommen und $\mathbf{p}(2)$, $\mathbf{Q}(2)$ und $\mathbf{R}(2)$ neu bestimmt. Gilt $\mathbf{p}(1) \neq \mathbf{p}(3) \neq \mathbf{p}(5)$, werden sowohl $\mathbf{p}(2)$, $\mathbf{Q}(2)$ und $\mathbf{R}(2)$ als auch $\mathbf{p}(4)$, $\mathbf{Q}(4)$ und $\mathbf{R}(4)$ neu berechnet. Bei größerem Δ wird der Abstand bei ungleichen Sortierungen jeweils halbiert, bis $\Delta = 2$ ist.

Die Gleichungen für alle geraden $\Delta \geq 2$ und bei gleichen Sortierungen der *äußeren* Unterträger lauten

$$\begin{aligned}
 \mathbf{p}(n) &:= \mathbf{p}(n_i) = \mathbf{p}(n_i + \Delta) && \text{für } n_i < n < n_i + \Delta, \\
 \mathbf{Q}(n) &:= \mathbf{Q}(n_i) && \text{und} \\
 \mathbf{R}(n) &:= \mathbf{R}(n_i) && \text{für } n_i < n \leq n_i + \Delta/2, \\
 \\
 \mathbf{Q}(n) &:= \mathbf{Q}(n_i + \Delta) && \text{und} \\
 \mathbf{R}(n) &:= \mathbf{R}(n_i + \Delta) && \text{für } n_i + \Delta/2 < n < n_i + \Delta,
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

wobei die Indizes (n_i) und $(n_i + \Delta)$ diejenigen Unterträger bezeichnen, für die eine QR-Zerlegung mit optimaler Sortierung berechnet wurde.

Bei dieser Methode wird bei gleicher Sortierung zweier beobachteter Unterträger der geschätzte Kanal der dazwischen liegenden Unterträger verfälscht, indem $\mathbf{Q}(n)$ und $\mathbf{R}(n)$ die Werte eines anderen Unterträgers zugewiesen werden. Es entsteht also ein systematischer Fehler.

4.3.2 Interpolation von benachbarten Kanälen (Methode 2)

Die zweite Möglichkeit, den Rechenaufwand zu reduzieren, ist, die QR-Zerlegung mit optimaler Sortierung (SQRD-PSA) wiederum nur für alle Unterträger mit Abstand Δ zu berechnen. Stimmen die Sortierungen überein, wird die Sortierung der übrigen Unterträger wie in Abschnitt

4.3.1 von den benachbarten Unterträgern übernommen. Die Matrizen $\mathbf{Q}(n)$ und $\mathbf{R}(n)$ werden nun jedoch nicht mehr nur übernommen, sondern durch eine lineare Interpolation der beiden *äußeren* Matrizen bestimmt.

Für den Fall $\Delta = 2$ werden $\mathbf{Q}(n)$ die Werte zugewiesen, die durch die lineare Interpolation von $\mathbf{Q}(n-1)$ und $\mathbf{Q}(n+1)$ entsteht. Das gleiche gilt für $\mathbf{R}(n)$. Die Gleichungen lauten für beliebiges Δ und wiederum bei gleichen Sortierungen

$$\begin{aligned} \mathbf{p}(n) &= \mathbf{p}(n_i) = \mathbf{p}(n_i + \Delta) \\ \mathbf{Q}(n) &= \mathbf{Q}(n_i) + \frac{1}{\Delta} ((i-1) \bmod \Delta) (\mathbf{Q}(n_i + \Delta) - \mathbf{Q}(n_i)) \\ \mathbf{R}(n) &= \mathbf{R}(n_i) + \frac{1}{\Delta} ((i-1) \bmod \Delta) (\mathbf{R}(n_i + \Delta) - \mathbf{R}(n_i)) \quad \text{mit } n_i < n < n_i + \Delta. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Durch die Interpolation entsteht der Fehler, dass $\mathbf{Q}(n)$ nicht mehr exakt unitär ist. Es wird jedoch davon ausgegangen, dass die Verletzung der Unitarität bei nicht zu großem Δ gering ist. Um dies zu umgehen, könnte man $\mathbf{R}(n)$ wie beschrieben interpolieren und $\mathbf{Q}(n)$ wie bei Methode 1 gleichsetzen. Simulationen haben jedoch gezeigt, dass die Variante, bei der sowohl $\mathbf{Q}(n)$ als auch $\mathbf{R}(n)$ interpoliert werden, bessere Ergebnisse erzielt. Diese Methode läßt sich auch für größere Abstände durchführen. Es wird dann nach dem oben angegebenen Verfahren der Intervallschachtelung vorgegangen. Der Fehler, der hier entsteht, ist von der gleichen Art wie in Abschnitt 4.3.1, jedoch fällt er vermutlich geringer aus.

4.3.3 Gleichsetzen der Sortierung benachbarter Kanäle (Methode 3)

Für die dritte Alternative wird zwar für jeden Unterträger eine QR-Zerlegung angewendet, die jedoch nicht zwingend mit einer Neuberechnung der optimalen Sortierung verbunden ist. Dazu wird zunächst nur in regelmäßigen Abständen Δ eine QR-Zerlegung mit optimaler Sortierung (SQRD-PSA) berechnet. Stimmen die Sortierungen $\mathbf{p}(n_i)$ und $\mathbf{p}(n_i + \Delta)$ überein, werden die Sortierungen für die dazwischen liegenden Unterträger übernommen. Anschließend werden die Kanalmatrizen dieser Unterträger mit der Permutation $\mathbf{p}(n_i)$ sortiert und erst dann wird eine unsortierte QR-Zerlegung berechnet. Die Ermittlung der nötigen Sortierung wird also eingespart. Die Gleichungen lauten in diesem Fall

$$\begin{aligned} \mathbf{p}(n) &:= \mathbf{p}(n_i) = \mathbf{p}(n_i + \Delta) \\ \mathbf{Q}(n)\mathbf{R}(n) &:= \mathbf{H}(n)\mathbf{P}(n_i) = \mathbf{H}(n)\mathbf{P}(n_i + \Delta) \quad \text{mit } n_i < n < n_i + \Delta. \end{aligned} \quad (4.7)$$

In den vorliegenden Simulationen wurden Abstände von $\Delta = 2$, $\Delta = 4$ und $\Delta = 8$ getestet. Sofern die Annahme der gleichen Sortierungen stimmt, entsteht bei dieser Methode kein Fehler, da $\mathbf{Q}(n)$ und $\mathbf{R}(n)$ exakt aus der tatsächlichen Kanalmatrix bestimmt werden. Die folgende Tabelle gibt noch einmal einen Überblick über die Eigenschaften der drei Methoden.

	Methode 1	Methode 2	Methode 3
Vorgehensweise bei $\mathbf{p}(n_i) = \mathbf{p}(n_i + \Delta)$	$\mathbf{p}(n), \mathbf{Q}(n), \mathbf{R}(n)$ gleichsetzen	$\mathbf{p}(n)$ gleichsetzen, $\mathbf{Q}(n), \mathbf{R}(n)$ interpolieren	$\mathbf{p}(n)$ gleichsetzen, $\mathbf{Q}(n), \mathbf{R}(n)$ berechnen
Beispiel für $\Delta = 2$	$\mathbf{p}(n) = \mathbf{p}(n-1)$ $\mathbf{Q}(n) = \mathbf{Q}(n-1)$ $\mathbf{R}(n) = \mathbf{R}(n-1)$	$\mathbf{p}(n) = \mathbf{p}(n-1)$ $\mathbf{Q}(n) = \frac{1}{2} (\mathbf{Q}(n-1) + \mathbf{Q}(n+1))$ $\mathbf{R}(n) = \frac{1}{2} (\mathbf{R}(n-1) + \mathbf{R}(n+1))$	$\mathbf{P}_i = \mathbf{P}_{i-1}$ $\mathbf{Q}(n)\mathbf{R}(n) = \mathbf{H}(n)\mathbf{P}(n-1)$
Fehler	systematischer Fehler durch Näherung von $\mathbf{Q}(n)$ und $\mathbf{R}(n)$	systematischer Fehler durch Näherung von $\mathbf{Q}(n)$ und $\mathbf{R}(n)$	Fehler nur durch falsch angenommenes $\mathbf{p}(n)$

Die folgende Grafik zeigt den Anteil an Unterträgern, für die man je nach Methode bestimmte Berechnungen auf Grund von gleichen Sortierungen nicht durchführen muss. Die Simulation wurde für einen Kanal der Ordnung $N = 5$ und ein Guardintervall der Länge $N_g = 5$ durchgeführt. Es wurden jeweils 200 unabhängige Kanalrealisierungen getestet und ausgewertet. Auf der X-Achse sind die Abstände Δ aufgetragen. Die Y-Achse repräsentiert den prozentualen Anteil aller Unterträger, für die die Sortierung noch neu berechnet werden musste.

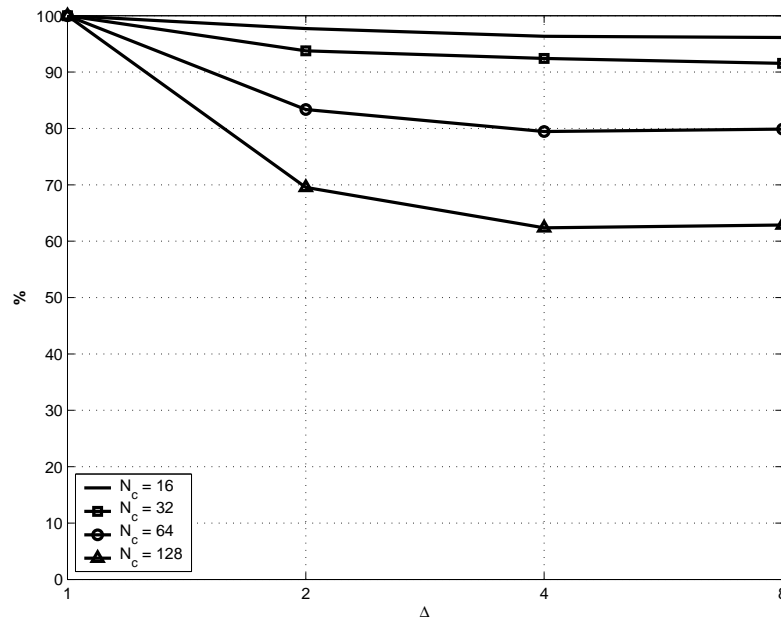


Abbildung 4.7: Anteil der sortierten Unterträger relativ zur Anzahl aller Unterträger für einen Kanal 5-ter Ordnung, $N_g = 5$ und $n_T = n_R = 4$

Für $N_c = 16$ sind die Sortierungen benachbarter Unterträger nur selten gleich. Der Fall, dass mehr als zwei benachbarte Sortierungen gleich sind, tritt sehr selten auf. Daher fällt die Kurve von $\Delta = 1$ auf $\Delta = 2$ nur um wenige Prozent, höhere Δ bringen kaum noch einen Gewinn.

Betrachtet man nun die Übertragung mit $N_c = 128$ Unterträgern, kann man erkennen, dass sich die Sortierung offensichtlich häufig in Gruppen von benachbarten Frequenzen gleichen. Hier bringt der Abstand $\Delta = 4$ verglichen mit $\Delta = 2$ noch einen beachtlichen Gewinn, es müssen nur noch die exakten Berechnungen von 62% aller Unterträger durchgeführt werden. $\Delta = 8$ und höhere Abstände scheinen wiederum keine weitere Verringerung des Rechenaufwandes zu bewirken.

Abbildung 4.8 zeigt für verschiedene Kanäle und unterschiedliche Anzahl an Unterträgern, wie viele Unterträger sich in Gruppen von ϕ gleichen Sortierungen befinden. Bei einer Übertragung mit $N_c = 32$ Unterträgern kann man erkennen, dass bei einem Kanal 5-ter Ordnung Gruppen von maximal $\phi = 3$ gleichen Sortierungen auftreten. Genaugenommen treten 3 dieser 3er-Gruppen auf, 2er-Gruppen treten 5 mal auf und 13 Unterträger haben keinen benachbarten Unterträger mit gleicher Sortierung ($\phi = 1$). Bei einem Kanal 23-ter Ordnung ändern sich die Kanalkoeffizienten schneller und somit gibt es nur noch 4 Gruppen von $\phi = 2$ gleichen Sortierungen; alle anderen Sortierungen treten einzeln auf. Wird der Frequenzgang in $N_c = 128$ Unterträger geteilt, so kommen bei einem Kanal 5-ter Ordnung sogar Gruppen von $\phi = 12$ gleichen Sortierungen vor. Bei einem Kanal der Länge 24 gibt es immerhin noch Gruppen von $\phi = 6$ gleichen Sortierungen, die Mehrheit der Sortierungen liegen jedoch einzeln oder

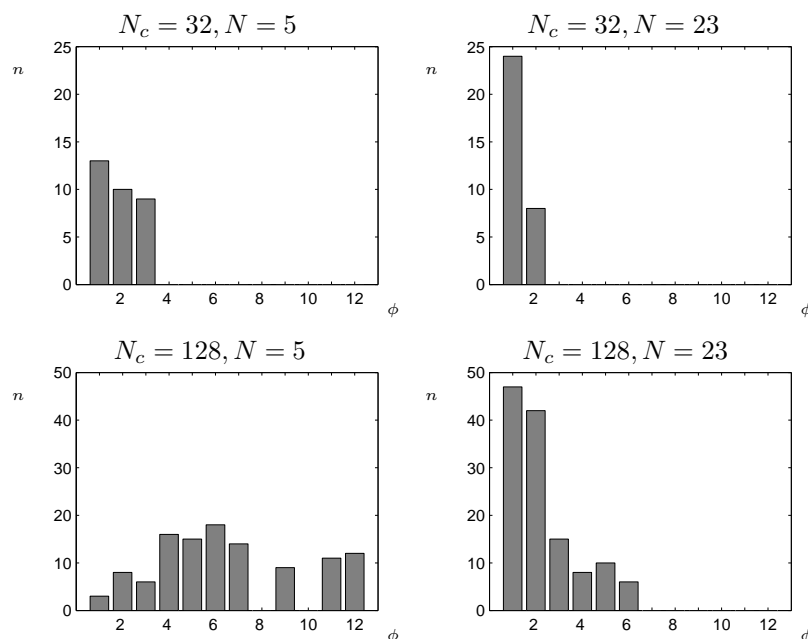


Abbildung 4.8: Anzahl n an Unterträgern, die in Gruppen von g gleichen Sortierungen der QR-Zerlegung auftreten

in Gruppen von $\phi = 2$ gleichen Sortierungen vor. Allgemein kann man sagen, dass Gruppen gleicher Sortierungen öfter auftreten, je geringer die Kanal-Ordnung und je höher die Anzahl der Unterträger.

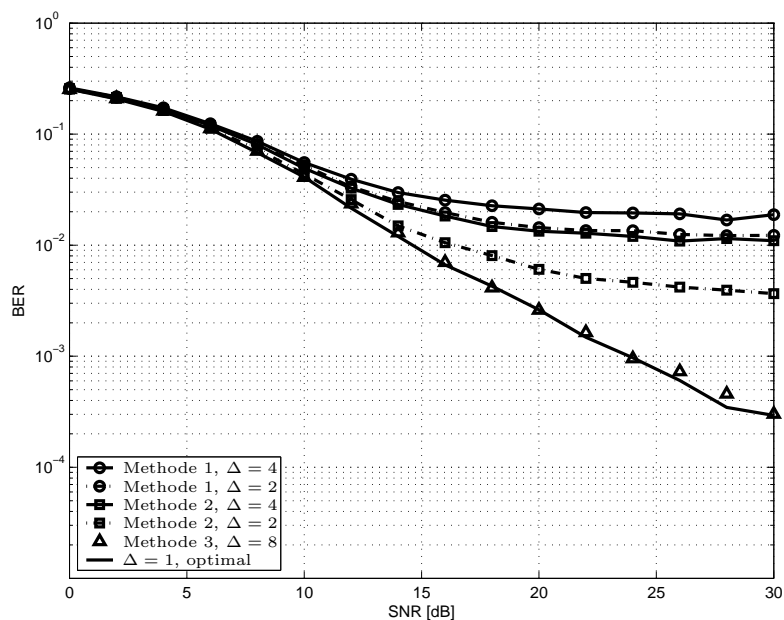


Abbildung 4.9: Vergleich der verschiedenen Methoden zur Aufwandsreduktion bei $N_c = 32$ Unterträgern, $N_g = 5$, $n_T = n_R = 4$, uncodierter QPSK-Übertragung und ZF-Detektor

Abbildungen 4.9 und 4.10 zeigen den Verlust, der sich bei Übertragungen mit $N_c = 32$ und $N_c = 128$ Unterträgern ergibt, wenn die oben beschriebenen Verfahren angewendet werden für eine uncodierte QPSK-Übertragung und ZF-Detektor. Man sieht, dass die dritte Methode in beiden Fällen selbst mit einem Abstand von 8 keinen sichtbaren Fehler im Vergleich zu einer

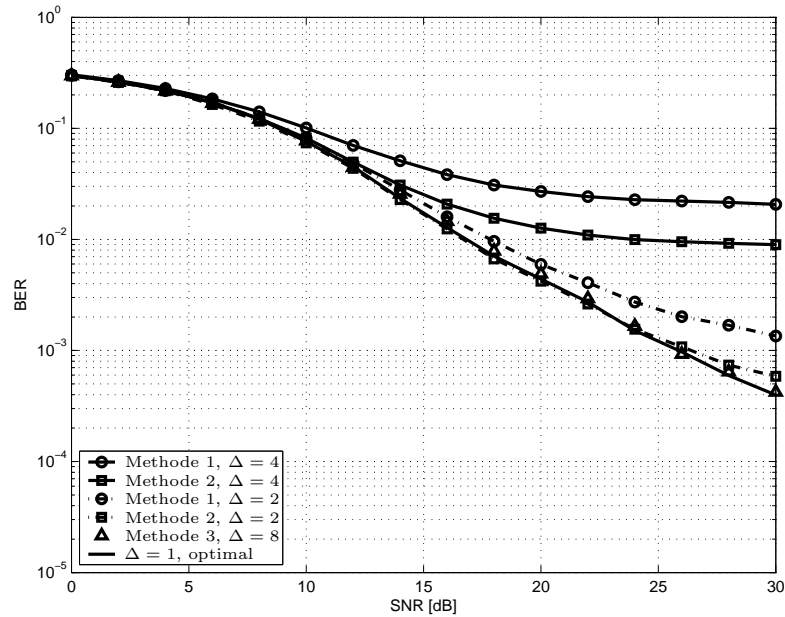


Abbildung 4.10: Vergleich der verschiedenen Methoden zur Aufwandsreduktion bei $N_c = 128$ Unterträgern, $N_g = 5$, $n_T = n_R = 4$, uncodierter QPSK-Übertragung und ZF-Detektor

Detektion mit QR-Zerlegung und optimaler Sortierung jedes Unterträgers produziert. Eventuelle Unterschiede entstehen durch Simulations-Ungenauigkeiten. Bei einer geringen Anzahl an Unterträgern (Abb. 4.9) führt Methode 1 zu sehr hohe Bitfehlerraten. Methode 2 ist um einiges besser, hat aber trotzdem noch einen großen Abstand zu Methode 3. Bei einer größeren Anzahl an Unterträgern (Abb.4.10) ist Methode 1 erheblich besser und erreicht bei kleinem Abstand einen SNR-Verlust von nur 5 dB bei einer Bitfehlerrate von 10^{-3} . Methode 2 erreicht mit einem Abstand von 2 die Kurve ohne Aufwandsreduktion, mit größerem Abstand führt jedoch auch sie zu höheren Bitfehlerraten.

Grundsätzlich sieht man, dass die Kurven für Methode 1 und 2 in einen Error Floor laufen. Der Grund dafür ist der, dass unabhängig vom Signal-Rausch-Abstand ein Fehler bei der Berechnung von $\mathbf{Q}(n)$ und $\mathbf{R}(n)$ begangen wird, da nicht der tatsächliche Frequenzgang zur Berechnung hinzugezogen wird.

Kann ein geringer Verlust in Kauf genommen werden, und ist die Anzahl an Unterträgern groß, bringt Methode 2 akzeptable Ergebnisse. Ansonsten sollte Methode 3 verwendet werden, die allerdings die geringste Aufwandsreduktion mit sich bringt.

4.4 Einsatz von Impulse Shortening Filtern

Wenn die Ordnung der Kanalimpulsantwort länger als die Länge des Guardintervalls ist, überdeckt die Impulsantwort einen Teil des folgenden Symbols. Die Folge ist, dass es zu Inter-Symbol-Interference und Inter-Carrier-Interference kommt. In diesem Fall läßt sich die Störung beheben, indem ein Impulse-Shortening Filter (ISF) eingesetzt wird. Die Herleitung kann in der Literatur ([6]) nachgelesen werden. Das ISF \mathbf{W} mit den Impulsantworten $\mathbf{w}_{i,j}$ ($1 \leq i \leq n_R, 1 \leq j \leq n_T$) wird am Empfänger direkt an der Empfangsantenne eingesetzt; $\mathbf{w}_{i,j}$ haben die Ordnung D . Die Ordnung der Kanalimpulsantworten $\mathbf{h}_{i,j}$ sei L . Das Ziel des ISF ist es, die Ordnung der effektiven Kanalimpulsantworten $\mathbf{b}_{i,j}$, also der Gesamtimpulsantworten aus $\mathbf{h}_{i,j}$ und $\mathbf{w}_{i,j}$ zu verringern. Die Koeffizienten des ISF werden so berechnet, dass die Koeffizienten der Gesamtimpulsantworten außerhalb eines Intervalls der Länge $L_S + 1 < L + D$ verschwinden. Variable Entwurfs-Parameter

sind die Anzahl der Ersatz-Antennen n_S , die Ordnung des ISF D und die Ordnung des Ziel-Systems L_S . Abbildung 4.11 zeigt das Ersatzsystem.

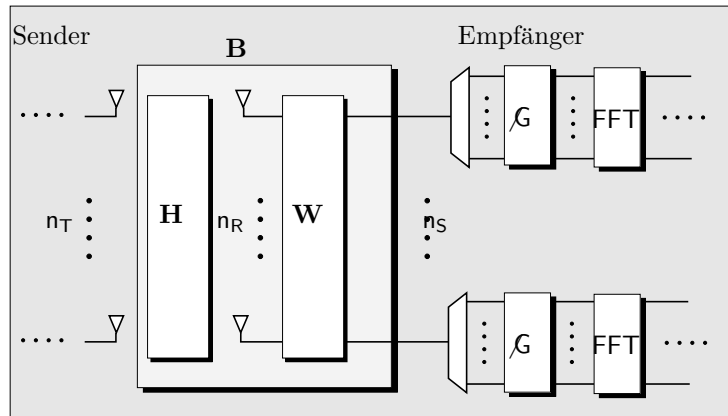


Abbildung 4.11: Struktur bei Verwendung eines ISF

Die Gesamt-Kanal-Matrix $\tilde{\mathbf{B}}$ enthält also eine Submatrix \mathbf{B} , außerhalb der $\tilde{\mathbf{B}}$ verschwindet. Abbildung 4.12 zeigt das Signalfuß-Diagramm. Die Signale $\underline{\mathbf{s}}(k)$, $\underline{\mathbf{n}}(k)$ und $\underline{\mathbf{x}}(k)$ setzen sich aus mehreren zeitlich aufeinander folgenden Signal-Vektoren zusammen, so dass $\mathbf{y}(k)$ die Empfangsdaten eines Zeitpunktes k enthält. Der Parameter k_0 gibt an, um wieviel die Submatrix \mathbf{B} in zeitlicher Richtung verglichen mit $\tilde{\mathbf{B}}$ verschoben ist.

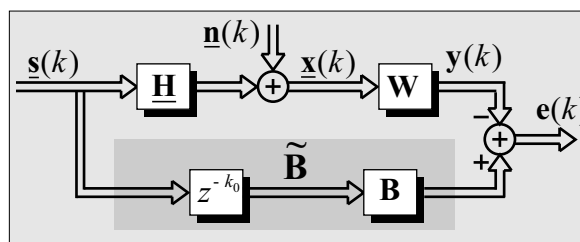


Abbildung 4.12: Signalmodell bei Verwendung eines ISF

Für die Angaben in Abbildung 4.12 gilt

$$\underline{\mathbf{x}}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{x}(k-D) \end{bmatrix}, \quad \underline{\mathbf{s}}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{s}(k) \\ \vdots \\ \mathbf{x}(k-D-L) \end{bmatrix}, \quad (4.8)$$

$$\underline{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}(0) & \dots & \mathbf{H}(L) & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}(0) & \dots & \mathbf{H}(L) & \vdots \\ \vdots & & & & \vdots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{H}(0) & \dots & \mathbf{H}(L) \end{bmatrix}.$$

Es soll noch einmal darauf hingewiesen werden, dass die Größen in Gleichung (4.8) nicht im Frequenzbereich, sondern im Zeitbereich zu verstehen sind. $\mathbf{H}(l)$ beschreibt den ersten Tap der frequenzselektiven MIMO-Kanalmatrix.

Das ISF muß nicht zwingend die gleiche Anzahl an Datenströmen ausgeben wie Empfangsantennen vorhanden sind. Die Anzahl an Ersatzantennen n_S ist beschränkt und wird in Gleichung (4.16) festgelegt. Damit haben die Filter- und Kanalmatrizen folgende Dimensionen:

Matrix		Ordnung	Dimension
Kanalmatrix	\mathbf{H}	L	$n_R \times n_T \cdot (L + 1)$
ISF	\mathbf{W}	D	$n_S \times n_R \cdot (D + 1)$
Ersatzkanal	$\tilde{\mathbf{B}}$	$L + D$	$n_S \times n_T \cdot (L + D + 1)$
effektiver Ersatzkanal	\mathbf{B}	L_S	$n_S \times n_T \cdot (L_S + 1)$

Je nach Filterordnung D entsteht ein mehr oder weniger großer Fehler $\mathbf{e}(k)$ bei der Berechnung von $\tilde{\mathbf{B}}$.

$$\mathbf{e}(k) = \tilde{\mathbf{B}}\underline{\mathbf{s}}(k) - \mathbf{W}\underline{\mathbf{x}}(k) \quad (4.9)$$

Das Ziel bei der Optimierung von $\tilde{\mathbf{B}}$ ist es, den Signal-Rausch-Abstand am Ausgang des Filters zu maximieren, was gleichbedeutend mit der Minimierung des Fehlers ist.

$$SNR_{ISF} = \frac{n_S \text{Spur}(\mathbf{R}_{ss})}{n_T(L + D + 1) \text{Spur}(\mathbf{R}_{ee})} \quad (4.10)$$

Daraus folgt

$$\mathbf{B}_{\text{opt}} = \arg \min_{\mathbf{B}} \text{Spur}(\mathbf{R}_{ee}) \quad \text{mit} \quad (4.11)$$

$$\mathbf{R}_{ee} = \text{E}\{\mathbf{e}(k)\mathbf{e}(k)^H\} \quad (4.12)$$

$$= \tilde{\mathbf{B}} \underbrace{(\mathbf{R}_{ss} - \mathbf{R}_{sx}\mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{R}_{sx}^H)}_{\mathbf{R}^\perp} \tilde{\mathbf{B}}^H = \tilde{\mathbf{B}}\mathbf{R}^\perp\tilde{\mathbf{B}}^H. \quad (4.13)$$

Mit $\tilde{\mathbf{B}} = \mathbf{B}\Delta_{k_0}$ kann Gleichung (4.13) umgeschrieben werden.

$$\mathbf{R}_{ee} = \tilde{\mathbf{B}}\mathbf{R}^\perp\tilde{\mathbf{B}}^H = \mathbf{B} \underbrace{\Delta_{k_0}\mathbf{R}^\perp\Delta_{k_0}^H}_{\bar{\mathbf{R}}} \mathbf{B}^H = \mathbf{B}\bar{\mathbf{R}}\mathbf{B}^H \quad (4.14)$$

$\bar{\mathbf{R}}$ ist also eine Submatrix aus \mathbf{R}^\perp , deren Position durch k_0 bestimmt wird. Zur Berechnung der optimalen Ersatz-Kanalmatrix muß nach Gleichung (4.11) die Spur der Fehler-Autokorrelationsmatrix minimiert werden. Dafür gibt es verschiedene Ansätze.

Der optimale Ansatz zur Impulsverkürzung ist der *Orthogonality Constraint* (ONC). Danach hat \mathbf{B} orthogonale Zeilen, d.h. $\mathbf{B}\mathbf{B}^H = \mathbf{I}_{n_S}$. Wird nun eine Eigenwertzerlegung der Matrix $\bar{\mathbf{R}}$ berechnet, ist

$$\bar{\mathbf{R}} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H = \mathbf{U} \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_{n_T(L_S+1)})\mathbf{U}^H \quad (4.15)$$

mit $\lambda_1 \leq \lambda_2 \leq \dots \leq \lambda_{n_T(L_S+1)}$. Daraus folgt

$$\mathbf{R}_{ee} = \mathbf{B}\bar{\mathbf{R}}\mathbf{B}^H = \mathbf{B}\mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H\mathbf{B}^H. \quad (4.16)$$

Damit ist die Anzahl der Ersatzantennen festgelegt und lautet $n_S \leq n_T(L_S + 1)$. Nach [6] ist die Spur von \mathbf{R}_{ee} minimal, wenn \mathbf{R}_{ee} eine Diagonalmatrix ist. Daraus folgt die Bedingung

$$\mathbf{B}\mathbf{U} = [\mathbf{I}_{n_S} \mathbf{0}_{n_S \times n_T(L_S+1)-n_S}]. \quad (4.17)$$

Damit geht \mathbf{B} aus \mathbf{U} hervor und lautet

$$\mathbf{B}_{\text{opt}}^{\text{ONC}} = [\mathbf{I}_{n_S} \mathbf{0}_{n_S \times n_T(L_S+1)-n_S}] \mathbf{U}^H. \quad (4.18)$$

Die optimale Auto-Korrelationsmatrix ist

$$\mathbf{R}_{ee, \text{min}}^{\text{ONC}} = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_{n_S}). \quad (4.19)$$

Der effektive Ersatzkanal \mathbf{B} ist der effektive Ausschnitt aus $\tilde{\mathbf{B}}$. Wie die optimale Verzögerung k_0 von \mathbf{B} innerhalb $\tilde{\mathbf{B}}$ zu wählen ist, zeigt [6]. Für die späteren Simulationen sei k_0 optimal. Die folgende Grafik verdeutlicht die Auswirkungen auf die Gesamtimpulsantwort im SISO-Fall. Das obere Bild zeigt die ursprüngliche Kanalimpulsantwort h der Länge 6, das zweite die Impulsantwort w des ISF der Länge 10 und das letzte Bild gibt die Gesamtimpulsantwort der Länge 15 wieder, wobei die effektive Länge nur 2 Taps beträgt.

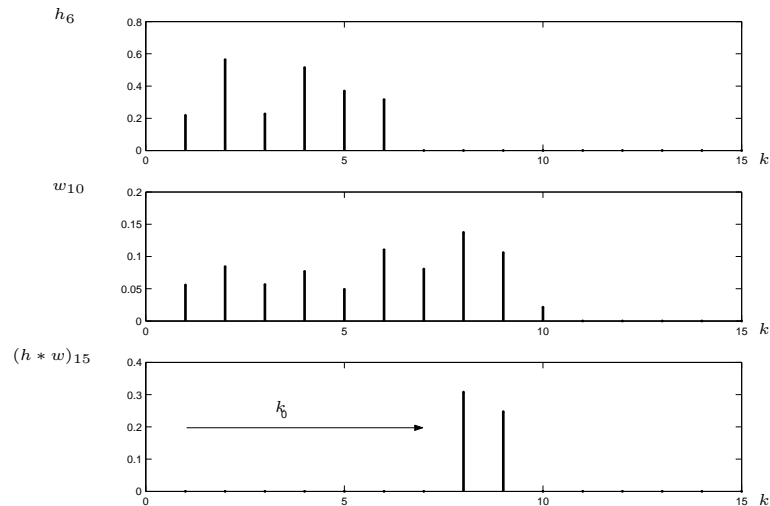


Abbildung 4.13: Impulsantworten bei Verwendung eines ISF

Abbildung 4.14 zeigt Simulationen mit codierter 4×4 QPSK-Übertragung mit $N_c = 32$ Unterträgern, $N_g = 4$, einem Kanal 5-ter Ordnung und ZF- und MMSE-Detektion. Das ISF der Ordnung 30 kürzt die Kanalimpulsantwort auf die Länge 5. Die maximal mögliche Anzahl an Ersatzantennen ist also $n_{S,max} = n_T(L_S + 1) = 16$. In beiden Fällen bewirkt eine Erhöhung der Ersatz-Empfangsantennen von $n_S = 4$ auf $n_S = 8$ einen Gewinn von mehreren dB. Wird n_S weiter gesteigert, flacht die Kurve ab. Im Falle des ZF-Detektors ist eine Ersatzantennen-Anzahl von $n_S = 16$ in jedem Fall besser als für $n_S = 4$, während im MMSE-Fall $n_S = 16$ für SNR-Werte über 18 dB schlechtere Ergebnisse erzielt als $n_S = 4$.

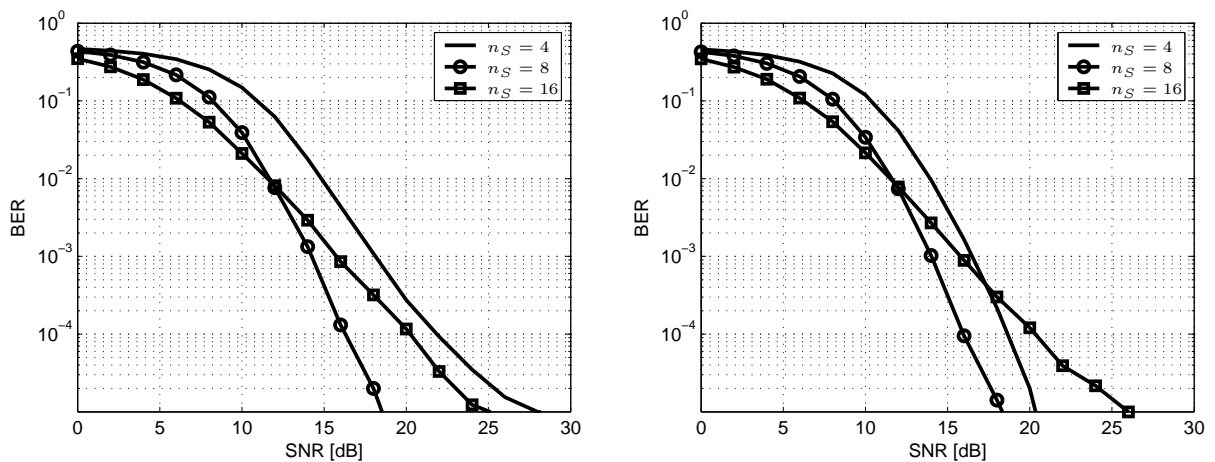


Abbildung 4.14: Codierte QPSK-Übertragung mit $n_T = n_R = 4$, $N_c = 32$, $N_g = 4$, $L = 5$ und ZF- (links) und MMSE-Detektion (rechts)

Im Folgenden werden weitere Ergebnisse für eine QPSK-Übertragung und einen Kanal der Länge $L+1 = 24$ gezeigt. Die Anzahl der Unterträger ist $N_c = 64$ und die Guardlänge beträgt $N_g = 15$.

Die effektive Kanallänge wird durch ein ISF der Ordnung $D = 50$ auf $L_S + 1 = 16$ Taps gekürzt. Aus $n_S \leq n_T(L_S + 1)$ und $n_T = 4$ folgt eine maximale Ersatzantennen-Anzahl von $n_{Smax} = 64$, wovon die Fälle $n_S = 4$, $n_S = 30$ und $n_S = 50$ gezeigt werden. Abbildung 4.15 zeigt eine codierte Übertragung mit $n_R = 4$ Empfangsantennen und ZF-Detektion im linken Bild und MMSE-Detektion im rechten. Abbildung 4.16 zeigt das gleiche System, jedoch mit $n_R = 6$ Empfangsantennen und wiederum ZF-Detektion im linken und MMSE-Detektion im rechten Bild.

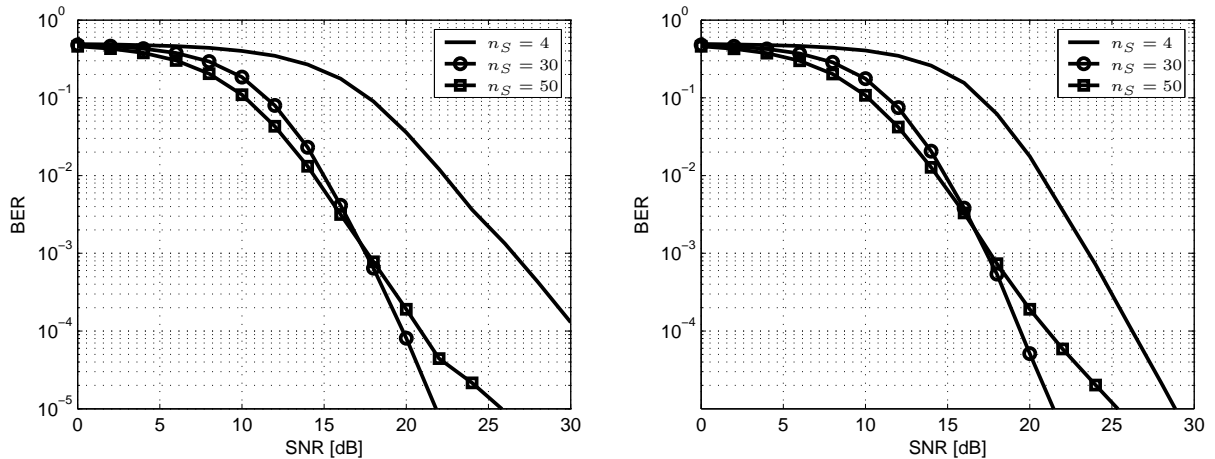


Abbildung 4.15: Codierte QPSK-Übertragung mit $n_T = 4$ Sende- und $n_R = 4$ Empfangsantennen, einem Kanal 23-ter Ordnung, $N_c = 64$ Unterträgern, ISF und ZF- (links) bzw. MMSE-Detektion (rechts)

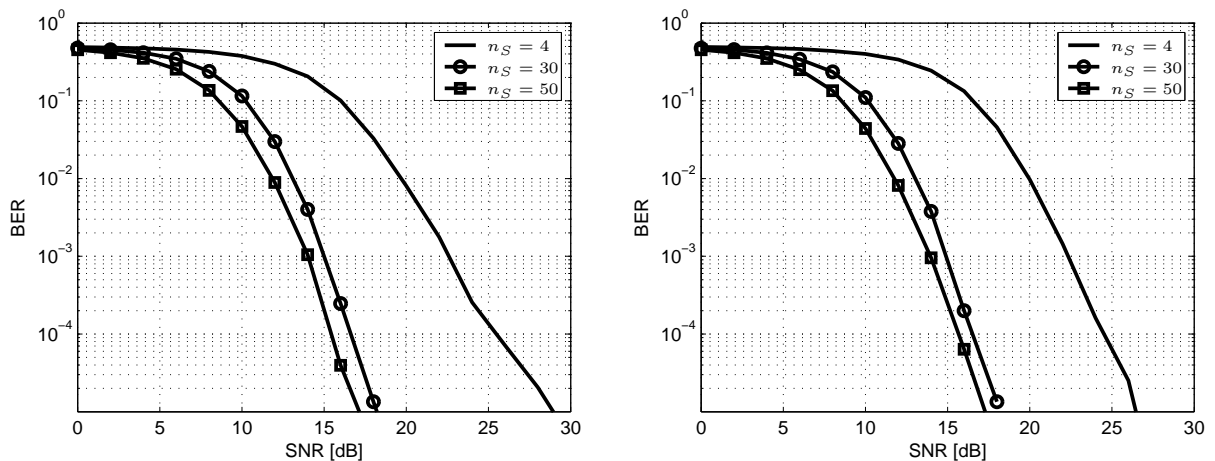


Abbildung 4.16: Codierte QPSK-Übertragung mit $n_T = 4$ Sende- und $n_R = 6$ Empfangsantennen, einem Kanal 23-ter Ordnung, $N_c = 64$ Unterträgern, ISF und ZF- (links) bzw. MMSE-Detektion (rechts)

In Abbildung 4.15 ist deutlich zu sehen, dass eine größere Anzahl an Ersatzantennen deutliche Vorteile bringt. Bei $n_S = 30$ Ersatzantennen sind die Kurven bei einer Bitfehlerquote von 10^{-3} bei ZF-Detektion ca. 9 dB und bei MMSE-Detektion ca. 6 dB besser als für $n_S = 4$. Eine Erhöhung auf $n_S = 50$ Ersatzantennen liefert nur für SNR-Werte unterhalb von etwa 17 dB geringfügig bessere Ergebnisse als für $n_S = 30$. Dieser Effekt ist in Abbildung 4.16 nicht zu erkennen. Die Kurven für $n_S = 50$ haben die gleiche Steigung wie für $n_S = 30$ und schneiden diese somit nicht. Der Gewinn ist jedoch gering und beträgt etwa 1 dB.

Die folgende Abbildung (Abb. 4.17) zeigt die Bitfehlerraten für eine 4×4 -Übertragung mit 6 Kanaltaps und $N_c = 32$ Unterträgern für ZF- und MMSE-Detektion. Es wurden Guardlängen von $N_g = 2$ und $N_g = 5$ ohne ISF simuliert. Zusätzlich wurde eine Übertragung mit $N_g = 2$ mit ISF simuliert, wobei die Anzahl der Kanaltaps auf 2 reduziert wurde. Die Ordnung des ISF entspricht $D = 30$ und die Anzahl an Ersatzantennen ist $n_S = 4$. Dies entspricht also für $N_g = 5$ dem Fall, dass das Guardintervall die Inter-Symbol-Interferenzen des vorigen Symbols exakt abdeckt und für $N_g = 2$ fallen 3 Taps in das folgende Symbol.

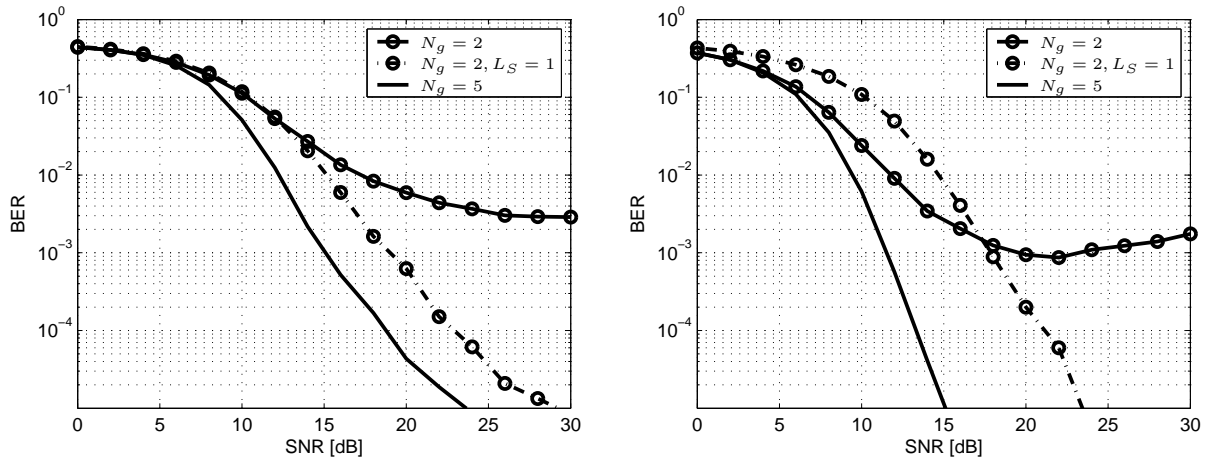


Abbildung 4.17: Codierte QPSK-Übertragung mit $n_T = 4$ Sende- und $n_R = 4$ Empfangsantennen, einem Kanal 5-ter Ordnung, $N_c = 32$ Unterträgern und ZF- (links) bzw. MMSE-Detektion (rechts)

Für beide Detektionsarten ist die Übertragung mit $L_g = 5$ die beste Lösung. Der Fall $N_g = 2$ zeigt schlechte Ergebnisse und endet in einem Error-Floor. Bei der Übertragung mit ISF entsteht in beiden Fällen kein Error-Floor mehr. Beim ZF-Detektor hat die eben genannte Übertragung die gleiche Steigung wie für $N_g = 5$ und einen Abstand von etwa 4 dB bei einer Bitfehlerrate von 10^{-3} . Im MMSE-Fall hat die Übertragung mit ISF einen größeren Abstand zu den Ergebnissen für $N_g = 5$ und eine geringere Steigung. Die Übertragung mit ISF ist nur für SNR-Werte oberhalb von ca. 17 dB besser als die Übertragung ohne ISF.

Anschließend werden in Abbildung 4.18 noch einmal die Effekte bei Verwendung eines ISF für andere Übertragungsbedingungen untersucht. Das linke Bild zeigt eine ZF-Detektion, das rechte eine MMSE-Detektion. Der Kanal hat die Länge $L + 1 = 24$ und es findet eine codierte QPSK-Übertragung über $N_c = 64$ Unterträger statt. Die Ergebnisse zeigen Übertragungen mit einem Guardintervall von sowohl $N_g = 23$ als auch $N_g = 15$ ohne ISF. Zusätzlich wurde für den Fall $N_g = 15$ ein ISF mit $L_S + 1 = 16$, $D = 50$ und unterschiedlicher Anzahl an Ersatz-Empfangsantennen n_S getestet. Die Kurven geben die Fälle $n_S = n_R = 4$ und $n_S = 30$ wieder.

Im ZF- sowie im MMSE-Fall sind die Kurven für ein ISF mit $n_S = 4$ Ersatzantennen bei einem Guardintervall von $N_g = 15$ größtenteils schlechter als bei $N_g = 15$ ohne ISF. Wird die Ersatzantennen-Anzahl n_S auf 30 erhöht, ergibt sich ein erheblicher Gewinn. Im Fall des ZF-Detektors ist die Kurve für $n_S = 30$ sogar besser als die Übertragung mit optimaler Guardlänge $N_g = 23$. Diese Differenz entspricht der Differenz der OFDM-Verluste. Bei der 'optimalen' Übertragung mit $N_g = 23$ und einer Symbollänge von $N_S = 8$ ergibt sich nach Gleichung (3.8) ein OFDM-Verlust von ca. 6,32 dB, bei der Übertragung mit $N_g = 15$ ergibt sich dieser Verlust zu nur ca. 4,59 dB, was zu einer Differenz von etwa 1,73 dB führt und in Abbildung 4.18 abgelesen werden kann. Bei ausreichender Filterordnung D führt ein ISF bei ZF-Detektion also zu optimalen Ergebnissen.

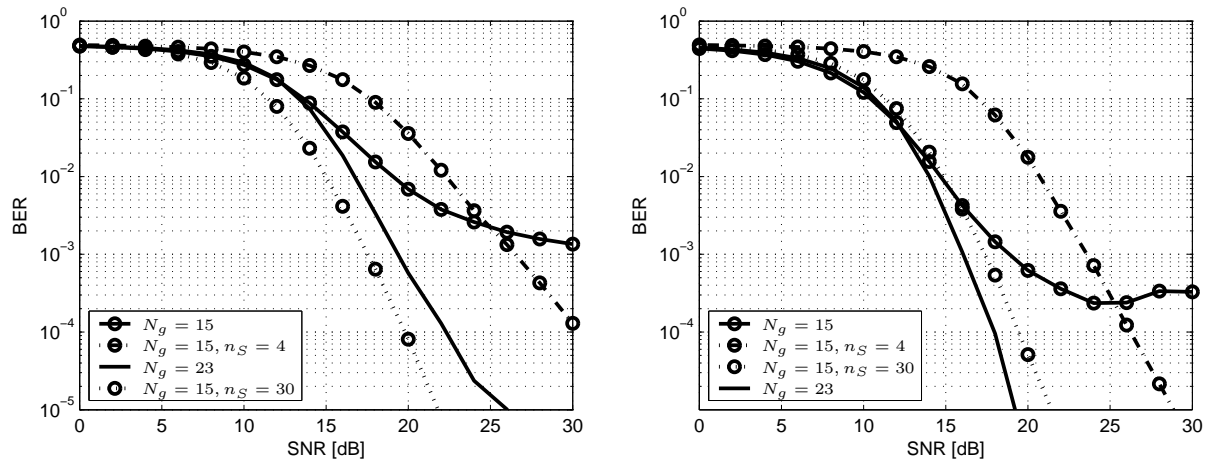


Abbildung 4.18: Codierte QPSK-Übertragung mit $n_T = 4$ Sende- und $n_R = 4$ Empfangsantennen, einem Kanal 23-ter Ordnung, $N_c = 64$ Unterträgern und ZF- (links) bzw. MMSE-Detektion (rechts)

Die Ergebnisse dieses Abschnittes zeigen, dass die Qualität einer Übertragung mit Impulse-Shortening Filter stark von den wählbaren Parametern n_S , n_R und D abhängt. Außerdem ist bemerkenswert, dass die Ergebnisse des MMSE-Detektors denen des ZF-Detektors bei Einsatz eines ISF mit großer Anzahl an Ersatzantennen sehr ähneln.

Kapitel 5

Zusammenfassung

Das Ziel dieser Arbeit war, die Eigenschaften eines Übertragungssystems zu untersuchen, das den Einsatz von Mehrantennensystemen auch in frequenzselektiven Verhältnissen ermöglicht. Als Grundlage für MIMO-Systeme diente die V-BLAST Architektur. Der Schwerpunkt der Detektion wurde auf die nichtlineare, QR-basierte Detektion gelegt.

Um den Einfluss von frequenzselektiven Kanälen zu bekämpfen, wurde die Verwendung von OFDM in MIMO-Systemen untersucht.

Ein weiterer Focus lag auf der Reduktion des Rechenaufwandes bei der Detektion, wofür drei verschiedene Methoden vorgestellt wurden. Diese Methoden basieren auf der Tatsache, dass sich das Kanalverhalten benachbarter Unterträger nicht wesentlich ändert.

Der letzte Aspekt dieser Arbeit befasst sich mit Impulse-Shortening Filtern, die die Auswirkungen eines zu kurzen Guardintervalls bzw. einer zu langen Kanalimpulsantwort verringern. Das Ziel des Entwurfs dieser Filter ist, die effektive Länge der Gesamtimpulsantwort aus der Kanalimpulsantwort und dem Impulse-Shortening Filter zu kürzen, so dass sie geringer als die der ursprünglichen Kanalimpulsantwort ist.

Literaturverzeichnis

- [1] D. Wübben, R. Böhnke, V. Kühn, and K.-D. Kammeyer. MMSE Extension of V-BLAST based on Sorted QR-Decomposition. In *IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference (VTC2003-Fall)*, Orlando, Florida, USA, Oktober 2003.
- [2] R. Böhnke, D. Wübben, V. Kühn, and K.-D. Kammeyer. Reduced Complexity MMSE Detection for BLAST Architectures. In *IEEE 2003 Global Telecommunications Conference (Globecom 2003)*, volume 4, pages 2258–2262, San Francisco, California, USA, Dezember 2003.
- [3] K.-D. Kammeyer and V. Kühn. *MALTA B in der Nachrichtentechnik*. J.Schlembach Fachverlag, Stuttgart, 2001.
- [4] D. Wübben, R. Böhnke, J. Rinas, V. Kühn, and K.-D. Kammeyer. Efficient algorithm for decoding layered space-time codes. In *IEE Electronic Letters*, volume 37, pages 1348–1350, Oktober 2001.
- [5] Allert van Zelst and Tim C.W.Schenk. Implementation of a MIMO OFDM-based Wireless LAN System. In *IEEE Transactions on Signal Processing*, volume 52, pages 483–495, Februar 2004.
- [6] D. Wübben and K.-D. Kammeyer. Impulse shortening and equalization of frequency-selective MIMO channels with respect to layered space-time architectures. In *EURASIP Signal Processing*, volume 83, pages 1643–1659, August 2002.
- [7] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela. V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel. In *Proc. ISSSE-98*, Pisa, Italien, 1998.