



# **Analyse von CDMA-Verfahren für PLC auf zukünftigen Bordnetzen im Kraftfahrzeug**

**Diplomarbeit**

von

**cand. el. Jia Chen**

Zeitraum: 20.07.2005– 26.01.2006  
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. habil. Klaus Dostert  
Betreuer: Dipl.-Ing. Thorsten Huck



## **Erklärung**

Hiermit erkläre ich, dass die vorliegende Diplomarbeit selbstständig und nur unter Verwendung der angegebenen Hilfsmittel und Quellen angefertigt wurde.

Karlsruhe, den 26.01.2006



# Inhaltsverzeichnis

<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1. Ziel der Arbeit . . . . .	1
1.2. Aufbau der Arbeit . . . . .	1
<b>2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen</b>	<b>3</b>
2.1. Grundsätzliche Vorüberlegungen . . . . .	3
2.1.1. Die Kanalkapazität des vorliegenden Kanals . . . . .	3
2.1.2. Die spektrale Effizienz . . . . .	3
2.2. Mathematische Grundlagen . . . . .	4
2.2.1. Zeitdiskrete Fouriertransformation (DTFT) . . . . .	5
2.2.2. Signalleistung . . . . .	5
2.2.3. Zeitliche Umkehr und Verschiebung . . . . .	7
2.2.4. Korrelationseigenschaften von Signalfolgen . . . . .	7
2.2.4.1. Periodische Korrelation . . . . .	8
2.2.4.2. Aperiodische Korrelation . . . . .	9
2.2.4.3. Zusammenhang zwischen periodischer und aperiodischer Korrelation . . . . .	9
2.3. CDMA-Ersatzsystem . . . . .	10
2.3.1. Konventionelles CDMA-Modell . . . . .	10
2.3.1.1. Spreizung . . . . .	10
2.3.1.2. Entspreizung . . . . .	11
2.3.2. Alternatives CDMA-Modell . . . . .	11
2.3.2.1. Das Modell und die Analyse des Modells . . . . .	12
2.3.2.2. Abtastzeitpunkt . . . . .	14
2.3.3. System-Funktion und System-Filter . . . . .	17
2.3.3.1. Mathematische Herleitung . . . . .	17
2.3.3.2. Ersatzsystem mit Impulsformungsfilter . . . . .	18
2.3.3.3. Erläuterungen zum System-Filter . . . . .	18
2.3.4. Mehrbenutzer CDMA-Ersatzsystem dargestellt durch System-Filter .	20
2.3.5. Nebenwerte vor der Abtastung . . . . .	22
2.4. SNR-Gewinn durch Entspreizung . . . . .	24
2.4.1. Leistungserhöhung der Störungen . . . . .	27
2.4.2. Leistungserhöhung des Nutzsignals . . . . .	28
2.4.2.1. Leistungsverhältnis von Sende- zu Empfangssymbole ( $P_r/P_s$ )	28

## Inhaltsverzeichnis

2.4.2.2.	Leistungsverhältnis zwischen dem Signal nach dem Kanal und den Sendesymbolen ( $P_y/P_s$ ) . . . . .	29
2.4.2.3.	Leistungserhöhung des Nutzsymbols durch die Entspreizung . . . . .	29
2.4.3.	Zusammenfassung des SNR-Gewinns durch die Entspreizung . . . . .	30
2.4.4.	Inter-Symbol-Interferenz und Multiple-Access-Interferenz . . . . .	31
2.5.	Bestimmung des realistischen SNR und der minimal möglichen BER . . . . .	32
2.5.1.	Bestimmung der Rauschleistung . . . . .	32
2.5.2.	Bestimmung der Signalleistung . . . . .	33
2.5.3.	Berechnung des realistischen SNR nach dem Kanal . . . . .	33
2.5.4.	Berechnung des SNR vor dem Demodulator und die minimal mögliche BER . . . . .	33
2.5.5.	Variation der Bitfehlerwahrscheinlichkeit durch die Anpassung des SNR nach dem Kanal . . . . .	34
2.6.	Auswirkung des Frequenzoffsets zwischen Mischern im Sender und Empfänger . . . . .	34
2.7.	Zusammenfassung . . . . .	38
<b>3.</b>	<b>Modulationsverfahren und Kanalnachbildung</b> . . . . .	<b>41</b>
3.1.	Zusammenhang zwischen $E_b/N_0$ und SNR nach dem Kanal . . . . .	41
3.2.	Auswahl des Modulationsverfahrens . . . . .	43
3.2.1.	Anforderungen an die Modulationsverfahren . . . . .	43
3.2.2.	DBPSK und DQPSK . . . . .	43
3.2.2.1.	Definition . . . . .	43
3.2.2.2.	Der Performanceunterschied . . . . .	44
3.3.	Nachbildung des Kanals . . . . .	46
3.3.1.	Übersicht der Messwerte . . . . .	46
3.3.2.	Verfahren zur Nachbildung des Kanals . . . . .	47
3.3.3.	Ergebnisse der Kanalnachbildung . . . . .	48
3.3.4.	Probleme bei der Nachbildung . . . . .	49
3.4.	Zusammenfassung . . . . .	51
<b>4.</b>	<b>Untersuchungen zu den Spreizcodes</b> . . . . .	<b>53</b>
4.1.	Anforderungen an die Spreizcodes . . . . .	53
4.1.1.	Minimale Nebenwert-Parameter . . . . .	53
4.1.2.	Weniger ISI und MAI nach der Abtastung . . . . .	54
4.1.3.	Impulsförmige AKF . . . . .	55
4.1.4.	Allgemein kleine KKF Werte . . . . .	56
4.1.5.	Code-Setgröße . . . . .	57
4.1.6.	Zusammenfassung der Anforderungen . . . . .	57
4.2.	Arten von Spreizcodes . . . . .	57
4.2.1.	Orthogonale Folgen . . . . .	58
4.2.2.	Folgen mit optimaler AKF Eigenschaft . . . . .	58
4.2.3.	PN-Folgen . . . . .	59

4.2.3.1.	Definition von Folge, Phase und Code . . . . .	59
4.2.3.2.	M-Sequenzen . . . . .	59
4.2.3.3.	Gold-Folgen . . . . .	60
4.2.3.4.	Kasami Sequenzen . . . . .	63
4.2.4.	Zusammenfassende Übersicht . . . . .	64
4.3.	Kenngößen der Spreizcodes . . . . .	65
4.3.1.	Verteilung der Parameter der Nebenwerte vor der Abtastung . . . . .	65
4.3.2.	Die Verteilung der Parameter für die relative ISI und MAI . . . . .	69
4.3.3.	Der Zusammenhang zwischen der KKF und MAI . . . . .	69
4.3.4.	Ähnlichkeit verschiedener Gold-Familien gleicher Ordnung . . . . .	71
4.3.5.	Fazit . . . . .	71
4.4.	Auswahl des optimalen Codesets . . . . .	72
4.4.1.	Wahl des Gütekriteriums . . . . .	72
4.4.2.	Algorithmus zur Codesuche . . . . .	73
4.4.2.1.	Bewertung des Algorithmus bzw. die Einstellung der Parameter	75
4.4.2.2.	Begrenzung durch die Rechenleistung . . . . .	77
4.4.2.3.	Berechnung der Korrelation durch Matrix-Multiplikationen .	77
4.4.2.4.	Ergebnisse . . . . .	79
4.4.2.5.	Interpretation der Ergebnisse . . . . .	81
4.5.	Zusammenfassung . . . . .	84
<b>5.</b>	<b>Analyse der Störumgebung</b>	<b>85</b>
5.1.	Einleitung . . . . .	85
5.1.1.	Messung und Ursache der Störimpulse . . . . .	85
5.1.2.	Häufigkeit der Störimpulse . . . . .	86
5.2.	Verarbeitung der Störimpulse . . . . .	87
5.2.1.	Filterung der Messaufnahme . . . . .	87
5.2.2.	Transformation ins komplexe Basisband und Hilbert Transformation .	88
5.2.3.	Transformation hinter die Entspreizung . . . . .	89
5.3.	Statistische Auswertung charakteristischer Parameter der Störimpulse . . . . .	90
5.3.1.	Amplitudenverteilung vor und nach der Entspreizung . . . . .	90
5.3.2.	Verteilung der mittleren Leistung bzw. Dauer der Störimpulse . . . . .	91
5.4.	Erzeugung und Nachbildung der Störimpulse . . . . .	93
5.4.1.	Erzeugung der Störimpulse in Matlab/Simulink . . . . .	93
5.4.2.	Nachbildung des Zeitverlaufs eines Störimpulses . . . . .	93
5.5.	Störeinkwirkung der Störimpulse . . . . .	95
5.6.	Zusammenfassung . . . . .	99
<b>6.</b>	<b>Empfänger mit Multi-User-Detektoren</b>	<b>101</b>
6.1.	Kompensation eines Filters . . . . .	101
6.1.1.	Zero-Forcing . . . . .	102
6.1.2.	Minimum-Mean-Square-Error . . . . .	102

## Inhaltsverzeichnis

6.2.	Empfänger mit Multi-User-Detektor . . . . .	105
6.2.1.	Struktur des Single-User-Detektors . . . . .	105
6.2.2.	Struktur und Entwurf des Multi-User-Detektors . . . . .	106
6.2.3.	Der Abtastzeitpunkt für die Nutzdaten der Störenden Benutzer . . . . .	108
6.2.4.	Realer Entwurf des Multi-User-Detektors mit Laufzeitinformation . . . . .	109
6.2.5.	CDMA-Ersatzsystem mit Multi-User-Detektor . . . . .	113
6.3.	Performance des Multi-User-Detektors . . . . .	114
6.3.1.	Vergleich der Multi-User-Detektoren mit voller Kanalinformation und nur der Laufzeitinformation . . . . .	114
6.3.2.	Vergleich der Multi-User-Detektoren nach dem Zero-Forcing- und dem MMSE-Verfahren . . . . .	116
6.3.3.	SNR vor dem Demodulator und die Bitfehlerwahrscheinlichkeit . . . . .	119
6.4.	Tapped-Delay-Line SAW-Filter zur Schätzung der Laufzeitdifferenz . . . . .	121
6.5.	Zusammenfassung . . . . .	123
<b>7.</b>	<b>Simulationsergebnisse und Simulations-GUI</b>	<b>125</b>
7.1.	Simulations-GUI . . . . .	125
7.1.1.	Überblick . . . . .	126
7.1.2.	Übersicht über die Parameter . . . . .	126
7.1.3.	Erklärung des Simulationssystem und der wichtigsten Programmteile . . . . .	129
7.2.	Simulationsergebnisse . . . . .	131
7.3.	Bitrate des simulierten Systems . . . . .	134
7.4.	Zusammenfassung . . . . .	134
<b>8.</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>135</b>
<b>A.</b>	<b>Mathematische Herleitungen</b>	<b>141</b>
A.1.	Eigenschaften der Verschiebung und zeitlichen Umkehr von Signalen . . . . .	141
A.2.	AKF/KKF-Eigenschaften . . . . .	142
<b>B.</b>	<b>Die optimalen Codesets mit Gütewerten</b>	<b>143</b>
B.1.	Einstellungen: . . . . .	143
B.2.	Ausgabe des Programs: (M-Sequenzen 5. Ordnung, nach G1) . . . . .	144
B.3.	Ordnung 5 . . . . .	145
B.4.	Ordnung 4 . . . . .	148
<b>C.</b>	<b>Liste der verwendeten Symbole</b>	<b>151</b>
<b>D.</b>	<b>Übersicht der M-Files</b>	<b>155</b>
D.1.	System M-Files . . . . .	155
D.2.	Sonstige M-Files . . . . .	157
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>159</b>

# Abbildungsverzeichnis

2.1. Die Kanalkapazität und die maximale Benutzeranzahl in Abhängigkeit vom SNR nach dem Kanal . . . . .	4
2.2. Exemplarische Folgen $x(n)$ und $y(n)$ . . . . .	8
2.3. Die periodische Auto- und Kreuzkorrelation . . . . .	8
2.4. Die aperiodische Auto- und Kreuzkorrelation . . . . .	10
2.5. Spreizung in herkömmlicher Darstellung . . . . .	11
2.6. Entspreizung in herkömmlicher Darstellung . . . . .	11
2.7. Das alternative Modell . . . . .	12
2.8. Weißes Rauschen und Störimpulse hinter die Entspreizung transformiert . . .	14
2.9. Veranschaulichung der Abtastung . . . . .	15
2.10. Das vereinfachte CDMA-Modell mit System-Filter . . . . .	17
2.11. Der Betrag der Kanalimpulsantwort und der AKF Funktion . . . . .	19
2.12. Die F-Funktion und die durch Abtastung daraus gewonnene Impulsantwort des System-Filters $f$ . . . . .	20
2.13. CDMA-System für Zweibenutzerübertragung . . . . .	20
2.14. CDMA-Ersatzsystem durch vier System-Filter dargestellt . . . . .	21
2.15. Das Signal vor der Abtastung . . . . .	25
2.16. Zusammenhang zwischen der BER und dem SNR vor dem Demodulator . .	25
2.17. SNR-Gewinn . . . . .	25
2.18. Für eine gewisse BER nötiges SNR nach dem Kanal (maximaler SNR-Gewinn)	35
2.19. Das CDMA-Modell mit einem Frequenzoffset im Empfangsmischer . . . . .	36
3.1. Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit des SNR vor dem Demodulator. Vergleich zwischen BPSK und DBPSK . . . . .	44
3.2. Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit des SNR vor dem Demodulator. Vergleich zwischen DBPSK und DQPSK . . . . .	45
3.3. Messaufbau im Versuchsfahrzeug . . . . .	46
3.4. Messergebnisse der Amplitudengänge . . . . .	47
3.5. Die Nachbildung des Frequenzgangs . . . . .	48
3.6. Nachbildung des Frequenzganges für kleine Bandbreiten . . . . .	50
3.7. Die Laufzeit des Kanals mit Laufzeit Korrektur . . . . .	50
4.1. Die Erzeugung von Gold-Folgen . . . . .	61
4.2. Die Erzeugung von Gold-Folgen mit einem Schieberegister . . . . .	61

## Abbildungsverzeichnis

4.3. Die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der $NW$ Parameter für verschiedene Familien . . . . .	65
4.4. Vergleich der Korrelationseigenschaft von Walsh-Codes und Gold-Codes . . .	66
4.5. Die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der $NW$ -Parameter für verschiedene Familien . . . . .	67
4.6. Die relative Abweichung zwischen durchschnittlichem und maximalem $NW_{21}$ Parameter . . . . .	67
4.7. Die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der $NW$ Parameter für verschiedene Familien . . . . .	68
4.8. Die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der Parameter für verschiedene Familien . . . . .	69
4.9. Abweichung der normierten Differenzen zwischen KKF und MAI . . . . .	70
4.10. Die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der Parameter aller Gold Familien der Ordnung 5 . . . . .	71
4.11. Algorithmus zur Suche des optimalen Codesets . . . . .	74
4.12. Die Güte-Blockmatrix mit Maximalwert der KKF, für eine Gold-Familie der Ordnung 5 ( $N = 31$ ) . . . . .	76
4.13. Die Güte für die optimalen Codesets in verschiedenen Familien . . . . .	81
4.14. $NW_{\text{sum}}$ und $NW_{j \neq i, \text{sum}}$ für die optimalen Codesets in verschiedenen Familien .	83
5.1. Auftrittswahrscheinlichkeit der Störimpulse in Abhängigkeit von der Vormagnetisierung der Koppelpulen und der Drehzahl . . . . .	86
5.2. Störimpulse nach der Transformation ins komplexe Basisband . . . . .	89
5.3. Amplitudenverteilung der Messaufnahmen . . . . .	90
5.4. Verteilung der Störimpulsdauer . . . . .	91
5.5. Leistungsbewertung der Störimpulse . . . . .	92
5.6. Bitfehlerwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit der Nutzsignalleistung zu Störleistung (ohne zusätzliches Hintergrundrauschen) . . . . .	94
5.7. Bitfehlerwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit der Nutzsignal- zu Störleistung SST mit Hintergrundrauschen . . . . .	96
5.8. Vergleich der Fehleranzahlverteilung zwischen Theorie und Simulation . . .	98
5.9. Vergleich der Fehleranzahlverteilung, bestimmt mittels Simulation . . . . .	98
6.1. Kompensation eines Filters . . . . .	101
6.2. Struktur des Single-User-Detektors . . . . .	105
6.3. Die Struktur des Empfängers für einen Multi-User-Detektor . . . . .	106
6.4. Empfänger als CDMA-Ersatzsystem mit Multi-User-Detektor . . . . .	106
6.5. Schätzung der MAI durch Kompensation des "Rückweges" . . . . .	107
6.6. Der Abtastzeitpunkt für die Nutzdaten und die Nutzdaten der Störer . . . . .	108
6.7. Die Messinformation von SAW-Filter . . . . .	112
6.8. CDMA-Ersatzsystem inklusive Multi-User-Detektor . . . . .	113
6.9. Relative Leistung der Störkomponenten mit und ohne MMSE-MUD mit Laufzeit Information . . . . .	115

6.10. Relative Leistung der Störkomponenten mit und ohne MMSE-MUD mit voller Kanalkennntnis . . . . .	116
6.11. SNR-Gewinn von unterschiedlichen Empfängertypen. Sendeamplitudenverhältnis ist 1:1 oder 1:4, Nur Laufzeitkanalkennntnis . . . . .	117
6.12. SNR-Gewinn von unterschiedlichen Empfängertypen. Sendeamplitudenverhältnis ist 1:1 oder 1:4, bei voller Kanalkennntnis. . . . .	119
6.13. Der Performance Vergleich zwischen Multi- und Single-User-Detektor . . . .	120
6.14. Prinzipschaltbild eines Empfängers mit SAW Filter . . . . .	122
7.1. Simulations-GUI . . . . .	125
7.2. Das Datenflussdiagramm des Simulationssystems. . . . .	129
7.3. Vergleich von Single-User- und Multi-User-Detektor mit Laufzeitinformation	132
7.4. Der Vergleich von Simulation und Theorie . . . . .	133
7.5. Vergleich von DBPSK und DQPSK . . . . .	133
8.1. Abhängigkeitsgraph der theoretischen Berechnungen . . . . .	135

## *Abbildungsverzeichnis*

# Tabellenverzeichnis

2.1. Der maximale SNR-Gewinn und die niedrigste erreichbare Bitfehlerwahrscheinlichkeit . . . . .	34
4.1. Übersicht über die wichtigsten Eigenschaften der Spreizcode-Familien . . . . .	64
4.2. Übersicht über interessante PN-Sequenzen . . . . .	70
4.3. Die Gütwerte der nach Gütekriterium G1 optimierten Gold Codes . . . . .	80
5.1. Hochpass Filterung mit unterschiedlichen Grenzfrequenzen . . . . .	88
7.1. Bemerkung zu einigen Simulationsparametern im Simulations-System und dem Simulations-GUI . . . . .	128
7.2. Wichtigste Programm-Dateien . . . . .	130
8.1. Die Erklärung einiger Parameter im Abhängigkeitsgraphen . . . . .	139
B.1. Die Gütwerte der nach Gütekriterium Cc optimierten Gold Codes 5. Ordnung	145
B.2. Die Gütwerte der nach Gütekriterium G1 optimierten M-Sequenzen 5. Ordnung	146
B.3. Die Gütwerte der nach Gütekriterium Cc optimierten M-Sequenzen 5. Ordnung	147
B.4. Die Gütwerte der nach Gütekriterium G1 optimierten M-Sequenzen 4. Ordnung	148
B.5. Die Gütwerte der nach Gütekriterium Cc optimierten M-Sequenzen 4. Ordnung	148
B.6. Die Gütwerte der nach Gütekriterium G1 optimierten kleine Kasami Sequenzen 4. Ordnung . . . . .	149
B.7. Die Gütwerte der nach Gütekriterium Cc optimierten kleine Kasami Sequenzen 4. Ordnung . . . . .	149

## *Tabellenverzeichnis*

# 1. Einleitung

Power-Line-Kommunikation (PLC) ist bekannt für die gemeinsame Übertragung von Daten und Energie. Mit dem PLC-Bus werden neben den Versorgungskabeln keine weiteren Datenleitungen benötigt, was einer Kosten- und Gewichtsreduktion entspricht.

Da im Kraftfahrzeug nur ein einziges Stromnetz vorhanden ist, müssen multiplex Verfahren eingesetzt werden, um mehrere Datenbusse realisieren zu können.

Es gibt Zeit-Multiplex (TDMA), Frequenz-Multiplex (FDMA) und Code-Multiplex(CDMA). CDMA wird bevorzugt, da es die gleichzeitige Nutzung des Übertragungskanal durch mehrere Bus-Systeme ermöglicht, ohne aufwendige Synchronisation zu erfordern. Die sicherheitsrelevanten Botschaften wie z.B. Informationen zum/vom Airbag können in Echtzeit übertragen werden. Nachteilig ist, dass sich gleichzeitige Übertragungen untereinander stören. Dieser Störeffekt wird als Multiple-Access-Interferenz (MAI) bezeichnet. Jedoch kann zur Lösung dieses Problems Multi-User-Detektor eingesetzt werden.

Da CDMA zuerst mit dem schon vorhandenen auf TDMA basierenden Bussystem kombiniert werden soll, ist eine Datenrate von bis zu 10 MBit/s wünschenswert.

## 1.1. Ziel der Arbeit

In der Arbeit soll ein Direct-Sequence-CDMA System mit 10 MBit/s für den Einsatz auf Power-Line Kanälen untersucht werden. Mit Berücksichtigung der besonderen Gegebenheiten im KFZ wie z.B. den Zündstörimpulsen, soll eine Analyse erfolgen. Weiter sollen optimale Codesets mit verschiedenen Längen für die gegebene Anwendung bestimmt werden. Um die Störungen bei gleichzeitiger Übertragung zu verringern, soll zudem der Empfänger optimiert werden.

## 1.2. Aufbau der Arbeit

Auf Basis von Direct-Sequence Code-Division-Multiple-Access, kurz genannt DS-CDMA, werden in Kapitel 2 zunächst mathematische Überlegungen durchgeführt, die zur Vereinfachung des Modells und Berechnung der Performance des Systems in diversen Szenarien dienen.

Kapitel 3 befasst sich mit dem Vergleich der verschiedenen Modulationsverfahren und der Kanalnachbildung.

## *1. Einleitung*

In Kapitel 4 erfolgen Untersuchungen zu den Spreizcodes inklusive der Festlegung der Anforderungen, dem Vergleich der unterschiedlichen Codetypen bzw. Familientypen und die Entwicklung eines Algorithmus zur Suche nach optimierten Codesets.

Zündstörimpulse sind die Besonderheit des PLC-Kanals in Kraftfahrzeug, weswegen in Kapitel 5 die Störwirkung der Impulse auf einem konditionierten Bordnetz [Huc06] untersucht werden.

Der Einsatz eines Multi-User-Detektors ist effektiv um den Multiple-Access-Interferenzen entgegenzuwirken, aber meistens sehr aufwendig und kompliziert zu realisieren. Aufgrund der guten Kanaleigenschaften und dem Einsatz von Tapped-Delay-Line SAW-Filtern ist nach der mathematischen Herleitung, die in Kapitel 6 ausführlich erläutert wird, der Einsatz eines vereinfachten Multi-User-Detektors möglich.

Das Funktionsprinzip des Simulationsmodells und die Simulationsergebnisse zum Vergleich der Theorie mit der Praxis werden in Kapitel 7 vorgestellt.

Das abschließende Kapitel 8 enthält eine Zusammenfassung der Arbeit und gibt einen Ausblick auf künftige Aufgabenbereiche.

## 2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen

In diesem Kapitel wird neben mathematischen Grundlagen aus der Signalverarbeitung ein konventionelles und ein neuartiges CDMA-Systemmodell vorgestellt und theoretisch analysiert.

### 2.1. Grundsätzliche Vorüberlegungen

Zunächst werden die Kanalkapazität und die spektrale Effizienz untersucht.

#### 2.1.1. Die Kanalkapazität des vorliegenden Kanals

Die Kanalkapazität ist die theoretisch maximale Bitrate, die über einen Kanal fehlerfrei übertragen werden kann. Ein Kanal mit Bandbreite  $B_k$  und einem bestimmten Signal- zu Rauschverhältnis nach dem Kanal  $SNR$  besitzt eine Kanalkapazität  $C$  von:

$$C = B_k \log_2(1 + SNR) \quad (2.1)$$

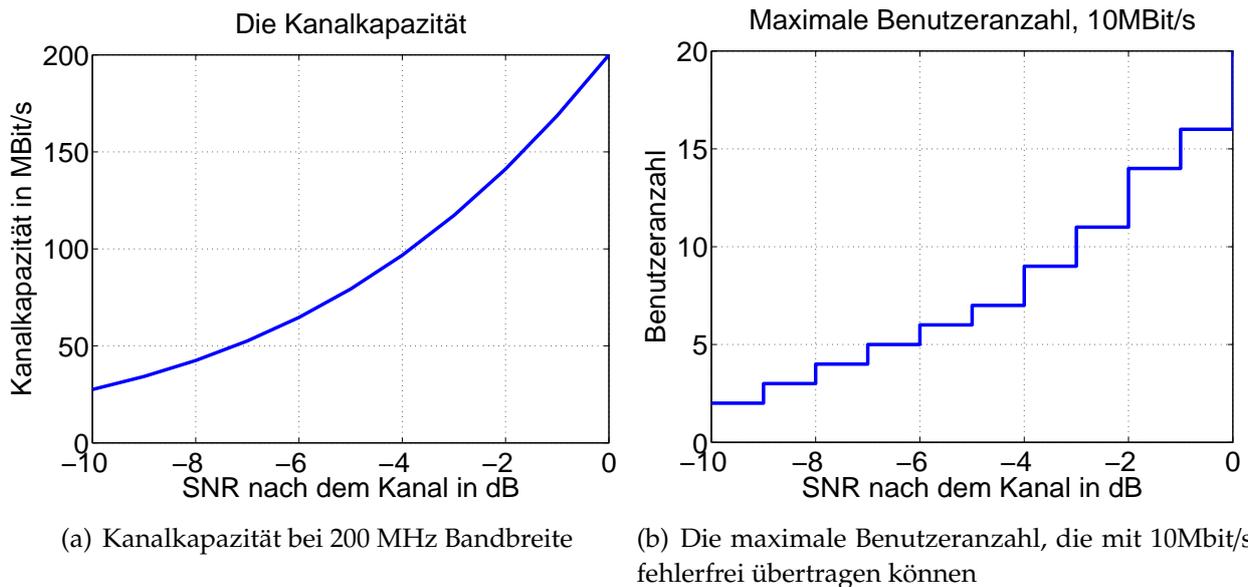
In dieser Arbeit ist die Kanalbandbreite fest zu 200 MHz bestimmt. Daher gibt es einen Zusammenhang zwischen der Kanalkapazität und dem SNR nach dem Kanal wie in Abbildung 2.1(a) gezeigt.

Da die gesamte Datenrate durch die Kanalkapazität bestimmt ist, ist die maximale Anzahl der Benutzer, die mit einer gewissen Datenrate gemeinsam über diesen Kanal fehlerfrei übertragen können, auch bekannt. Bei einer Datenrate von 10 MBit/s, ist diese maximale Benutzeranzahl in Abbildung 2.1(b) zu sehen. Bei -6 dB nach dem Kanal, was dem jetzigen Stand entspricht, sind demnach theoretisch maximal 6 gleichzeitige fehlerfreie Übertragungen möglich. Dies ist aber eventuell nur mit viel Aufwand, wie z.B. Kanalcodierung, etc. zu erzielen.

#### 2.1.2. Die spektrale Effizienz

In der Arbeit werden hauptsächlich Übertragungen mit ca. 13 MBit/s Datenrate untersucht. In der Praxis werden jedoch nur 10 MBit/s Übertragungsrate benötigt. In der Simulation wird

## 2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen



**Abbildung 2.1:** Die Kanalkapazität und die maximale Benutzeranzahl in Abhängigkeit vom SNR nach dem Kanal

der Kanal direkt mit der Chiprate abgetastet, was einem idealen Sendefilter entspricht, mit einer spektralen Effizienz von 2 Chips/s/Hz. [Kro91] Die spektrale Effizienz ist der Quotient der Chiprate und der einseitigen Bandbreite in Basisband, welche in der Simulation 100 MHz beträgt. In der Praxis ist der Einsatz von idealen Sendefiltern unmöglich bzw. die spektrale Effizienz kleiner als 2 Chips/s/Hz. Wenn PN-Sequenzen als Spreizcodes mit der maximalen Codelänge (bei DBPSK 15 und DQPSK 31) genommen werden, dann ist die minimal mögliche spektrale Effizienz  $\Gamma$  gleich:

$$\Gamma = 2 \text{ Chips/s/Hz} \cdot \frac{10}{13} \approx 1.5 \text{ Chips/s/Hz} \quad (2.2)$$

Mit solchen Sendefiltern/Impulsformungsfilttern wird dann bei gleicher Kanalbandbreite eine Datenrate von 10 MBit/s erreicht.

Werden die Sendefilter digital realisiert, so verringert sich eventuell bei gleicher Abtastfrequenz der D/A Wandler, die nutzbare Chiprate. Um dies zu kompensieren, kann ein kürzerer Code bzw. ein höherwertiges Modulationsverfahren verwendet oder die Datenrate verringert werden.

## 2.2. Mathematische Grundlagen

Im folgenden Abschnitt werden ein paar mathematische Grundlagen und Operatoren, die in dieser Arbeit benutzt werden, vorgestellt. Spätere Untersuchungen können so leichter durchgeführt und dargestellt werden.

### 2.2.1. Zeitdiskrete Fouriertransformation (DTFT)

Die zeitdiskrete Fouriertransformation ist für ein zeitdiskretes Signal  $x : n \rightarrow x(n)$  definiert als

$$X = \mathcal{F}\{x\} \quad (2.3)$$

mit:

$$X(\Omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)e^{-j\Omega n} \quad (2.4)$$

### 2.2.2. Signalleistung

#### Das Leistungsdichtespektrum

Die Leistungsdichte kann auf zwei äquivalente Arten definiert werden:

- Zum einen als Betragsquadrat der Fouriertransformation eines diskreten zeitlichen Signals  $x(n)$ . Diese Definition gilt nur für Signale, nicht für Prozesse.

$$X(\Omega) = \mathcal{F}\{x\}(\Omega) \quad (2.5)$$

wobei  $x$  ein zeitliches Signal ist, das fouriertransformiert werden kann.

$$S_{xx}(\Omega) = \frac{1}{2\pi} |X(\Omega)|^2 \quad (2.6)$$

- Zum anderen als Fouriertransformierte der Autokorrelationsfunktion eines zeitlichen Signals oder Prozesses  $x$ .

$$S_{xx}(\Omega) = \frac{1}{2\pi} \mathcal{F}\{\text{AKF}\{x\}\}(\Omega) \quad (2.7)$$

Beide Definitionen sind gleichwertig.

#### Mittlere Leistung und Effektivwert

Die mittlere Leistung  $P_x$  eines zeitlich kontinuierlichen Signals  $x(t)$  wird definiert zu:

$$P_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T |x(t)|^2 dt \quad (2.8)$$

Entsprechend wird die mittlere Leistung  $P$  eines zeitlich diskreten Signals  $x(n)$  definiert zu:

## 2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen

$$P_x = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^N |x(n)|^2 \quad (2.9)$$

Endliche Signale haben immer eine mittlere Leistung von Null.

Der Effektivwert des Signals ist die Wurzel der mittleren Leistung:

$$x_{eff} = \sqrt{P_x} \quad (2.10)$$

Wenn  $x$  ein Leistungssignal ist, ist dessen mittlere Leistung gleich dem Integral über die Leistungsdichte:

$$P_x = \int_{-\pi}^{\pi} S_{xx}(\Omega) d\Omega \quad (2.11)$$

### Leistungsverstärkung eines zufälligen Signals durch ein Filter

Wenn  $x(n)$  ein diskretes weißes zufälliges Signal ist, ist dessen Leistungsdichte  $S_{xx}$  im Frequenzbereich konstant.

Durchläuft  $x(n)$  ein lineares Filter mit einer Impulsantwort  $f(n)$ , so gilt:

$$y(n) = (x * f)(n) \quad (2.12)$$

Wird die Gleichung mittels DTFT in den Frequenzbereich transformiert, so gilt:

$$|Y(\Omega)| = |X(\Omega)| \cdot |F(\Omega)| \quad (2.13)$$

Die Leistungsdichten sind:

$$S_{xx}(\Omega) = \frac{1}{2\pi} |X(\Omega)|^2 \quad S_{yy}(\Omega) = \frac{1}{2\pi} |Y(\Omega)|^2 \quad (2.14)$$

Generell gilt demnach

$$S_{yy}(\Omega) = S_{xx}(\Omega) \cdot |F(\Omega)|^2 \quad (2.15)$$

$$\Rightarrow P_y = \int_{-\pi}^{\pi} S_{xx}(\Omega) \cdot |F(\Omega)|^2 d\Omega \quad (2.16)$$

da  $S_{xx}$  konstant ist,

$$P_y = S_{xx}(\Omega) \int_{-\pi}^{\pi} |F(\Omega)|^2 d\Omega \quad (2.17)$$

Es gilt der Satz von Parseval für diskrete Signale: [Kie97]

$$\int_{-\pi}^{\pi} |F(\Omega)|^2 d\Omega = 2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} |f(n)|^2 \quad (2.18)$$

Wobei  $f(n)$  der entsprechende Zeitbereich von  $F(\Omega)$  ist.

Die Signalleistung  $P_y$  von  $y$  kann folgendermaßen umgeformt werden:

$$P_y = S_{xx} \cdot 2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} |f(n)|^2 \quad (2.19)$$

$$= P_x \sum_{n=-\infty}^{\infty} |f(n)|^2 \quad \text{wegen } P_x = \int_{-\pi}^{\pi} S_{xx}(\Omega) d\Omega \quad (2.20)$$

Es zeigt sich, dass wenn ein Signal mit weißem Charakter durch ein lineares Filter mit Impulsantwort  $f(n)$  durchläuft, so wird dessen Leistung um den Faktor  $\sum_{n=-\infty}^{\infty} |f(n)|^2$  erhöht.

### 2.2.3. Zeitliche Umkehr und Verschiebung

Hier wird ein Operator definiert, der die zeitliche Umkehr eines diskreten Signals  $x(n)$  bildet

$$\mathcal{R}\{x\}(n) = x(-n) \quad (2.21)$$

Zudem wird ein zeitlicher Verschiebungs-Operator eines diskreten Signals definiert:

$$\mathcal{T}_m\{x\}(n) = x(n - m) \quad (2.22)$$

$$= (x * \delta_m)(n) \quad (2.23)$$

Das diskrete Signal  $x(n)$  wird hier um  $m$  Werte nach rechts verschoben. Das Signal  $\delta_m$  ist ein  $\delta$ -Impuls zum Zeitpunkt  $m$ .

$$\delta_m(n) = \begin{cases} 1 & n = m \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.24)$$

Mit diesen zwei Operatoren können die nachfolgenden theoretischen Untersuchungen viel einfacher und übersichtlicher dargestellt werden.

### 2.2.4. Korrelationseigenschaften von Signalfolgen

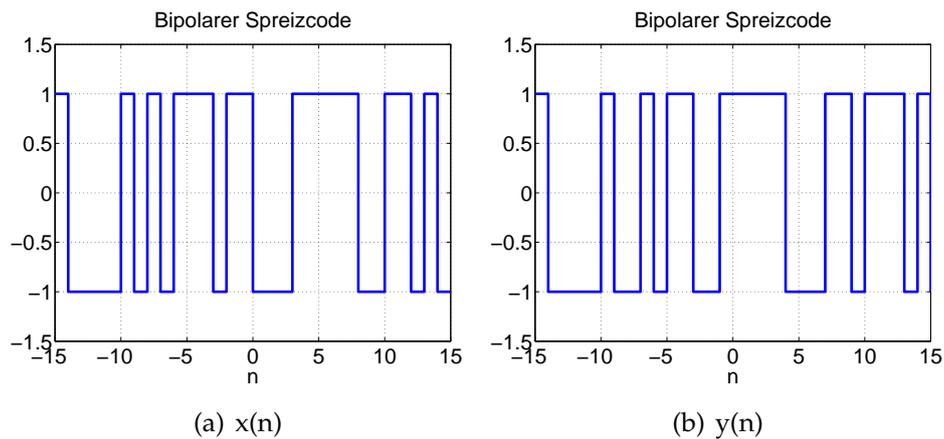
Im Folgenden seien  $x(n)$  sowie  $y(n)$  periodische Folgen bzw. periodische diskrete Signale mit Periodenlänge  $N$ .  $y(n)$  sollte indes keine zyklische Verschiebung von  $x(n)$  sein. In Abbildung 2.2 werden zwei Beispiele für jeweils eine Periode der periodische Folgen dargestellt.

Es gibt zwei Typen von Korrelationen:

- Autokorrelation: Die Korrelation zwischen zwei gleichen Folge.
- Kreuzkorrelation: Die Korrelation zwischen zwei unterschiedlichen Folgen.

Zudem werden Korrelationen zwischen periodischen und aperiodischen Folgen unterschieden. Die periodische Korrelation ist die Korrelation zwischen periodischen Folgen während die aperiodische Korrelation die Korrelation zwischen aperiodischen (meist endlich langen) Folgen ist. Folgend werden Folgen mit gleicher Länge bzw. Periodenlänge untersucht.

## 2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen



**Abbildung 2.2:** Exemplarische Folgen  $x(n)$  und  $y(n)$

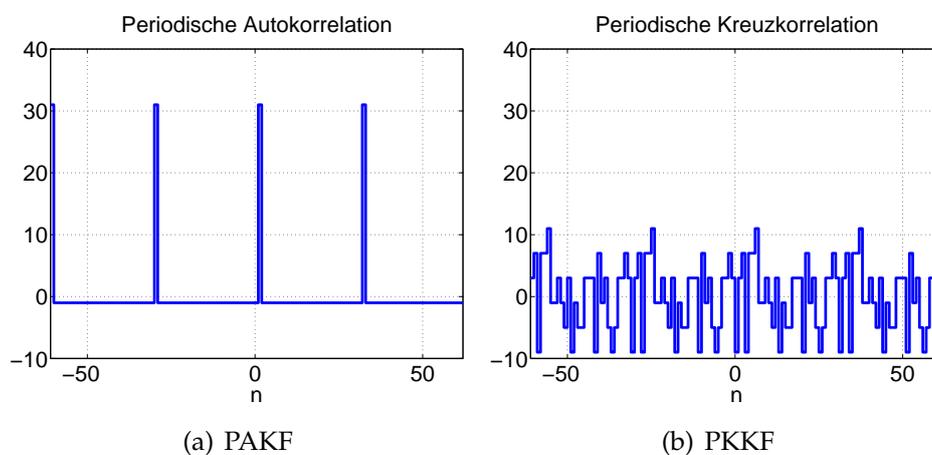
### 2.2.4.1. Periodische Korrelation

Die periodische Autokorrelation und die periodische Kreuzkorrelation werden wie folgt definiert. Für die Korrelation sollen alle mögliche Werte der Funktion oder Funktionen miteinander multipliziert und aufsummiert werden. Da aber die Folge periodisch und somit auch unendlich lang ist, summiert man nur über eine Periode.

$$\text{PAKF}\{x\}(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n+m)x^*(n) = \sum_{n=0}^{N-1} x((n+m) \bmod N)x^*(n) \quad (2.25)$$

$$\text{PKKF}\{x, y\}(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n+m)y^*(n) = \sum_{n=0}^{N-1} x((n+m) \bmod N)y^*(n) \quad (2.26)$$

Die Korrelation zwischen periodischen Folgen ist auch periodisch. Abbildung 2.3 zeigt die periodische Korrelation der Folge aus Abbildung 2.2.



**Abbildung 2.3:** Die periodische Auto- und Kreuzkorrelation

### 2.2.4.2. Aperiodische Korrelation

Die aperiodische Korrelation ist zuerst nur für aperiodische Signale definiert. Ist ein Signal periodisch, soll nur eine Periode korreliert werden. Die aperiodische Korrelation ist wie folgt definiert:

$$\text{KKF}\{x, y\}(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n+m)y^*(n) \quad (2.27)$$

$$\text{KKF}\{x, y\}(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)y^*(n-m) \quad (2.28)$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)\mathcal{R}\{y^*\}(m-n) \quad (2.29)$$

Dies ist durch eine Faltung mit der Zeitumkehr des zweiten Signals darstellbar:

$$= (x * \mathcal{R}\{y^*\})(m) \quad (2.30)$$

Eine Periode von  $x(n)$  und  $y(n)$  ist endlich lang und verfügt in dem Bereich  $0 \leq n \leq N-1$  über Werte ungleich Null, weswegen gilt:

$$\text{KKF}\{x, y\}(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)\mathcal{R}\{y^*\}(m-n) \quad (2.31)$$

Hier ist  $\mathcal{R}\{y\}$  die zeitliche Umkehr des Signals  $y$ , die in Abschnitt 2.2.3 vorgestellt wurde.

Bei der aperiodischen Autokorrelation muss  $y$  durch  $x$  ersetzt werden. Die aperiodische Korrelation ist für endliche Folgen, hier eine Periode von  $x(n)$  und  $y(n)$ , auch endlich wie in Abbildung 2.4 gezeigt. Die Länge der aperiodischen Autokorrelation beträgt  $2N-1$ .

### 2.2.4.3. Zusammenhang zwischen periodischer und aperiodischer Korrelation

Es gibt folgende Zusammenhänge zwischen der periodischen und aperiodischen Korrelation: [Lük92a]

$$\text{PAKF}\{x\}(m) = \text{AKF}\{x\}(m) + \text{AKF}\{x\}(m-N) \quad (2.32)$$

$$\text{PKKF}\{x, y\}(m) = \text{KKF}\{x, y\}(m) + \text{KKF}\{x, y\}(m-N) \quad \text{für } 0 \leq m < N \quad (2.33)$$

Die periodische Korrelation ist durch die aperiodische Korrelation darstellbar. Leider ist die aperiodische Korrelation nicht direkt durch die periodische Korrelation zu beschreiben.

Weiteren Eigenschaften sind:

## 2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen

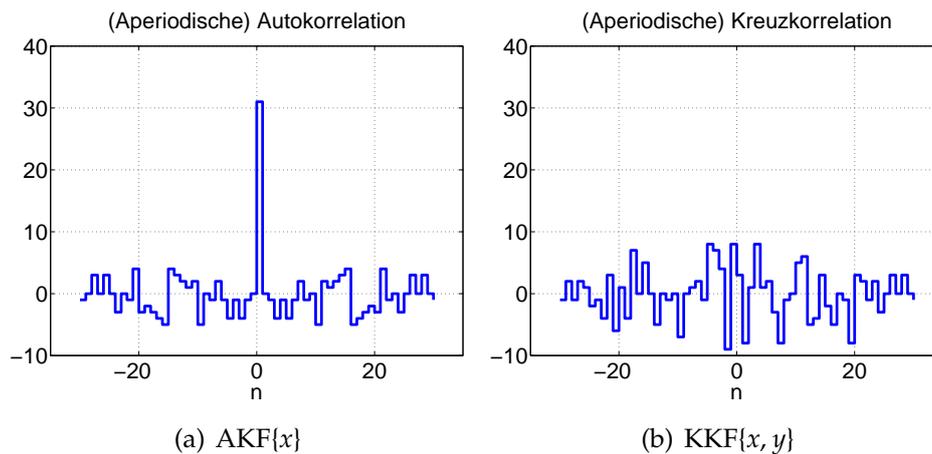


Abbildung 2.4: Die aperiodische Auto- und Kreuzkorrelation

- Der Maximalwert bei bipolaren Folgen beträgt sowohl bei der periodischen, als auch der aperiodischen Korrelation immer  $N$ .  $N$  ist die Periodenlänge des periodischen Signals.  
 $AKF\{x\}(0) = PAKF\{x\}(0) = N$
- Die aperiodische Autokorrelation ist um die Y-Achse konjugiert symmetrisch.  
 $AKF\{x\}(-m) = AKF\{x\}^*(m)$
- Die aperiodische Kreuzkorrelation wird konjugiert komplex gespiegelt, wenn die Folgen vertauscht werden.  
 $KKF\{x, y\}(-m) = KKF\{y, x\}^*(m)$

### 2.3. CDMA-Ersatzsystem

Für die theoretischen Untersuchungen wird in dieser Arbeit ein neuartiges CDMA-Modell vorgestellt. Um den Unterschied zu verdeutlichen, wird hierzu zuerst das herkömmliche Modell gezeigt.

#### 2.3.1. Konventionelles CDMA-Modell

Die wichtigsten Komponenten des CDMA-Modells sind die Spreizung und die Entspreizung.

##### 2.3.1.1. Spreizung

Bei dem herkömmlichen Modell ist die Spreizung durch eine Multiplikation entsprechend Abbildung 2.5 realisiert [Luc92], [Pro00], [Kam01]. Dabei sind  $s(t)$  die Sendesymbole, die vom

Modulator aus den Sendebits gewonnen werden.  $c_0(t)$  ist eine periodische Folge: der Spreizcode. In dieser Arbeit handelt sich immer um Short-Code CDMA, d.h. die Symboldauer ist gleich der Periodenlänge des Spreizcodes. Die zeitkontinuierlichen Sendesymbole werden mit dem periodischen Spreizcode multipliziert, woraus das Signal  $x(t)$  nach der Spreizung resultiert.

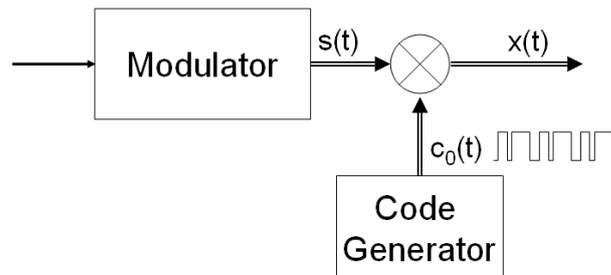


Abbildung 2.5: Spreizung in herkömmlicher Darstellung

### 2.3.1.2. Entspreizung

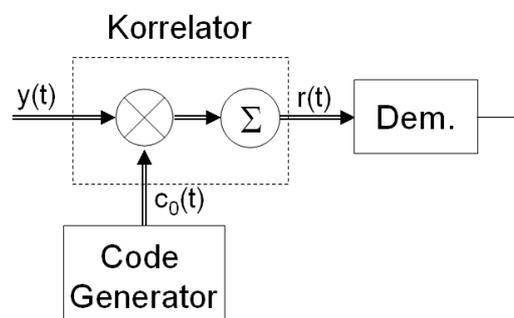


Abbildung 2.6: Entspreizung in herkömmlicher Darstellung

Bei der Entspreizung wird das Signal nach dem Kanal  $y(t)$  mit dem periodischen Spreizcode  $c_0(t)$  multipliziert und über eine Periodenlänge des Spreizcodes summiert bzw. integriert. Eine Multiplikation und anschließende Summation stellt eine Korrelation dar. In einer praktischen Realisierung wird hierzu ein Takt für den Anfangszeitpunkt der Korrelation benötigt, der aber durch ein SAW Filter bereitgestellt werden kann (siehe Abschnitt 6.4).

### 2.3.2. Alternatives CDMA-Modell

Nun soll ein einfacher, mit Faltungen darstellbarer Zusammenhang zwischen den Sendesymbolen und Empfangssymbolen hergeleitet werden.

## 2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen

### 2.3.2.1. Das Modell und die Analyse des Modells

Neben dem herkömmlichen Modell wird in diesem Abschnitt ein neuartiges Modell vorgestellt (siehe Abbildung 2.7), das für eine theoretische Untersuchung besser geeignet ist.

Zunächst werden die verwendeten Symbole kurz erklärt:

- $s(i)$ : Vom Modulator erzeugte Sendesymbole
- $u(n)$ : Mit Zeropadding upgesampelte Symbole
- $c(n)$ : Eine Periode des Spreizcodes
- $x(n)$ : Die Chips nach der Spreizung
- $h(n)$ : Kanalimpulsantwort
- $y(n)$ : Das Signal nach dem Kanal
- $w(n)$ : Das Signal nach dem Matched-Filter, vor dem Downsampling
- $r(i)$ : Die Symbole nach der Entspreizung, Empfangsymbole
- $n_y(n)$ : Die Störungen nach dem Kanal (Rauschen und Störimpulse)
- $n_w(n)$ : Die Störungen vor dem Downsampling
- $n_r(i)$ : Die Störungen vor dem Demodulator

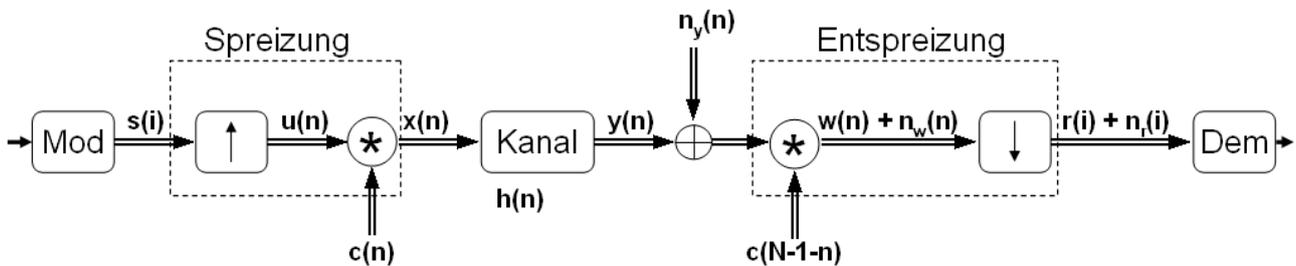


Abbildung 2.7: Das alternative Modell

Der Modulator ordnet den Sendebits Sendesymbole  $s(i)$  zu, die von der Spreizung zu Chips umgesetzt werden. Anstelle einer Multiplikation kann die Spreizung als ein Upsampling mit anschließender Faltung dargestellt werden.

$c(n)$  ist eine Periode des periodischen Codes  $c_0(n)$  mit Periodenlänge  $N$ .  $u(n)$  sind die mit Zeropadding upgesampelten Sendesymbole, wobei der Upsamplefaktor gleich der Länge des Spreizcodes  $c$  also  $N$  ist.

$$c(n) = \begin{cases} c_0(n) & 0 \leq n < N \\ 0 & n < 0 \text{ oder } n \geq N \end{cases} \quad (2.34)$$

sowie:

$$u(n) = \begin{cases} s(i) & n = iN \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.35)$$

Das Signal  $x(n)$  wird als Faltung dargestellt:

$$x(n) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} s(i) \cdot c(n - iN) \quad (2.36)$$

$$= \sum_{i=-\infty}^{\infty} u(iN) \cdot c(n - iN) \quad (2.37)$$

da  $u(n) = 0$  für  $n \neq iN$ , ist die Gleichung weiter zu vereinfachen als

$$= \sum_{m=-\infty}^{\infty} u(m) \cdot c(n - m) \quad (2.38)$$

$$= (u * c)(n) \quad (2.39)$$

Daher kann das Signal nach dem Kanal  $y(n)$  auch als Faltung dargestellt werden.

$$y(n) = (u * c * h)(n) \quad (2.40)$$

Bei der Entspreizung handelt sich um ein Matched-Filter mit anschließendem Downsampling. Eine Korrelation mit  $c(n)$  entspricht der Faltung mit der konjugiert komplexen zeitlichen Umkehr  $\mathcal{R}\{c\}^*(n)$  von  $c(n)$ . Da  $c(n)$  reell ist, gilt  $\mathcal{R}\{c\}^*(n) = \mathcal{R}\{c\}(n)$ .

Da ein Filter nur kausal realisiert werden kann, ist es nötig dessen Impulsantwort  $\mathcal{R}\{c\}(n)$  entsprechend zu verschieben. Daher wird in der Simulation die Korrelation durch ein Filter mit der Impulsantwort  $\tilde{c}(n)$  realisiert:

$$\tilde{c}(n) = \mathcal{T}_{N-1}\{\mathcal{R}\{c\}\}(n) \quad (2.41)$$

$$= (\mathcal{R}\{c\} * \delta_{N-1})(n) \quad (2.42)$$

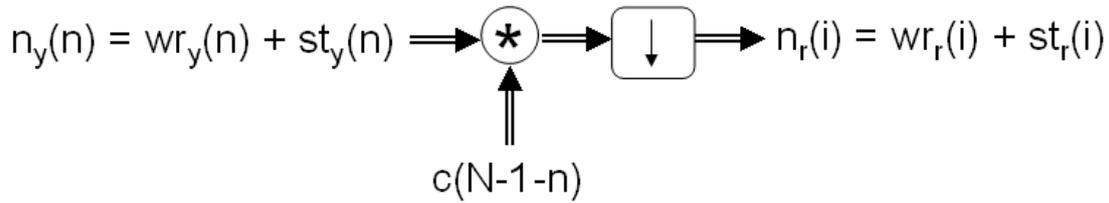
$$= c(-n + N - 1) \quad (2.43)$$

Hierbei ist  $N$  die Länge des Spreizcodes  $c(n)$ .

Auf dem Kanal wird das Hintergrundrauschen mit den Störimpulsen addiert. Für die theoretische Untersuchung ist es aber geschickter, diese Operation hinter die Entspreizung zu transformieren (siehe Abbildung 2.8).  $wr_y$  und  $wr_r$  sowie  $st_y$  und  $st_r$  bezeichnen das Hintergrundrauschen bzw. die Störimpulse vor und nach der Entspreizung.

Da der Spreizcode weißen Charakter besitzt, und das Matched-Filter die verschobene zeitliche Umkehr des Spreizcodes als Impulsantwort hat, besitzt es ein Allpassverhalten, also ein fast konstanten Amplitudengang. Daraus folgt, dass gaußsches weißes Rauschen nach der Entspreizung weiß bleibt. Die Amplitudenverteilung des weißen Rauschens wird sich auch

## 2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen



**Abbildung 2.8:** Weißes Rauschen und Störimpulse hinter die Entspreizung transformiert

nicht ändern, da die Filterung eine lineare Operation ist, die nur aus Additionen und Multiplikationen besteht. Normalverteilte Zufallsvariablen bleiben durch lineare Operationen normalverteilt.

Im Kapitel 5 wird bewiesen, dass die Störimpulse eine kurzzeitige SNR Verschlechterung darstellen. Daher kann im Prinzip das Verhalten der Störimpulse vor und nach der Entspreizung genauso beschreiben werden wie beim Hintergrundrauschen.

Für das Signal nach dem Matched-Filter gilt:

$$w(n) = (u * c * h * \mathcal{R}\{c\} * \delta_{N-1})(n) \quad (2.44)$$

$$= (u * h * \text{AKF}\{c\} * \delta_{N-1})(n) \quad (2.45)$$

Obwohl es jetzt einen linearen Zusammenhang zwischen  $w$  und  $u$  gibt, ist es nicht offensichtlich, dass es auch einen linearen Zusammenhang zwischen Sendesymbolen  $s$  und Empfangssymbolen  $r$  gibt. Zunächst gilt

$$w(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} u(m) \cdot (h * \text{AKF}\{c\} * \delta_{N-1})(n - m) \quad (2.46)$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(k) \cdot (h * \text{AKF}\{c\} * \delta_{N-1})(n - kN) \quad (2.47)$$

Durch Abtasten des Signals  $w(n)$  werden die Empfangssymbole  $r(i)$  gebildet.

### 2.3.2.2. Abtastzeitpunkt

Die nachfolgenden theoretischen Untersuchungen beruhen darauf, dass der Abtastzeitpunkt im Empfänger korrekt gewählt wird. Um den Zusammenhang zwischen Sendesymbolen und Empfangssymbolen zu beschreiben und die Formeln weiter zu vereinfachen, wird im folgenden Abschnitt gezeigt, wie der Abtastzeitpunkt formelmäßig hergeleitet werden kann. Der Sachverhalt wird in Abbildung 2.9 dargestellt:

In der Theorie und der Simulation benutzen Sender und Empfänger das gleiche Zeitraster  $n = iN$ . Der Rasterabstand ist die Periodenlänge des Spreizcodes  $N$ . Die Kanallaufzeit  $m$  ist

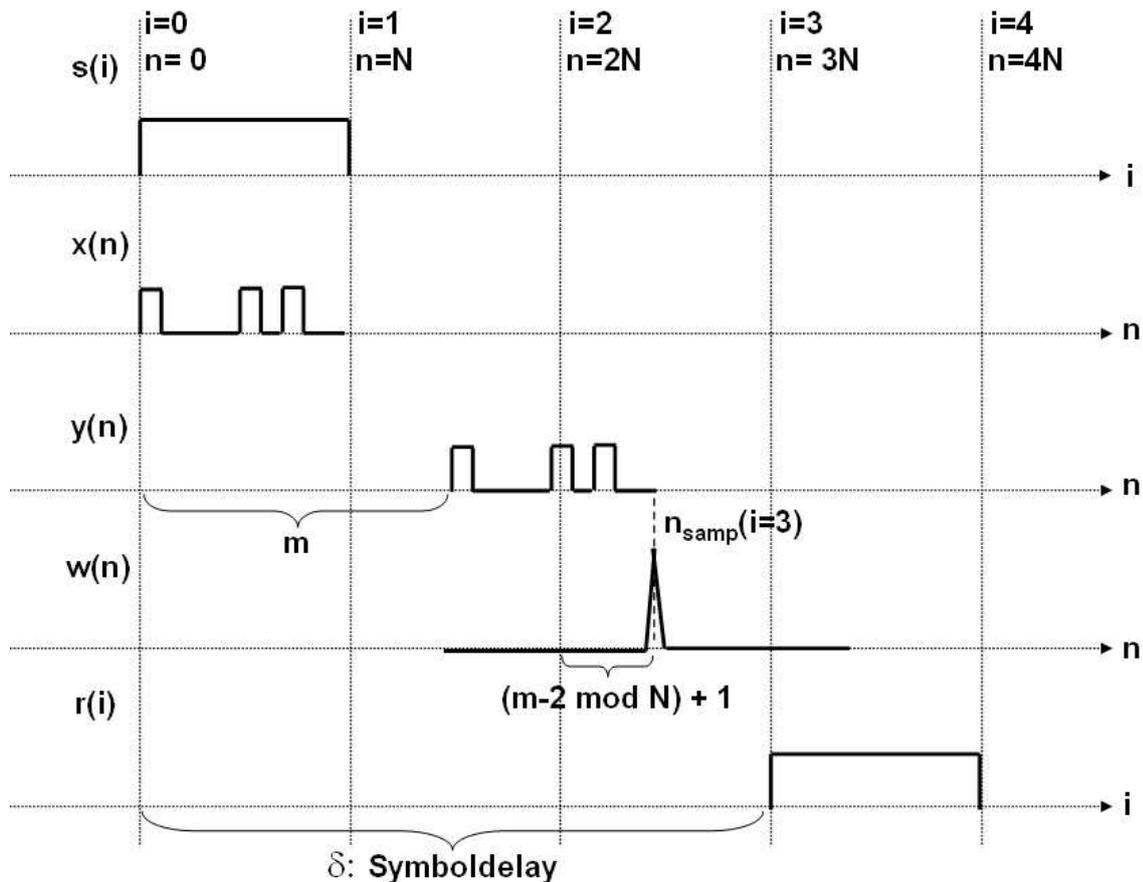


Abbildung 2.9: Veranschaulichung der Abtastung

bei den vorhandenen Kanälen die Position des Betragsmaximums der Kanalimpulsantwort  $h(n)$  mit Länge  $L$ , formelmäßig gilt:

$$m := \underset{n}{\operatorname{argmax}}\{h(n)\} \quad \text{für } 0 \leq n < L \quad (2.48)$$

Der ideale Kanal besitzt die größte Stelle seiner Impulsantwort zum Zeitpunkt  $n = 0$ . Da die in der Simulation verwendeten Kanäle nahezu alle Allpasscharakter haben und fast linearphasig sind, was einer konstanten Laufzeit entspricht (siehe Kapitel 3), ist  $m$  auch gleichzeitig die Laufzeit des Kanals in Chips.

Zur Veranschaulichung wird in der Abbildung 2.9 eine Übertragung eines einzigen Symbols mit einem idealen Kanal mit Laufzeit  $m$  illustriert. Daher wird das Signal nach der Spreizung  $x(n)$  durch den Kanal nur um  $m$  Chips verzögert und Inter-Symbol-Interferenz wird nicht dargestellt. Bei einem nichtidealen Kanal würde die gesendete Chipsequenz durch den Kanal verbreitert. Weiter wird in der Abbildung angenommen, dass der Spreizcode eine ideale AKF besitzt.

Wie zu erkennen, ist der Abstand des maximalen Peaks des Signals vor der Abtastung  $w(n)$  zum vorherigen Zeitraster gleich  $(m-2) \bmod N + 1$ , diese Größe wird später in Kapitel 6 auch als  $mm$  bezeichnet. Ihr Wertebereich ist  $[1, N]$ . Da der Empfänger das gleiche Raster wie der

## 2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen

Sender benutzt, werden die Empfangssymbole erst am Zeitpunkt  $n = 3N$  ausgelesen, was bedeutet, dass die Symbole um drei Symboltakte verzögert werden (Das Symbol wurde bei  $i = 0$  gesendet und bei  $i = 3$  empfangen) . In einem realistischen Empfänger wird nicht das gleiche Zeitraster wie im Sender benutzt, die Empfangssymbole können also schon früher nach der Abtastung ausgelesen werden. Dies wird im Abschnitt 6.2.3 genau vorgestellt.

Wie zu sehen, gehört der Nutzteil der Empfangsdaten  $r(i)$  zum Zeitpunkt  $i$  nicht unbedingt zu den Sendedaten  $s(i)$  sondern vielmehr zu den vergangenen Sendedaten  $s(i - \delta)$ . Diese Zeitverzögerung  $\delta$  ist direkt von der Laufzeit des Kanals  $m$  abhängig.

Der allgemeine Zusammenhang zwischen  $\delta$  und  $m$  wird durch folgende Tabelle ermittelt. Hierbei sind  $r(i)$  die Empfangsdaten zum Zeitpunkt  $i$ ,  $s(i)$  die Sendedaten zum Zeitpunkt  $i$ ,  $n_{\text{samp}}(i)$  ist der  $i$ -te Abtastzeitpunkt des Signals  $w(n)$  nach dem Matched-Filter und  $N$  die Länge des Spreizcodes.

$m = 0$	$n_{\text{samp}}(i) = iN - 1$ <sup>(a)</sup>	$r(i) = s(i - 1)$	$\Rightarrow$	$\delta = 1$
$m = 1$	$n_{\text{samp}}(i) = iN$	$r(i) = s(i - 1)$	$\Rightarrow$	$\delta = 1$
$1 < m \leq N + 1$	$n_{\text{samp}}(i) = (i - 1)N + m - 1$	$r(i) = s(i - 2)$	$\Rightarrow$	$\delta = 2$
$N + 2 < m \leq 2N + 1$	$n_{\text{samp}}(i) = (i - 2)N + m - 1$	$r(i) = s(i - 3)$	$\Rightarrow$	$\delta = 3$

(a) Wenn der Kanal keine Laufzeit hat, wird immer der letzte Chip eines Empfangssymbols abgetastet.

Aus dieser Übersicht ergibt sich:

- Wenn der Kanal keine Laufzeit oder 1 Chip Delay hat, werden die Symbole um einen Symboltakt verzögert.
- Wenn die Kanallaufzeit größer als 1 Chip ist, werden die Symbole mindestens um zwei Symbole verzögert.

Daher definiert sich die **Symbolverzögerung**  $\delta$  als:

$$\delta := \text{floor}\left(\frac{m - 2}{N}\right) + 2 \quad (2.49)$$

Der **Abtastzeitpunkt**  $n_{\text{samp}}(i)$  ist von  $\delta$  abhängig:

$$n_{\text{samp}}(i) = (i - \delta + 1)N - 1 + m \quad (2.50)$$

Später nach dem Einsetzen und weiteren Vereinfachen der Formeln, ist zu erkennen, dass diese Definitionen sinnvoll und richtig gewählt sind (siehe Gleichung 2.55).

### 2.3.3. System-Funktion und System-Filter

Anhand der Formel des Abtastzeitpunktes wird nun ein linearer Zusammenhang zwischen den Sende- und Empfangssymbolen hergestellt. Die Empfangssymbole können durch die Faltung der Sendesymbole mit einer Funktion dargestellt werden. Diese Funktion wird als System-Funktion bezeichnet. Im Folgenden werden die Überlegungen detailliert vorgestellt.

#### 2.3.3.1. Mathematische Herleitung

Wird der Abtastzeitpunkt  $n_{\text{samp}}(i)$  in Formel (2.47) eingesetzt, ergibt sich:

$$r(i) = w(n_{\text{samp}}(i)) = w((i - \delta + 1)N - 1 + m) \quad (2.51)$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(k) \cdot (h * \text{AKF}\{c\} * \delta_{N-1})((i - k - \delta + 1)N - 1 + m) \quad (2.52)$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(k) \cdot (h * \text{AKF}\{c\})((i - k - \delta)N + m) \quad (2.53)$$

Wird nun eine **System-Funktion**  $f$  definiert:

$$f(i) := (h * \text{AKF}\{c\})((i - \delta)N + m) \quad (2.54)$$

so ergibt sich ein Zusammenhang zwischen Sende- und Empfangssymbolen

$$\begin{aligned} r(i) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(k) \cdot f(i - k) \\ &= (s * f)(i) \end{aligned} \quad (2.55)$$

Die Sendesymbole gehen demnach durch ein lineares Filter mit der Impulsantwort  $f$ , die durch die Auswahl gewisser Werte der Faltung der Kanalimpulsantwort  $h$  und der aperiodischen Autokorrelation  $\text{AKF}\{c\}$  des Codes gebildet wird. Das CDMA-Modell kann also zu dem in Abbildung 2.10 gezeigten System vereinfacht werden.

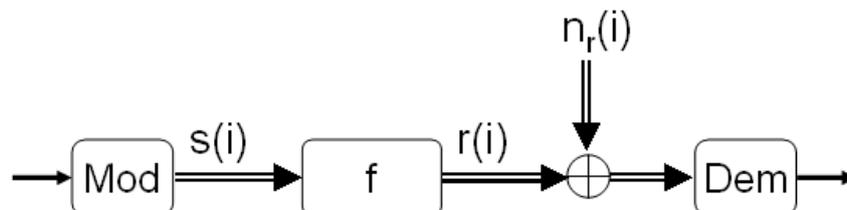


Abbildung 2.10: Das vereinfachte CDMA-Modell mit System-Filter

## 2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen

### 2.3.3.2. Ersatzsystem mit Impulsformungsfilter

Um Impulsformungsfilter im System mit einer Impulsantwort  $g$  zu berücksichtigen, kann die Bedeutung des Spreizcodes  $c$  erweitert werden. Hierfür wird der Spreizcode mit der Faltung des Spreizcodes mit der Sendeimpulsform ersetzt. Die Impulsform wird in den Spreizcode integriert.

$$c \leftarrow c * g \quad (2.56)$$

Genauso gilt für die Impulsantwort des Matched-Filters:

$$\tilde{c}(n) \leftarrow (\tilde{c} * \tilde{g})(n) \quad (2.57)$$

$\tilde{g}(n)$  ist analog zu  $\tilde{c}(n)$  definiert, siehe Gleichung 2.43.

$$\tilde{g}(n) = g(N - 1 - n) \quad (2.58)$$

Dadurch wird  $c$  verlängert und auch die spektrale Effizienz verkleinert. Der Spreizcode muss vorher upgesampelt werden, um nach der Faltung mit dem Impulsformungsfilter die Form darstellen zu können. Die bei gleicher Chiprate nötige Bandbreite steigt dadurch in der Regel. Auch wird eine höhere Abtastrate als die reine Chiprate benötigt. Das Benutzen eines digitalen Sendefilters entspricht so einer "Verlängerung" des Spreizcodes.

Damit ist bewiesen, dass das CDMA-Ersatzsystem auch bei Systemen mit nicht idealen Impulsformungsfiltern verwendet werden kann.

Wird in einem realen Empfänger die Impulsformung digital realisiert, so kann die Spreizung und Entspreizung auch praktisch mit dem kombinierten Spreizcode stattfinden. Nach der Spreizung ergeben sich so keine reinen CDMA-Chips mehr, da die Abtastrate höher als die Chiprate ohne Sendefilter ist.

### 2.3.3.3. Erläuterungen zum System-Filter

Der Betrag der Kanalimpulsantwort  $h$  und der Betrag der AKF Funktion eines Spreizcodes werden in Abbildung 2.11 gezeigt. Die Kanallaufzeit  $m$  ist durch die Position des betragsmäßig größten Peaks der Kanalimpulsantwort gegeben.

Zuerst werden die zwei Funktionen miteinander gefaltet, wodurch sich eine Funktion  $F$  bildet, die in Abbildung 2.12(a) gezeigt wird. Werden aus der F-Funktion die Werte in konstantem Abstand  $N$  genommen, so ergibt sich die Impulsantwort des System-Filters  $f(i)$  (siehe Abbildung 2.12(b)). Dies stellt somit eine Abtastung von  $F$ , also der Faltung der Kanalimpulsantwort mit der AKF des Codes, dar.

$$f(i) = F(n'_{\text{samp}}(i)) \quad (2.59)$$

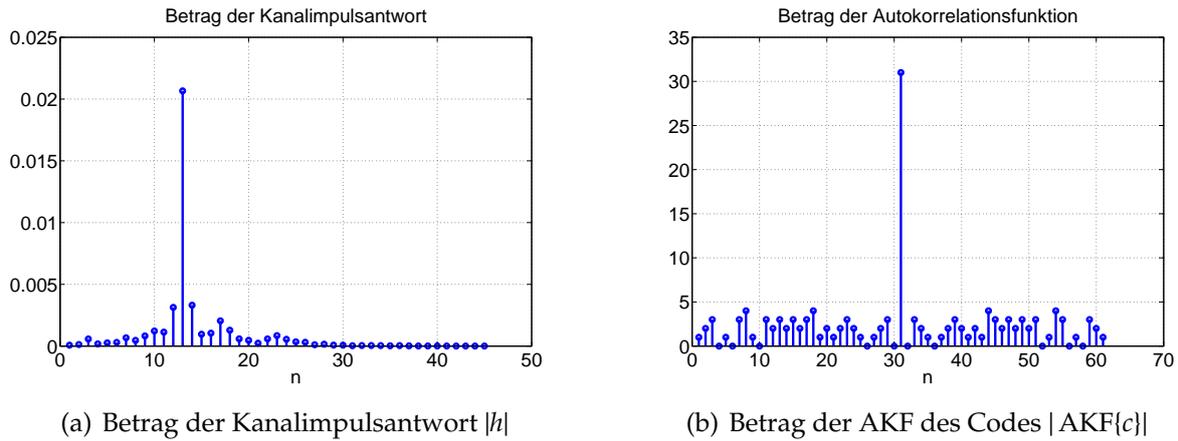


Abbildung 2.11: Der Betrag der Kanalimpulsantwort und der AKF Funktion

mit:

$$F = h * AKF\{c\} \quad (2.60)$$

Hierbei entspricht der 'Abtastzeitpunkt' der F-Funktion  $n'_{\text{samp}}$  nicht den Abtastzeitpunkten des Signals  $w(n)$  nach dem Matched-Filter, sondern

$$\begin{aligned} n'_{\text{samp}}(i) &= n_{\text{samp}}(i) - N + 1 \\ &= (i - \delta)N + m \end{aligned} \quad (2.61)$$

Wenn  $i = \delta$ , ist

$$n'_{\text{samp}}(\delta) = m \quad (2.62)$$

weswegen gilt

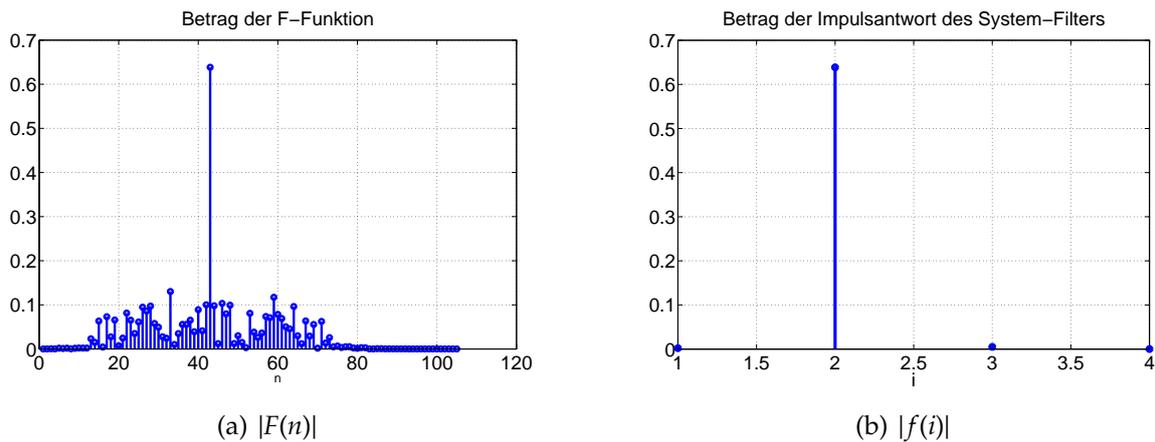
$$\max_i \{|f(i)|\} = |f(\delta)| \quad (2.63)$$

Daher beschreibt die Position des maximalen Peaks der System-Funktion das Symboldelay  $\delta$ . Im Beispiel in Abbildung 2.12(b) werden die Symbole also um 2 Symboltakte verzögert. Die Empfangsymbole entstehen aus der Faltung der Sendesymbole und dieser System-Funktion:

$$\begin{aligned} r(i) &= (s * f)(i) \\ &= \underbrace{s(i) f(0) + s(i-1) f(1) + \dots + s(i-\delta) f(\delta)}_{\text{ISI}} + \underbrace{s(i-\delta) f(\delta)}_{\text{Nutzsignal}} + \underbrace{\dots}_{\text{ISI}} \end{aligned} \quad (2.64)$$

wobei  $s(i - \delta)$  die Nutzdaten und  $f(\delta)$  der betragsmäßig größte Wert der Funktion  $f(i)$  ist. Die anderen Werte der System-Funktion werden mit den vergangenen und/oder nachkommenden Sendesymbolen multipliziert und bilden so die Inter-Symbol-Interferenz (ISI).

## 2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen

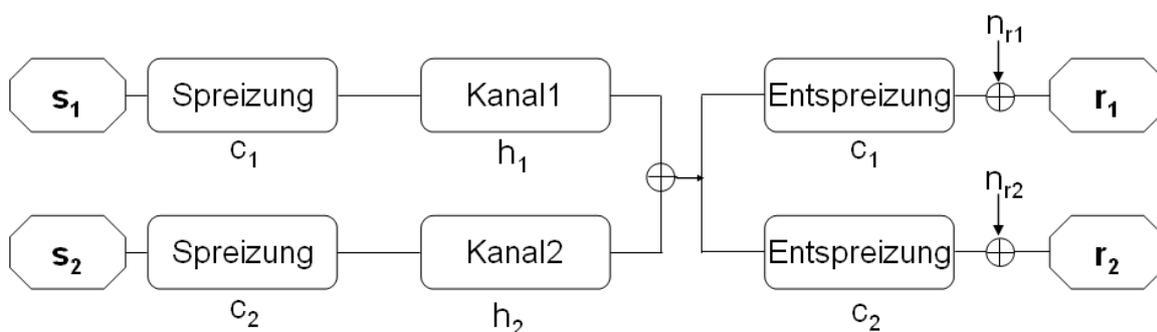


**Abbildung 2.12:** Die F-Funktion und die durch Abtastung daraus gewonnene Impulsantwort des System-Filters  $f$

Wenn die Kanalimpulsantwort ein idealer  $\delta$ -Impuls ist, dann wird die Faltung von  $h$  und  $AKF\{c\}$  gleich der  $AKF\{c\}$  sein. Wenn diese mit  $n'_{\text{samp}}$  abgetastet wird, erhält  $f(i)$  nur einen Wert, nämlich den maximalen Wert der aperiodischen Autokorrelationsfunktion des Spreizcodes. Daraus folgt, dass in diesem Fall, *keine* ISI verursacht wird. Mit anderen Worten, die Inter-Symbol-Interferenzen werden durch einen nichtidealen Kanal verursacht.

### 2.3.4. Mehrbenutzer CDMA-Ersatzsystem dargestellt durch System-Filter

Mit dem System-Filter Prinzip können sämtliche Übertragungen, z.B. Nutzdatenübertragung sowie Störungen durch andere Benutzer, dargestellt werden. Eine Zweibenutzerübertragung wie in Abbildung 2.13 kann als ein aus vier System-Filtern nachgebildetes CDMA-Ersatzsystem dargestellt werden (siehe Abbildung 2.14). Hierbei wird angenommen, dass die Empfänger am gleichen physikalischen Punkt angeschlossen sind. Für Empfänger an anderen physikalischen Punkten gibt es andere Ersatz-Systeme.



**Abbildung 2.13:** CDMA-System für Zweibenutzerübertragung

### 2.3. CDMA-Ersatzsystem

$s_1$  und  $s_2$  sind die Sendesymbole von Sender 1 und Sender 2 und  $r_1$  und  $r_2$  sind die Empfangsymbole von Empfänger 1 und Empfänger 2. Wenn Empfänger 1 die Daten von Sender 1 ( $r_{11}$ ) bekommt, empfängt er auch die Daten, bzw. die "Störungen" von Sender 2 ( $r_{21}$ ). Zusätzlich bekommt Empfänger 1 noch die Störungen (Hintergrundrauschen, Störimpulse), die auf Kanal 1 überlagert sind. Bei Empfänger 2 verhält es sich entsprechend.

$$r_1 = r_{11} + r_{21} + n_{r1} \quad (2.65)$$

$$r_2 = r_{22} + r_{12} + n_{r2} \quad (2.66)$$

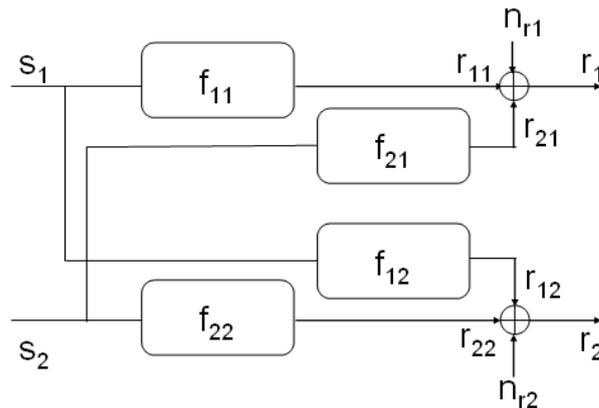
$r_{11}$  besteht nicht vollständig aus den Nutzdaten von Sender 1, sondern auch aus der Inter-Symbol-Interferenz.  $r_{21}$  ist die durch Sender 2 verursachte Multiple-Access-Interferenz (MAI) in Empfänger 1. Es gilt:

$$r_{11}(i) = (s_1 * f_{11})(i) \quad (2.67)$$

$$r_{12}(i) = (s_1 * f_{12})(i) \quad (2.68)$$

$$r_{21}(i) = (s_2 * f_{21})(i) \quad (2.69)$$

$$r_{22}(i) = (s_2 * f_{22})(i) \quad (2.70)$$



**Abbildung 2.14:** CDMA-Ersatzsystem durch vier System-Filter dargestellt

Die vier System-Funktionen haben folgende mathematische Zusammensetzung:

$$f_{11}(i) := \underbrace{(h_1 * AKF\{c_1\})}_{F_{11}}((i - \delta_1)N + m_1) \quad (2.71)$$

$$f_{12}(i) := \underbrace{(h_1 * KKF\{c_1, c_2\})}_{F_{12}}((i - \delta_2)N + m_2) \quad (2.72)$$

$$f_{21}(i) := \underbrace{(h_2 * KKF\{c_2, c_1\})}_{F_{21}}((i - \delta_1)N + m_1) \quad (2.73)$$

$$f_{22}(i) := \underbrace{(h_2 * AKF\{c_2\})}_{F_{22}}((i - \delta_2)N + m_2) \quad (2.74)$$

## 2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen

mit:

$$F_{11} := h_1 * \text{AKF}\{c_1\} \quad (2.75)$$

$$F_{21} := h_2 * \text{KKF}\{c_2, c_1\} \quad (2.76)$$

Hierbei ist  $c_1$  der Spreizcode für Datenbus 1, welcher von Sender 1 und Empfänger 1 benutzt wird, und  $c_2$  ist der Spreizcode für Datenbus 2 also für Sender 2 und Empfänger 2.  $h_1$  und  $h_2$  sind jeweils die Impulsantwort des ersten Übertragungsweges (Kanal 1) und die des zweiten Übertragungsweges (Kanal 2).  $m_1$  und  $\delta_1$  sind die Kanallaufzeit bzw. das Symboldelay bezüglich Kanal 1. Entsprechend sind  $m_2$  und  $\delta_2$  die Kanallaufzeit bzw. das Symboldelay bezüglich Kanal 2. Den Zusammenhang zwischen  $\delta$  und  $m$  beschreibt Formel (2.49).

Die "Abtastzeitpunkte" für  $F_{12}$  und  $F_{21}$  sind jeweils gleich zu denen von  $F_{22}$  bzw.  $F_{11}$ , da die zugehörigen Signale  $r_{12}$  und  $r_{21}$  wie  $r_{22}$  bzw.  $r_{11}$  abgetastet werden.

Wenn der Benutzer 2 die Sendesymbole gegenüber dem Benutzer 1 verzögert sendet, muss die Definition der Kanalimpulsantwort um die des zweiten Kanals  $h_2$  erweitert werden. Dies kann so interpretiert werden, dass sich der zweite Übertragungsweg  $h_2$  zeitlich verlängert. Somit gilt:

$$\boxed{\begin{array}{l} h_2 \leftarrow h_2 * \delta_{\tau_2} \\ m_2 \leftarrow m_2 + \tau_2 \end{array}} \quad (2.77)$$

Hierbei ist  $\tau_2$  die Sendeverzögerung in Chips, die Benutzer 2 gegenüber Benutzer 1 hat. Eine Neuberechnung von  $\delta_2$  folgt aus dem neuen  $m_2$ .

$f_{11}$  und  $f_{22}$  beschreiben die Nutzdaten-Übertragungen und die Inter-Symbol-Interferenzen (ISI).  $f_{21}$  und  $f_{12}$  beschreiben die Störungen des anderen Benutzers, also die Multiple-Access-Interferenzen (MAI).

Im idealen Fall, d.h. ohne ISI und MAI, sind  $f_{11}$  bzw.  $f_{22}$  ideale Impulse und  $f_{12}$  bzw.  $f_{21}$  entfallen.

Zusätzlich wird  $F_{11}$  als die Faltung der Kanalimpulsantwort und der aperiodische Autokorrelation definiert, während  $F_{21}$  die Faltung der Kanalimpulsantwort mit der aperiodischen Kreuzkorrelation darstellt.  $F_{12}$  und  $F_{22}$  sind in analoger Weise festgelegt.

Durch das CDMA-Ersatzsystem sowie die System-Filter können die Übertragungen mathematisch exakt dargestellt werden. Diese neue Darstellung vereinfacht auch die Untersuchungen für den Multi-User-Detektor und die Auswahl der optimalen Spreizcodes.

### 2.3.5. Nebenwerte vor der Abtastung

Der Abtastzeitpunkt im Empfänger  $n_{\text{samp}}$  ist durch Gleichung 2.50 gegeben. Der Wert des Signals  $\Delta$  Zeitpunkte nach oder vor dem richtigen Abtastzeitpunkt im Empfänger kann untersucht werden, indem der Abtastzeitpunkt  $n_{\text{samp},\Delta}$ , der von dem richtigen Abtastzeitpunkt

um  $\Delta$  abweicht, verwendet wird:

$$n_{\text{samp},\Delta}(i) = n_{\text{samp}}(i) + \Delta \quad (2.78)$$

$\Delta$  kann auch negativ sein. Wird nun der Abtastzeitpunkt  $n_{\text{samp},\Delta}$  verwendet, so ergeben sich natürlich andere Systemfilter. Diese seien wie folgt bezeichnet, und beschreiben das Übertragungsverhalten des Sendesignals zum Empfangssignal vor der Abtastung,  $\Delta$  Chips vor bzw. nach dem richtigen Zeitpunkt.

$$\begin{aligned} f_{11,\Delta}(i) &= F_{11}(n_{\text{samp},\Delta}(i) - N + 1) \\ &= F_{11}(n'_{\text{samp},\Delta}(i)) \\ f_{21,\Delta}(i) &= F_{21}(n_{\text{samp},\Delta}(i) - N + 1) \\ &= F_{21}(n'_{\text{samp},\Delta}(i)) \end{aligned} \quad (2.79)$$

Hierbei wird der neue 'Abtastzeitpunkt'  $n'_{\text{samp},\Delta}$  für  $F$  in ähnlicher Weise wie der Abtastzeitpunkt  $n_{\text{samp},\Delta}$  für das Empfangssignal aus 2.78 definiert:

$$n'_{\text{samp},\Delta}(i) = n'_{\text{samp}}(i) + \Delta \quad (2.80)$$

Es ist erkennbar, dass wenn der Abtastzeitpunkt für die Chips nach dem Matched-Filter abweichend ist, sich die Impulsantwort des System-Filters  $f$  aus anderen Werten der Funktion  $F$  zusammensetzt.

Somit ergeben sich für  $\Delta \neq 0$  die Nebenwerte vor der Abtastung:

$$r_{1,\Delta}(i) = \underbrace{(s_1 * f_{11,\Delta})(i)}_{r_{11,\Delta}(i)} + \underbrace{(s_2 * f_{21,\Delta})(i)}_{r_{21,\Delta}(i)} + n_r \quad (2.81)$$

$r_{2,\Delta}(i)$  könnte in analoger Weise definiert werden, ist aber für die Untersuchung hier uninteressant. Das Rauschen vor und nach der Abtastung hat die gleichen statistischen Eigenschaften. Damit es keine Fehldetektion des Abtastzeitpunktes gibt, muss  $r_{1,\Delta}(i)$  bzw. dessen Leistung möglich klein sein. Die mittlere Leistung ergibt sich als:

$$P_{r_{1,\Delta}} := E\{|r_{1,\Delta}|^2\} \quad (2.82)$$

$$= P_{s_1} \underbrace{\sum_{i=-\infty}^{\infty} |f_{11,\Delta}(i)|^2}_{P_{r_{11,\Delta}}} + P_{s_2} \underbrace{\sum_{i=-\infty}^{\infty} |f_{21,\Delta}(i)|^2}_{P_{r_{21,\Delta}}} + P_{n_r} \quad (2.83)$$

Zur Vereinfachung der Darstellung wird folgende Schreibweise in Analogie zur Vektorschreibweise definiert:

$$|f_{11,\Delta}|^2 := \sum_{i=-\infty}^{\infty} |f_{11,\Delta}(i)|^2 \quad (2.84)$$

$$|f_{21,\Delta}|^2 := \sum_{i=-\infty}^{\infty} |f_{21,\Delta}(i)|^2 \quad (2.85)$$

## 2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen

Da  $P_{s_1}$ ,  $P_{s_2}$  sowie die Rauschleistung  $P_n$  durch die Codewahl nicht beeinflussbar ist, muss hauptsächlich der maximale Wert von  $|f_{11,\Delta}(i)|^2$  und  $|f_{21,\Delta}(i)|^2$  minimiert werden. Hierzu werden die Parameter der Nebenwerte vor der Abtastung, kurz genannt *NW-Parametern* definiert. Sie beschreiben das Leistungsverhältnis der Nebenwerte bezüglich des Hauptwertes vor der Abtastung:

$$NW_{11,max} := \frac{\max_{0 < |\Delta| < N} \{P_{r_{11,\Delta}}\}}{P_{r_{11}}} = \frac{\max_{0 < |\Delta| < N} \{|f_{11,\Delta}|^2\}}{|f_{11}|^2} \quad (2.86)$$

$NW_{11,max}$  hängt von Code  $c_1$  und der Kanalimpulsantwort  $h_1$  ab. Es ist unabhängig von der Sendeleistung  $P_{s_1}$ .

$$NW_{21,max} := \frac{\max_{\Delta} \{P_{r_{21,\Delta}}\}}{P_{r_{11}}} = \frac{P_{s_2}}{P_{s_1}} \frac{\max_{\Delta} \{|f_{21,\Delta}|^2\}}{|f_{11}|^2} \quad (2.87)$$

$NW_{21,max}$  hängt von den Codes  $c_1$ ,  $c_2$  und den Kanalimpulsantworten  $h_1$  und  $h_2$  ab. Zusätzlich hängt es noch von dem Sendeleistungsverhältnis von Benutzer 2 und Benutzer 1 ab. Dies wird aus Symmetriegründen in der weiteren Untersuchung oft als 1 angenommen. Es ist jedoch nicht von der Verzögerung des Benutzers 2 abhängig, weil diese gleichbedeutend mit der Variation von  $\Delta$  ist. In Gegensatz zu  $NW_{11,max}$  muss  $NW_{21,max}$  auch über alle  $\Delta$  variiert werden. Da

$$f_{11,\Delta=0} = f_{11} \quad (2.88)$$

ist.

$NW_{11,mean}$  bzw.  $NW_{21,mean}$  werden in der gleiche Weise wie  $NW_{11,max}$  und  $NW_{11,max}$  definiert, nur anstatt des Leistungsverhältnisses zwischen dem *maximalen* Nebenwert und dem Hauptwert vor der Abtastung, bezeichnen sie das *durchschnittliche* Leistungsverhältnis zwischen den Nebenwerten und dem Hauptwert vor der Abtastung. In der Praxis ist aber eher das maximale Verhältnis interessant.

In Abbildung 2.15 wird der Sachverhalt veranschaulicht. Die Abtastung nach dem Matched-Filter funktioniert in einem realen Empfänger nach dem Prinzip der maximalen Korrelationswert Suche. Es wird also der höchste Peak detektiert und abgetastet. In dem Beispiel ist  $r_{1,\Delta=-3}(i)$  der größte Nebenwert zwischen  $r_{i-1}$  und  $r_i$ . Wäre dieser größer als  $r_i$ , würde der falsche Wert abgetastet, und es ergibt sich höchstwahrscheinlich ein Symbolfehler. Daher muss der maximale Nebenwert möglichst klein sein. Dieser Nebenwert ist durch die Summe von  $NW_{11,max}$  und  $NW_{21,max}$  nach oben begrenzt. Daher kann  $NW_{11,max} + NW_{21,max}$  als Gütekriterium für die Codesuche verwendet werden.

## 2.4. SNR-Gewinn durch Entspreizung

Für die Qualität der Datenübertragung ist immer interessant zu wissen, welche Sendeleistung zum Erreichen einer gewissen Bitfehlerwahrscheinlichkeit (BER) benötigt wird. Der

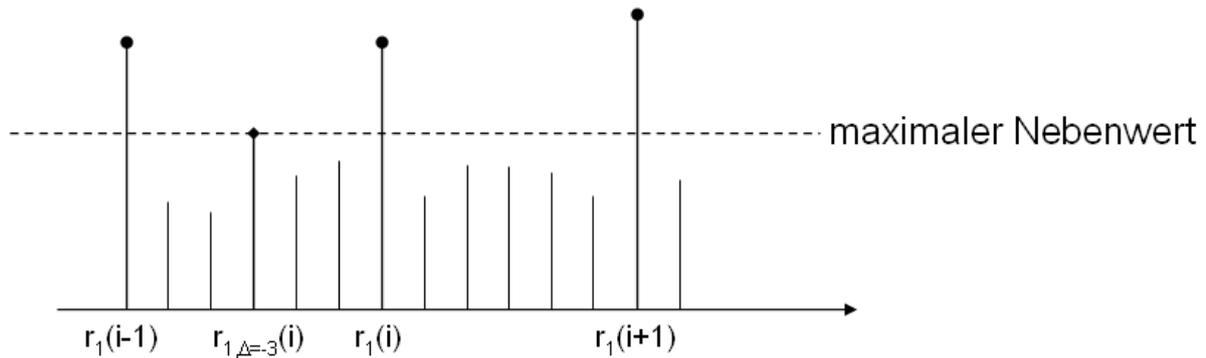


Abbildung 2.15: Das Signal vor der Abtastung

Zusammenhang zwischen der BER und dem SNR vor dem Demodulator ist durch das Modulationsverfahren fest vorgegeben. Ein Beispiel für diesen Zusammenhang wird in Abbildung 2.16, für die Modulationsverfahren DBPSK und DQPSK gezeigt.

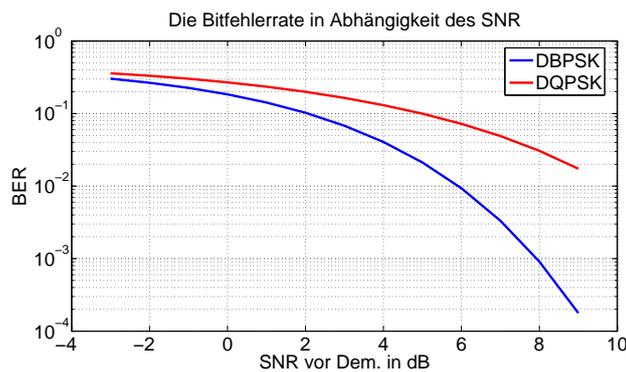


Abbildung 2.16: Zusammenhang zwischen der BER und dem SNR vor dem Demodulator

Leider kann nur das SNR nach dem Kanal eingestellt werden, weswegen es sinnvoll ist, eine Größe zu definieren, die den SNR Unterschied zwischen dem Kanalausgang und dem Demodulatoreingang beschreibt (siehe Abbildung 2.17).

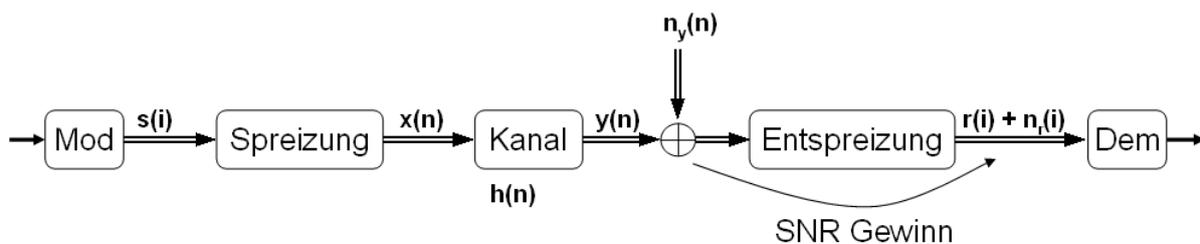


Abbildung 2.17: SNR-Gewinn

## 2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen

Die Größe SNR-Gewinn kann durch die Signalleistungserhöhung  $S_{\text{Gewinn}}$  dividiert durch die Störleistungserhöhung  $N_{\text{Gewinn}}$  dargestellt werden. Hier soll auch die Inter-Symbol-Interferenz und die Multiple-Access-Interferenz zu den Störungen hinzugezählt werden. Da die Zündstörimpulse eine kurzzeitige SNR Verschlechterung bilden (siehe Kapitel 5), und nur sehr selten vorkommen, wird hier deren Einfluss vernachlässigt.

$$n_y = \omega r_y \quad (2.89)$$

$$n_r = \omega r_r \quad (2.90)$$

Zusätzlich ist für die Umrechnung des SNR vor dem Demodulator in eine BER noch die Annahme erforderlich, dass das Hintergrundrauschen zusammen mit der ISI und der MAI gaußsches weißes Rauschen ist. Diese Annahme ist durch den Vergleich zwischen Theorie und Simulation in Kapitel 7 gerechtfertigt.

$$SNR_{\text{Gewinn}} = SNR_{\text{vor dem Dem.}}|_{dB} - SNR_{\text{nach dem Kan.}}|_{dB} \quad (2.91)$$

$$= \frac{S_{\text{Gewinn}}}{N_{\text{Gewinn}}}|_{dB} \quad (2.92)$$

wobei:

$$SNR_{\text{vor dem Dem.}} = \frac{P_{r,\text{nutz}}}{P_{n_r} + P_{ISI} + P_{MAI}} \quad (2.93)$$

$$SNR_{\text{nach dem Kan.}} = \frac{P_y}{P_{n_y}} \quad (2.94)$$

$$S_{\text{Gewinn}} = \frac{P_{r,\text{nutz}}}{P_y} \quad (2.95)$$

$$N_{\text{Gewinn}} = \frac{P_{n_r} + P_{ISI} + P_{MAI}}{P_{n_y}} \quad (2.96)$$

Die verwendeten Symbole haben folgende Bedeutungen:

- $P_r$ : Die mittlere Leistung der Empfangsymbole  $r$  vor dem Demodulator.
- $P_{r,\text{nutz}}$ : Die mittlere Nutzsignalleistung vor dem Demodulator ohne ISI.
- $P_{ISI}$ : Die mittlere Leistung der Inter-Symbol-Interferenz vor dem Demodulator.  
Es gilt:  $P_{r,\text{nutz}} + P_{ISI} = P_r$
- $P_{MAI}$ : Die mittlere Leistung der Multiple-Access-Interferenz vor dem Demodulator.
- $P_y$ : Die mittlere Leistung der Chips  $y$  nach dem Kanal ohne Störungen.
- $P_{n_y}$ : Die mittlere Leistung der Störungen  $n_y$  nach dem Kanal (Nur Hintergrundrauschen, Störimpulse vernachlässigt).
- $P_{n_r}$ : Die mittlere Leistung der Störungen  $n_r$  vor dem Demodulator (Nur Hintergrundrauschen, Störimpulse vernachlässigt).

### 2.4.1. Leistungserhöhung der Störungen

Abgesehen von der ISI und der MAI ist die Leistungserhöhung des Hintergrundrauschens durch die Entspreizung der bedeutendste Anteil für die Leistungserhöhung der Störungen. Das Rauschen kommt nach dem Kanal hinzu und durchläuft im Empfänger ebenfalls die Entspreizung. Es wird also mit einem kausalen Filter mit der Impulsantwort, die schon in Gleichung 2.43 definiert wurde,

$$\tilde{c}(n) = c(N - 1 - n)$$

gefiltert. Daher ist das Rauschen nach dem Matched-Filter gegeben durch (hier werden die Störimpulse vernachlässigt):

$$n_w(n) = (n_y * \tilde{c})(n) \quad (2.97)$$

Durch Umformung, ergibt sich

$$\tilde{c}(n) = c(N - 1 - n) = c(-(n - (N - 1))) \quad (2.98)$$

Dann ergibt sich die DTFT von  $\tilde{c}(n)$

$$\tilde{C}(\Omega) = (-1) \cdot C(-\Omega) \cdot \exp(j\Omega(N - 1)) \quad (2.99)$$

Es ist  $C(-\Omega) = C^*(\Omega)$ , da  $c(n)$  reell

$$\begin{aligned} \tilde{C}(\Omega) &= -C^*(\Omega) \cdot \exp(j\Omega(N - 1)) \\ \Rightarrow |\tilde{C}(\Omega)| &= |C(\Omega)| \end{aligned} \quad (2.100)$$

Da das Hintergrundrauschen ein weißer Prozess also ein Leistungssignal ist, folgt aus Abschnitt 2.2.2 der Zusammenhang:

$$P_{n_w} = P_{n_y} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |c(N - 1 - n)|^2 \quad (2.101)$$

Da  $c(n)$  eine bipolare Folge ist, ist  $c(N - 1 - n)$  auch eine bipolare Folge:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |c(N - 1 - n)|^2 = \sum_{n=0}^{N-1} 1 = N \quad (2.102)$$

Somit folgt:

$$P_{n_w} = N \cdot P_{n_y} \quad (2.103)$$

Die Leistung des Rauschens wird durch das Matched-Filter N-fach erhöht. Da die AKF des Spreizcodes möglichst impulsförmig ist, hat somit das Matched-Filter Allpasscharakter

## 2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen

(siehe Gleichung 2.100). Die Werte des Hintergrundrauschens hinter dem Matched-Filter sind also immer noch zeitlich unabhängig. Daher wird die mittlere Leistung durch die anschließende Abtastung ebenfalls nicht geändert.

Zusammenfassend gilt: Die Rauschleistung wird durch die Entspreizung  $N$ -fach erhöht.

$$P_{n_r} = P_{wr_r} = N \cdot P_{wr_y} = N \cdot P_{n_y} \quad (2.104)$$

Zusammen mit Gleichung (2.96) ergibt sich:

$$\begin{aligned} N_{\text{Gewinn}} &= \frac{N P_{n_y} + P_{ISI} + P_{MAI}}{P_{n_y}} \\ &= N + \frac{P_{ISI}}{P_{n_y}} + \frac{P_{MAI}}{P_{n_y}} \end{aligned} \quad (2.105)$$

### 2.4.2. Leistungserhöhung des Nutzsignals

Die Berechnung der Leistungserhöhung des Nutzsignals verläuft in zwei Schritten. Zuerst wird der Zusammenhang zwischen der Leistung der Sendesymbole und der Leistung der Empfangsnutzdaten (Empfangsdaten ohne ISI und MAI) hergestellt. Im zweiten Schritt wird das Leistungsverhältnis zwischen den Sendesymbolen und den Symbolen nach dem Kanal gebildet.

#### 2.4.2.1. Leistungsverhältnis von Sende- zu Empfangssymbolen ( $P_r/P_s$ )

Bei der Herleitung des System-Filters wurde der Zusammenhang zwischen Sendesymbolen und Empfangssymbolen schon hergestellt, woraus nun der Leistungszusammenhang hergeleitet wird.

Wenn das weiße Signal der Sendesymbole  $s$  durch ein Filter durchläuft, ist die Leistungsverstärkung gleich der Summe der Betragsquadrate der Impulsantwort des Filters (siehe Abschnitt 2.2.2). Deswegen hängt die Leistungsverstärkung  $P_r/P_s$  nur von den System-Filtern ab.

$$P_r = \sum_{i=-\infty}^{\infty} |f(i)|^2 P_s \quad (2.106)$$

Hieraus folgt für die Nutzsignalleistung:

$$P_{r,\text{nutz}} = |f(\delta)|^2 P_s \quad (2.107)$$

$$= |(h * \text{AKF}\{c\})(m)|^2 P_s \quad (2.108)$$

Durch Umformung erhält man das **Leistungsverhältnis der Sende- und Empfangssymbole**

$$\frac{P_{r,\text{nutz}}}{P_s} = |(h * \text{AKF}\{c\})(m)|^2 \quad (2.109)$$

## 2.4. SNR-Gewinn durch Entspreizung

Das Verhältnis ist also gleich dem Betragsquadrat des Maximalwerts der System-Funktion, die durch die Faltung der aperiodischen Autokorrelation des Spreizcodes mit der Kanalimpulsantwort gebildet wird. Wenn die Kanalimpulsantwort ein idealer  $\delta$ -Impuls ist, ist dieser Faktor gleich  $N^2$ , weil die Autokorrelationsfunktion eines bipolaren Codes immer einen Maximalwert gleich der Codelänge bei Verschiebung Null besitzt.

### 2.4.2.2. Leistungsverhältnis zwischen dem Signal nach dem Kanal und den Sendesymbolen ( $P_y/P_s$ )

Das Signal nach dem Kanal  $y$  wird hier nochmal formelmäßig dargestellt:

$$y(n) = (u * c * h)(n)$$

Da das upgesampelte Signal  $u$  ein weißes zufälliges Signal ist (die Autokorrelation ist impulsförmig) und somit ein konstantes Spektrum besitzt, ist der Leistungszusammenhang zwischen  $y$  und  $u$ :

$$\frac{P_y}{P_u} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |(c * h)(n)|^2 \quad (2.110)$$

Da  $u$  gleich den upgesampelten Sendesymbolen  $s$  mit Zeropadding ist, gilt:

$$P_s = E\{|s(i)|^2\} = N \cdot E\{|u(n)|^2\} = N \cdot P_u \quad (2.111)$$

daraus folgt die **Leistungsveränderung durch Kanal und Spreizung**:

$$\boxed{\frac{P_y}{P_s} = \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |(c * h)(n)|^2} \quad (2.112)$$

Beim idealen Kanal ist dieser Faktor gleich 1, wenn der Code  $c(n)$  Länge  $N$  besitzt und  $|c(n)| = 1$  gilt. Dies ist leicht ersichtlich, da bei einem dämpfungsfreien idealen Übertragungsweg das Signal nach dem Kanal die gleiche Leistung wie die Sendedaten besitzt.

### 2.4.2.3. Leistungserhöhung des Nutzsymbols durch die Entspreizung

Durch Kombination von Formel (2.109) und (2.112) ergibt sich nun die **Leistungserhöhung des Nutzsymbols durch die Entspreizung**:

$$\boxed{S_{\text{Gewinn}} = \frac{P_{r,\text{nutz}}}{P_y} = \frac{P_{r,\text{nutz}}/P_s}{P_y/P_s} = N \frac{|(\text{AKF}\{c\} * h)(m)|^2}{\sum_{n=-\infty}^{\infty} |(c * h)(n)|^2}} \quad (2.113)$$

## 2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen

Dieser Faktor ist im idealen Fall  $h(n) = \delta(n)$  gleich  $N^2$ . Um die Darstellungen zu vereinfachen, wird ein Faktor  $K$  definiert, der die Beeinflussung des Kanals auf den SNR-Gewinn beschreibt

$$\frac{P_{r,nutz}}{P_y} = \frac{N^2}{K} \quad (2.114)$$

Wobei  $K$  wie folgt definiert wird:

$$K := \frac{N \sum_{n=-\infty}^{\infty} |(c * h)(n)|^2}{|(AKF\{c\} * h)(m)|^2} \quad (2.115)$$

$K$  beträgt 1, wenn der Kanal ideal ist.

### 2.4.3. Zusammenfassung des SNR-Gewinns durch die Entspreizung

Anhand der Formeln (2.94), (2.104) und (2.114) ergeben sich also folgende Zusammenhänge.

$$SNR_{\text{vor Dem.}} = \frac{P_{r,nutz}}{P_{n_r} + P_{ISI} + P_{MAI}} = \frac{P_y \frac{N^2}{K}}{N P_{n_y} + P_{ISI} + P_{MAI}} \quad (2.116)$$

da  $P_{n_r} = N P_{n_y}$ , also die Rauschleistung durch Entspreizung  $N$ -fach erhöht wird, ist

$$SNR_{\text{vor Dem.}} = \frac{P_y}{P_{n_y}} \frac{\frac{N}{K}}{1 + \frac{P_{ISI}}{P_{n_r}} + \frac{P_{MAI}}{P_{n_r}}} = SNR_{\text{nach Kan.}} \frac{\frac{N}{K}}{1 + \frac{P_{ISI}}{P_{n_r}} + \frac{P_{MAI}}{P_{n_r}}} \quad (2.117)$$

Wird dies in dB dargestellt, so können die Zusammenhänge weiter vereinfacht werden.

$$SNR_{\text{vor Dem.}}|_{dB} = SNR_{\text{nach Kan.}}|_{dB} + N|_{dB} - K|_{dB} - \left(1 + \frac{P_{ISI}}{P_{n_r}} + \frac{P_{MAI}}{P_{n_r}}\right)|_{dB} \quad (2.118)$$

Also:

$$SNR_{\text{Gewinn}} = N|_{dB} - K|_{dB} - \left(1 + \frac{P_{ISI}}{P_{n_r}} + \frac{P_{MAI}}{P_{n_r}}\right)|_{dB} \quad (2.119)$$

Es ist zu erkennen, dass der SNR-Gewinn von  $K$ ,  $P_{ISI}$  und  $P_{MAI}$  abhängt. Wenn die Kanalimpulsantwort ein idealer  $\delta$ -Impuls ist, sind  $K|_{dB} = 0$  und  $P_{ISI} = 0$  (siehe Abschnitt 2.3.3.3). Bei einer Einbenutzerübertragung ist auch  $P_{MAI} = 0$ , weswegen dann der SNR-Gewinn der Länge des Spreizcodes in dB entspricht.

$$SNR_{\text{Gewinn,max}}|_{dB} = N|_{dB} - 0 = N|_{dB} \quad (2.120)$$

Dies entspricht auch dem **theoretisch maximalen**  $SNR_{\text{Gewinn}}$ . Das Ergebnis sagt aus, dass je größer das Verhältnis zwischen Bitdauer  $T_b$  und Chipdauer  $T_c$  ist, desto höher der SNR-

Gewinn durch die Entspreizung sein kann. Da die Bandbreite des Kanals beschränkt ist, ist die zu übertragende Datenrate durch dieses Verhältnis beschränkt. Je kleiner das Verhältnis zwischen Bitdauer  $T_b$  und Chipdauer  $T_c$  ist, desto höher kann die Datenrate zur Übertragung sein. Es muss also ein Kompromiss gefunden werden.

Bei einem Spreizcode aus der Gold Familie mit einer Länge von  $N = 31$ , ist der maximale SNR-Gewinn etwa 15 dB.

Es ist sehr interessant zu sehen, dass die Störwirkung der ISI und MAI relativ zu der Rauschleistung vor dem Demodulator gewichtet sind. Dies sagt aus, dass nur das Verhältnis von ISI und MAI zur Rauschleistung zählt. Wenn ISI und MAI gegenüber der Rauschleistung sehr klein sind – selbst wenn die Werte absolut relativ groß sind – wirken sie nicht auf den SNR-Gewinn.

Das Ziel ist es, alle Faktoren so zu optimieren, dass der  $SNR_{\text{Gewinn}}$  maximal wird. Anhand der vorher hergeleiteten Formeln ist es möglich, aufwendige Simulationen für die Optimierung einzusparen.

#### 2.4.4. Inter-Symbol-Interferenz und Multiple-Access-Interferenz

Die ISI Leistung kann sehr einfach aus Formel (2.106) und (2.108) hergeleitet werden. Bezieht sich der Sachverhalt auf Benutzer 1, gilt:

$$P_{ISI,11} = P_{r_{11}} - P_{r_{11},nutz} \quad (2.121)$$

$$= P_{s_1} \left( \sum_{i=-\infty}^{\infty} |f_{11}(i)|^2 - \max_i \{|f_{11}(i)|\}^2 \right) \quad (2.122)$$

$$= P_{s_1} (|f_{11}|^2 - |f_{11}(\delta)|^2) \quad \delta \text{ ist das Symboldelay} \quad (2.123)$$

Wobei  $f_{11}(i)$  durch Gleichung (2.71) gegeben ist.

Wenn angenommen wird, dass zwei Benutzer vorhanden sind, ist die MAI im Empfänger 1 gegeben durch:

$$P_{MAI,21} = P_{s_2} \cdot \sum_{i=-\infty}^{\infty} |f_{21}(i)|^2 \quad (2.124)$$

$$= P_{s_2} \cdot |f_{21}|^2 \quad (2.125)$$

Hierbei ist  $P_{s_2}$  die Sendeleistung von Benutzer 2 und  $f_{21}$  durch Formel (2.73) gegeben. Die MAI Leistung hängt grundsätzlich von der Anzahl der Störer bzw. deren Störampplitude und der Verzögerung von Benutzer 2 gegenüber Benutzer 1 ab.

Die Angabe von ISI und MAI würde mehr Sinn machen, wenn sie auf die Nutzleistung  $P_{r,nutz}$  bezogen wäre. Daher wird folgend die relative ISI und die relative, maximale MAI definiert:

$$ISI_{11} := \frac{P_{ISI}}{P_{r_{11},nutz}} = \frac{P_{r_{11}} - P_{r_{11},nutz}}{P_{r_{11},nutz}} \quad (2.126)$$

$$MAI_{21,max} := \max_{\text{Benutzer2 Delay}} \left\{ \frac{P_{MAI,21}}{P_{r_{11},nutz}} \right\} \quad (2.127)$$

## 2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen

Da für die MAI die Verzögerung von Benutzer 2 einer Variation der Abtastabweichung  $\Delta$  entspricht, kann  $MAI_{21,max}$  durch  $NW_{21,max}$  (siehe Gleichung 2.87) dargestellt werden.

$$MAI_{21,max} = \max\left\{\frac{P_{r_{21,\Delta}}}{P_{r_{11,nutz}}}\right\} = NW_{21,max} \frac{P_{r_{11}}}{P_{r_{11,nutz}}} = NW_{21,max} (ISI_{11} + 1) \quad (2.128)$$

Aufgrund der normalerweise sehr kleinen  $ISI_{11}$  ist  $MAI_{21,max}$  ungefähr gleich  $NW_{21,max} \cdot ISI_{11}$  und  $MAI_{21,max}$  sind beide durch die System-Funktionen darstellbar:

$$\begin{aligned} ISI_{11} &= \frac{|f_{11}|^2 - |f_{11}(\delta)|^2}{|f_{11}(\delta)|^2} \\ MAI_{21,max} &= \frac{P_{s_2}}{P_{s_1}} \cdot \max_{\Delta} \left\{ \frac{|f_{21,\Delta}|^2}{|f_{11}(\delta)|^2} \right\} \end{aligned} \quad (2.129)$$

## 2.5. Bestimmung des realistischen SNR und der minimal möglichen BER

In der Praxis wurde eine maximale Sendeamplitude festgelegt, sowie die Übertragungsfunktion des Kanals (siehe Kapitel 3) gemessen. Mit der vorher vorgestellten Theorie kann die minimal erreichbare BER unter realistischen Bedingungen berechnet werden.

### 2.5.1. Bestimmung der Rauschleistung

Das Rauschen wurde im Frequenzbereich von 0 MHz bis zu 250 MHz gemessen. Um die Rauschleistung für die Simulation zu berechnen, werden folgende Annahmen getroffen bzw. festgelegt:

- Die Leistung des Rauschens im Analogbereich ist gleich der Leistung des Rauschens nach der Transformation ins komplexe Basisband.
- Da das Rauschen weiß ist, ist die Leistung des Rauschens proportional zur Rauschbandbreite.

Würde an den Kanal ein Filter mit einem Durchlassbereich von 100MHz - 300MHz angeschlossen werden, und die Leistung am Ausgang des Filters gemessen, so ergibt sich die Rauschleistung die in der Simulation beaufschlagt werden muss. Der Effektivwert des Rauschens wurde im Bereich 0-250 MHz zu 9 mV bestimmt.

Daher berechnet sich die nötige Rauschleistung für die Simulation folgendermaßen:

$$P_{ny} = \frac{(0.009V)^2}{250MHz} \cdot 200MHz = 6.48 \cdot 10^{-5} \text{ dBW} = -41.8842 \text{ dBW} \quad (2.130)$$

## 2.5.2. Bestimmung der Signalleistung

Die bis jetzt bestimmte maximale Sendeamplitude liegt bei 175 mV. Nach Formel 2.112 ist die Leistung nach dem Kanal:

$$P_y = 0.175 \text{ mV}^2 \cdot \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |(c * h)(n)|^2 = -15.1428 \text{ dBW} + \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |(c * h)(n)|^2 \Big|_{dB} \quad (2.131)$$

Da der ausgewählte Kanal über zwei passive Sternpunkte mit jeweils 6 Anschlüssen verläuft, entspricht er somit einem Worst-Case bezüglich der Dämpfung (siehe Kapitel 3):

$$\frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} |(c * h)(n)|^2 \Big|_{dB} = -33.3549 \text{ dB} \quad (2.132)$$

Dann ergibt sich:

$$P_y = (-15.1428 \text{ dBW}) + (-33.3549 \text{ dB}) = -48.4977 \text{ dBW} \quad (2.133)$$

## 2.5.3. Berechnung des realistischen SNR nach dem Kanal

Das SNR nach dem Kanal ergibt sich nach obiger Rechnung zu:

$$\begin{aligned} SNR_{\text{nach Kan.}} &= P_y \Big|_{dBW} - P_{n_y} \Big|_{dBW} \\ &= -48.4977 \text{ dBW} - (-41.8842 \text{ dBW}) = -6.6135 \text{ dB} \end{aligned} \quad (2.134)$$

Bei der gleichen Bandbreite und Sendeleistung, haben DBPSK und DQPSK das gleiche SNR nach dem Kanal. Sie haben dann aber geringfügig unterschiedliche Datenraten (siehe Abschnitt 3.1)

## 2.5.4. Berechnung des SNR vor dem Demodulator und die minimal mögliche BER

Wenn PN-Sequenzen als Spreizcodes gewählt werden (siehe Kapitel 4) kann bei DBPSK eine Codelänge von maximal  $N = 15$  und bei DQPSK eine Codelänge von maximal 31 gewählt werden.

## 2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen

Modulationsverfahren	Maximaler SNR-Gewinn <sup>a</sup>	Maximales SNR vor Dem. <sup>b</sup>	Niedrigste erreichbare BER <sup>c</sup>
DBPSK	11.7609 dB	5.1474 dB	0.0190
DQPSK	14.9136 dB	8.3001 dB	0.0261

<sup>a</sup> Der maximale SNR-Gewinn ist die Länge des Spreizcodes in dB

<sup>b</sup> Dies ergibt sich durch die Addition des SNR vor dem Kanal und des maximalen SNR-Gewinns

<sup>c</sup> Ergibt sich direkt durch das SNR vor dem Demodulator.

Tabelle 2.1.: Der maximale SNR-Gewinn und die niedrigste erreichbare Bitfehlerwahrscheinlichkeit

Die Ergebnisse basieren alle auf einem bestimmten Kanal mit einer Dämpfung von mehr als 33 dB sowie einer Sendeamplitude von 175 mV. Falls die Bitfehlerwahrscheinlichkeit verbessert werden soll, müssten entweder aktive anstelle der passiven Sternpunkten eingesetzt, oder die Sendeleistung erhöht werden.

### 2.5.5. Variation der Bitfehlerwahrscheinlichkeit durch die Anpassung des SNR nach dem Kanal

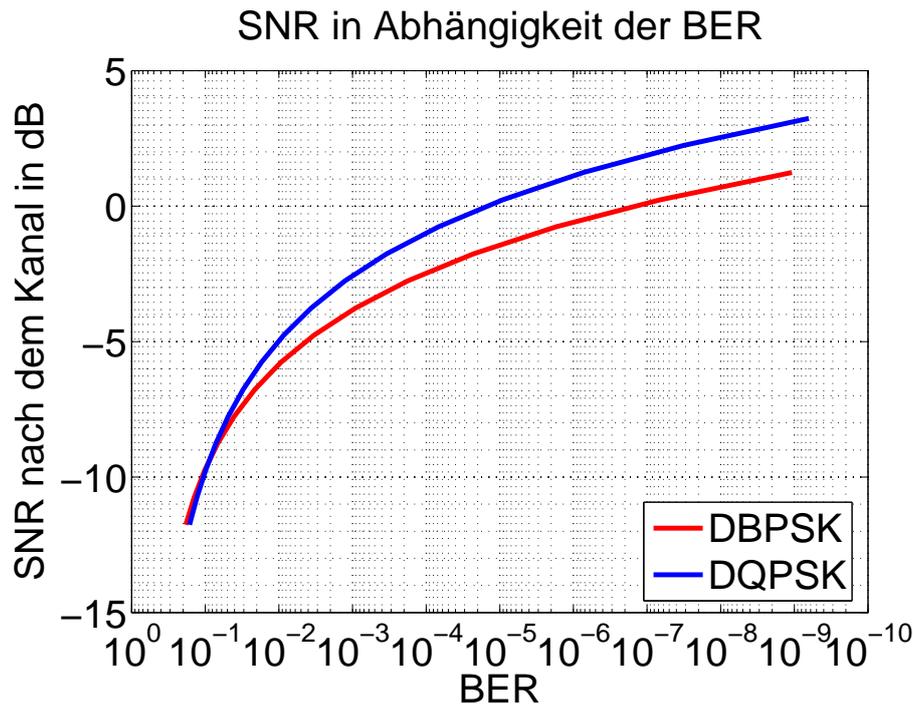
Aus Abbildung 2.18 kann abgelesen werden, welches SNR nach dem Kanal mindestens benötigt wird, um eine gewisse Bitfehlerwahrscheinlichkeit zu erzielen. Hier wird der maximale SNR-Gewinn zur Berechnung eingesetzt, wobei in der Realität der SNR-Gewinn etwas niedriger ist, je nachdem wie viel MAI bzw. ISI vorhanden ist (siehe Gleichung 2.119). Die Kurven werden dann nach links verschoben, wobei diese Verschiebung bei DBPSK und DQPSK wegen der Benutzung von unterschiedlich langen und optimalen Codes auch unterschiedlich ist. DQPSK hat hier typischerweise weniger SNR-Gewinn Verlust als DBPSK gegenüber dem idealen Fall.

Bei einem SNR nach dem Kanal von etwa -2 dB, kann eine Bitfehlerwahrscheinlichkeit von  $10^{-4}$  erzielt werden. Daher wird dieser SNR Wert später oft zum Vergleich erwähnt.

## 2.6. Auswirkung des Frequenzoffsets zwischen Mischern im Sender und Empfänger

In diesem Abschnitt wird untersucht, wie sich ein Frequenzoffset  $\Delta f_0$  des Mischers im Empfänger gegenüber dem des Senders auf die Leistungsfähigkeit auswirkt.

## 2.6. Auswirkung des Frequenzoffsets zwischen Mischern im Sender und Empfänger



**Abbildung 2.18:** Für eine gewisse BER nötiges SNR nach dem Kanal (maximaler SNR-Gewinn)

### Übertragung ohne CDMA

Wird die Symboldauer mit  $T_s$  bezeichnet, so ist der Zusammenhang zwischen den verfälschten Empfangssymbolen  $\tilde{r}$  und den idealen Empfangssymbolen  $r$  gegeben durch:

$$\tilde{r}(i) = r(i) e^{-j2\pi \Delta f_0 i T_s} \quad (2.135)$$

$$\tilde{r}(i+1) = r(i+1) e^{-j2\pi \Delta f_0 (i+1) T_s} \quad (2.136)$$

Bei der Demodulation wird die Phasendifferenz zwischen zwei Symbolen berechnet, welche bei den eingesetzten differentiellen Modulationsverfahren die Information der Empfangsbits  $b_r$  beinhaltet:

$$\frac{\tilde{r}(i+1)}{\tilde{r}(i)} = \frac{r(i+1)}{r(i)} e^{-j2\pi \Delta f_0 T_s} \quad (2.137)$$

Bei einem Frequenzoffset ist also eine zusätzliche Phasendrehung von  $2\pi \Delta f_0 T_s$  vorhanden. Wird diese abgezogen, bevor der Demodulator die Symbole zu Bits umwandelt, kann der Einfluss von einem Frequenzoffset kompensiert werden. Ist die Phasenverschiebung dagegen sehr klein, kann sie vernachlässigt werden, da Fehler erst entstehen, wenn die Phasenverschiebung einen bestimmten Wert überschreitet.

## 2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen

### Übertragung mit CDMA

Zuerst wird die zusätzliche Frequenzverschiebung hinter den A/D Wandler und die Abtastung der Chips transformiert. Der normierte Frequenzoffset ist dann

$$\Delta\Omega = 2\pi \frac{\Delta f}{f_a} \quad (2.138)$$

Die Abtastfrequenz  $f_a$  entspricht hier der Chipfrequenz  $f_c$ . Das erweiterte System-Modell wird in Abbildung 2.19 gezeigt. Das Rauschen ist aus Gründen der Einfachheit nicht dargestellt.

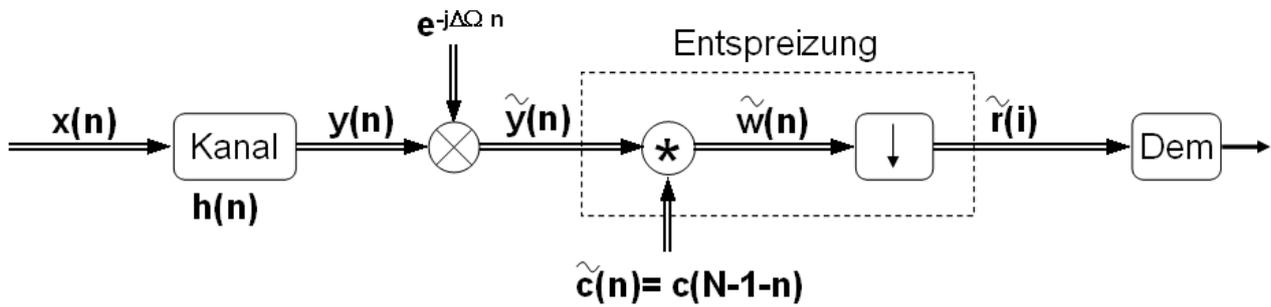


Abbildung 2.19: Das CDMA-Modell mit einem Frequenzoffset im Empfangsmischer

Das Signal nach dem Kanal  $\tilde{y}(n)$  mit der Frequenzverschiebung kann wie folgt dargestellt werden:

$$\tilde{y}(n) = y(n) e^{-j\Delta\Omega n} \quad (2.139)$$

$$= (u * c * h)(n) e^{-j\Delta\Omega n} \quad (2.140)$$

Daraus folgt für das Signal nach dem Matched-Filter  $\tilde{w}(n)$ :

$$\tilde{w}(n) = (\tilde{y} * \tilde{c})(n) \quad (2.141)$$

$$= (u * c * h)(n) e^{-j\Delta\Omega n} * \tilde{c}(n) \quad (2.142)$$

$$= \left( \sum_{k=-\infty}^{\infty} c(k) \cdot (u * h)(n - k) \cdot e^{-j\Delta\Omega k} \right) * \tilde{c}(n) \quad (2.143)$$

$$= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \tilde{c}(m) \sum_{k=-\infty}^{\infty} c(k) \cdot (u * h)(n - m - k) \cdot e^{-j\Delta\Omega(n-m)} \quad (2.144)$$

Zur weiteren Vereinfachung wird  $k = l - m$  gesetzt:

$$\tilde{w}(n) = e^{-j\Delta\Omega n} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \tilde{c}(m) c(l - m) e^{j\Delta\Omega m} (u * h)(n - l) \quad (2.145)$$

## 2.6. Auswirkung des Frequenzoffsets zwischen Mischern im Sender und Empfänger

Mit  $\widetilde{AKF}(l - N + 1) := \sum_{m=-\infty}^{\infty} \tilde{c}(m)c(l - m)e^{j\Delta\Omega m}$  kann  $\tilde{w}(n)$  wieder als Faltung dargestellt werden:

$$\tilde{w}(n) = e^{-j\Delta\Omega n} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \widetilde{AKF}(l - N + 1) (u * h)(n - l) \quad (2.146)$$

$$= e^{-j\Delta\Omega n} (\widetilde{AKF} * \delta_{N-1} * u * h)(n) \quad (2.147)$$

Nun soll  $\widetilde{AKF}$  untersucht werden. Der maximale Peak der AKF liegt bei  $n = 0$

$$\max_n \{\widetilde{AKF}(n)\} = \widetilde{AKF}(0) \quad (2.148)$$

$$= \sum_{m=-\infty}^{\infty} |c(m)|^2 e^{j\Delta\Omega m} \quad (2.149)$$

$$(2.150)$$

Da die Spreizcodes bipolar sind, ist

$$\boxed{\max_n \{\widetilde{AKF}(n)\} = \sum_{m=0}^{N-1} e^{j\Delta\Omega m} = \frac{1 - e^{j\Delta\Omega N}}{1 - e^{j\Delta\Omega}}} \quad (2.151)$$

Wird angenommen, dass die Frequenzverschiebung  $\Delta f = 20\text{KHz}$  beträgt, was 100 ppm bei 200 MHz Trägerfrequenz entspricht, dann ist

$$\Delta\Omega = 2\pi \cdot 10^{-4} \quad (2.152)$$

Bei einem Spreizcode mit Länge 15 ist

$$\max_n \{\widetilde{AKF}(n)\} \approx 14.99995 e^{j0.0044} \quad (2.153)$$

Der maximale Peak ist somit unwesentlich kleiner als im idealen Fall:

$$\text{Dämpfung} = \frac{|\max_n \{\widetilde{AKF}(n)\}|}{N} \approx -3.2 \cdot 10^{-5} \text{ dB} \quad (2.154)$$

Wird die Kanalimpulsantwort als idealer  $\delta$ -Impuls mit Dämpfung  $h_0$  angenommen, dann gilt für die Empfangssymbole:

$$\tilde{r}(i) = \tilde{w}(n_{\text{samp}}(i)) = e^{-j\Delta\Omega n_{\text{samp}}(i)} h_0 \widetilde{AKF}(0) s(i - \delta) \quad (2.155)$$

Die Empfangssymbole werden also unwesentlich stärker als im idealen Fall gedämpft.

## 2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen

Zudem muss noch die zusätzliche Phasendrehung der Empfangssymbole durch den Frequenzoffset untersucht werden

$$\frac{\tilde{r}(i+1)}{\tilde{r}(i)} = \frac{\tilde{w}(n_{samp}(i+1))}{\tilde{w}(n_{samp}(i))} \quad (2.156)$$

$$= \frac{\tilde{w}(n_{samp}(i) + N)}{\tilde{w}(n_{samp}(i))} \quad (2.157)$$

$$= e^{-j\Delta\Omega N} \frac{r(i+1)}{r(i)} \quad (2.158)$$

$\Delta\Omega N$  ist die gleiche zusätzliche Phasendrehung, die sich bei einem nicht CDMA System auch ergeben würde. Sie beträgt  $9 \cdot 10^{-3}$  bei DBPSK und einem Frequenzoffset  $\Delta f$  von 20 KHz.

Die zusätzliche Phasenverschiebung entspricht in der kontinuierlichen Berechnung:

$$\Delta\Omega N = 2\pi \cdot \frac{\Delta f}{f_c} N = 2\pi \cdot \Delta f (T_c \cdot N) = 2\pi \cdot \Delta f T_s \quad (2.159)$$

$T_c$  ist die Chipdauer. Das Verhalten ist also identisch wie das eines Übertragungssystems ohne CDMA (siehe Gleichung 2.137). Da das Rauschen weiß ist und die Entspreizung inklusive Matched-Filter und Abtastung gleich bleibt, wird das Rauschen nicht erhöht oder gedämpft. Daher unterscheidet sich das SNR vor dem Demodulator nicht wesentlich von der idealen Übertragung.

Zusammenfassend gilt, dass bei einem Frequenzoffset im Empfangsmischer DBPSK mit CDMA die gleiche Phasendifferenz wie bei DBPSK ohne CDMA verursacht. Zusätzlich verursacht CDMA noch eine Amplitudendämpfung der Empfangssymbole, die aber in dem vorliegenden Fall sehr klein ist. Dies wurde unter der Annahme berechnet, dass die Kanalimpulsantwort ideal ist. Diese Annahme ist gerechtfertigt, da der PLC Kanal näherungsweise diese Eigenschaft besitzt. (Siehe Kapitel 3)

## 2.7. Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde ein neuartiges CDMA-Modell sowie das CDMA-Ersatzsystem, welches aus System-Filtern (2.54) besteht, vorgestellt. Für die Nebenwerte vor der Abtastung sind andere System-Filter (2.79) zuständig. Weiter wurden die NW Parameter und die Parameter für Inter-Symbol-Interferenz und Multiple-Access-Interferenz definiert. Mit diesen Hilfsmitteln erleichtern sich die folgenden Untersuchungen zu Spreizcodes und der Detektortypen im Empfänger. Zudem wurden die mathematischen Zusammenhänge für die Signalleistung nach dem Kanal (2.112), und der Rausch- bzw. Signalleistung nach der Entspreizung (2.104, 2.109) gefunden, woraus schließlich der  $SNR_{\text{Gewinn}}$  (2.119) bestimmt werden konnte. Ein Vergleich mit der Simulation hat gezeigt, dass die hergeleitete Formeln für die Leistungen auf bis zu 5 Stellen genaue Voraussagen liefern. Als Anwendung ergibt

## 2.7. Zusammenfassung

sich die Berechnung bzw. die Optimierung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit ohne zahlreiche zeitaufwendige Simulationen. Der Vergleich der theoretischen Berechnung mit der Simulation wird in Abbildung 7.4 dargestellt. Anhand Abbildung 2.18 kann abgelesen werden, wie viel SNR nach dem Kanal mindestens eingestellt werden muss, um eine gewisse Bitfehlerwahrscheinlichkeit zu erreichen.

Zudem wird durch Rechnung bewiesen, dass die Übertragung mit CDMA ungefähr gleich robust gegen Frequenzoffsets ist, wie eine Übertragung ohne CDMA.

## *2. Theoretische Grundlagen und Untersuchungen*

# 3. Modulationsverfahren und Kanalnachbildung

Ein weiteres Ziel dieser Arbeit ist es zu untersuchen, welches Modulationsverfahren am besten für die vorliegende Anwendung geeignet ist. Sowohl für die theoretische Untersuchung, als auch für die Simulation ist die Nachbildung des realistischen Kanals notwendig.

Zum Beginn wird der in diese Arbeit verwendete Zusammenhang zwischen  $E_b/N_0$  und  $SNR$  erklärt:

## 3.1. Zusammenhang zwischen $E_b/N_0$ und $SNR$ nach dem Kanal

Die Bitenergie  $E_b$  ist die Signalleistung  $P_s$  nach dem Kanal geteilt durch die Bitrate  $R_b$ . Die Bitrate ist die Symbolrate  $R_s$  multipliziert mit der Anzahl Bit pro Symbol  $M$ . Die Symbolrate  $R_s$  ist wiederum die Chiprate geteilt durch die Spreizcodelänge  $N$ .

$$E_b = \frac{P_s}{R_b} = \frac{P_s}{R_s M} = \frac{P_s}{R_c M/N} \quad (3.1)$$

Die Rauschleistung nach dem Kanal  $P_n$  ist das Produkt der Rauschleistungsdichte  $N_0$  mit der Bandbreite des Rauschens. Dies ist gleich der Bandbreite des Signals  $B_s$ , da das im Empfänger ankommende Rauschen durch Filterung praktisch nur im Frequenzbereich des Signals liegt.

$$N_0 = \frac{P_n}{B_s} \quad (3.2)$$

In der Simulation ist die Kanalbandbreite  $B_k$  gleich der Bandbreite des Sendesignals, also  $B_k = B_s$ . Daher gilt der Zusammenhang zwischen dem realen  $E_b/N_0$  und dem  $SNR$  nach dem Kanal:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_s}{P_n} \frac{N}{M} \frac{B_s}{R_c} \quad (3.3)$$

$$= \frac{P_s}{P_n} \frac{N}{M} \frac{B_k}{R_c} \quad (3.4)$$

In der Simulation werden keine Senderfilter benutzt. Somit erreicht die Spektrale Effizienz den maximalen Wert 2, welcher als das Verhältnis der übertragenen Chiprate – ohne CDMA:

### 3. Modulationsverfahren und Kanalnachbildung

der Symbolrate – zur einseitigen sich ergebenden Signalbandbreite definiert ist. Hier ist  $B_s$  die zweiseitige Bandbreite, weswegen in der Arbeit

$$\frac{B_k}{R_c} = 1 \quad (3.5)$$

ist.

Dies zeigt, dass der Zusammenhang zwischen  $E_b/N_0$  und dem SNR nach dem Kanal nur von dem Faktor  $\frac{N}{M}$ , also dem Quotienten der Spreizcodelänge und Anzahl Bit pro Symbol, abhängt. Dieser ist bei DBPSK und DQPSK leicht unterschiedlich. Wenn PN-Sequenzen als Spreizcodes genommen werden, so ist die Spreizcodelänge bei DQPSK 31, nicht genau das Doppelte der Spreizcodelänge von 15 bei DBPSK.

Formal liegt das  $E_b/N_0$  und das SNR nach dem Kanal nicht im gleichen Wertebereich. Praktisch können aber durch eine Multiplikation eines konstanten Faktors, diese zwei Größen in den gleichen Wertebereich gebracht werden. Dies vereinfacht die Einstellungen in der Simulation. Daher wird der Faktor

$$\alpha := \frac{M_{DQPSK}}{N_{DQPSK}} = \frac{1}{15.5} \quad (3.6)$$

eingestellt. Daher gibt es einen kleinen Unterschied zwischen  $E_b/N_0$  und dem SNR nach dem Kanal bei DBPSK:

$$\frac{E_b}{N_0} |_{DQPSK} = SNR_{\text{nach Kan.}} \quad (3.7)$$

$$\frac{E_b}{N_0} |_{DBPSK} = SNR_{\text{nach Kan.}} \cdot \frac{15}{15.5} = 0.9677 SNR_{\text{nach Kan.}} \quad (3.8)$$

Wenn in der Simulation für DBPSK und DQPSK das gleiche  $E_b/N_0$  eingestellt wird, dann ist  $SNR_{\text{nach Kan.}}$  für DBPSK leicht höher als  $SNR_{\text{nach Kan.}}$  für DQPSK. Der Grund ist, dass wenn DBPSK und DQPSK auf die gleiche Datenrate eingestellt sind, DQPSK etwas mehr Bandbreite als DBPSK verbraucht. Daraus folgt, dass die Rauschleistung bei DQPSK auch leicht höher ist, und somit das SNR nach dem Kanal leicht niedriger. Eine andere Betrachtungsweise ist, dass DBPSK bei gleicher Kanalbandbreite eine etwas höhere Datenrate erreicht als DQPSK. Daher ist bei DBPSK bei gleichem  $E_b$  die Sendeleistung etwas größer und so das SNR gegenüber DQPSK erhöht. Beide Betrachtungsweisen sind gleichwertig.

SNR nach dem Kanal ist eine Größe, die leicht vorstellbar und zu berechnen ist. Diese Größe zusammen mit SNR-Gewinn beeinflusst direkt die Bitfehlerwahrscheinlichkeit des Systems. Das  $E_b/N_0$  ist nur zum Vergleich von Systemen mit unterschiedlichen Modulationsverfahren und Datenraten vorhanden. Daher wird in der Simulations-Oberfläche immer ein  $E_b/N_0$  eingestellt und daraus dann das entsprechende SNR nach dem Kanal berechnet und eingestellt. Zusammenfassend ist in der Simulation das SNR nach dem Kanal in etwa gleich dem  $E_b/N_0$  sowohl für DBPSK als auch für DQPSK. Stellt man das gleiche  $E_b/N_0$  bei DBPSK oder DQPSK ein, so wird fast das gleiche SNR nach dem Kanal erreicht. Daher spielt es keine Rolle, ob die Abbildungen in der Arbeit eine X-Achse mit dem SNR nach dem Kanal oder dem  $E_b/N_0$  nach dem Kanal haben.

## 3.2. Auswahl des Modulationsverfahrens

Die folgenden Fragen werden in den nächsten Abschnitten beantwortet. Welches Modulationsverfahren sind in dieser Arbeit von Interesse? Wie ist die Performance der Modulationsverfahren, die in Betrachtung kommen? Welche Vor- und Nachteile haben sie?

### 3.2.1. Anforderungen an die Modulationsverfahren

Übliche lineare Modulationsverfahren sind ASK, PSK, DPSK und QAM. ASK und QAM benötigen eine exakte Amplituden- und Phaseninformation im Empfänger und somit exakte Information über die Kanaldämpfung. Eine exakte Kanalschätzung im Empfänger erhöht die Komplexität der Bausteine der Transceivers. Hingegen benötigt PSK nur eine exakte Phaseninformation. Für PSK muss daher die Kanalphasenverschiebung geschätzt werden, damit eine Phasenkorrektur im Empfänger gemacht werden kann.

Da sich der PLC Kanal nicht über die Zeit ändert, ist das einzige Modulationsverfahren, das keine Kanalkennntnis benötigt, DPSK. Dieses soll im Weiteren genauer untersucht werden.

### 3.2.2. DBPSK und DQPSK

Der Unterschied zwischen DPSK und PSK ist, dass DPSK die Sendebits differentiell codiert, anstatt mit der absoluten Phaseninformation überträgt.

#### 3.2.2.1. Definition

Formelmäßig sind die Modulationsverfahren, die im System benutzt werden, wie folgt definiert:

#### DBPSK

Seien  $b(i)$  die Sendebits und  $s(i)$  sind die daraus entstehenden Symbole. DBPSK moduliert ein Bit zu einem Symbol wie folgt:

$$s(0) = e^{j\theta} \cdot \begin{cases} 1 & \text{wenn } b(0) = 0 \\ -1 & \text{wenn } b(0) = 1 \end{cases} \quad (3.9)$$

$$s(i+1) = e^{j\theta} \cdot \begin{cases} s(i) & \text{wenn } b(i+1) = 0 \\ -s(i) & \text{wenn } b(i+1) = 1 \end{cases} \quad (3.10)$$

Hierbei ist  $\theta$  nur eine unwesentliche zusätzliche Phasenverschiebung der Symbole am Anfang, die nichts mit der differentiellen Übertragung zu tun hat.  $\theta$  wird normalerweise zu 0 gesetzt. Da das erste Bit nur die Anfangsphase bestimmt und nicht differentiell übertragen

### 3. Modulationsverfahren und Kanalnachbildung

wird, wird es im Empfänger mit 50% Wahrscheinlichkeit falsch detektiert. Daher wird das erste betragene Bit in der Simulation ignoriert.

#### DQPSK

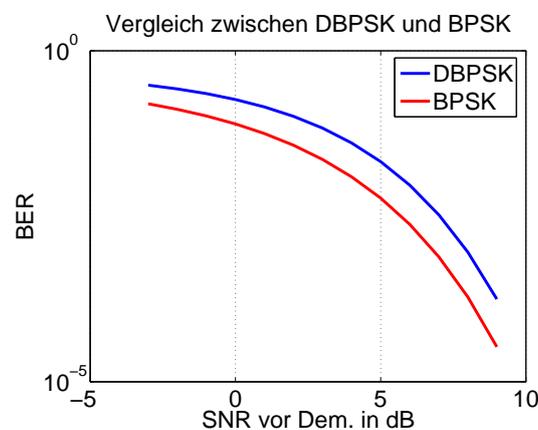
Bei DQPSK steht ein Symbol für zwei Bits. Daher wird ein Bitvektor mit zwei Elementen zuerst zu einer Ganzzahl  $M$  im Bereich von 0 bis 3 umgewandelt. Das modulierte Symbol berechnet sich dann wie folgt:

$$s(0) = e^{j\theta} \cdot e^{j\frac{\pi M(0)}{2}} \quad (3.11)$$

$$s(i+1) = e^{j\theta} \cdot e^{j\frac{\pi M(i+1)}{2}} s(i) \quad (3.12)$$

Aus Synchronisationsgründen wird der erste Sendebitvektor nur zur Bestimmung des ersten Sendesymbols verwendet und dessen Information nicht differentiell übertragen. Durch die Phaseninformation des ersten Empfangssymbols kann die Phaseninformation des Sendebitvektors im Empfänger, wegen der unbekanntenen Phasenverschiebung des Kanals, nicht bestimmt werden. Daher ist der erste Sendebitvektor in 75% der Fälle fehlerhaft, welcher in der Simulation allerdings immer ignoriert wird.

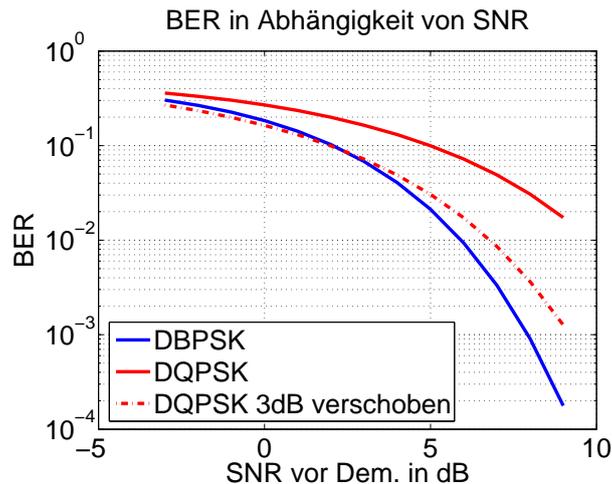
Allerdings hat DPSK gegenüber PSK auch Nachteile: Wegen der differentiellen Übertragung können bei DPSK Doppelfehler auftreten, was die Bitfehlerwahrscheinlichkeit gegenüber PSK verschlechtert. Wie in Abbildung 3.1 zu sehen ist, beträgt der Unterschied im hohen SNR Bereich etwa 1 bis 2 dB.



**Abbildung 3.1:** Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit des SNR vor dem Demodulator. Vergleich zwischen BPSK und DBPSK

#### 3.2.2.2. Der Performanceunterschied

Im Kapitel 2 wurde schon erwähnt, dass es einen festen Zusammenhang zwischen dem SNR vor dem Demodulator und der Bitfehlerwahrscheinlichkeit gibt. Dieser Zusammenhang wird für DBPSK und DQPSK in Abbildung 3.2 dargestellt.



**Abbildung 3.2:** Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit des SNR vor dem Demodulator. Vergleich zwischen DBPSK und DQPSK

Für das gleiche SNR vor dem Demodulator ist DQPSK viel schlechter als DBPSK. Da immer die gleiche Bandbreite von 200 MHz zur Verfügung steht, ist die Rauschleistung  $P_n$  für DBPSK und DQPSK gleich. Auch wegen der gleichen Sendeleistung  $P_s$  ist das SNR nach dem Kanal nicht mehr von Modulationsverfahren abhängig.

Es gibt folgenden Zusammenhang für die Symbolrate und Codelänge:

$$R_s \cdot N = R_c = B_k \cdot \Gamma \quad (3.13)$$

Die Chiprate  $R_c$  ist das Produkt der Spreizcodelänge  $N$  und Symbolrate  $R_s$ .  $R_c$  bestimmt auch die einseitige Bandbreite  $B_k$ , entspricht 100 MHz in dieser Arbeit, gewichtet mit der spektralen Effizienz  $\Gamma$  der Sendefilter.  $\Gamma$  ist maximal 2 Chips/s/Hz, welche nur mit idealen Senderfiltern erreichbar ist. Die gewünschte Bitrate ist 10 MBit/s.

Da ein DQPSK-Symbol von DQPSK aus zwei Bits besteht, besitzt die Übertragung mit DQPSK gegenüber DBPSK die doppelte Symboldauer (5 MSymbole/s). Daher kann bei DQPSK ein doppelt so langer Spreizcode wie bei DBPSK verwendet werden, was ca. 3 dB mehr SNR-Gewinn bedeutet (Siehe Abschnitt 2.4).

Mit gleichen SNR nach dem Kanal und unterschiedlichem SNR-Gewinn, ist das SNR vor dem Demodulator auch unterschiedlich. Zum Vergleich, muss die Kurve für DQPSK um den SNR-Gewinn Unterschied nach links verschoben werden. Die beiden Kurve nähern sich daher an. Hier wird  $E_b/N_0$  nicht als x-Achse verwendet, da das SNR vor dem Demodulator verantwortlich für die Bitfehlerwahrscheinlichkeit ist. Das SNR könnte in ein  $E_b/N_0$  umgerechnet werden, jedoch verliert die Betrachtung dann an Anschaulichkeit.

Trotzdem ist ab einem SNR von ca. 2dB eine bessere Performance von DBPSK zu erkennen. Wie in Tabelle 2.1 angegeben, ist ein realistischer SNR Wert vor dem Demodulator für DBPSK etwa 6dB, ab dem der Vorteil schon sehr deutlich ist.

Die tatsächliche Gleichung (2.119) für den  $SNR_{\text{Gewinn}}$  ist abhängig von der Inter-Symbol-Interferenz und Multiple-Access-Interferenz, welche bei längeren Codes tendenziell geringer

### 3. Modulationsverfahren und Kanalnachbildung

ist (siehe Kapitel 4). Daher kann der reale SNR-Gewinn Unterschied größer als 3 dB sein, was die zwei Kurven stärker annähert. Ein längerer Code bedeutet auch ein größeres Set, weswegen bei DQPSK mit einem längeren Spreizcodes mehr gleichzeitige Übertragungen als DBPSK möglich sind.

## 3.3. Nachbildung des Kanals

In diesem Abschnitt wird zuerst eine Übersicht über die Messwerte gegeben. Probleme, die bei der Nachbildung für die Simulation auftreten, werden diskutiert. Bei der Nachbildung soll ein diskretes Filter (IIR oder FIR) so bestimmt werden, dass es die gemessenen Frequenzgänge möglichst genau nachbildet.

### 3.3.1. Übersicht der Messwerte

Die Messungen fanden an einer DaimlerChrysler C-Klasse W203 statt. Die vier Messpunkte, woran später Transceiver angeschlossen werden können, sind in der Abbildung 3.4 eingezeichnet. Es befinden sich zwei passive Sternpunkte im Auto, die jeweils eine gleiche Anzahl von Anschlüssen haben. Die gemessenen Frequenzgänge sind in Abbildung 3.4 dar-

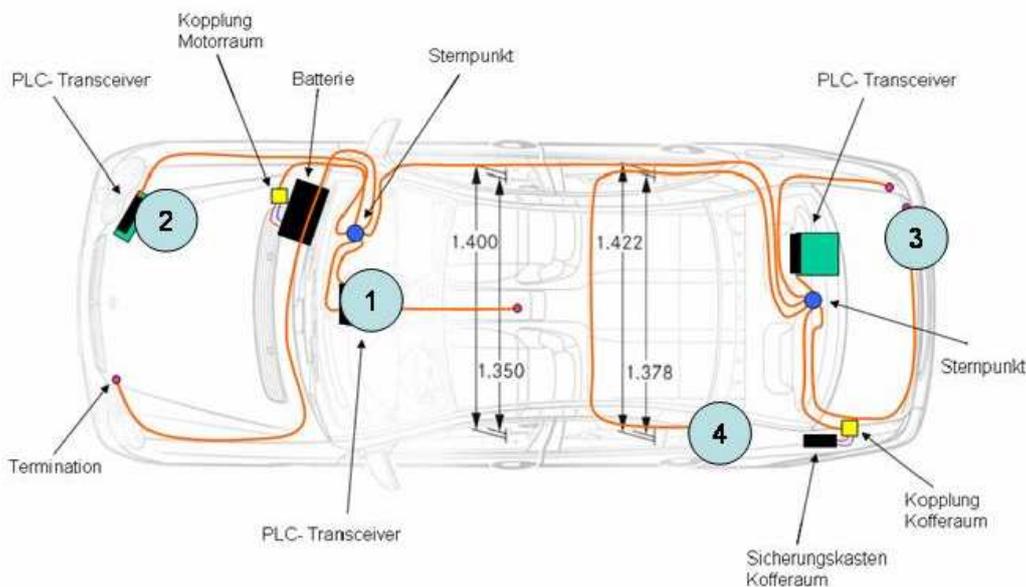


Abbildung 3.3: Messaufbau im Versuchsfahrzeug

gestellt. '2SP' bedeutet hierbei, dass die Übertragung über zwei passive Sternpunkt geht. Passive Sternpunkte verteilen die Eingangleistung gleichmäßig an ihren Ausgängen. Da beide Sternpunkte gleichviele Anschlüsse haben, werden die Daten, die über zwei passive Sternpunkte gehen, stärker gedämpft. Diese Tendenz ist auch deutlich im Frequenzgang zu sehen.

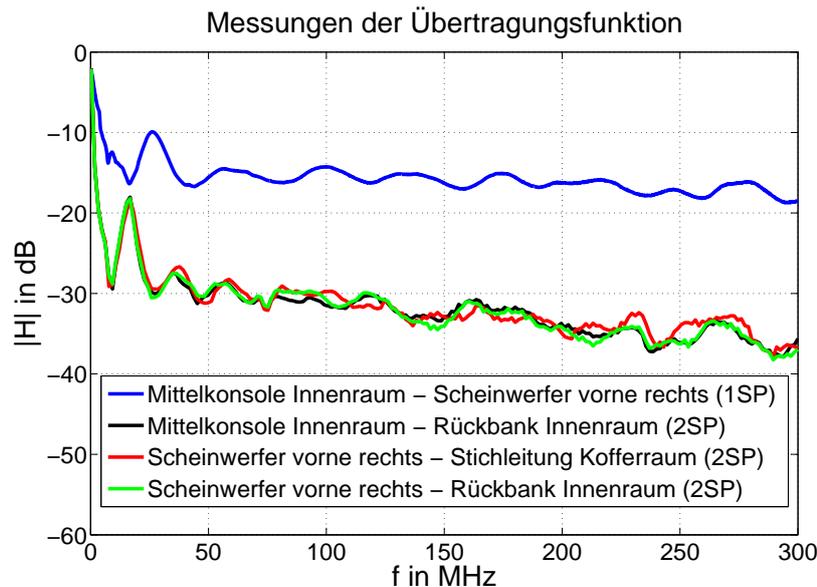


Abbildung 3.4: Messergebnisse der Amplitudengänge

Die Form der Frequenzgänge unterscheidet sich nicht so sehr, lediglich die Dämpfung ist wegen der Anzahl an passiven Sternpunkten unterschiedlich. Zur Nachbildung wird der Übertragungsweg von der Mittelkonsole Innenraum zur Rückbank im Innenraum ausgewählt, um den Worst-Case der Dämpfung darzustellen (schwarze Linie im Bild).

### 3.3.2. Verfahren zur Nachbildung des Kanals

Die Frequenzgänge wurden als S-Parameter gemessen. Aus den S-Parametern  $s_{ij}$  für  $i, j = 1, 2$  der gemessenen Übertragungswege und  $r$ , dem Reflexionsfaktor am Eingang des Transceivers, wird mit folgender Formel die Spannungsübertragungsfunktion  $H(f)$  berechnet.

$$r_{ein}(f) = s_{11}(f) + \frac{s_{12}(f) s_{21}(f) r}{(1 - s_{22}(f) r)} \quad (3.14)$$

$$H(f) = \frac{(1 + r) s_{21}(f)}{(1 - s_{22}(f) r) (1 + r_{ein}(f))} \quad (3.15)$$

Hier wurde immer  $r = 0$  gewählt. [Sti03]

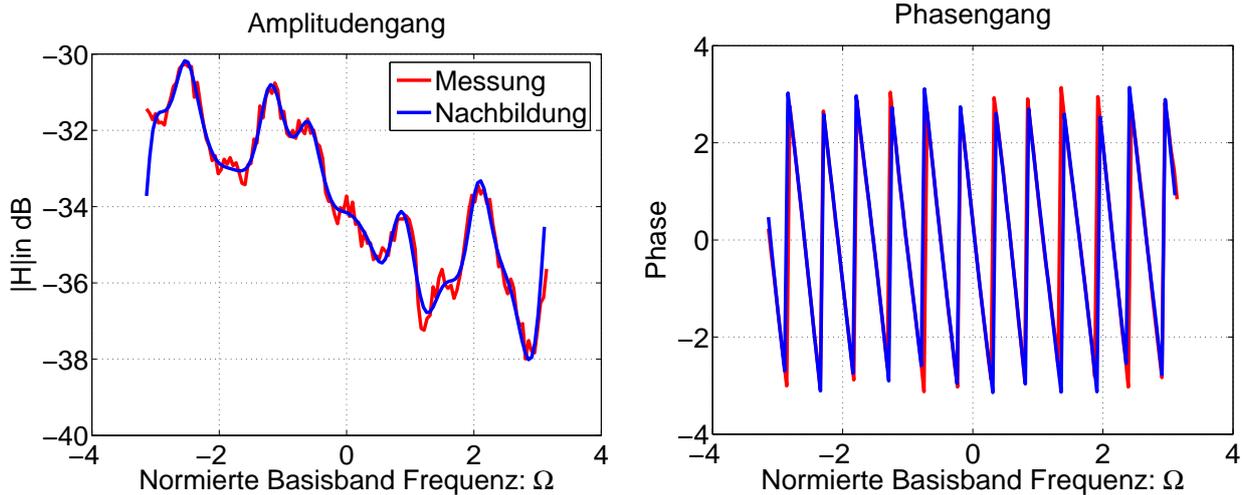
Das Ziel ist es nun, ein Filter zu finden, welche den gemessenen Frequenzgang optimal nachbildet. Matlab stellt den Befehl 'invfreqz' zur Verfügung, mit dem aus den komplexen Messwerten des Frequenzganges die Nenner- und Zählerkoeffizienten eines Filters bestimmt werden können. Durch Einstellen der Nenner- und Zählerordnung können sowohl FIR Filter als auch IIR Filter erzeugt werden. Der Frequenzgang wird hier bei gegebener Filterordnung nach einem Least-Squares-Verfahren approximiert.

### 3. Modulationsverfahren und Kanalnachbildung

#### 3.3.3. Ergebnisse der Kanalnachbildung

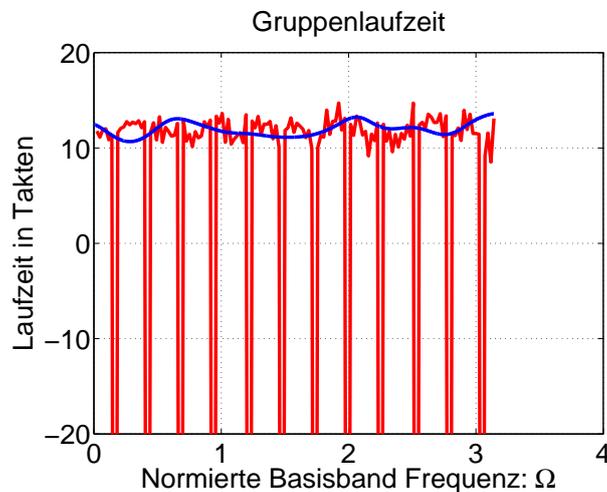
Der Frequenzgang wird folgendermaßen in Amplituden- und Phasengang zerlegt:

$$H(f) =: |H(f)| e^{-j\varphi(f)} \quad (3.16)$$



(a) Der Amplitudengang des Kanals

(b) Der Phasengang des Kanals



(c) Die Laufzeit des Kanals (Taktzeit = 5ns)

**Abbildung 3.5:** Die Nachbildung des Frequenzgangs

Die Kanallaufzeit  $m(f)$ , was in der Literatur auch als  $\tau_g(f)$  genannt wird, ist die Ableitung der Phase  $\varphi(f)$  nach  $f$ :

$$\tau_g(f) = m(f) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(f)}{df} \quad (3.17)$$

Die Phasengang einer Übertragungsfunktion ist linear, wenn  $m(f)$  eine konstante Zahl bezüglich der Frequenz ist. In der Arbeit wurde die Übertragungsfunktion mit einem IIR Filter mit einer Nenner- und Zählerordnung von 12 gebildet. Das Resultat der Nachbildung ist in Abbildung 3.5 zu sehen.

Da die Simulation im Basisband erfolgt, wird der Kanal direkt im Basisband nachgebildet, und für die normierte Frequenzvariable  $\Omega$  gilt:

$$\Omega = \frac{2\pi(f - f_0)}{f_a} \quad (3.18)$$

In dieser Arbeit ist der Frequenzbereich  $100\text{MHz} \leq f \leq 300\text{MHz}$  relevant wobei die Mittenfrequenz  $f_0 = 200\text{MHz}$  beträgt. Die Abtastfrequenz in der Simulation ist  $f_a = 200\text{MHz}$ .

In Abbildung 3.5 ist zu sehen, dass der Kanal gut nachgebildet wird. Der Amplitudengang schwankt in einem kleinen Bereich, was eine fast ideale Impulsantwort ergibt. Die Phasengang ist nahezu linear, was eine konstante Kanallaufzeit liefert. Die Peaks in der Laufzeitkurve der Messung werden von den Phasensprüngen verursacht. Es ist erkennbar, dass der PLC Kanal im Auto fast ideal ist.

#### 3.3.4. Probleme bei der Nachbildung

Wenn ein kleinerer Bereich des Kanals nachgebildet wird, z.B. Untersuchung eines Systems ohne CDMA, kann es passieren, dass der Amplitudengang nicht mehr gut nachgebildet wird. Wird die Phase der Messdaten künstlich zu einer ganzzahligen Laufzeit  $m_0$  gesetzt, wird zwar die Phaseninformation leicht verfälscht, aber es ergibt sich ein wesentlich besser nachgebildeter Amplitudegang.

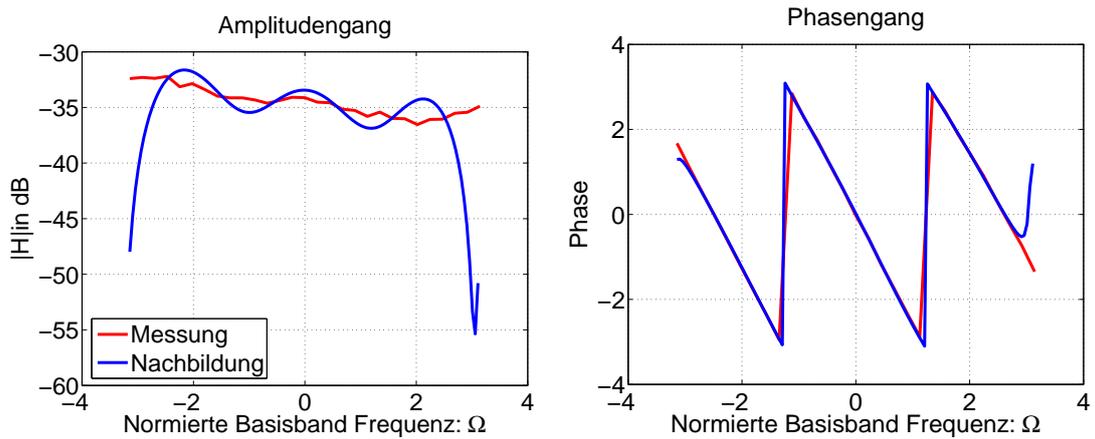
$$H_0(f) = |H(f)| e^{j2\pi f m_0} \quad (3.19)$$

Dieser Sachverhalt wird in Abbildung 3.6 dargestellt. Für 3.6(c) und 3.6(d) wird die Laufzeit des nachzubildenden Kanals auf Konstant 3 gesetzt.

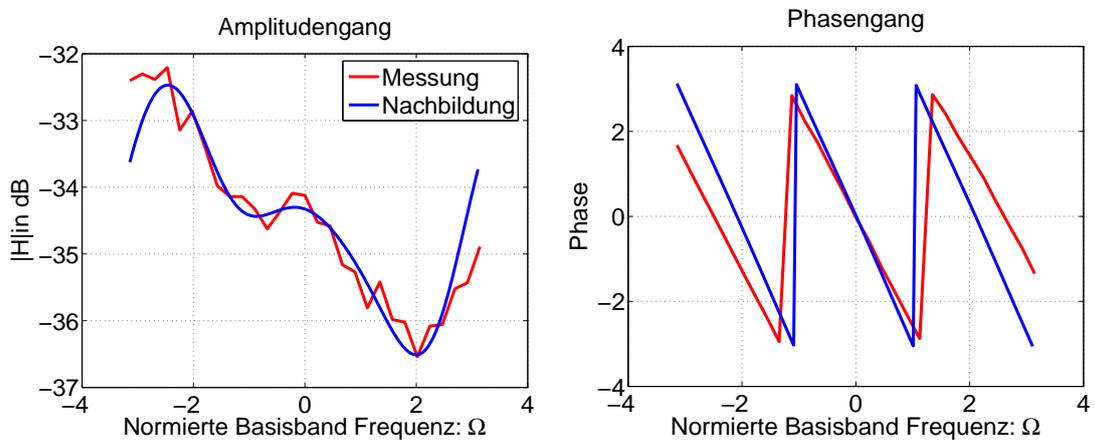
Mit einem FIR Filter 5-ter Ordnung wird mit einer kleinen Laufzeitkorrektur der Amplitudengang der Übertragungsfunktion zwischen 180 MHz und 220 MHz viel besser nachgebildet, während der Phasengang nur leicht verschlechtert wird.

Die nachgebildete Laufzeit wird in Abbildung 3.7 mit der realen Laufzeit verglichen. Die reale Laufzeit liegt etwa bei 2.5 Takten, was durch die Laufzeitkorrektur auf 3 gerundet wird. Hier ist auch der Grund für das schlechte Nachbilden ohne Laufzeitkorrektur zu sehen: Eine fast konstante aber nicht ganzzahlige Laufzeit ist schwer mit einem diskreten Filter zu realisieren.

### 3. Modulationsverfahren und Kanalnachbildung

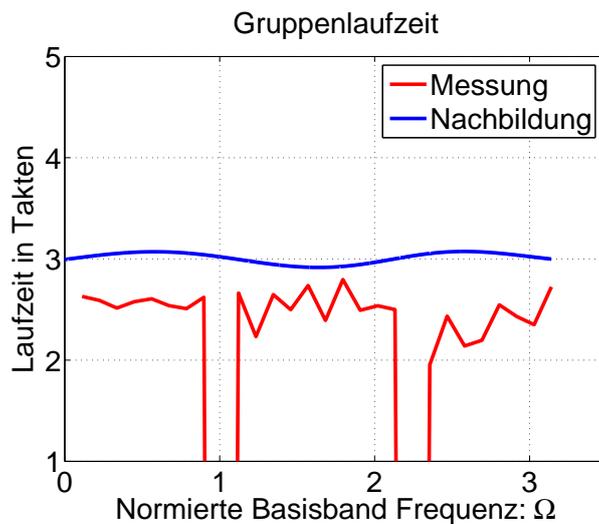


(a) Amplitudengang des Kanals ohne Laufzeit Korrektur (b) Phasengang des Kanals ohne Laufzeit Korrektur



(c) Amplitudengang des Kanals mit Laufzeit Korrektur (d) Phasengang des Kanals mit Laufzeit Korrektur

**Abbildung 3.6:** Nachbildung des Frequenzganges für kleine Bandbreiten



**Abbildung 3.7:** Die Laufzeit des Kanals mit Laufzeit Korrektur

## 3.4. Zusammenfassung

DPSK ist ein Modulationsverfahren, das keine Kanalschätzung im Empfänger benötigt. In diesem Kapitel wurde daher DBPSK und DQPSK verglichen. DBPSK hat eine bessere Performance in dem relevanten Bereich ( $\text{SNR} = 6\text{dB}$  vor dem Demodulator) gegenüber DQPSK bei entsprechenden 9 dB. Jedoch ist angesichts des SNR-Gewinns bei mehreren gleichzeitigen Übertragungen DQPSK mit einem längeren Code eventuell von Vorteil. In der Arbeit wird der Kanal über zwei passive Sternpunkte im Bereich  $100\text{MHz} \leq f \leq 300\text{MHz}$  nachgebildet, was einem Worst-Case der Dämpfung entspricht. Bis auf verschiedene Dämpfungen sind die gemessenen PLC-Kanäle sehr ähnlich und haben fast ideales Verhalten. Bei der Nachbildung des Kanals wurde mit einem IIR Filter 12-ter Ordnung schon ein gutes Ergebnis erzielt. Bei Nachbildung eines Kanals mit sehr kleinem Bandbreitebereich aus den Messkurven gibt es Probleme, die durch künstliche Vorgabe einer konstanten ganzzahligen Laufzeit relativ gut gelöst werden können. Dieses Problem betrifft diese Arbeit jedoch nicht.

### *3. Modulationsverfahren und Kanalnachbildung*

## 4. Untersuchungen zu den Spreizcodes

In diesem Kapitel werden Mengen von Codes (Codesets) bestimmt, die untereinander gute Übertragungseigenschaften garantieren und so für eine Realisierung eines CDMA-Systems besser geeignet sind. Hierbei werden die Fragen, was für Codetypen zur Verfügung stehen, welche ihrer Eigenschaften von Vorteil sind, und wie eine optimale Menge solcher Codes gefunden wird, in den folgenden Abschnitten beantwortet.

### 4.1. Anforderungen an die Spreizcodes

Für die Datenübertragung wird grundsätzlich eine kleine Bitfehlerwahrscheinlichkeit gefordert. Um dies zu erzielen, muss die Detektion des maximalen Peaks nach dem Matched-Filter korrekt funktionieren, und das SNR Verhältnis nach der Entspreizung hoch sein. Beide Faktoren werden von der Wahl der Spreizcodes beeinflusst.

#### 4.1.1. Minimale Nebenwert-Parameter für den korrekten Abtastzeitpunkt

In einem realen CDMA System wird der richtige Abtastzeitpunkt durch den maximalen Haupt-Peak vor der Abtastung erkannt. Das Matched-Filter ist ein Korrelator der mit dem Spreizcode des Sendesignals korreliert. Wird der Spreizcode entdeckt, so gibt es am Ausgang des Matched-Filters einen Amplituden-Peak, der dann die Information des Sendesymbols enthält. Die Signalwerte vor oder nach dem korrekten Abtastzeitpunkt müssen also entsprechend klein gegenüber dem richtigen Abtastwert, dem Haupt-Peak, sein, damit es keine Fehldetektionen gibt. Anhand Formel 2.83 können die Werte des Signals vor der Abtastung berechnet werden. Die NW Parameter  $NW_{11,max}$ ,  $NW_{11,mean}$ ,  $NW_{21,max}$ ,  $NW_{12,max}$  (siehe Gleichung 2.86 und 2.87) beschreiben das mittlere bzw. maximale Leistungsverhältnis zwischen den Nebenwerten und dem Hauptpeak des Signals vor der Abtastung. Daher ist es sinnvoll, die Optimierung der NW-Parameter zu fordern. Diese hängen von den Systemfunktionen  $f_{11,\Delta}$  und  $f_{21,\Delta}$  und somit von den F-Funktionen ab (siehe Gleichung 2.75 und 2.76), welche durch die Faltung der Kanalimpulsantwort mit den Korrelationsfunktion der Spreizcodes gebildet werden. Die aperiodische Autokorrelation beeinflusst  $NW_{11,max}$  und  $NW_{11,mean}$  während die aperiodische Kreuzkorrelation  $NW_{21,max}$  und  $NW_{21,mean}$  beeinflusst.  $NW_{21,max}$  beschreibt auch die Multiple-Access-Interferenz (MAI) nach der Abtastung, da die

#### 4. Untersuchungen zu den Spreizcodes

Verzögerung des Benutzers 2 beliebig sein kann (siehe Gleichung 2.128). Allerdings kann die MAI, im Gegensatz zu  $NW_{21,max}$ , durch einen Multi-User-Detektor verringert werden.

##### 4.1.2. Weniger ISI und MAI nach der Abtastung für einen größeren SNR-Gewinn

Bei korrekter Peak-Detektion, wird die Bitfehlerwahrscheinlichkeit von dem SNR vor dem Demodulator bestimmt, welches wiederum vom  $SNR_{\text{Gewinn}}$  abhängig ist. Gleichung 2.119 zeigt welche Störfaktoren den SNR-Gewinn verringern. Davon sind ISI und MAI zwei wichtige Faktoren, die in diesem Punkt optimiert werden müssen. Nach den Untersuchungen in Kapitel 6 wird sich zeigen, dass die ISI im Allgemeinen sehr klein ist, während die MAI im Verhältnis dazu relativ groß ist. Ein Zahlenbeispiel: Wenn zwei Benutzer mit gleicher Sendeleistung übertragen, wobei der Empfänger einen normalen Single-User-Detektor benutzt (siehe Kapitel 6), ist vor dem Demodulator die Nutzsignalleistung bezüglich der MAI Leistung ca. 11 dB, während die Nutzsignalleistung bezüglich der ISI Leistung ca. 33dB beträgt (siehe Abbildung 6.9). Das Verhältnis der Nutzsignalleistung zur Leistung des Hintergrundrauschens ist ca. 8 dB bei DQPSK (siehe Tabelle 2.1). Es zeigt sich also, dass die MAI Leistung vor dem Demodulator ohne Multi-User-Detektor sich der Leistung des Hintergrundrauschens annähert, während die ISI Leistung um den Faktor 300 kleiner als das Hintergrundrauschen ist. Die MAI Leistung wird natürlich noch größer, wenn Benutzer 2 eine größere Sendeleistung besitzt oder mehr als 2 Benutzer gleichzeitig senden.

Die MAI Störleistung von Benutzer 2 im Empfänger zu Benutzer 1 ist abhängig von Systemfunktion  $f_{21}$  (siehe Gleichung 2.73), die aufgrund der Verzögerung von Benutzer 2 gegenüber Benutzer 1, unterschiedlich sein kann. Der eingesetzte Kanal  $h_2$ ,  $\delta_2$  und die Laufzeit des Kanals  $m_2$  sind hier also variabel, da verzögertes Senden des Benutzers 2 durch eine Laufzeitvariation des Kanals nachgebildet wird.

Dagegen ist die ISI Leistung fix, wenn der Abtastzeitpunkt richtig gewählt wird. Diese ist nicht von der Verzögerung des Benutzers 2 abhängig. Mit anderen Worten, ist der 'Abtastpunkt'  $n'_{\text{samp}}$  für die Berechnung von  $f_{11}$  aus  $F_{11}$  festgelegt, so auch die ISI Leistung. Der 'Abtastpunkt' wiederholt sich im Abstand der Codelänge  $N$  wobei der maximale Peak immer abgetastet wird (siehe Gleichung 2.61). Daher werden nur die vom Hauptpeak relativ weit entfernten, meistens sehr kleinen Werte von  $F_{11}$  ausgewählt. Die Anzahl der abgetasteten Werte hängt von der Länge der Kanalimpulsantwort ab. Die Summe der Betragsquadrate dieser Werte bilden die ISI Leistung (siehe Formel 2.123), die wegen der guten Kanaleigenschaften, typischerweise relativ klein ist.

Durch den Einsatz eines Multi-User-Detektors, kurz "MUD" genannt, wird die Leistung der MAI stark verringert. Bei einer Zweibenutzerübertragung mit gleicher Sendeleistung wird sich die Leistung der MAI sogar der Leistung der ISI annähern. Jedoch ist die MAI Leistung nach dem Multi-User-Detektor stark von der Impulsantwort des Kanals abhängig und auch relativ aufwendig zu berechnen, weswegen der Einsatz eines Multi-User-Detektors bei der Optimierung hier nicht berücksichtigt wird. Grundsätzlich ist es aber so, dass Codes, die

weniger MAI ohne MUD verursachen, auch weniger MAI mit MUD erzeugen. Zudem ist die Anzahl und Amplitude der störenden Benutzer nicht vorhersagbar, weswegen trotz eines MUD die MAI nicht vernachlässigt werden kann.

Sowohl für die Berechnung der Nebenwerte des Signals  $w(n)$  vor der Abtastung, als auch für den  $SNR_{\text{Gewinn}}$  wird immer auf die Berechnung der Auto- bzw. Kreuzkorrelation der gewählten Spreizcodes zurückgegriffen. Daher ist für die Optimierung des Codesets eine gute AKF und KKF Eigenschaft notwendig.

### 4.1.3. Impulsförmige AKF

Wäre die AKF des Spreizcodes ideal impulsförmig, würde das Signal  $w(n)$  vor der Abtastung einen eindeutigen Peak haben, wenn einmal von der Störung durch andere Benutzer und dem Hintergrundrauschen abgesehen wird. Umgekehrt, wenn die AKF des Codes keine Impulsförmigkeit aufweist, wird die Peak-Detektion bzw. Synchronisation sehr fehleranfällig sein. Daher ist die grundsätzliche Berücksichtigung der AKF für die Codesuche notwendig, trotz der typischerweise sehr kleinen ISI nach der Abtastung.

Es gibt zwei häufig verwendete Maße zur Beschreibung der AKF Funktion, das Haupt Nebenmaximumverhältnis (HNV) und den Merit-Faktor (MF). Diese bewerten die Impulsförmigkeit der AKF. [Lük92b]

Sie sind für einen Spreizcode  $c$  definiert als:

$$HNV = \frac{AKF\{c\}(0)}{\max_m \{|AKF\{c\}(m)|\}} \quad \forall m \neq 0 \quad (4.1)$$

$$MF = \frac{AKF\{c\}(0)^2}{2 \sum_{m=1}^{N-1} |AKF\{c\}(m)|^2} \quad (4.2)$$

Ein hohes HNV bzw. MF garantieren ein günstiges Verhältnis zwischen dem maximalen Nebenwert bzw. der Leistung der AKF-Nebenwerte und dem maximalen Peak. Die AKF-Nebenwerte sind hier die Werte der AKF ohne den Korrelationswert bei Null, also dem maximalen Peak.

Es gibt folgende Schranken für das HNV und den MF bei Bipolarfolgen :

$$HNV \leq \frac{N}{\sqrt{N-1}} \approx N \quad (4.3)$$

$$MF \leq \frac{12.325}{(8\pi N)^{3/(2N)}} \quad (4.4)$$

Diese besagen, dass je länger der Code ist, desto impulsförmiger kann die AKF Funktion sein und somit zusammen mit einem nichtidealen Kanal weniger ISI und auch weniger Fehler bei der Peak-Detektion verursachen.

## 4. Untersuchungen zu den Spreizcodes

### 4.1.4. Allgemein kleine KKF Werte

Multiple-Access-Interferenz entsteht durch gleichzeitige Übertragungen auf dem Medium. Diese Übertragungen finden auf verschiedenen logischen Bussen mit jeweils unterschiedlichen Codes statt. Synchronität beim Empfänger bezeichnet das gleichzeitige (chipgenaue) Ankommen der Bits aller Benutzer an einem bestimmten Empfänger. Leider ist in dieser Arbeit die chipgenaue Synchronität nicht zu garantieren, da die Sendezeitpunkte der verschiedenen Benutzer sich durch einige Chips unterscheiden können, und zudem die Übertragungswege unterschiedliche Verzögerungen haben können. Daher muss, um die MAI zu verringern, garantiert werden, dass alle Werte der KKF Funktion kleine Werte besitzen. In Gegensatz zu der Inter-Symbol-Interferenz existiert die MAI immer, selbst wenn der Kanal ideal ist.

Zweckmäßigerweise werden Schranken für die Korrelationsgüte für Familien bzw. Codesets aperiodischer Korrelationscodes definiert. Gegeben ist ein Codeset  $\{c_i(n)\}_{i=1}^M$  mit M aperiodischen Codes gleicher Länge N und gleicher Energie E. Dann sind die maximalen Korrelationsparameter wie folgt definiert:

$$C_a = \max_{\substack{i \\ m \neq 0}} \{ | \text{AKF}\{c_i\}(m) | \} \quad (4.5)$$

$$C_c = \max_{\substack{i \neq j \\ m}} \{ | \text{KKF}\{c_i, c_j\}(m) | \} \quad (4.6)$$

$$C_{max} = \max\{C_a, C_c\} \quad (4.7)$$

Es gelten die von Welch angegebenen Abschätzungen [Wel74]

$$\frac{C_{max}^2}{N^2} \geq \frac{M-1}{2NM-M-1} \quad (4.8)$$

Für große N und M gilt:

$$\frac{C_{max}}{N} \approx \frac{1}{\sqrt{2N}} \quad (4.9)$$

Hierbei ist N die Codelänge und M die Anzahl der Codes in einer Familie bzw. einem Set. Generell haben Familien bzw. Codesets mit längeren Codes also Vorteile bezüglich den AKF und KKF Funktionen.

Zusammenfassend muss der maximale bzw. der mittlere Wert der KKF, wegen den folgenden drei unbestimmten Faktoren, klein sein. Diese Faktoren sind: Anzahl der Störer, Störampplitude und die Verzögerung der Störer gegenüber den Nutzdaten.

In Gleichung (2.33) wird der Zusammenhang zwischen den periodischen und aperiodischen Eigenschaften von Codes hergestellt. Da die periodische Korrelation relativ gut theoretisch zu untersuchen ist, liegen dort auch viele theoretische Ergebnisse vor [PR79], [SP80]. Im Gegensatz dazu sind für die in dieser Arbeit relevante aperiodische Korrelationen keine

solchen grundlegenden Formeln bzw. Ergebnisse vorhanden. Wegen des genannten Zusammenhangs zwischen periodischer und aperiodischer Korrelation, ist zu hoffen, dass wenn zwischen Folgen eine gute periodische Eigenschaft herrscht, deren aperiodische Eigenschaft auch nicht schlecht ist. Aus Einzelfolgen mit gutem periodischen Korrelationsverhalten können durch Wahl einer optimalen zyklischen Verschiebung, der so genannten Phase, in vielen Fällen auch Folgen mit gutem aperiodischen Verhalten gewonnen werden [Lük92c]. Dieser Zusammenhang gilt insbesondere für Teile einer Familie.

### 4.1.5. Code-Setgröße

Eine Familie ist eine Menge von Codes der gleichen Länge, die alle in einer ähnlichen Weise erzeugt werden. Die Anzahl der periodischen *Folge* in einer Familie ist der Umfang der Familie. Später in Abschnitt 4.2.3.1 wird der Unterschied zwischen Codes und Folge näher erläutert. Alle Benutzer in einem CDMA System benutzen Codes gleicher Länge und gleicher Eigenschaften, um besonders günstige AKF und KKF Bedingungen zu erhalten. Abhängig von der Anwendung, kann die Anzahl der Benutzer vergrößert werden, wozu eine Familie mit großem Umfang benötigt wird, denn es müssen genügend Auswahlmöglichkeiten für das optimale Codeset vorhanden sein. Ein System kann aus mehreren Benutzern bzw. Bussen bestehen, die jeweils einen eigenen Code besitzen, jedoch nicht unbedingt gleichzeitig übertragen. Daher muss es nicht so viele gleichzeitige Übertragungen geben, wie die Setgröße beträgt.

### 4.1.6. Zusammenfassung der Anforderungen

Zusammenfassend werden nachstehende Anforderungen an die Spreizcodes gestellt: Durch die Auswahl der richtigen bzw. günstigen Codes sollen die Werte der *NW* Parameter klein sein, so dass der Hauptpeak korrekt detektiert werden kann. Gute Codes sollen auch möglichst wenig ISI und MAI verursachen und somit die Bitfehlerwahrscheinlichkeit reduzieren. Diese zwei Anforderungen führen auch dazu, dass die AKF der Codes möglichst impulsförmig sein sollte und die KKF im Allgemeinen sehr kleine Werte besitzt. Durch Gleichung (2.33) besteht die Annahme, dass Codes mit guten periodischen Eigenschaften auch gute aperiodische Eigenschaften besitzen. Zudem ist ein möglichst großes Set wünschenswert.

## 4.2. Arten von Spreizcodes

Grundsätzlich unterscheiden sich drei Arten von binären Spreizcodes, welche im folgenden Abschnitt vorgestellt werden.

## 4. Untersuchungen zu den Spreizcodes

### 4.2.1. Orthogonale Folgen

Orthogonale Folgen sind Folgen, die eine optimale aperiodische Kreuzkorrelations-Eigenschaft bei Verschiebung Null haben. Zu solchen Folgen gehören die Walsh- bzw. Hadamard-Codes. Für orthogonale Folgen  $x$  und  $y$  gilt:

$$\text{KKF}\{x, y\}(0) = 0 \quad (4.10)$$

Der Korrelationswert bei Null von der KKF ist Null, während die anderen Korrelationswerte von der KKF theoretisch jedoch sehr groß sein können. Nur bei synchroner Übertragung gibt es somit überhaupt keine Multiple-Access-Interferenz wenn orthogonale Folgen als Spreizcodes benutzt werden. Leider ist in dieser Arbeit die chipgenaue Synchronität im Empfänger nicht realisierbar.

Zudem wird in Abschnitt 4.3 festgestellt, dass Walsh-Codes keine gute aperiodischen AKF-Eigenschaften besitzen. So ist beispielsweise der Code '1 1 1 1 1 1 1 1' ein Walshcode, dessen periodische Autokorrelation einfach eine konstante Zahl ist und somit dessen aperiodische Autokorrelation überhaupt nicht impulsförmig ist. Die Korrelationsfunktionen zweier Walshcodes sind in Abbildung 4.4 gezeigt.

### 4.2.2. Folgen mit optimaler AKF Eigenschaft

Es sind aperiodische endliche Codes bekannt, die unter den binären Codes eine optimale aperiodische Autokorrelationseigenschaft besitzen, wie beispielsweise die Barker-Codes oder Lindner-Codes.

#### Barker-Codes

R. H. Barker gab als erster Binärfolgen bis zur Länge  $N = 13$  an, deren AKF-Nebenwerte den Wert 1 nicht überschreiten, also optimal sind. Ein Barker-Code  $x$  ist demnach durch folgende Eigenschaft charakterisiert:

$$|\text{AKF}\{x\}(n)| \leq 1 \quad \forall n \neq 0 \quad (4.11)$$

Barker-Codes mit einer Länge  $N > 13$  sind nicht bekannt. Es konnte bewiesen werden, dass es bis zur Länge  $N = 12100$  keine weiteren Barker-Codes existieren. Darüber hinaus ist bekannt, dass, außer für  $N = 4$ , keine Barker-Folgen geradzahlgiger Länge existieren [Bau71].

Da in dieser Arbeit, generell eine höhere Spreizcodelänge benötigt wird, ist diese Codeart weniger interessant. Die Codelänge bei DBPSK ist maximal  $N = 20$  und bei DQPSK maximal  $N = 40$ . Außerdem gibt es, mit Ausnahme von  $N = 4$ , für jede Länge jeweils nur einen einzigen Barker-Code. Durch zyklische Verschiebung oder Spiegelung (Invarianzoperationen) werden zwar andere Codes erzeugt, die auch eine gute AKF Eigenschaft haben, jedoch ist die KKF zwischen zwei solcher Codes nicht optimiert, da diese gegebenenfalls nur eine verschobene AKF darstellt.

## Lindner-Codes

J. Lindner baute 1975 in Aachen einen speziellen Korrelationsrechner, mit dem in ca. 50 Tagen die Binärfolgen bis  $N = 40$  unter dem Kriterium eines maximalen HNV vollständig durchsucht wurden [Lük92b]. Die Lindner Codes haben daher auch eine optimale AKF Eigenschaft, bei denen die maximalen AKF-Nebenwerte nur bei 2 bis 3 liegen. Die Lindner Codes enthalten die Barker Codes, und sind aber wie diese bezüglich der KKF nicht optimiert, was aber für eine Mehrbenutzer Übertragung wichtig wäre.

Allgemein werden die in diesem Abschnitt vorgestellten Codes, als Synchronisationssignal in Einbenutzerkanälen verwendet, die in großem Abstand gesendet werden. In mehrkanaligen Anwendungen werden jedoch entsprechende Familien von Synchronisationsfolgen mit ebenfalls guter KKF benötigt.

### 4.2.3. PN-Folgen

PN-Folgen (Peseudozufallsfolgen) werden durch LFSR (Linear Feedback Schieberegister) erzeugt. Da sie fast zufällig sind, verfügen sie über ein breites Spektrum, was bedeutet, dass deren AKF Funktionen auch fast impulsförmig sind. Ein anderer Vorteil der PN-Sequenzen ist, dass diese einfach erzeugt werden können. Dies ist ein großer Vorteil gegenüber beispielsweise den Walsh-Codes, für deren Erzeugung eine große Matrix benötigt wird. Das GPS System verwendet beispielsweise Gold-Codes mit einer Länge von 1023, welche aber trotz ihrer hohen Länge einfach durch zwei 10 stufige Schieberegister erzeugt werden können. Im folgenden werden drei Arten von PN-Folgen vorgestellt: M-Sequenzen, Gold-Folgen und Kasami-Folgen.

#### 4.2.3.1. Definition von Folge, Phase und Code

Die durch Schieberegister erzeugten PN-Folgen sind periodische Signale. Wird der Startwert des Schieberegisters variiert, so bilden sich keine neuen Folgen, es ergeben sich lediglich andere Phasen d.h. zyklische Verschiebungen der vorherigen Folge. Eine Periode einer Folge mit bestimmter Phasenangabe wird in der Arbeit als *Code* bezeichnet. Daher sind die Codes aus gleichen Folgen zueinander zyklisch verschoben. Die Codes haben im gegensatz zu Folgen immer eine endliche Länge.

#### 4.2.3.2. M-Sequenzen

Wenn eine Folge bezüglich der Länge des Schieberegisters  $L_{LFSR}$  eine maximale Periodenlänge  $N_{max}$  hat, wird als M-Sequenz bezeichnet. Es gilt

$$N_{max} = 2^{L_{LFSR}} - 1 \quad (4.12)$$

## 4. Untersuchungen zu den Spreizcodes

### Erzeugung der M-Sequenzen

M-Sequenzen werden mit einem linear rückgekoppelten Schieberregister erzeugt, bei dem die Rückführungen anhand eines irreduziblen Polynoms modulo 2 gewählt werden. Ein irreduzibles Polynom ist ein Polynom, das nicht in Polynom-Teilfaktoren zerlegt werden kann. Für die Ordnung 5 gibt es z.B. 6 irreduzible Polynome, oder drei Paare von Polynomen: (45, 51), (67, 73), (75, 57). Sie sind in Oktalschreibweise dargestellt und die Polynompaaire in einer Klammer sind jeweils zueinander gespiegelt. Ein Startwert ungleich Null des Schieberregisters legt die Phase, also die zyklische Verschiebung des Codes fest. Die periodische Folge dagegen ändert sich dadurch nicht.

### Korrelationseigenschaften der M-Sequenzen

Da M-Sequenzen eine maximale Periodenlänge besitzen, haben sie auch sehr gute PAKF Eigenschaften: Die PAKF-Nebenwerte betragen alle  $-1$ , was auch zu einer guten aperiodischen Autokorrelationseigenschaft führt. Der Wert Null in der PAKF ist nicht möglich, da die Periodenlänge eine ungerade Zahl ist, somit haben M-Sequenzen eine optimale PAKF.

### Setgröße

Der Familienumfang bei M-Sequenzen ist jeweils die Anzahl der irreduziblen Polynome von einer bestimmten Ordnung. Von Ordnung 2 bis Ordnung 10 gibt es jeweils 1, 2, 2, 6, 6, 18, 16, 48, 60 irreduzible Polynome. Für diese Arbeit sind leider nur Polynome bis Ordnung 5 (Länge 31) interessant, wobei die Familie dort mit einem Umfang von 6 Elementen relativ klein ist.

### 4.2.3.3. Gold-Folgen

Gold-Folgen werden durch Addition von zwei verschiedenen M-Sequenzen generiert. Jedoch erzeugen nicht alle Paare von gleichlangen M-Sequenzen Gold-Folgen. Ein Polynom-Paar oder ein Paar von M-Sequenzen, mit dem Gold-Folgen erzeugt werden, wird als *Preferred Pair* bezeichnet.

### Erzeugung der Gold-Codes

Ein Beispiel für die Erzeugung von Gold-Codes wird in Abbildung 4.1 dargestellt.  $M_1$  und  $M_2$  sind Preferred Pairs mit Periodenlänge 31, welche mit einem Schieberregister der Länge 5 erzeugt werden. Die Ordnung eines Schieberregisters ist gleich dessen Länge. Die Positionen der Rückkopplungen der Schieberregister werden durch die angegebenen irreduziblen Polynome definiert.

Die erzeugten M-Sequenzen  $M_1$  und  $M_2$  werden mit verschiedener zyklischer Verschiebung addiert. Dies wird realisiert indem der Startwert eines der beiden Schieberregister variiert

## 4.2. Arten von Spreizcodes

wird. Wird der Startwert eines Schieberegisters zu Null gewählt, so erhält man  $M_1$  oder  $M_2$  am Ausgang. Daher werden die sich ergebenden 31 Folgen  $G_1$  bis  $G_{31}$  zusammen mit den Erzeugern  $M_1$  und  $M_2$  als Gold-Familie bezeichnet. Diese besteht also insgesamt aus 33 Folgen mit jeweils einer Periodenlänge von 31. Wird zusätzlich der Startwert des anderen Schieberegisters variiert, so bilden sich andere Phasen der vorherigen 33 Folgen.

$$\text{Folge Erzeugung: } G_n = M_1 \oplus \mathcal{T}_n\{M_2\} \quad 1 \leq n \leq N \quad (4.13)$$

$$\text{Phasen Erzeugung: } G_{n \cdot P_m} = \mathcal{T}_m\{G_n\} \quad 1 \leq m \leq N \quad (4.14)$$

Hier wird  $G_{n \cdot P_m}$  als die  $m$ -te Phase von der Folge  $G_n$  definiert. Aus der im Beispiel vorgestellten Familie, bestehend aus 33 Folgen, können durch die Variation von je 31 Phasen, 1023 verschiedene Codes gewonnen werden.

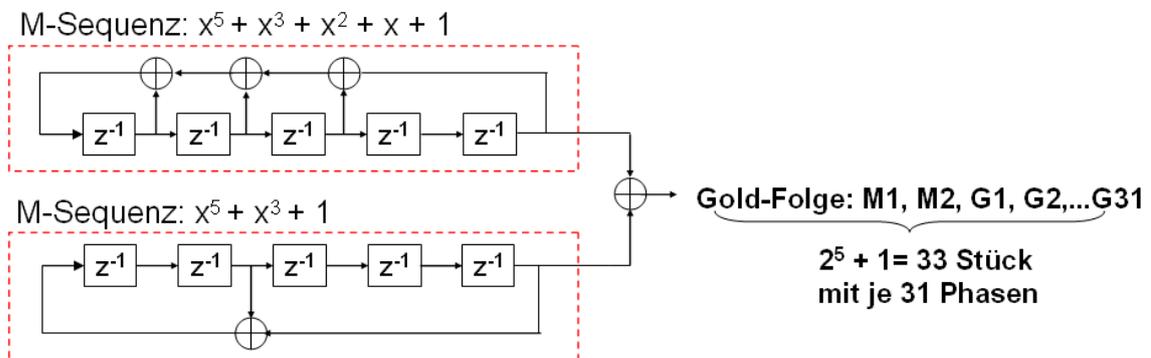


Abbildung 4.1: Die Erzeugung von Gold-Folgen

Wie vorher schon erwähnt wurde, gehören Gold-Folgen zu den PN-Sequenzen, denn ihre Erzeugung kann durch ein einziges Schieberegister realisiert werden. Dieses Schieberegister besitzt ein Polynom gleich der Modulo 2 Multiplikation der Polynome der zwei M-Sequenzen. Dieses Polynom hat dann eine Ordnung von 10, und ist natürlich nicht irreduzibel (Abbildung 4.2). Daher besitzen die erzeugten Folgen nun auch keine maximale Periodenlänge bezüglich Ordnung 10.

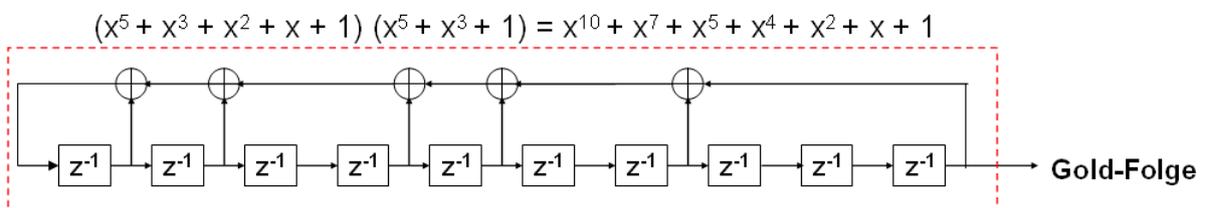


Abbildung 4.2: Die Erzeugung von Gold-Folgen mit einem Schieberegister

Mit diesem Schieberegister werden alle Gold Codes bzw. alle Folgen mit verschiedenen Phasen erzeugt. Dies geschieht allein durch die Variation des Startwertes. Es gibt insgesamt

#### 4. Untersuchungen zu den Spreizcodes

$2^{10} - 1$  unterschiedliche Startwerte, abgesehen von Null, welche dann genau die vorher erwähnten 1023 verschiedenen Codes erzeugen.

#### Korrelationseigenschaften der Gold-Codes

Die Besonderheit der Gold Familie ist, dass die PKKF zwischen zwei Folgen bzw. die PAKF-Nebenwerte nur drei Werte annehmen:  $-t(n)$ ,  $-1$ , oder  $t(n) - 2$ , wobei  $t(n)$  wie folgt definiert ist:

$$t(n) = \begin{cases} 1 + 2^{(n+1)/2} & n \text{ ungerade} \\ 1 + 2^{(n+2)/2} & n \text{ gerade} \end{cases} \quad (4.15)$$

$n$  ist die Ordnung und somit auch die Länge der Schieberregister, mit denen die zwei M-Sequenzen erzeugt werden.  $t(n)$  ist also der betragsmäßig maximale periodische Korrelationswert in der Gold-Familie, abgesehen vom maximalen Peak der AKF Funktion, der  $N$  beträgt. Daher wird  $t(n)$  als Schranke der periodischen Korrelationseigenschaft der Gold-Familie mit Ordnung  $n$  bezeichnet.

#### Familienumfang

Zusätzlich verfügt die Gold Familie über einen Umfang von  $2^n + 1 = N + 2$  Folgen. Die Familienumfang ist wesentlich größer als die der M-Sequenzen oder Kasami-Sequenzen, die im nächsten Abschnitt vorgestellt werden. Gold-Folgen gibt es ab der Ordnung 3 und für nicht durch 4 teilbare Ordnungen [Mata]. Daher können sie für die Datenübertragung mit 10 MBit/s nicht mit DBPSK verwendet werden.

#### Die möglichen Preferred Pairs

Bei Ordnung 5 gibt es insgesamt 6 mögliche M-Sequenzen. Von den insgesamt 15 möglichen Paaren, können 12 davon eine 'Familie' gründen und Gold-Folgen erzeugen. Die Reihenfolge der Erzeuger spielt hierbei keine Rolle.

Jedes Polynom kann durch eine Oktalzahl dargestellt werden: z.B. das Polynom  $x^5 + x^2 + 1$  entspricht der Oktalzahl  $O = 45$ . Die Umkehr der Koeffizienten also  $x^5 + x^3 + 1$  entspricht der Oktalzahl  $O^{-1} = 51$ . Das umgekehrte Polynom erzeugt hierbei die zeitlich umgekehrten Folgen, die aber untereinander gleiche Korrelationseigenschaften wie die von  $O$  erzeugten Sequenzen besitzen. Hingegen ist die KKF Eigenschaft zwischen einer Folge und ihrer zeitlichen Umkehr nicht unbedingt ungünstig.

Die Multiplikation zweier Polynome entspricht der Faltung der Koeffizienten modulo zwei.

$$(a_n x^n + a_{n-1} x^{n-1} + \dots + a_0) (b_n x^n + b_{n-1} x^{n-1} + \dots + b_0) = (c_{2n} x^{2n} + \dots + c_0) \quad (4.16)$$

## 4.2. Arten von Spreizcodes

$a_i$  und  $b_i$  für  $0 \leq i \leq n$  sind die Koeffizienten der Polynomfaktoren,  $c_i$  für  $0 \leq i \leq 2n$  sind die Koeffizienten des Produktpolynoms. Es gilt folgender Zusammenhang:

$$c(k) = \left( \sum_{i=0}^n a_i b_{k-i} \right) \text{mod } 2 = (a * b)(k) \text{ mod } 2 \quad (4.17)$$

Wenn zwei umgekehrte Folgen miteinander gefaltet werden, so ist das Faltungsprodukt ebenfalls das Umgekehrte des originalen Produkts:

$$\mathcal{R}\{a * b\} = \mathcal{R}\{a\} * \mathcal{R}\{b\} \quad (4.18)$$

Da von den 12 Elternpaaren 6 die Umkehr eines anderen Paares sind, besitzen die erzeugten Folgen gleiche Korrelationseigenschaften. Daher müssen nur 6 Familien von Gold-Folgen berücksichtigt werden.

### 4.2.3.4. Kasami Sequenzen

Es gibt zwei Arten von Familien der Kasami Sequenzen: Die kleine und die große Kasami Familie. Da die große Kasami Familie nur für Ordnung  $n$  mit  $n \bmod 4 = 2$  existiert, ist sie für Ordnung 4 und 5 nicht relevant, weswegen sie hier nicht weiter berücksichtigt wird. Zudem haben sie auch keine so guten periodischen Eigenschaften wie die kleine Kasami Familie [Matb].

#### Erzeugung der Kasami Codes

Die kleine Kasami Familie lässt sich ebenfalls aus den binären M-Sequenzen ableiten. Die Folge  $M$  ist eine M-Sequenz mit gerader Ordnung  $n$  und einer Periodenlänge von  $N = 2^n - 1$ . Durch die Dezimation mit

$$d = 2^{n/2} + 1 \quad (4.19)$$

entsteht die Hilfsfolge

$$M_d(n) = M(dn). \quad (4.20)$$

Diese besitzt die Periodenlänge von  $2^{n/2} - 1$ . Wird nun  $M$  mit alle Phasen von  $M_d$  modulo 2 addiert, ergeben sich daraus  $2^{n/2} - 1$  Folgen von  $K_{S_1}$  bis zu  $K_{S_{2^{n/2}-1}}$ . Zusammen mit der Folge  $M$  bilden diese Folgen die kleine Kasami Familie.

$$K_{S_i} = M \oplus \mathcal{T}_i\{M_d\} \quad \text{Wobei } 1 \leq i \leq 2^{n/2} - 1 \quad (4.21)$$

Die Periodenlänge der Kasami Folgen ist  $2^n - 1$ . Die Setgröße beträgt  $2^{n/2}$ , wobei  $n$  eine gerade Zahl sein muss. Kasami Folgen gibt es ab der Ordnung  $n = 2$ .

#### 4. Untersuchungen zu den Spreizcodes

##### Korrelationseigenschaften der Kasami Codes

Die Werte der PKKF bzw. die Nebenwerte der PAKF der Codes aus der kleinen Kasami Familie können, wie bei den Gold Folgen auch, nur drei Werte annehmen. Der höchste Betrag wird ebenfalls Schranke genannt und ist kleiner, als die Schranke einer Gold Familie der gleichen Ordnung. Die drei möglichen Werte der Korrelation sind  $-s(n)$ ,  $-1$ ,  $s(n) - 2$ , wobei:

$$s(n) = \frac{1}{2}(1 + t(n)) \quad (4.22)$$

mit  $t(n)$  aus der Gleichung 4.15. Zusammenfassend hat die kleine Kasami-Familie eine günstigere Schranke der periodischen Korrelation als die Gold-Familie. Leider gibt es Kasami-Folgen nur für gerade Ordnungen, wobei der Umfang der Familie für Ordnung 4 in etwa nur achtel so groß ist, wie bei der Gold-Familie Ordnung 5. Zudem ist es nicht zu garantieren, dass Kasami-Folgen bessere aperiodische Eigenschaften gegenüber Gold-Folgen haben.

#### 4.2.4. Zusammenfassende Übersicht

In der folgenden Tabelle 4.1 soll eine zusammenfassende Übersicht über die vorhandenen Spreizcode Familien gegeben werden.

	Beispiel	Länge	Umfang	Eigenschaften
Orthogonale Folge	Walsh-Code	$2^n$ <sup>a)</sup>	$2^n$	Ideale KKF bei Verschiebung Null, erfordert synchrone Übertragung. AKF teilweise sehr ungünstig.
Codes mit idealer AKF	Barker-Code	bis 13	1	AKF-Nebenwerte $\leq 1$ , KKF nicht optimiert
	Lindner-Code	bis 40	vrr.	Maximale AKF-Nebenwerte 2 oder 3, KKF nicht optimiert
PN-Sequenzen	M-Sequenzen	$2^n - 1$	1, 2, 6, 18..	Optimale PAKF
	Gold-Folge	$2^n - 1$ <sup>b)</sup>	$2^n + 1$	PKKF- sowie PAKF-Nebenwerte formelmäßig bekannt (nur 3 Werte)
	Kleine Kasami-Folge	$2^n - 1$ <sup>c)</sup>	$2^{n/2}$	PKKF sowie PAKF-Nebenwerte formelmäßig bekannt (nur 3 Werte), kleiner als bei Gold, jedoch kleines Set

<sup>a)</sup>  $n$  muss positiv sein.

<sup>b)</sup>  $n$  ist die Ordnung des Schieberegisters, muss eine nicht durch 4 teilbare größer gleich 3 sein.

<sup>c)</sup>  $n$  ist die Ordnung des Schieberegisters, muss eine gerade Zahl größer gleich 2 sein.

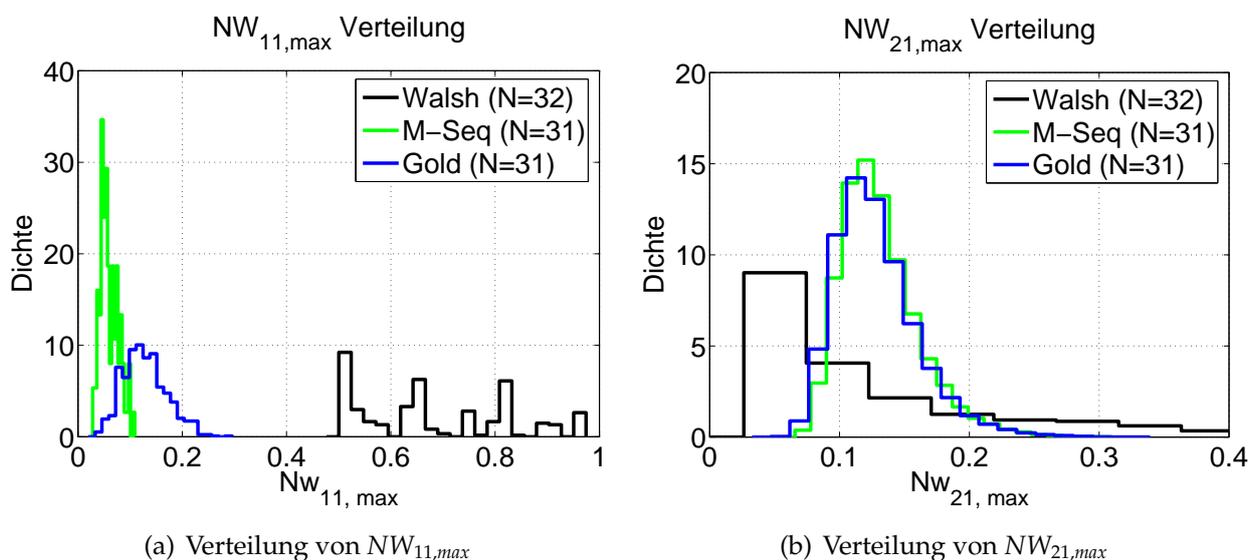
Tabelle 4.1.: Übersicht über die wichtigsten Eigenschaften der Spreizcode-Familien

## 4.3. Kenngrößen der Spreizcodes

Nachdem verschiedene Typen von Spreizcodes vorgestellt wurden, können sie nun bezüglich den für die in dieser Arbeit gestellten Anforderungen untersucht werden.

### 4.3.1. Verteilung der Parameter der Nebenwerte vor der Abtastung

Im Folgenden wird eine Zweibenutzer Übertragung angenommen, bei der die Sendeleistungen beider Benutzer gleich ist. Dann hängt das Leistungsverhältnis der Nebenwerte zum Hauptwert vor der Abtastung nur von der System-Funktion  $f_{11,\Delta}$  bzw.  $f_{21,\Delta}$  (siehe Gleichung 2.86 und 2.87) ab. Aus den Codes aus unterschiedlichen Familien werden nun zusammen mit der Kanalimpulsantwort  $h$  die System-Funktionen  $f_{\Delta}$  und die  $NW$  Parameter  $NW_{11,max}$ ,  $NW_{21,max}$ ,  $NW_{11,mean}$ ,  $NW_{21,mean}$  für jedes Codepaar einer Familie berechnet. Es ergeben sich so Verteilungen der charakteristischen Parameter einer Code-Familie.



**Abbildung 4.3:** Die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der  $NW$  Parameter für verschiedene Familien

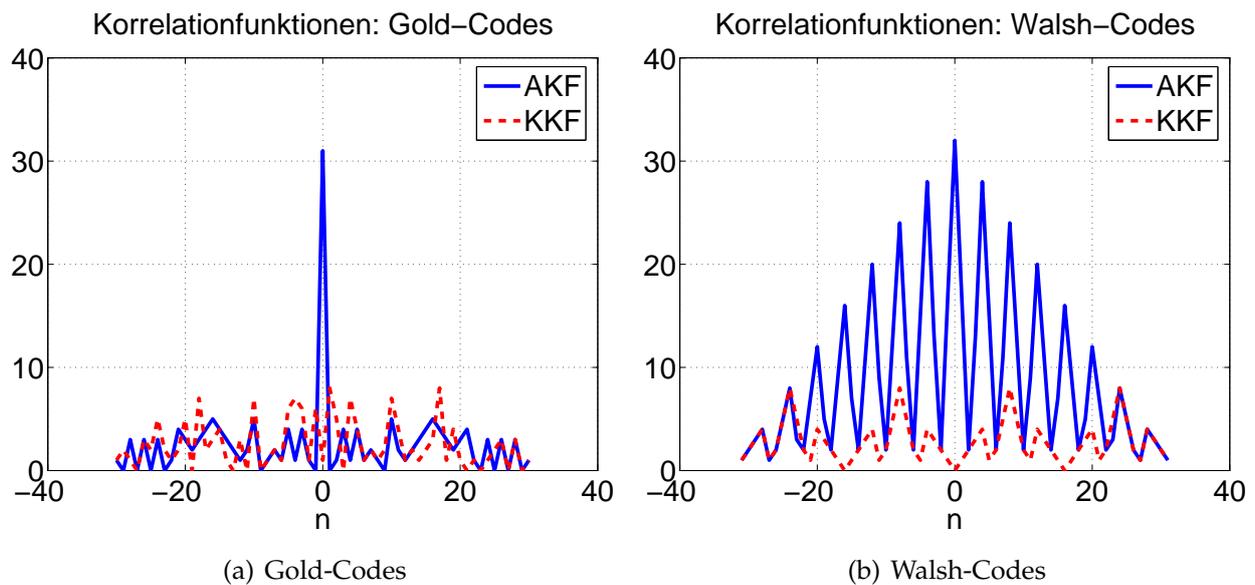
In Abbildung 4.3 ist die Verteilung der  $NW$  Parameter für Gold-Folgen, M-Sequenzen der Ordnung 5 und Walsh-Folgen von Länge 32 dargestellt.

In den meisten Fällen, liegen die Parameter  $NW_{11,max}$  und  $NW_{21,max}$  der Familie deutlich unter 1. Ein Wert von 1 bedeutet, dass der durch Benutzer 1 oder Benutzer 2 verursachte Anteil der Nebenwerte vor der Abtastung, gleich dem theoretischen Hauptpeak ist. Grundsätzlich darf die Summe von  $NW_{11,max}$  und  $NW_{21,max}$  zusammen mit dem Hintergrundrauschen nicht größer als 1 sein, da ansonsten eine Peakverfälschung bei der Abtastung auftritt.

Es ist zu erkennen, dass obwohl der Walsh-Code eine sehr günstige Verteilung von  $NW_{21,max}$  besitzt, die Werte von  $NW_{11,max}$  viel höher liegen. Dies kommt daher, dass Walsh-Codes eine

#### 4. Untersuchungen zu den Spreizcodes

schlechte AKF Eigenschaft besitzen. Wenn das SNR nach dem Kanal  $-6$  dB ist, liegt das SNR vor dem Demodulator bei DQPSK ungefähr bei  $8$  dB, d.h. die Leistung des weißen Rauschens ist etwa ein Neuntel so groß wie die Nutzdatenleistung. Bei der Walsh-Code Familie liegt das minimale  $NW_{11,max}$  bei etwa  $0.5$ , was zusammen mit dem normalverteilten Hintergrundrauschen die Wahrscheinlichkeit hoch werden lässt, dass ein Nebenwert größer als der Hauptwert ist, und somit die Daten falsch abgetastet werden. Um einen besseren Einblick zu erhalten, wird in Abbildung 4.4 die AKF- und KKF Funktion zwischen zwei repräsentativen Walsh-Codes bzw. zum Vergleich zwischen zwei Gold-Codes gezeigt.

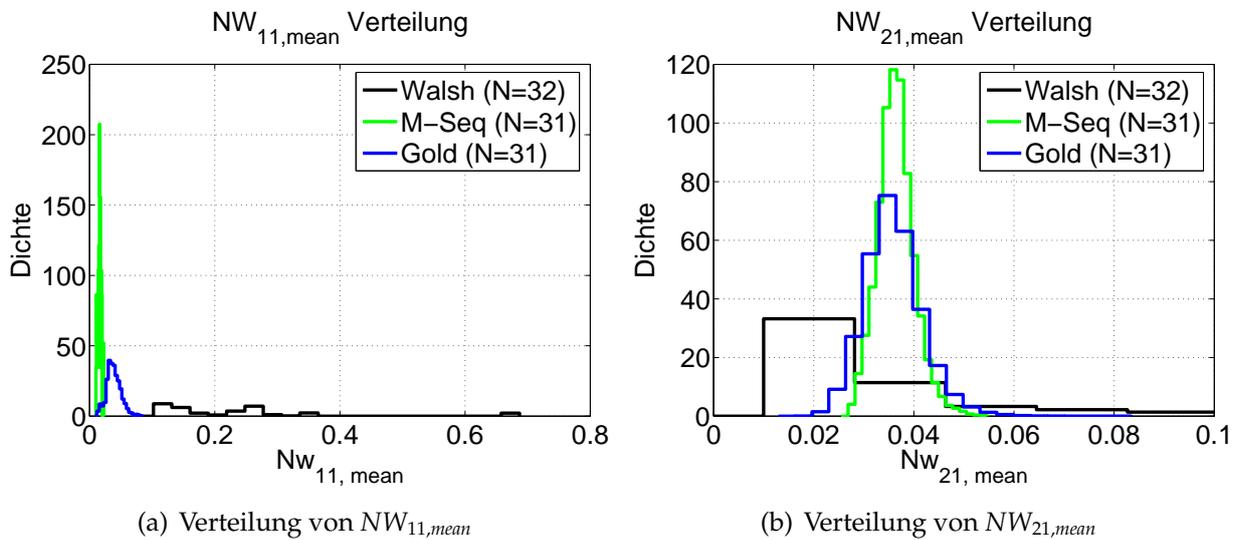


**Abbildung 4.4:** Vergleich der Korrelationseigenschaft von Walsh-Codes und Gold-Codes

Es ist deutlich erkennbar, dass die AKF Nebenwerte der Walsh-Codes fast gleich mit dem Hauptpeak der AKF sind. Im Vergleich dazu sind die Nebenwerte der AKF des gezeigten Gold-Codes viel kleiner, die AKF besitzt zudem den gewünschten impulsförmigen Charakter.

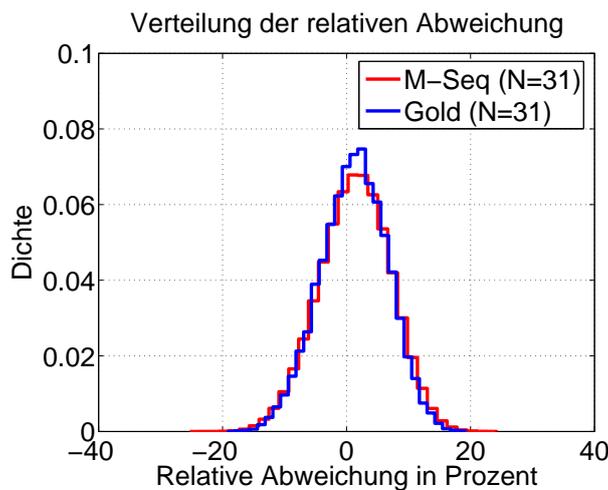
Die Gold-Familie und die Familie der M-Sequenzen verfügen über fast das gleiche *minimale*  $NW_{11,max}$  und  $NW_{21,max}$ . Im allgemeinen gesehen, liegen die  $NW_{11,max}$  Werte der M-Sequenzen links, woraus folgt, dass M-Sequenzen über ein günstiges Verhalten bei der Abtastung verfügen. Hierbei muss aber berücksichtigt werden, dass die Familie der M-Sequenzen bei der Ordnung  $5$  nur aus  $6$  Folgen besteht und somit keine große Basis für die Auswahl eines optimalen Sets zur Verfügung stellt. Es gibt nur  $6 \times 31 = 186$  unterschiedliche Codes. Aus der Familie der M-Sequenzen kann nicht ohne weiteres ein Set bestehend aus  $7$  Codes gebildet werden, da die KKF zwischen zwei Codes dann ähnlich zu der verschobenen AKF wird. Bei den Gold-Codes gibt es pro Familie  $33$  Folgen, und somit  $33 \times 31 = 1023$  Codes. Unter diesen Codes verfügt ca. ein Drittel davon über einen im Vergleich zu M-Sequenzen gleich guten  $NW_{11,max}$  Wert. Um den Unterschied zwischen M-Sequenzen und Gold-Codes zu verdeutlichen ist in Abbildung 4.5 die Verteilung der *mittleren* Nebenwerte  $NW_{21,mean}$  bzw.  $NW_{11,mean}$

vor der Abtastung dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Verteilung von  $NW_{21,mean}$  bei den Gold-Codes deutlich besser als bei den M-Sequenzen ist.



**Abbildung 4.5:** Die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der  $NW$ -Parameter für verschiedene Familien

Zusätzlich ist eine große Ähnlichkeit der Verteilung von  $N_{11,max}$  und  $N_{21,max}$  zu  $N_{11,mean}$  und  $N_{21,mean}$  unverkennbar. Die Frage ist nun, ob die Codes, die relativ kleine maximale  $NW$  Parameter besitzen, auch kleine durchschnittliche  $NW$  Parameter haben. Dies ist jedoch an der Verteilung alleine nicht analytisch zu extrahieren. Um dies nachzuprüfen, werden die berechneten durchschnittlichen und maximalen  $NW$  Parameter normiert, und die Verteilung der relativen Differenz gebildet. Eine solche eine Verteilung der Differenzabweichung wird in Abbildung 4.6 gezeigt.

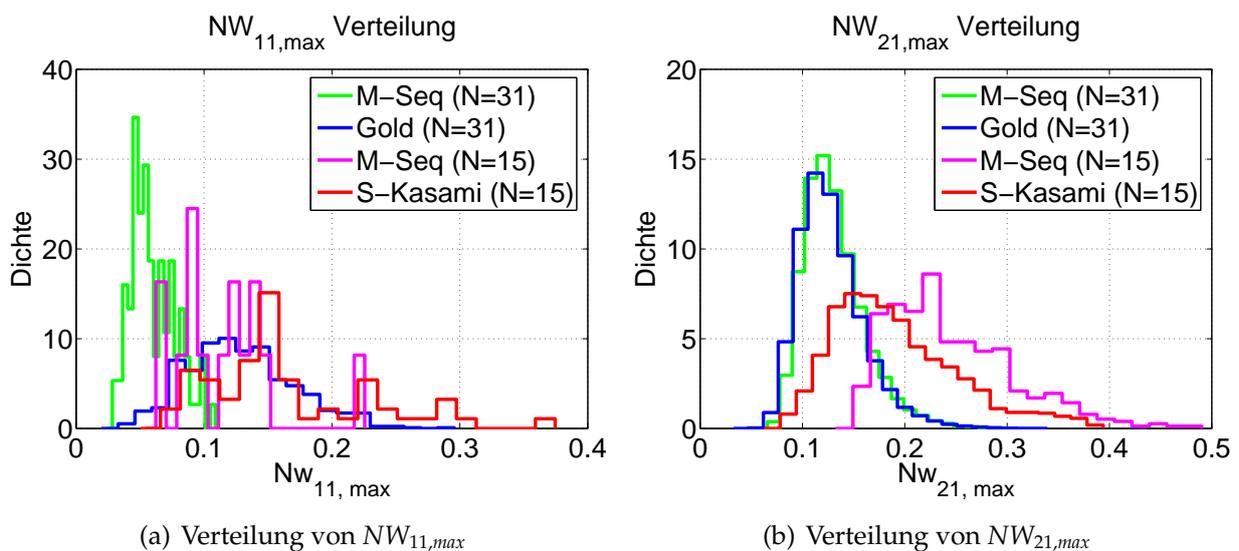


**Abbildung 4.6:** Die relative Abweichung zwischen durchschnittlichem und maximalem  $NW_{21}$  Parameter

#### 4. Untersuchungen zu den Spreizcodes

Sowohl bei M-Sequenzen als auch bei den Gold-Folgen ist die Abweichung kleiner als 20% Prozent. Daher folgt, dass die Codes, die nach einem Kriterium optimiert werden, bezüglich des anderen Kriteriums auch auf  $\pm 20\%$  optimal sind. Daher wird in der Arbeit nur bezüglich  $NW_{21,max}$  und  $NW_{11,max}$  optimiert, was bis zu einem gewissen Grad mit einschließt, dass  $NW_{21,mean}$  und  $NW_{11,mean}$  auch kleinstmöglich sind.

Die Verteilungen garantieren zwar nicht, welche Codes aus welchen Familien gut sind, schließt aber die Familien aus, die grundsätzlich nicht geeignet sind, wie z.B. die Walsh-Codes. Daher wird der Einsatz von Walsh-Codes auch nicht weiter untersucht. Da DBPSK nur mit Codes der Ordnung 4 und DQPSK mit Codes der Ordnung 5 zusammenarbeiten kann, wird hier die Untersuchung auf den Vergleich zwischen verschiedenen Ordnungen erweitert. Vorher wurde bereits erwähnt, dass Codes mit größerer Ordnung, günstigere KKF und AKF Eigenschaften haben können. Nun ist die Frage wie sich die NW-Parameter bei verschiedenen Ordnungen verhalten. In Abbildung 4.7 wird die NW-Parameter Verteilung der M-Sequenzen und Gold-Folgen 5. Ordnung, sowie die der kleinen Kasami-Familie und der M-Sequenzen 4. Ordnung gezeigt.



**Abbildung 4.7:** Die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der NW Parameter für verschiedene Familien

Es ist deutlich zu erkennen, dass die Ordnung bei  $NW_{21,max}$  eine sehr große Rolle spielt. Abgesehen von den M-Sequenzen der Ordnung 5 liegt die  $NW_{11,max}$  Verteilung aller Familien in etwa im gleichen Bereich. Die Verteilung von  $NW_{21,max}$  der kleinen Kasami Familie mit Ordnung 4 liegt zwar im niedrigeren Bereich als die M-Sequenzen von Ordnung 4, aber auch viel höher als die M-Sequenzen Familie von Ordnung 5. Dies bestätigt wieder, dass ein CDMA Übertragungssystem mit längeren Codes viel günstiger als ein System mit kurzen Codes ist. Somit ist das DQPSK-System bei Abtastung günstiger als eines mit DBPSK.

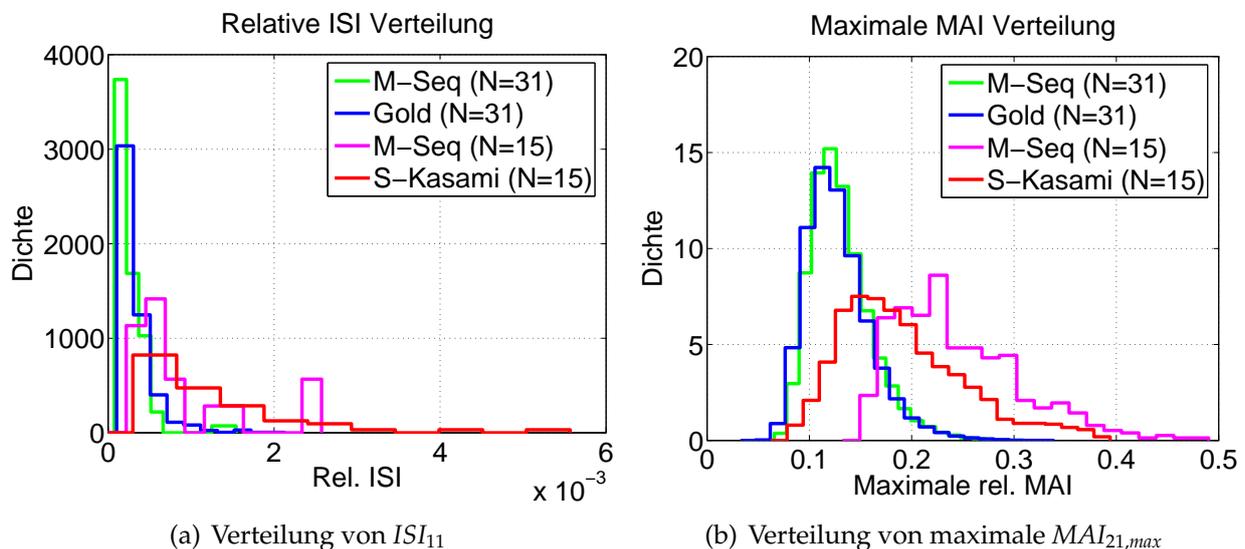
Bei Ordnung 4 ist die Kasami-Familie der Familie der M-Sequenzen weit überlegen, wohingegen bei Ordnung 5 keine großen Unterschiede in der  $NW_{21,max}$  Verteilung der Gold-Familie

und der Familie der M-Sequenzen zu erkennen sind.

### 4.3.2. Die Verteilung der Parameter für die relative ISI und MAI

Die Definition der maximalen relativen Multiple-Access-Interferenz ( $MAI_{21,max}$ ) und der relativen Inter-Symbol-Interferenz ( $ISI_{11}$ ) finden sich in Gleichung 2.127 und 2.126. Da die Inter-Symbol-Interferenz sehr klein ist, gilt  $NW_{21,max} = MAI_{21,max}$ . Im Gegensatz dazu unterscheidet sich  $ISI_{11}$  wesentlich von  $NW_{11,max}$ .

In Abbildung 4.8 wird ein Vergleich zwischen verschiedenen Familien bezüglich der Verteilung der relativen ISI und der maximalen relativen MAI gegeben. Da ISI nur bei einem nichtidealen Kanal vorhanden ist, wird hier ein nachgebildeter Kanal aus Kapitel 3 eingesetzt.



**Abbildung 4.8:** Die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der Parameter für verschiedene Familien

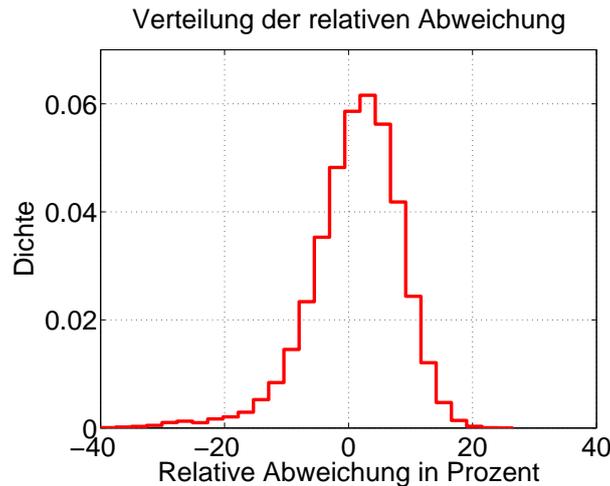
Es ist ersichtlich, dass Codes aus einer Familie mit höherer Ordnung weniger ISI und MAI verursachen. Ein relative ISI von 0.0004 entspricht einem Signal- zu Störverhältnis von 34 dB. Die MAI ist hier wesentlich größer. Diese kann zwar durch einen MUD wesentlich gedämpft werden, kann aber in ungünstigen Fällen immer noch ein Vielfaches der ISI betragen. (Siehe Kapitel 6). Weiter ist zu bemerken, dass die Kurve der M-Sequenzen der Ordnung 4 sehr eckig ist. Dies liegt daran, dass die M-Sequenzen 4. Ordnung lediglich eine Setgröße von 2 besitzen, also nur  $2 \times (2^4 - 1) = 30$  Codes vorhanden sind.

### 4.3.3. Der Zusammenhang zwischen der KKF und MAI

In Gleichung 2.73 ist der nichtlineare Zusammenhang zwischen der KKF und der MAI dargestellt. Trotzdem ist die Frage von Interesse, ob die Optimierung des maximalen KKF-Wertes

#### 4. Untersuchungen zu den Spreizcodes

gleichbedeutend mit der Optimierung der MAI ist. Um dies zu untersuchen, wurde zuerst ein Normierungsfaktor bestimmt, um den maximalen KKF Wert auf den gleichen Wertebereich wie den des maximalen relativen MAI Werts zu normieren. Dieser Faktor bestimmt sich in der Weise, dass der Mittelwert beider Größen über alle Codepaare übereinstimmt. Dann lässt sich die relative Differenz beider Größen berechnen, welche angibt, ob gleiche Tendenzen in beiden Bereichen vorliegen. Diese Verteilung ist in Abbildung 4.9 illustriert. Die Abweichung liegt im Bereich von -20% bis zu 20%. Hiermit wurde bewiesen, dass ein



**Abbildung 4.9:** Abweichung der normierten Differenzen zwischen KKF und MAI

Codeset, das über eine optimale KKF Eigenschaft verfügt, auch eine auf  $\pm 20\%$  optimale MAI verursacht. Die Optimierung der MAI kann als Optimierung der KKF durchgeführt werden, wobei die komplizierte Berechnung der Faltung zwischen der KKF und der Kanalimpulsantwort entfallen kann.

Familientyp	Ordnung	Effektive Familienanzahl	Die Folgenanzahl einer Familie	Codeanzahl einer Familie
M-Sequenzen	5	1	6	$6 \times 31 = 186$
Gold-Folgen	5	6 <sup>a</sup>	33	$33 \times 31 = 1023$
M-Sequenzen	4	1	2	$2 \times 15 = 30$
Kleine Kasami-Folgen	4	1 <sup>b</sup>	4	$4 \times 15 = 60$

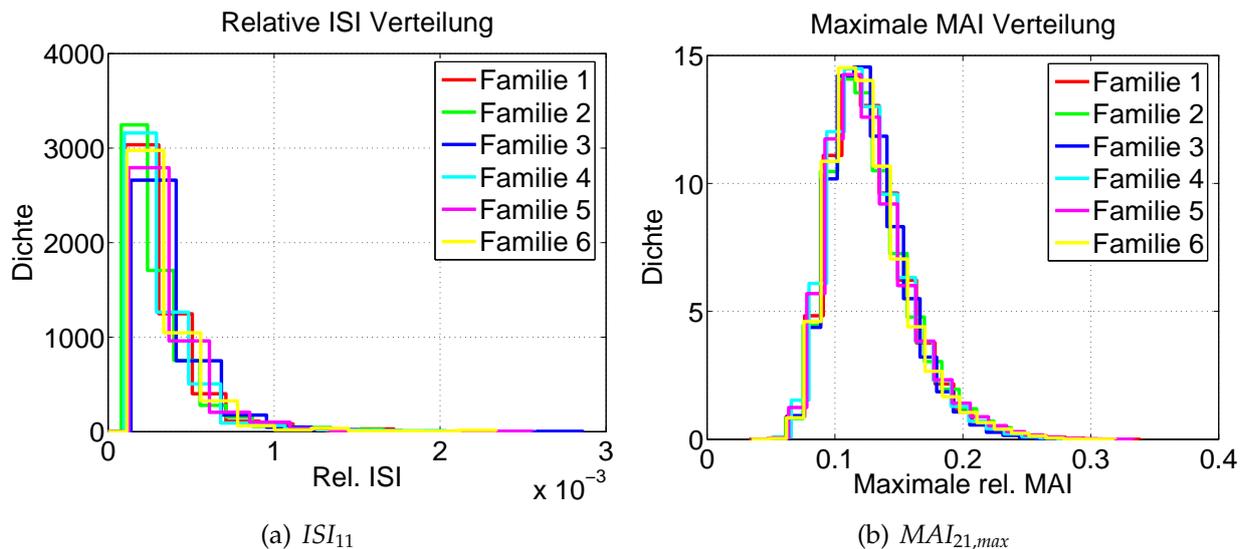
<sup>a</sup> Gold Codes besitzen insgesamt 12 Familien, aber die Eigenschaften von je zwei Familien sind gleich.

<sup>b</sup> Die kleinen Kasami Codes besitzen insgesamt 2 Familien, aber die Eigenschaften von je zwei Familien sind gleich.

Tabelle 4.2.: Übersicht über interessante PN-Sequenzen

#### 4.3.4. Ähnlichkeit verschiedener Gold-Familien gleicher Ordnung

Nach Tabelle 4.2 gibt es insgesamt 6 Gold-Familien der Ordnung 5. Es ist nun interessant zu wissen, ob die Familien Unterschiede in der Verteilung der charakteristischen Parameter besitzen. In Abbildung 4.10 wird die Verteilung der relativen ISI und maximalen relativen MAI der 6 Gold-Familien gezeigt. Die unterschiedlichen Familien weisen alle eine nahezu



**Abbildung 4.10:** Die Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung der Parameter aller Gold Familien der Ordnung 5

identische Charakteristik auf, was darauf hindeutet, dass sich die Gold-Familien im Prinzip nicht zu stark voneinander unterscheiden. Für die Optimierung wird daher nur eine Familie aus den gezeigten 6 Familien ausgewählt. Für die Verteilung der anderen Parameter, wie z.B.  $NW_{21,max}$ ,  $NW_{21,mean}$ ,  $NW_{11,max}$ ,  $NW_{11,mean}$  und auch die der durchschnittlichen relativen MAI, der maximalen Werte der KKF sowie  $C_{max}$  stimmen zwischen den Familien alle nahezu überein und werden daher nicht aufgeführt.

#### 4.3.5. Fazit

Durch die Untersuchung der verschiedenen Charakteristiken der Codes können folgende Punkte zusammenfassend festgehalten werden:

- Codefamilien mit ungünstigen Eigenschaften, wie die Walsh-Familie, brauchen nicht berücksichtigt werden.
- Längere Codes weisen im Allgemeinen günstigere Eigenschaften auf.
- Für die Optimierung kann festgehalten werden

#### 4. Untersuchungen zu den Spreizcodes

- Die Optimierung der durchschnittlichen Gütwerte ist in etwa gleichbedeutend mit der Optimierung der maximalen Gütwerte
- Die Optimierung der maximalen KKF entspricht der Optimierung der maximalen relativen MAI.
- Gold Familien gleicher Ordnung besitzen fast gleiche charakteristische Verteilungen.

M-Sequenzen der Ordnung 5 sind bezüglich der charakteristischen Parameter am Besten, jedoch gibt es davon nur 6 verschiedene Folgen. Gold-Sequenzen der Ordnung 5 besitzen nur unwesentlich schlechtere Eigenschaften, verfügen aber über ein wesentlich größeren Familienumfang. Die kleine Kasami Familie ist zwar gegenüber den M-Sequenzen der gleichen Ordnung 4 besser, aber im Vergleich zu Codes höherer Ordnung schlechter und zudem auch von relativ geringem Umfang.

### 4.4. Auswahl des optimalen Codesets

Für die Auswahl eines optimalen Codesets muss neben der Formulierung eines Gütekriteriums auch ein Suchverfahren entwickelt werden, was ein optimales bzw. sub-optimales Codeset von vorgegebener Größe liefert.

#### 4.4.1. Wahl des Gütekriteriums

Anhand der im Abschnitt 4.1 durchgeführten Untersuchungen zu den Anforderungen an die Codes, kommen nun folgende Gütekriterien in Betracht. Die Gütekriterien sind hier immer nur zwischen zwei Codes definiert. Die Güte eines Codesets mit mehr als zwei Elementen, ist als das Maximum der Gütwerte über alle Codepaare in dem Codeset definiert.

- $G1 = \max\{NW_{11,max} + NW_{21,max}, NW_{22,max} + NW_{12,max}\}$   
Dies ist das Maximum der maximalen Nebenwertleistung vor der Abtastung bei Benutzer 1 und Benutzer 2. Diese Wahl gewährleistet, dass der Abtastzeitpunkt sowohl bei Benutzer 1 als auch bei Benutzer 2 korrekt detektiert wird und zudem die Güte für ein Codepaar nicht von der Reihenfolge abhängt. Es wird angenommen, dass die Sendeleistungen beider Benutzer gleich sind.
- $G2 = \max\{ISI_{11} + MAI_{21,max}, ISI_{22} + MAI_{12,max}\}$  mit nachgebildetem Kanal  $h$ .  
Dies ist von ähnlichem Prinzip wie  $G1$ , optimiert aber gezielt auf eine kleine Bitfehlerwahrscheinlichkeit. Eine korrekte Peak-Detektion nach dem Matched-Filter wird hier vorausgesetzt.
- $G3 = C_c/N$   
Dies ist der maximale Wert der KKF bezüglich der Codelänge. Die Codelänge ist

gleichzeitig auch der Maximalwert der AKF. Der Grund für die Wahl dieses Kriteriums liegt darin, dass die ISI normalerweise sehr klein ist und keinen wesentlichen Einfluss auf die Bestimmung der BER hat und deswegen die KKF, welche die MAI bestimmt, neben dem Rauschen hauptsächlich für die Entstehung von Bitfehlern verantwortlich ist.

- $G4 = C_{max}/N$ .

Dies ist das Maximum des maximalen KKF und AKF Nebenwertes bezüglich der Codelänge. Da es für dieses Kriterium eine theoretische Grenze (Formel 4.9) gibt, kann überprüft werden inwiefern der theoretische Wert erreicht wird oder nicht.

Die vier Gütekriterien müssen minimiert werden. Zudem schließt die Optimierung für ein Gütekriterium auch die Optimierung für ein anderes Gütekriterium mit ein, wie in Abschnitt 4.3.3 gezeigt wurde. So ist z.B. die Optimierung nach G3 eine einfache Möglichkeit auch bezüglich G2 zu optimieren. Das Gütekriterium G1 garantiert ebenso einen niedrigen G4 Wert.

Im Vergleich zu Lindner- oder Barker-Codes, die gute AKF Eigenschaften besitzen, bilden die PN-Sequenzen jene Familien, die gute periodische Auto- und Kreuzkorrelationseigenschaften haben und somit auch gute aperiodische Eigenschaften haben können. Aus genanntem Grund werden hier schwerpunktmäßig PN-Sequenzen untersucht.

#### 4.4.2. Algorithmus zur Codesuche

Abbildung 4.11 zeigt die Logik des Algorithmus zur Suche eines optimalen/guten Codesets. Die Parameter, die im Algorithmus eingestellt werden können, sind grau markiert. Die einzelnen Schritte des Algorithmus werden im Folgenden beschrieben:

- A)** Zu Beginn werden die zu untersuchenden Codes aus vorgegebenen Folgen mit allen möglichen zyklischen Verschiebungen erzeugt. Die Folgen können aus einer oder mehreren Familien stammen oder aber auch von ganz unterschiedlichem Typ sein. Die Codes müssen nur die gleiche Länge besitzen. Es ist auch zweckmäßig Folgen aus einer Familie zu wählen, da diese schon gute periodische Eigenschaften untereinander haben. Die Anzahl der Codes, die mit diesem Algorithmus untersucht werden kann, ist allerdings durch den Speicherplatz des PCs beschränkt (siehe Abschnitt 4.4.2.2). Da in dieser Arbeit Codes mit Länge  $< 40$  untersucht werden, stellt dies noch keine Einschränkung dar.
- B)** Das Gütekriterium des Algorithmus kann frei vorgegeben werden. Mit diesem werden dann die Gütewerte zwischen allen Codepaaren bestimmt und in einer quadratischen Blockmatrix gespeichert. Hierbei wird die Güte aus vorberechneten Werten bestimmt (Siehe 4.4.2.1). Die Blockmatrix hat eine Dimension gleich der Anzahl der Codes und enthält  $(\text{Anzahl der Codes})^2$  Einträge. Die Blockmatrix ist symmetrisch, da die Güte

#### 4. Untersuchungen zu den Spreizcodes

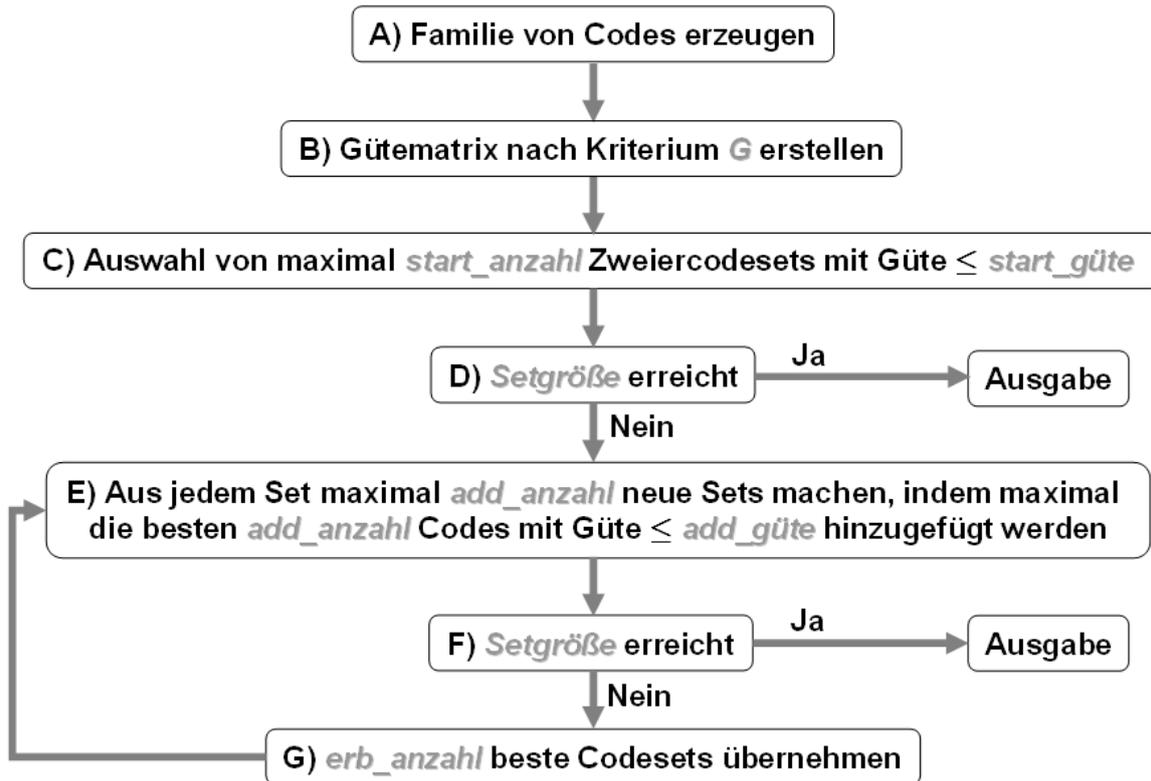


Abbildung 4.11: Algorithmus zur Suche des optimalen Codesets

zwischen zwei Codes nicht von der Reihenfolge der Codes abhängt (siehe 4.4.1).

- C)** Die Einträge in der Blockmatrix, die kleiner des vorgegebenen Parameters *start\_guete* sind, werden zusammen mit den zwei Codes, welche diese Güte besitzen, markiert. Je zwei Codes bilden ein optimales/gutes Zweierset mit der angegebenen Güte. Wenn die Anzahl der Sets größer als der vorgegebene Parameter *start\_anzahl* ist, werden nur die besten *start\_anzahl* Sets in den nächsten Schritt übernommen. *start\_guete* wird normalerweise als ein frei definierbares Vielfaches des Minimums der Blockmatrix definiert. Wenn die sich dabei ergebende Setanzahl kleiner der Hälfte von *start\_anzahl* ist, wird eine Warnung ausgegeben. Dies verhindert, dass nicht mit zu wenigen Sets begonnen wird. Wichtig ist, dass *start\_guete* und *start\_anzahl* beide erhöht werden müssen, um mit einer großen Setanzahl zu beginnen.
- D)** *Setgröße* beschreibt die Größe des zu findenden optimalen Codesets. Wenn *Setgröße* gleich zwei ist, wird das beste Codepaar inklusive der zugehörigen Güte ausgegeben und der Algorithmus ist beendet.
- E)** Aus jedem Set werden maximal *add\_anzahl* neue Sets, die einen Code mehr enthalten, generiert. Die Güte zwischen allen Codes in dem neuen Set darf nicht größer als *add\_guete*

#### 4.4. Auswahl des optimalen Codesets

sein. Das Suchverfahren für die zum alten Set hinzuzufügenden neuen Codes basiert auf folgender Idee: Weil die Blockmatrix symmetrisch ist, steht in der  $i$ -ten Zeile die Güte zwischen allen anderen Codes zu Code  $i$ . Zuerst wird eine Liste der zum Hinzufügen infrage kommenden Codes erstellt, welche garantiert, dass keine doppelten Codes in einem Set vorhanden sind bzw. keine doppelten Sets gefunden werden. Letzteres wird realisiert, indem der hinzuzufügende Code immer mit einem Index der größer als die Indizes der Codes, die schon in Set vorhanden sind, gewählt wird. Nun wird die Güte zwischen allen diesen Codes und den im Set schon vorhandenen Codes aus der Gütematrix ausgelesen. Es ergibt sich so eine neue Matrix mit Gütewerten. Durch Maximumbildung über eine Zeile bzw. Spalte der Matrix wird die Güte aller Sets, die durch Hinzufügen der neuen Codes entstehen würde, bestimmt. Diese neuen Sets werden nach Güte sortiert, wobei die Sets mit Güte kleiner als  $add\_guete$  aber höchstens  $add\_anzahl$  in den nächsten Schritt des Algorithmus übernommen werden.

- F) Ist die Setgröße erreicht, wird das beste Set ausgegeben und der Algorithmus ist beendet.
- G) Wird ein größeres Set benötigt, so werden die  $erb\_anzahl$  besten Sets vererbt und wieder an Schritt D) gegeben. Das Produkt der Anzahl der alten Codes und der  $add\_anzahl$  muss größer als  $erb\_anzahl$  sein. Diese Einstellung verhindert, dass ein altes Set, zu dem kein guter Code gefunden werden kann, weiterverarbeitet wird.

#### Beispiel für die Güte-Blockmatrix

In Abbildung 4.12 wird ein Beispiel für Codes aus einer Gold-Familie der Ordnung 5 bezüglich Güte  $G_3$  (Maximalwert der KKF) dargestellt. In dieser Familie gibt es insgesamt 1023 Codes bestehend aus 33 Folgen ( $M_1, M_2, G_1, \dots, G_{31}$ ) mit je 31 Phasen ( $P_1, \dots, P_{31}$ ). Eine Eigenschaft dieser Matrix ist, dass die Werte in den Untermatrizen auf der Diagonalen  $N$  bis  $\text{ceil}(N/2)$  betragen. Der Grund ist, dass die aperiodische Kreuzkorrelation zwischen zwei zyklisch verschobenen Codes sehr große Werte bis zum maximalen Wert der AKF besitzen kann.

Eine sehr wichtige Eigenschaft der Blockmatrix ist, dass die Matrix symmetrisch ist. Der Algorithmus funktioniert nur mit symmetrischen Matrizen.

##### 4.4.2.1. Bewertung des Algorithmus bzw. die Einstellung der Parameter

Das allgemeine Problem bei der Code Suche ist der Rechenaufwand. Bei der periodischen Korrelation kann der maximale Wert einfach mit Formeln berechnet werden, während bei der aperiodischen Korrelation unregelmäßige Werte vorkommen. Besonders wenn mehrere Codes gesucht werden, steigt der Rechenaufwand exponentiell. Soll z.B. aus einer Gold-Familie mit 33 Folgen ein optimales Set mit sechs Codes gefunden werden, so ergeben sich  $33 \times 31 = 1023$  unterschiedliche Codes. Es bleiben daher  $C_{1023}^6 = 1.5687 \times 10^{15}$  Möglichkeiten für die Auswahl eines Sets mit 6 Elementen.

#### 4. Untersuchungen zu den Spreizcodes

Gütematrix		$M_1$	$M_2$	$G_1$	...	$G_N$
		P1 ... PN	P1 ... PN	P1 ... PN		P1 ... PN
$M_1$	P1	N ... N-1	9 ... 11	8 ... 10	...	9 ... 8
	... PN	... N-1 ... N	... 9 ... 10	... 10 ... 8		... 8 ... 8
$M_2$	P1	9 10 ... 9	N ... N-1	10 ... 9	...	8 ... 11
	... PN	... 11 9 ... 10	... N-1 ... N	... 11 ... 9		... 10 ... 10
$G_1$	P1	8 7 ... 10	10 8 ... 11	N ... N-1	...	11 ... 12
	... PN	... 10 9 ... 8	... 9 12 ... 9	... N-1 ... N		... 6 ... 10
...		...	...	...	...	...
$G_N$	P1	9 11 ... 8	8 9 ... 10	11 10 ... 6	...	N ... N-1
	... PN	... 8 10 ... 8	... 11 9 ... 10	... 12 9 ... 10		... N-1 ... N

**Abbildung 4.12:** Die Güte-Blockmatrix mit Maximalwert der KKF, für eine Gold-Familie der Ordnung 5 ( $N = 31$ )

Dieser Algorithmus basiert auf der Idee, dass ein Codeset in jedem Schritt vergrößert wird, anstatt durch Probieren direkt zu versuchen, die gewünschte Anzahl von Codes zu finden. Mit *start\_guete* und *add\_guete* kann gezielt die gesuchte Güte vorgegeben werden. Wenn z.B. nur Codesets unter einer bestimmten Güte für eine Arbeit interessant sind, so kann durch diese Schranke die mögliche Anzahl infrage kommender Codes bei der Suche erheblich verringert werden. Wenn das Suchverfahren schon Codesets mit einer gewissen Güte geliefert hat, kann *add\_guete* auf die gefundene Güte gesetzt werden, um die Codesets mit noch besserer Güte zu bekommen. *start\_guete* hat nur Einfluss auf die Zweiercodesets, mit der der Algorithmus beginnt.

Die Parameter *start\_anzahl*, *add\_anzahl* und *erb\_anzahl* beschränken die Rechenzeit. Mit diesem Algorithmus kann schon mit relativ geringer Rechenzeit ein gutes Ergebnis erzielt werden. So ist z.B. bei einer Gold-Familie der Ordnung 5 mit Gütekriterium  $G_1$  die minimale Güte zwischen zwei Codes 0.12, wobei mit diesem Algorithmus ein Codeset mit 7 Codes mit absoluter maximaler Güte von 0.18 bestimmt werden kann.

Dieser Algorithmus macht häufigen Gebrauch von schnellen Matlab Matrix-Vektor Operationen.

Um Rechenarbeit zu sparen, werden alle Parameter  $NW_{11,max}$ ,  $NW_{11,mean}$ ,  $NW_{21,max}$ ,  $NW_{21,mean}$ ,  $ISI_{rel}$ , maximale  $MAI_{rel}$ , mittlere  $MAI_{rel}$  bzw. der maximale und mittlere Wert der KKF für je eine Familie vorberechnet und in Blockmatrixen dauerhaft abgespeichert, so dass der Optimierungsalgorithmus, der auf diese Daten zurückgreift, die Gütematrix schnell berechnen kann.

#### 4.4. Auswahl des optimalen Codesets

In der Arbeit werden die Parameter wie folgt eingestellt:  $start\_anzahl = 10000$ ,  $add\_anzahl = 50$ ,  $erb\_anzahl = 5000$ ,  $add\_guete = 0.5$  und die  $start\_guete$  wird als vierfaches des minimalen Betrags in der Blockmatrix festgelegt. Die Suchzeit wird im wesentlichen von  $start\_anzahl$  und  $erb\_anzahl$  bestimmt. Eine Suche nach Codesets mit maximal 6 Elementen dauert ca. 4 Minuten, auf einem Rechner mit 3 GHz Taktfrequenz. Die Erfahrung hat gezeigt, dass die Rechenzeit in etwa proportional zu  $start\_anzahl$  und  $erb\_anzahl$  steigt. Die Vorberechnung der für die Gütekriterien nötigen Werte wie  $NW_{11,max}$ ,  $NW_{21,max}$ , etc. für eine Goldfamilie der Ordnung 5 dauert ca. 2 Minuten. Die Rechenzeit für die Vorberechnung steigt quadratisch mit der Anzahl der Codes.

##### 4.4.2.2. Begrenzung durch die Rechenleistung

Der Algorithmus ist in erster Linie durch die Größe der Gütematrix beschränkt. Ein normaler Computer besitzt in etwa einen Arbeitspeicher von 512 MB. Ein Zahl in Single-Darstellung benötigt 4 Bytes während eine Zahl in Double-Darstellung 8 Bytes benötigt. Wenn alle Beträge in der Blockmatrix in Single-Darstellung gespeichert werden, so kann die Blockmatrix höchstens  $10^8$  Single-Werte enthalten, was einer maximalen Dimension von 10000 entspricht. Bei der Vorberechnung der charakteristischen Werte des Codesets werden drei "große" Matrizen ausgegeben. Jedoch wenn die Güte festgelegt ist, benötigt der Algorithmus nur eine einzige vorberechnete Matrix um daraus die Gütematrix zu berechnen. Es sind also maximal drei Matrizen von der Größe der Gütematrix im Speicher. Da bei Gold-Codes die Anzahl der Codes der Ordnung  $n$  mit allen Phasen ungefähr  $2^{2n}$  ist, sind Gold-Codes der maximalen Ordnung 7 handhabbar. Bei M-Sequenzen und Kasami-Sequenzen ist die Anzahl der Codes ab einer bestimmten Ordnung wegen des kleineren Set viel kleiner. Daher ist bei der kleinen Kasami Familie und der Familie der M-Sequenzen selbst bei Ordnung 8 noch viel Reserve vorhanden. Daher ist das Verfahren für bis zu 1 Mbit/s Übertragungsrate auch verwendbar.

##### 4.4.2.3. Berechnung der Korrelation durch Matrix-Multiplikationen

Die Gütekriterien aus Abschnitt 4.4.1 sind relativ aufwendig zu berechnen. Daher wird bei der Berechnung der Vorteil von Matrixoperationen in Matlab genutzt.

#### Grundlagen

Werden zwei Vektoren  $\vec{a} = (a_0 \ a_1 \ a_2 \ \dots \ a_{n-1})^T$  und  $\vec{b} = (b_0 \ b_1 \ b_2 \ \dots \ b_{m-1})^T$  miteinander gefaltet, so ergibt sich ein Vektor mit  $m + n - 1$  Elementen  $(c_0 \ c_1 \ c_2 \ \dots \ c_{m+n-1})^T$ . Diese



Diese Matrix besteht aus mehreren Einheitsmatrizen und einem Teil der Einheitsmatrix, sodass zum Schluss die Anzahl der Einsen in jeder Zeile immer gleich der Anzahl der 'Abtastpunkte' für die F-Funktion ist.  $2N - 1 + L - 1$  ist die Länge der F Funktion, welche aus der Länge der Korrelationsfunktion  $2N - 1$  und der Länge der Kanalimpulsantwort  $L$  minus 1 besteht.

#### 4.4.2.4. Ergebnisse

In Tabelle 4.3 wird eine Übersicht der jeweils 3 besten Codesets von verschiedenen Größen aus der Gold-Familie der Ordnung 5 illustriert. Die erzeugenden Polynome sind in 51 und 67 in Oktalschreibweise. Die Codesets sind in Oktalschreibweise angegeben. Die Optimierung wurde bezüglich G1 vorgenommen. Zum Vergleich sind auch die Güten dieser Codesets bezüglich allen anderen Kriterien gezeigt. Weiterhin wird die maximale relative MAI bezüglich allen Codepaare im Set, also

$$MAI_{\text{Codeset}} := \max\{MAI_{ji,max}, MAI_{ij,max}\} \quad \text{für } i \neq j \leq \text{Setgröße}$$

mit und ohne Einsatz eines Multi-User-Detektors mit Laufzeitinformation dargestellt (siehe Kapitel 6).

Der zusätzlich gezeigte Parameter  $NW_{\text{sum}}$  ist wichtig, da er die maximale Leistung der Nebenwerte vor der Abtastung bei gleichzeitiger Übertragung *aller* möglichen Benutzer eines Sets angibt. Dieser Parameter ist desto größer, je mehr Benutzer gleichzeitig übertragen, also je größer das Set ist.

$$NW_{\text{sum}} = \max_i \{NW_{ii,max} + \sum_{j \neq i} NW_{ji,max}\} \quad (4.24)$$

Wobei folgende Ausdrücke äquivalent sind:

$$NW_{j \neq i, \text{sum}} := \sum_{j \neq i} NW_{ji,max} \quad (4.25)$$

Hierbei sind  $NW_{ii,max}$  und  $NW_{ji,max}$  und in der gleicher Weise wie  $NW_{11,max}$  und  $NW_{21,max}$  definiert. Das Gleiche gilt auch für  $MAI_{ji,max}$ .

Die nach G1 optimierten Codesets haben sehr gute G1 Werte. Die minimale Güte in der Blockmatrix von G1 ist 0.12, wobei es mit dem Algorithmus gelungen ist bei einer Setgröße von 6 eine Güte von 0.178 zu erreichen. Bei Betrachten von Abbildung 4.7 ist dies ein gutes Ergebnis. Mit einer solchen Güte, ist die Detektion des maximalen Peaks wenig gefährdet. Zusammen mit dem Hintergrundrauschen beträgt die Stör- zu Nutzsignalleistung in etwa 1:3 bei zwei gleichzeitigen Übertragungen. Für die Bitfehlerwahrscheinlichkeit ist die maximale relative MAI relevant, welche mit Einsatz von einem MUD in den meisten Fällen viel geringer ausfällt. Bei der Setgröße von 6, hat das erste optimale Set eine schlechtere relative MAI nach

#### 4. Untersuchungen zu den Spreizcodes

Set- größe	Codes in Oktaldarstellung	G1	G2	MAI	MAI MUD	G3	G4	NW <sub>sum</sub>
2	3406267521, 10432411103	0.120	0.073	0.073	0.008	0.258	0.258	0.120
	4234062675, 704324111	0.127	0.092	0.092	0.010	0.258	0.258	0.127
	2675211603, 4743101355	0.128	0.086	0.086	0.007	0.290	0.290	0.128
3	4234062675, 12474310135, 704324111	0.135	0.099	0.097	0.010	0.290	0.290	0.228
	5572423406, 6517062027, 10442440334	0.137	0.091	0.091	0.010	0.290	0.290	0.218
	4234062675, 12474310135, 1065022207	0.139	0.099	0.097	0.011	0.290	0.290	0.224
4	13365047014, 12474310135, 11103421520, 1105100671	0.155	0.126	0.126	0.015	0.323	0.323	0.376
	13365047014, 6517062027, 11103421520, 1105100671	0.155	0.126	0.126	0.015	0.323	0.323	0.371
	12474310135, 14012624026, 11103421520, 2110510067	0.156	0.114	0.112	0.018	0.323	0.323	0.359
5	13365047014, 7324743101, 6600531201, 11103421520, 10442440334	0.167	0.126	0.126	0.015	0.323	0.323	0.479
	13365047014, 13247431013, 6600531201, 11103421520, 4221220156	0.167	0.126	0.126	0.018	0.323	0.323	0.460
	13365047014, 13552361440, 6600531201, 12411103421, 10442440334	0.168	0.138	0.138	0.016	0.355	0.355	0.510
6	15211603133, 13552361440, 7026052404, 15401262402, 12044416106, 10442440334	0.178	0.134	0.134	0.109	0.323	0.323	0.616
	13365047014, 7324743101, 6600531201, 12411103421, 6477140451, 10442440334	0.179	0.138	0.138	0.016	0.355	0.355	0.596
	5572423406, 7324743101, 6600531201, 12411103421, 6477140451, 10442440334	0.179	0.132	0.132	0.016	0.323	0.323	0.596

Tabelle 4.3.: Die Gütewerte der nach Gütekriterium G1 optimierten Gold Codes

dem MUD, weswegen es zweckmäßig ist das zweitbeste, unwesentlich schlechtere Set zu wählen.

Die relative ISI, welche aus der Subtraktion von G2 und der maximalen relativen MAI berechnet werden kann, liegt meistens im Bereich von  $1 \times 10^{-3}$ , ist also fast vernachlässigbar. An dem Wert von  $NW_{sum}$  ist zu sehen, dass eine gleichzeitige Übertragung von sechs Benutzern noch möglich ist, da die maximale Störleistung inklusive der Hintergrundrauschleistung aller Benutzer etwa 2/3 der Nutzleistung.

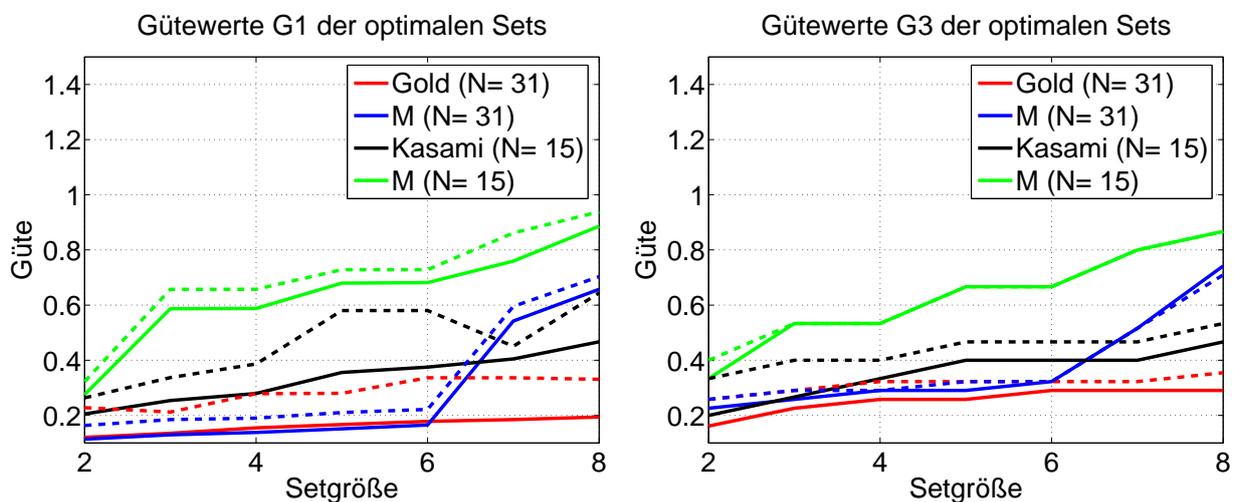
Tabellen für die kleine Kasami Familie, sowie die M-Sequenzen der Ordnungen 4 und 5 optimiert nach Gütekriterium G1 bzw. G3, sowie für Gold-Codes Ordnung 5 optimiert nach G3 werden im Anhang B aufgeführt.

#### 4.4.2.5. Interpretation der Ergebnisse

Der Ergebnisse werden bezüglich der Gütewerte und dem  $NW_{sum}$ -Parameter interpretiert.

##### Interpretation der Gütewert

In Abbildung 4.13 wird die Güte der optimalen Codesets verschiedener Größe und verschiedener Familien dargestellt. Abbildung 4.13(a) zeigt die Güte G1 der optimalen Codesets die bezüglich G1 und G3 optimiert sind. Es ist klar, dass die Kurve von G3 schlechter sein muss, wenn nach G1 optimiert wird, und umgekehrt.



(a) Güte G1 des optimalen Sets, optimiert bezüglich G1 (durchgezogen) und G3 (gestrichelt) (b) Güte G3 des optimalen Sets, optimiert bezüglich G3 (durchgezogen) und G1 (gestrichelt)

**Abbildung 4.13:** Die Güte für die optimalen Codesets in verschiedenen Familien

Es ist zu erkennen, dass bei M-Sequenzen der Ordnung 5 bei Setgröße 6 und der Ordnung 4 bei Setgröße 2 die gezeigten Kurven einen Knick aufweisen. Der Grund liegt darin, dass es schwer für den Algorithmus ist, ein optimales Codeset zu finden, dass größer als der

#### 4. Untersuchungen zu den Spreizcodes

Umfang der Familie ist. Zudem ist die Optimierung nach dem Knick nicht mehr so sinnvoll, da die Güte dort allgemein sehr schlecht ist.

Bei den kleinen Kasami Codes der Ordnung 4 werden in der Simulation beide vorhandenen Familien zusammengefügt, da alleine aus einer Familie maximal nur 4 Codes ausgewählt werden könnten. Daher ist in der Kurve bei Setgröße 4 kein wesentlicher Knick zu sehen. Dies besagt, dass im Algorithmus auch Codes aus verschiedenen Familien untersucht werden können. Für Gold Codes macht dies nicht so viel Sinn, da schon genügend Codes in einer Familie enthalten sind, und das Zusammenfassen mehrerer Familien hier keine besseren Ergebnisse liefern würde. Die beiden Kasami-Familien enthalten jeweils die zeitlich umgekehrten Codes zueinander. Bei M-Sequenzen gibt es lediglich nur eine Familie.

Für die Übertragung mit DBPSK, können nur die Codes mit einer Länge von weniger als 20 verwendet werden, also hier der Ordnung 4. Bei gleicher Ordnung ist der Vorteil von Kasami Codes gegenüber M-Sequenzen deutlich sichtbar. Dies liegt daran, dass M-Sequenzen der Ordnung 4 nur aus 2 Folgen bestehen. Allerdings ist das optimierte Codeset der Kasami-Folgen auch nur etwa bis zur Setgröße 4 akzeptabel. Wenn nach Gütekriterium  $G_1$  optimiert wird, können die Kasami Folgen bei der Setgröße 4  $G_1 = 0.3$  und  $G_3 = 0.4$  erreichen. Bei DBPSK ist das Verhältnis von Hintergrundrauschleistung zu Nutzsignalleistung etwa ein Viertel. Dies zusammen mit der Störleistung des anderen Benutzers und der durch die Kanalverzerrung, ergibt sich eine Störleistung von etwa der Hälfte der Nutzsignalleistung, was noch akzeptabel ist. Wenn die Kasami-Codes der Ordnung 4 nach  $G_3$  optimiert werden, sind diese bei Setgröße 2 noch besser als die M-Sequenzen der Ordnung 5. Der Grund ist, dass die Kasami Codes bessere aperiodische KKF Eigenschaften als M-Sequenzen besitzen.

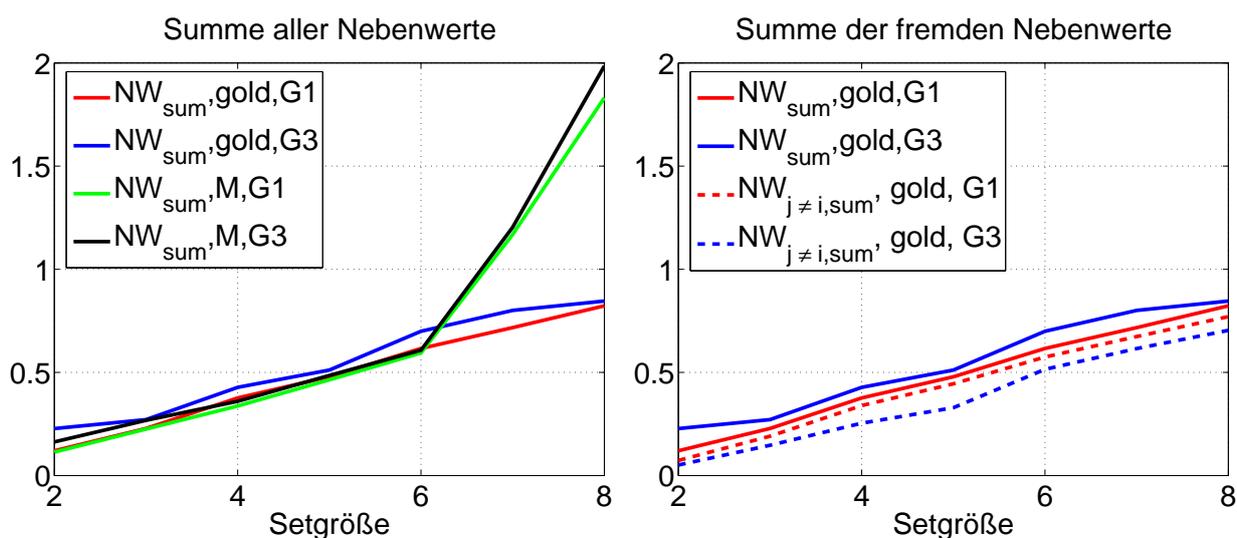
Für DQPSK kommen nur Gold-Folgen und M-Sequenzen der Ordnung 5 in Frage. Bis Setgröße 6 sind die Optimierungsergebnisse nach  $G_1$  und  $G_3$  etwa gleich. Ab Setgröße 6 können M-Sequenzen nicht mehr verwendet werden, wohingegen die Kurve der Gold Codes wegen dem großen Familienumfang stabiler bleibt.

Im Einzelnen gesehen, haben M-Sequenzen unwesentlich bessere Eigenschaften bezüglich  $G_1$  während die Gold Codes bei  $G_3$  viel besser abschneiden. Der Grund ist, dass M-Sequenzen allgemein gute KKF Eigenschaften und insbesondere AKF Eigenschaften haben, wobei Gold Codes bezüglich der KKF Eigenschaften besser sind. Gold Codes erlauben auch größere Sets.

#### Interpretation des $NW_{sum}$ -Parameters

Interessant ist nun noch, mit welchem Kriterium die optimierten Codesets insgesamt weniger Störleistung vor der Abtastung bei mehr als zwei *gleichzeitigen* Übertragungen erzeugen. Dafür werden in Abbildung 4.14 zwei Abbildungen von  $NW_{sum}$  und  $NW_{j \neq i, sum}$  in Abhängigkeit der Setgröße gezeigt. Die verschiedenen Codesets aus Gold- und M-Sequenzen der Ordnung 5 sind jeweils nach  $G_1$  und  $G_3$  optimiert.

In Abbildung 4.14(a) ist zu sehen, dass die nach  $G_1$  optimierten Codesets der M-Sequenz und Gold Familie bis zur Setgröße von 6 etwa gleich gut sind. Ab einer Setgröße von



(a)  $NW_{sum}$  des optimalen Sets, optimiert bezüglich G3 und G1  
 (b)  $NW_{sum}$  (durchgezogen) und  $NW_{j \neq i, sum}$  (gestrichelt) des optimalen Sets, optimiert bezüglich G3 und G1

**Abbildung 4.14:**  $NW_{sum}$  und  $NW_{j \neq i, sum}$  für die optimalen Codesets in verschiedenen Familien

6 geht die Kurve der M-Sequenzen drastisch nach oben. Die nach G3 optimierten Gold Codesets sind leicht schlechter als die übrigen Codesets.  $NW_{sum}$  beschreibt die Abtastgüte für mehrere *gleichzeitige* Übertragungen von mehreren Benutzern. Eigentlich ist anzunehmen, dass die nach G3 optimierten Codesets bessere Ergebnisse liefern, weil sie eine optimierte KKF Eigenschaft besitzen. Jedoch zeigt sich, dass nach G1 optimierte Gold-Codes auch besser für mehr als zwei gleichzeitige Übertragungen geeignet sind. Für M-Sequenzen ist kaum ein Unterschied zwischen Gütekriterium G1 und G3 zu sehen. Zur Erklärung zeigt Abbildung 4.14(b) zusätzlich den charakteristischen Parameter  $NW_{j \neq i, sum}$  für Gold-Codes, der nur die Summe der Leistung der durch *andere* Benutzer verursachte Nebenwerte vor der Abtastung angibt. Dies ist also gleich zu  $NW_{sum}$  ohne die durch den Benutzer selber verursachten Nebenwertleistung. Wie zu erwarten, sind die nach G3 optimierten Codesets bezüglich  $NW_{j \neq i, sum}$  besser. Da  $NW_{sum}$  auch die AKF Eigenschaft der Codes beinhaltet, lässt sich aus dem gezeigten Verhalten schließen, dass eine starke KKF Optimierung, schlechte AKF Eigenschaften nach sich zieht. Daher ist für die Optimierung der Gold-Codes auch für mehrere gleichzeitige Übertragungen Gütekriterium G1 zu empfehlen, obwohl es AKF und KKF Eigenschaften gleichmäßig gewichtet.

In den Tabellen B.6, B.7, B.4 und B.5 sind die optimierten Codesets mit Codelänge 15 (d.h. 4. Ordnung) zu sehen. Diese werden bei Verwendung von DBPSK bei einer Datenrate von ca 10 MBit/s benötigt. Vorausgesetzt ist, dass alle Benutzer gleiche Sendeleistung haben. Im Folgenden soll die  $NW_{sum}$  Spalte in den Tabellen betrachtet werden. Bei den kleinen Kasami Codes ab Setgröße 5 beträgt dieser Wert mehr als 0.9, während bei M-Sequenzen dieser Wert schon ab Setgröße 3 erreicht wird. Selbst bei Verwendung von Kasami Sequenzen besteht also ab Setgröße 5 ein Problem bei der Detektion des Haupt-Peaks, was bedeutet, dass mehr

#### 4. Untersuchungen zu den Spreizcodes

als vier gleichzeitige Übertragungen kaum möglich sind.

### 4.5. Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden die Anforderungen an Spreizcodes in einem CDMA-Übertragungssystem diskutiert. In der Voruntersuchung hat sich herausgestellt, dass im Prinzip nur PN-Sequenzen für die vorliegende Anwendung in Frage kommen. Hierzu wurden die Statistiken von speziellen Parametern der verschiedenen Code-Familien gezeigt und analysiert. Die Festlegung mehrerer Gütekriterien und das Entwickeln eines universellen Algorithmus, erlaubte das Auffinden von guten/sub-optimalen Codesets.

Die M-Sequenzen gehören zu den guten Codes. Sie sind aber nur für kleine Codesets nutzbar, da es sie nur in geringer Anzahl gibt. Bei der Ordnung 4 ist daher ab Codesets von Größe 2 der Einsatz von Kasami-Codes nötig. Diese erlauben aber nicht mehr als vier gleichzeitige Übertragungen. Bei der Ordnung 5 können M-Sequenzen bis zu Setgröße 6 verwendet werden, wobei für größere Sets, die auch bei kleinen Sets nur unwesentlich schlechteren, Gold-Codes eingesetzt werden sollten. Generell ist der Einsatz von Gold-Codes also empfehlenswert.

Die zwei repräsentativen Gütekriterien G1 und G3 wurden untersucht und analysiert, da sie jeweils die Nebenwerte vor der Abtastung und die MAI optimieren. Es hat sich herausgestellt, dass das Gütekriterium G1 sowohl bei zwei als auch bei mehreren gleichzeitigen Übertragungen bessere Ergebnisse als G3 liefert. Dies ist überraschend, denn G3 optimiert die für mehrere gleichzeitige Übertragungen wichtige KKF Eigenschaft. Es hat sich herausgestellt, dass bei dieser Optimierung die AKF Eigenschaft so verschlechtert wird, dass es in der Summe ungünstigere Ergebnisse als Gütekriterium G1 liefert.

Anhand Abbildung 4.14(a) lässt sich ablesen, wie viele gleichzeitige Übertragungen bei Codelänge 31 möglich sind.

Da die Wahl des Gütekriteriums G1 zum einen die Richtigkeit des Abtastzeitpunkts optimiert, zum anderen die MAI dadurch auch relativ klein ist, ergibt sich mit dieser Optimierung auch eine niedrige Bitfehlerrate. Dies belegen auch die berechneten Werte für MAI und ISI für die optimalen Codesets in Tabelle 4.3.

# 5. Analyse der Störumgebung

In dem Kapitel wird die Verarbeitung der Störimpulse in der Simulation vorgestellt. Die Störimpulse werden ausgewertet und in der Simulation erzeugt bzw. nachgebildet. Dabei wird der Störeffekt der Störimpulse auf die Übertragung analysiert.

## 5.1. Einleitung

Auf dem PLC Kanal entstehen durch die Zündungen Störimpulse. Im folgenden Kapitel wird der Störeffekt der Störimpulse auf das Übertragungssystem mit CDMA untersucht.

### 5.1.1. Messung und Ursache der Störimpulse

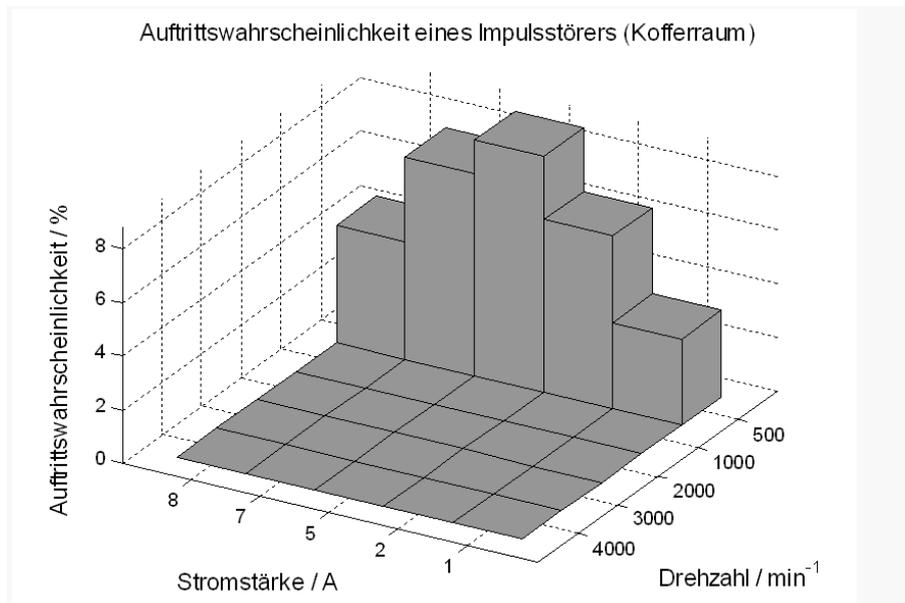
Die Störimpulse wurden zusammen mit dem Hintergrundrauschen auf der Versorgungsleitung in einem DaimlerChrysler der C-Klasse W203 C240, Baujahr 6/2000 gemessen. Das Fahrzeug wurde von der Robert Bosch GmbH zur Verfügung gestellt. Bei der Motorisierung handelt es sich um einen 6-Zylinder Antrieb mit 2600 ccm Hubraum und 125 kW Leistung.

Herkömmlich wird im Auto eine Eindraht-Leitung zur Stromversorgung verwendet, wobei die Karosserie als gemeinsamer Massenrückführung benutzt wird. Als konditioniertes Bordnetz wird ein Netz bezeichnet, welches in Form einer verdrehten Doppelader geführt ist und somit die PLC-Information differentiell überträgt. Durch die differentielle Übertragung werden Störungen, z.B. durch Zündungen verursacht, verringert. Das konditionierte Bordnetz kann zum einen an einem Anschluss in der Nähe der Batterie im Motorraum und zum anderen am Sicherungskasten im Kofferraum des Fahrzeugs mit dem herkömmlichen Bordnetz verbunden werden. Es wurden daher Messaufnahmen der Störimpulse an beiden Punkten aufgenommen. Der Datensatz der Störimpulse, der in dieser Arbeit betrachtet wird, stammt aus den Messaufnahmen im Kofferraum, dieser als ein zukünftiger Anschlusspunkt von Steuergeräten im Kfz gehandelt wird. [Bos04]

Zur Aufnahme der Störimpulse wurde ein digitales Speicheroszilloskop (LeCroy LC574A) mit 500 MSamples/s Abtastfrequenz verwendet. Die gemessenen Störimpulse bzw. das Hintergrundrauschen haben also einen Frequenzbereich von -250 bis 250 MHz. Da die Störimpulse durch Zündungen verursacht werden, ist es sinnvoll, die Aufnahmen der Störimpulse durch den Zündimpuls aus dem Motorsteuergerät zu triggern. [Huc06]

## 5. Analyse der Störumgebung

### 5.1.2. Häufigkeit der Störimpulse



**Abbildung 5.1:** Auftretswahrscheinlichkeit der Störimpulse in Abhängigkeit von der Vormagnetisierung der Koppelpulen und der Drehzahl

Bei dem herkömmlichen Bordnetz treten eine Reihe von aperiodischen Störimpulsen nach der Zündung auf, wobei die Störimpulsdauer, Störimpulsamplitude, Störimpulsabstand, Störimpulsmusterdauer stochastische Größen sind. Bei dem konditionierten Bordnetz wird die Anzahl der Störimpulse nach der Zündung durch die differentielle Übertragung sehr stark reduziert [Huc06]. In Abbildung 5.1 ist zu erkennen, dass nur in ca. 10% der Fälle Störimpulse nach der Zündung auftreten, und dies auch nur bei einer Motordrehzahl von 500 U/min. In Abschnitt 5.2.1 wird gezeigt, dass meist auch nur ein Störimpuls pro Zündung erzeugt wird. Bei höheren Drehzahlen treten fast überhaupt keine Störimpulse nach der Zündung mehr auf. Diese Auftretswahrscheinlichkeit hängt auch nicht wesentlich von der Gleichstrombelastung ab.

Eine Motordrehzahl von 500 U/min entspricht einer Zündfunkenfrequenz  $f_D$  bei dem 6-Zylinder Motor von:

$$f_D = \frac{500 \frac{1}{\text{min}}}{60 \frac{\text{s}}{\text{min}}} \cdot \frac{6}{2} = 25 \text{ Hz} \quad (5.1)$$

So ergibt sich der Impulsmusterabstand  $T_{\text{IMA}}$ :

$$T_{\text{IMA}} = \frac{1}{f_D} = \frac{1}{25} = 40 \text{ ms} \quad (5.2)$$

Die maximale Dauer eines Störimpulses  $T_{\text{ST,max}}$  ist 700 ns (siehe Abbildung 5.4(b)). Die relative Zeit in der Störimpulse auftreten berechnet sich wie folgt:

$$\frac{T_{ST,max}}{T_{IMA}} = \frac{7 \cdot 10^{-7} \cdot 0.08}{0.04} = 1.4 \cdot 10^{-6} \quad (5.3)$$

Bei 500 U/min, was der einzige Fall ist, bei dem die Störimpulse mit einer signifikanten Wahrscheinlichkeit auftreten, sind die Störimpulse maximal in ca. einem  $10^{-6}$ -tel der Zeit vorhanden. Dies zeigt, dass die Störimpulse ein sehr seltenes Ereignis darstellen. Selbst wenn die Störimpulse die Bits mit Wahrscheinlichkeit 50% zerstören würden, würden sie die BER über den gesamten Zeitraum nur um einige Vielfache von  $10^{-7}$  ändern.

Die Untersuchungen in dieser Arbeit basieren auf dem im Kofferraum gemessenen Datensatz der Störimpulse am konditionierten Netz. Die Motordrehzahl beträgt 500 U/min, um den Worst-Case darzustellen.

## 5.2. Verarbeitung der Störimpulse

Die Simulation dient zur Analyse der Störeffekte der Störimpulse. Für die Simulation müssen die gemessenen Störimpulse bearbeitet werden, damit sie zusammen mit dem ins komplexe Basisband transformierten Simulationsmodell benutzt werden können. Die Bearbeitung besteht aus Filterung und der Transformation ins komplexe Basisband.

### 5.2.1. Filterung der Messaufnahme

Der Übertragungskanal hat eine Bandbreite von 200MHz. Diese ist durch die Abtastfrequenz der A/D- bzw. D/A Wandler beschränkt, welche 100 MSamples/s beträgt. In der Simulation wird der Kanalbereich von 100 MHz bis zu 300 MHz gewählt. Vor dem Mischvorgang ins Basisband auf Seiten des Empfängers wird ein Filter eingesetzt, das die Störungen außerhalb dieses Bereiches herausfiltert. Da aber die Störimpulse nur im Bereich -250 bis 250 MHz gemessen wurden, kommt ein Hochpass Filter mit der Grenzfrequenz von 100 MHz zum Einsatz.

Zudem müssen noch die durch Doppelzündungen verursachten Störimpulse, aufgrund der zwei Zündkerzen pro Zylinder, herausgefiltert werden. Diese Doppelzündungen sind eine Besonderheit der DaimlerChrysler C-Klasse. [Huc06]

Die Anzahl der Störimpulse, die nach der Filterung verbleiben, bzw. die Anzahl der Störimpulse per Zündung ist von der Grenzfrequenz des Hochpasses abhängig. Die Mittenfrequenz der Datenübertragung ist durch den Aufwärtsmischer nach unten beschränkt. Da die minimale Frequenz des Aufwärtsmischers 50 MHz ist, muss die Mittenfrequenz mindestens 150 MHz betragen. Daher kann das Hochpass Filter auch mit einer Grenzfrequenz größer als 50 MHz eingesetzt werden. In Tabelle 5.1 wird eine Übersicht über die verbleibende Anzahl der Störimpulse bei verschiedenen Hochpassgrenzfrequenzen aufgeführt, um eine grundsätzliche Tendenz in der Auftrittswahrscheinlichkeit der Störimpulse nach der Filterung zu untersuchen.

## 5. Analyse der Störumgebung

	Detektierte Störimpulsanzahl (insg. 1000 Messaufnahmen) <sup>a</sup>	Anzahl nach Herausfiltern der Doppelzündungen	Anzahl der Zündungen mit Störimpulsen	Zündungen mit zwei Störimpulsen
Filterung mit 100 MHz	335	74	74	keine (0%)
Filterung mit 20 MHz	302	105	104	1 (0.96%)
Filterung mit 5 MHz	361	124	119	5 (4.2%)

<sup>a</sup> Die Messaufnahme wird ausgelöst durch den Zündimpuls an der ersten Zündkerze.

Tabelle 5.1.: Hochpass Filterung mit unterschiedlichen Grenzfrequenzen

Aus den insgesamt 1000 Messaufnahmen wurden nur ca. 100 Zündungen mit Störimpuls detektiert und herausgefiltert, je nachdem was für eine Grenzfrequenz der Hochpass hat. Dies bestätigt, dass nur in ca. 10% der Fälle Störimpulse nach einer Zündung auftreten (siehe Abbildung 5.1). Mit 100 MHz als Grenzfrequenz des Hochpasses tritt maximal nur ein Störimpuls pro Zündung auf, was die folgende Arbeit vereinfacht. In diesem Fall ist die Impulsmusterdauer gleich der Impulsdauer und der Impulsmusterabstand gleich dem Impulsabstand. Es muss nur der Störeffekt eines Störimpulses analysiert werden, um das Verhalten der Zündstörimpulse zu beschreiben.

### 5.2.2. Transformation ins komplexe Basisband und Hilbert Transformation

Da die Simulation diskret erfolgt, ist es sinnvoll die Störimpulse und das Hintergrundrauschen ins komplexe Basisband zu transformieren. Für das Hintergrundrauschen bedeutet es einfach eine Addition eines Imaginärteils, der unabhängig zum Realteil ist. Um die Transformation ins komplexe Basisband auszuführen, wird das reelle Signal der Störimpulse zuerst in das zugehörige analytische Signal umgewandelt. Der negative Frequenzbereich der Störimpulse wird entfernt, da sonst beim Runtermischen der negative Frequenzbereich auf das negative zweifache der Mittenfrequenz verschoben würde. Um das analytische Signal zu bilden, benötigt man die Hilbert Transformation. Zusätzlich muss garantiert werden, dass die mittlere Leistung bzw. der Effektivwert der Störimpulse gleich bleibt. Das Runtermischen wird durch eine Multiplikation mit der Exponential Funktion bzw. dem Oszillatorsignal  $osc(t) = e^{-j2\pi f_0 t}$  realisiert, wobei  $f_0$  die Mittenfrequenz der Datenübertragung ist (hier  $f_0 = 200MHz$ ).

Die Störimpulse werden in Simulationssystem nach Filterung mit der Simulink Arbeitsfre-

## 5.2. Verarbeitung der Störimpulse

quenz  $f_{ST,A}$  von 200 MSamples/s abgetastet, daher gilt:

$$t = \frac{n}{f_{ST,A}} \quad (5.4)$$

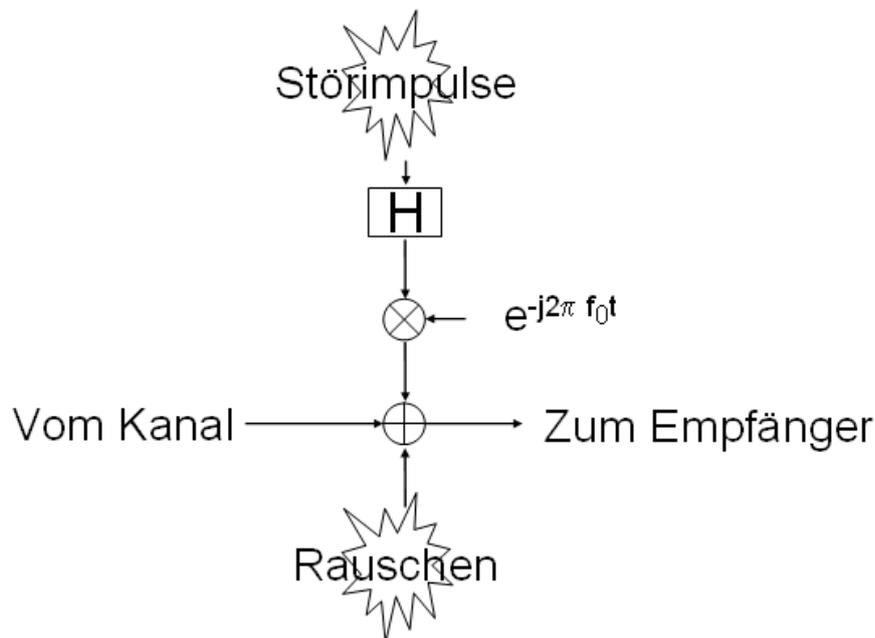
Das Heruntermischen wird mit einer Multiplikation mit dem diskreten Oszillatorsignal

$$osc(n) = e^{-j2\pi n \frac{f_0}{f_{ST,A}}}$$

realisiert. Mit der in Simulink einzustellenden Frequenz von  $\Omega_0 = 2\pi \frac{f_0}{f_{ST,A}}$  ist

$$= e^{-jn\Omega_0} \quad (5.5)$$

Das Vorgehen wird in Abbildung 5.2 veranschaulicht.



**Abbildung 5.2:** Störimpulse nach der Transformation ins komplexe Basisband

Grundsätzlich ist die Transformation ins Basisband natürlich auch anders realisierbar, z.B. zuerst Runtermischen und dann mit einem Tiefpass filtern. Leider sind beide Methoden nicht ideal, denn sowohl die Impulsantwort des Hilbert Filters als auch die des idealen Tiefpasses sind akausal und unendlich lang.

### 5.2.3. Transformation hinter die Entspreizung

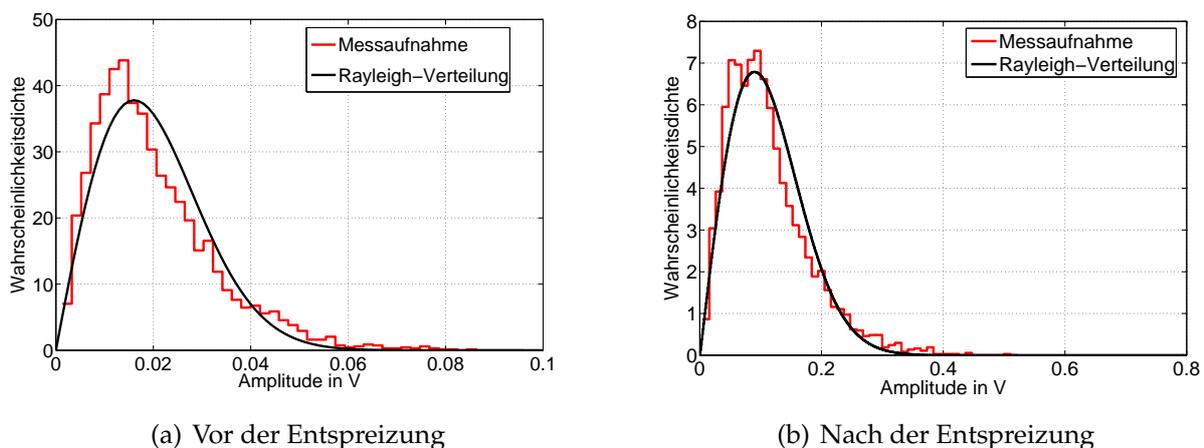
Für die theoretische Untersuchung ist es besser, die Störimpulse hinter die Entspreizung zu transformieren. Hierfür werden die ins Basisband transformierten Störimpulse noch mit dem Matched-Filter bearbeitet und danach abgetastet. Die Amplitudenverteilung der Störimpulse nach der Entspreizung wird im folgenden Abschnitt vorgestellt.

### 5.3. Statistische Auswertung charakteristischer Parameter der Störimpulse

Auf die BER, gemessen über einen längeren Zeitraum hinweg, haben die Störimpulse keinen Einfluss, wie vorher schon analysiert wurde. Um aber ein geeignetes Kanalkodierungs-Verfahren für das System ausfindig zu machen, ist eine genaue Kenntnis über den Störeffekt der Störimpulse nötig. In diesem Abschnitt sollen die einzelnen Störimpulse unter die Lupe genommen werden: Wie ist die Amplitude der Abtastwerte verteilt (nicht die Amplitude der Einhüllen, oder die der Maximalwerte eines Störimpulses) und wie viele Bits werden dadurch maximal gestört. Diese Fragen werden in folgenden Abschnitten beantwortet.

#### 5.3.1. Amplitudenverteilungen der Störimpuls-Messaufnahmen vor und nach der Entspreizung

Die Amplitudenverteilungen der Messaufnahmen vor und nach der Entspreizung werden in Abbildung 5.3 gezeigt:



**Abbildung 5.3:** Amplitudenverteilung der Messaufnahmen

Die Rayleigh-Verteilung ist wie folgt definiert:

$$f(x|\sigma) = \frac{x \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right)}{\sigma} \quad (5.6)$$

wobei  $x$  die Amplitude darstellt und  $\sigma$  dem Effektivwert des Störimpulses entspricht.

Die Rayleigh-Verteilung entspricht der Verteilung des Betrags einer gaußverteilten komplexen Zufallsvariablen mit Varianz  $\sigma^2$ . In Abbildung 5.3 ist erkennbar, dass beide Verteilungen der Messaufnahmen sehr ähnlich zu der Rayleigh-Verteilung sind und somit auch zu der Amplitudenverteilung des gaußsches weißen Rauschens.

### 5.3. Statistische Auswertung charakteristischer Parameter der Störimpulse

Daraus kann geschlossen werden, dass die Amplitudenverteilung der Messaufnahmen der Störimpulse durch die Entspreizung nicht so viel verändert wird. Nur die absolute Höhe, d.h. die Leistung wird erhöht.

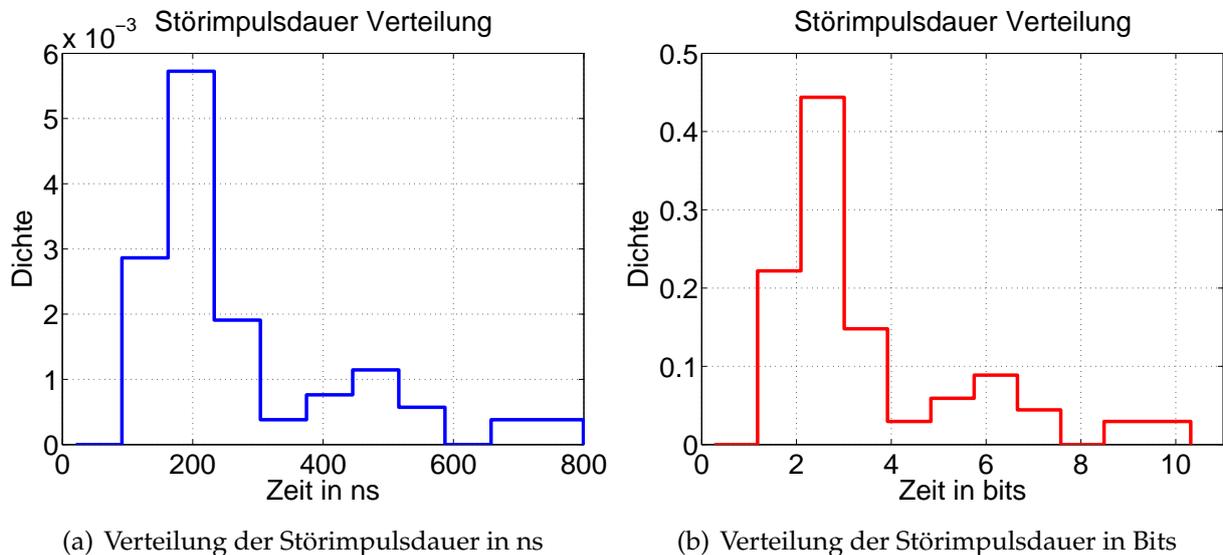
#### 5.3.2. Verteilung der mittleren Leistung bzw. Dauer der Störimpulse

Da die Zündstörimpulse sehr selten auftreten, stehen keine großen Datensätze der Störimpulsmessdaten zur Verfügung. Es sind nur 74 Störimpulse vorhanden, welche nun analysiert werden.

Im Folgenden soll die Dauer der Störimpulse zum einen in ns, und zusätzlich bezüglich der Bitdauer berechnet werden, wobei die Bitrate  $R_b$  bei 200 MHz Bandbreite und DQPSK (Spreizcodelänge  $N = 31$ ) 12.903 MBit/s liegt. Bei DBPSK verwendet man einen Spreizcode der Länge  $N = 15$ , weswegen die Datenrate  $R_b$  bei 13.3 MBit/s liegt.

$$R_b|_{dbpsk} = \frac{200 \text{ MHz}}{15} \approx 13.3 \text{ MBit/s} \Rightarrow T_b|_{dbpsk} \approx 75.1 \text{ ns} \quad (5.7)$$

$$R_b|_{dqpsk} = \frac{200 \text{ MHz} \cdot 2}{31} \approx 12.9 \text{ MBit/s} \Rightarrow T_b|_{dqpsk} \approx 77.5 \text{ ns} \quad (5.8)$$



**Abbildung 5.4:** Verteilung der Störimpulsdauer

Aus Abbildung 5.4(b) ist zu erkennen, dass die Störimpulsdauer zwischen 1 und 10 Datenbits liegt, meistens aber nur 2 Bit beträgt. Dies gilt auch für DBPSK, weil der Bitdauerunterschied (ca. 2ns) gegenüber der Dauer der Störimpulse minimal ist.

Die mittlere Leistung  $P_{ST}$  eines Störimpulses wird über alle Messaufnahmen gebildet, wobei hier der  $i$ -te Störimpuls aus  $n_i$  Messaufnahmen bzw. Abtastwerten besteht.  $ma_{i,k}$  ist die  $k$ -te

## 5. Analyse der Störumgebung

Messaufnahmenamplitude des  $i$ -ten Störimpulses.

$$P_{ST,i} = \frac{1}{n_i} \sum_{k=1}^{n_i} |ma_{i,k}|^2 \quad (5.9)$$

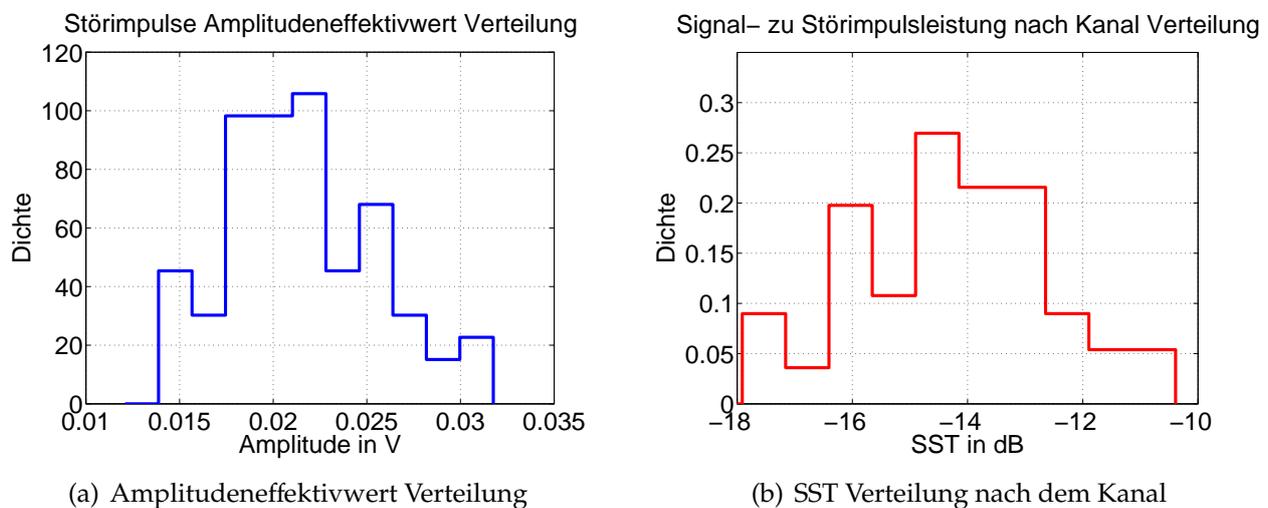
Die Verteilung der mittleren Leistung aller Störimpulse ist in Abbildung 5.5(a) dargestellt.

Zur weiteren Veranschaulichung wird zusätzlich noch die mittlere Leistung der Störimpulse  $P_{ST}$  bezüglich der Nutzleistung nach dem Kanal  $P_y$  (SST) berechnet und als Verteilung in Abbildung 5.5(b) dargestellt. Die Nutzleistung ist die durch den Kanal gedämpfte Sendeleistung. Wenn der Spitzenwert der Sendeamplitude 175 mV ist, so ist die Sendeleistung  $P_s$ :

$$P_s = (175 \text{ mV})^2 = -15.1428 \text{ dBW} \quad (5.10)$$

wobei die Dämpfung des in der Simulation verwendeten Kanals (siehe Abschnitt 3.3) nach der theoretischen Berechnung bei DQPSK  $-33.3549 \text{ dB}$  ist. So ist die Signalleistung nach dem Kanal  $P_y$ :

$$P_y = -15.1428 \text{ dBW} + (-33.3549 \text{ dB}) = -48.4977 \text{ dBW} \quad (5.11)$$



**Abbildung 5.5:** Leistungsbewertung der Störimpulse

In der Simulation wurde der Kanal über zwei passive Sternpunkte nachgebildet, was einem Worst-Case der Kanaldämpfung entspricht. Würde ein aktiver Sternpunkt eingesetzt, so wäre die Dämpfung viel kleiner, und so auch das Verhältnis von Signal- zu Störleistung viel günstiger.

Es ist auch interessant zu wissen, welches Verhältnis zwischen der Signalleistung und der Mittlerer Leistung der Störimpulse vor dem Demodulator besteht. Leider wird die Anzahl der Abtastwerte der Störimpulse hinter der Entspreizung wegen der Abtastung noch weiter

## 5.4. Erzeugung und Nachbildung der Störimpulse

reduziert (meistens nur 1 bis 2 Abtastwerte pro Impuls), weswegen es nicht möglich ist eine exakte Leistungserhöhung zu ermitteln. Aber durch die Beobachtung der Verteilung der Messaufnahmen vor und nach der Entspreizung kann gesagt werden, dass die Messaufnahmen der Störimpulse fast gaußverteilt sind und wegen ihrer Form eines Impulses eine große Bandbreite besitzen. Deswegen kann angenommen werden, dass die Leistungserhöhung der Störimpulse durch die Entspreizung gleich der Spreizcodelänge  $N$  ist. Für die detaillierte Analyse siehe Abschnitt 2.4.1.

Um die Verteilung des Verhältnisses zwischen Signalleistung und mittlerer Leistung der Störimpulse vor dem Demodulator  $SST_{\text{vor Dem.}}$  zu bekommen, kann man deswegen die  $x$  Achse der Kurve um  $N|_{dB}$  verschieben. Dies ist bei DQPSK (Spreizcodelänge 31) 14.9136 dB. Es folgt, dass das  $SST_{\text{vor Dem.}}$  ungefähr zwischen  $-3$  dB und  $5$  dB und davon der größere Teil über  $0$  dB liegt.

## 5.4. Erzeugung und Nachbildung der Störimpulse

Für die Simulation müssen Störimpulse zuerst synthetisiert werden. Danach kann der Störeffekt der Störimpulse analysiert und berechnet werden. Im Zuge dessen wird untersucht, ob die Störimpulse durch zeitlich begrenztes weißes Rauschen nachgebildet werden können.

### 5.4.1. Erzeugung der Störimpulse in Matlab/Simulink

Um die Störimpulse, die von einem VHDL Kanalemulator erzeugt werden, in Simulink zu benutzen, kann Modelsim verwendet werden. Es hat sich jedoch herausgestellt, dass dies sehr langsam ist, da ModelSim das FPGA simuliert und somit viel Rechenzeit benötigt. Alternativ können die Störungen auch im Speicher abgelegt werden und anschließend in die Simulation eingebunden werden. Dies hat den Vorteil, dass sowohl die durch ModelSim erzeugten Störimpulse als auch die Messaufnahmen benutzt werden können. Für das konditionierte Bordnetz sind nur wenige Störimpuls- Messaufnahmen vorhanden, weswegen in der Simulation die Messaufnahmen direkt verwendet werden.

Eigentlich sind die Messaufnahmen die Störimpulse zusammen mit dem Hintergrundrauschen. Es ist daher sehr schwierig, das Hintergrundrauschen von den Störimpulsen zu trennen. Der Effektivwert des Hintergrundrauschens ist ungefähr  $9$  mV während der Effektivwert der Messaufnahme eines Störimpulses bei ungefähr  $20$  mV liegt. Daher ist im folgenden mit "Störimpuls" immer die Messaufnahme bezeichnet, also der eigentliche Zündstörimpuls inklusive des Hintergrundrauschens.

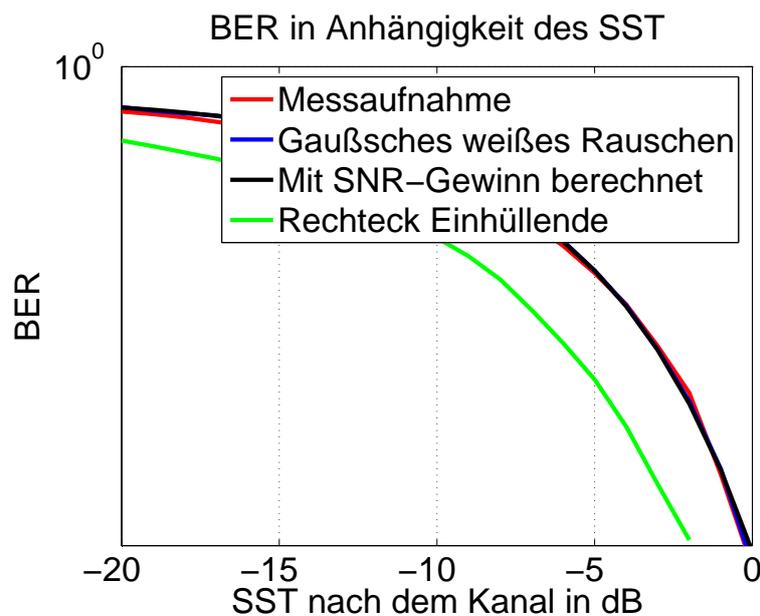
### 5.4.2. Nachbildung des Zeitverlaufs eines Störimpulses

Zur Nachbildung der stochastischen Größen Impulsdauer, Impulsamplitude (Maximal- oder Effektivwert der Messaufnahme eines Störimpulses) kann das Verteilungstabelle-Verfahren

## 5. Analyse der Störumgebung

zum Einsatz kommen [Che04]. Da zusätzlich aber der Störeffekt eines Störimpulses eine große Rolle spielt, soll genau untersucht werden, wie der Zeitverlauf eines Störimpulses nachgebildet werden kann.

Da die Amplitudenverteilung der Messaufnahme ähnlich zu der Amplitudenverteilung des gaußschen weißen Rauschens ist, liegt es nahe, dass die Abtastwerte der Störimpulse durch gaußsches weißes Rauschen ersetzt werden können. Um dies zu beweisen, wurden alle Störimpulse aus allen Messaufnahmen (74 Stück) hintereinander gehängt und periodisch wiederholt. Dabei wurde das Verhältnis der Nutzleistung zur mittleren Leistung aller Störimpulse SST variiert. So erhält man die in Abbildung 5.6 gezeigte Bitfehlerwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit des SST. Das SST der gemessenen Störimpulse liegen zwischen -18 bis -10 dB, siehe Abbildung 5.5(b). Der Grund warum nicht nur ein Störimpuls genommen und periodisch wiederholt wird, ist, dass die Abtastwerte eines Störimpulses nicht ausreichen, um die stochastische Eigenschaft zu untersuchen. Eine stochastische Eigenschaft ist z.B. die Wahrscheinlichkeitsdichte der Amplitude der Abtastwerte, welche eine der Ursachen für die Bitfehlerwahrscheinlichkeit darstellt. Ausserdem ist der Störeffekt eines einzelnen Impulses nicht von Interesse.



**Abbildung 5.6:** Bitfehlerwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit der Nutzsignalleistung zu Störleistung (ohne zusätzliches Hintergrundrauschen)

Die Abtastwerte eines Störimpulses werden durch gaußsches weißes Rauschen mit gleichem Effektivwert wie die Messaufnahme dargestellt oder durch 74 Rechteck-Einhüllende mit ebenfalls gleichem Effektivwert. Zudem wird auch die theoretische Kurve für Überlagerung des Gaußschen weißen Rauschens, die mit maximalem SNR-Gewinn berechnet wird, gezeigt. In dem Bild erkennt man folgendes:

1. Die simulierte Kurve für die Nachbildung mit gaußschem weißem Rauschen stimmt mit der theoretischen Kurve, die mit dem SNR-Gewinn berechnet wird, fast überein

## 5.5. Störeinwirkung der Störimpulse

(siehe Gleichung 2.119). Dabei ist die Annahme erforderlich, dass das SST nach dem Kanal dem SNR nach dem Kanal entspricht.

2. Die Kurve mit den Messaufnahmen der Störimpulse stimmt mit der Kurve des gaußschen weißen Rauschens und der berechneten Kurve annähernd überein. Sie liegt lediglich bei einer leicht niedrigeren BER. Dies liegt wahrscheinlich daran, dass die Amplitudenverteilung der Messaufnahmen etwas günstiger als die Rayleigh Verteilung ist. In Abbildung 5.5 ist zu sehen, dass die Verteilung der Messaufnahmen ein wenig mehr zu kleineren Werten tendiert, als die Rayleigh Verteilung, was vermutlich der Grund für die niedrigere Bitfehlerwahrscheinlichkeit ist. Bei Verwendung eines anderen Spreizcodes kann sich ein geringfügig anderes Verhalten ergeben, da die Verteilung der Messaufnahmen nach der Entspreizung leicht schwankt.
3. Die Kurve mit der Rechteck Einhüllenden ist die mit der niedrigsten BER von allen und die schlechteste Lösung für die Nachbildung der Störimpulse. Wenn jeder Störimpuls nur durch seine Rechteckehüllende dargestellt wird, wobei der Rechteck die Höhe des Effektivwert des Störimpulses hat, wird der Störeffekt der Störimpulse nicht genügend dargestellt. Der Grund ist, dass die Amplitudenverteilung des Rechtecks nach der Entspreizung gegenüber den originalen Störimpulsen zu weit links zentriert ist.

Wird zu dem in Abbildung 5.6 gezeigten Sachverhalt noch zusätzlich Hintergrundrauschen konstanter Leistung zugeschaltet, so stimmen die Kurven der Messaufnahmen und der mit weißem Rauschen nachgebildeten Störimpulse stärker überein (siehe Abbildung 5.7). Der Grund ist klar, da sich die Amplitudeverteilung der Störimpulse durch zusätzliches Einschalten von Hintergrundrauschen mehr der Rayleigh-Verteilung annähert. Wobei das zusätzliche Hintergrundrauschen einem SNR von ca. -8 dB nach dem Kanal entspricht. Diese Kurven haben zwei Grenzen: wenn die Störimpulsleistung gegenüber der Nutzleistung sehr groß ist, werden das Bit in 50% der Fälle verfälscht; im umgekehrten Fall besitzt die Kurve einen nur durch das Hintergrundrauschen verursachten Endwert der BER.

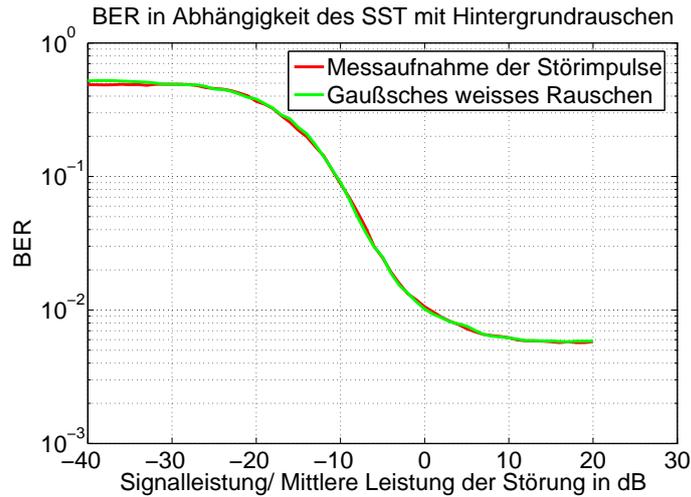
Zusammenfassend hat sich herausgestellt, dass die Abtastwerte eines Störimpulses durch gaußsches weißes Rauschen dargestellt werden können. Eine Nachbildung mit der Rechteckehüllenden bei gleichem Effektivwert stellt keinen Worst-Case dar. Dies liegt wahrscheinlich auch daran, dass das Hintergrundrauschen schon ein wesentlicher Bestandteil der Störimpulse ist.

## 5.5. Störeinwirkung der Störimpulse

Da die Störimpulse durch Anhebung von gaußschem weißem Rauschen nachgebildet werden können, entspricht der Störeffekt der Störimpulse einfach einer kurzzeitigen SNR Verschlechterung.

Die gemeinsame BER ist die Überlagerung der  $BER_N$ , die nur durch das Hintergrundrauschen verursacht wird und der  $BER_{ST}$ , die zusätzlich von Störimpulse beeinflusst wird,

## 5. Analyse der Störumgebung



**Abbildung 5.7:** Bitfehlerwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit der Nutzsinal- zu Störleistung SST mit Hintergrundrauschen

bezüglich der effektiven Zeit  $T_{ST, eff}$ , in der Störimpulse auftreten.  $T_{IMA}$  ist der Impulsmusterabstand. Da nur ein Störimpuls nach der Zündung auftritt, ist die relative Zeit das Verhältnis zwischen  $T_{ST, eff}$  und  $T_{IMA}$ .

$$BER = BER_{ST} \frac{T_{ST, eff}}{T_{IMA}} + BER_N \frac{T_{IMA} - T_{ST, eff}}{T_{IMA}} \quad (5.12)$$

Diese Überlegung gilt grundsätzlich, nicht nur für CDMA. Wenn bei der störimpulsfreien Zeit kein Hintergrundrauschen zugeschaltet wird, ist

$$BER = BER_{ST} \frac{T_{ST, eff}}{T_{IMA}} \quad (5.13)$$

Die durchschnittliche Fehleranzahl, die durch einen Störimpuls verursacht wird, kann durch folgende Formel dargestellt werden:

$$FA_{ST}(T_{ST}, U_{ST, eff}) = BER_{ST}(U_{ST, eff}) \cdot \frac{T_{ST, eff}(T_{ST})}{T_b} \quad (5.14)$$

Wobei  $FA_{ST}$  die Fehleranzahl ist, die durch die Störimpulse verursacht werden.  $BER_{ST}$  ist die Bitfehlerwahrscheinlichkeit, die durch alle hintereinander gehängten Störimpulse verursacht wird. Dieser Parameter hängt von der SST und somit auch dem Amplitudeneffektivwert der Störimpulse  $U_{ST, eff}$  ab.  $BER_{ST}$  kann direkt in Abbildung 5.6 abgelesen werden. Es muss dafür nur die Signalleistung zu der mittleren Leistung der Störimpulse SST bekannt sein.

$T_b$  ist die Bitdauer.  $T_{ST, eff}$  ist die Effektivzeit, in der der Störimpuls wirkt. Diese muss nicht gleich der natürlichen Dauer  $T_{ST}$  des Störimpulses sein. Aufgrund des Matched-Filters bei der Entspreizung oder des differentiellen Modulationsverfahrens, wirkt der Impuls wahrscheinlich länger als seine eigene Dauer nach dem Kanal.

Es ist nun interessant, wieviele Bitfehler durch einen Störimpuls verursacht werden. Dabei kann auf das Problem in zwei Weisen eingegangen werden.

- Durch theoretische Berechnung

Die Berechnung basiert auf die Gleichung 5.14. Dabei wird die Annahme getroffen, dass die Störimpulse eine kurzzeitige SNR Verschlechterung darstellen. Anhand des berechneten SST wird die Bitfehlerwahrscheinlichkeit direkt aus der theoretischen Kurve aus Abbildung 5.6 abgelesen. Die gemessene Impulsdauer  $T_{ST}$  wird als die Effektivzeit  $T_{ST,eff}$  genommen.

- Durch Simulation

In der Simulation wird ein bestimmter Störimpuls mit einem bestimmten Impulsmusterabstand wiederholt. Es spielt dabei keine Rolle, welcher Impulsmusterabstand genommen wird, da die Bitfehleranzahl, die durch einen Störimpuls verursacht wird, nicht von dem Impulsmusterabstand abhängt (siehe Gleichung 5.14). Der Impulsmusterabstand muss mehr als eine Bitdauer größer als die maximale Störimpulsdauer sein, damit ein Bit nicht von zwei Störimpulsen verfälscht wird. Zudem darf der Impulsmusterabstand kein ganzzahliges Vielfaches gegenüber die Bitdauer betragen, damit eine Zufälligkeit gewährleistet wird.

Das Simulationsergebnis ist leider nicht so genau, da ein Störimpuls nur wenige Abtastwerte enthält. Die Abtastwertanzahl in einem Störimpulse ist durch die Chipdauer berechenbar:

$$N_{\text{abtast}} = \frac{T_{ST}}{T_{\text{chip}}} \quad (5.15)$$

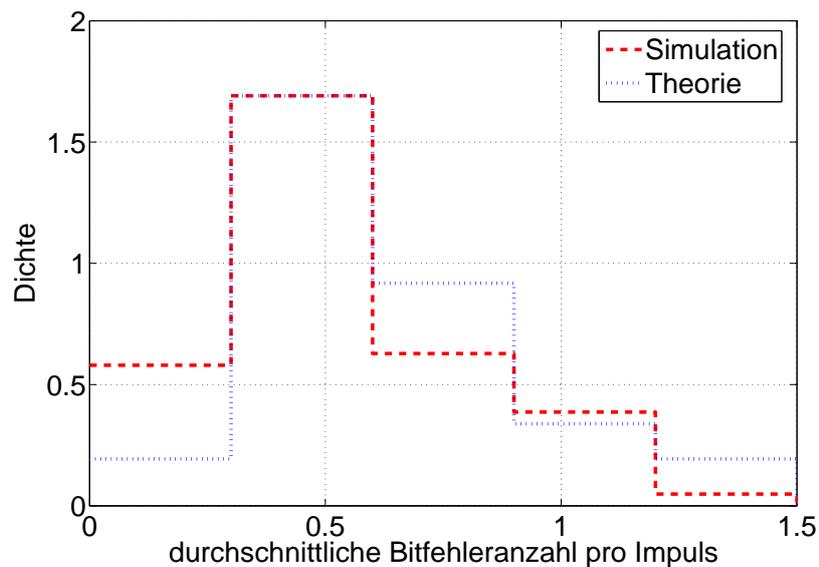
Da die vorhandenen Störimpulse höchstens eine Dauer von ca. 10Bits haben, und ein Bit 15 Chips (bei DQPSK 15.5 Chips) entspricht, hat ein Störimpuls höchstes 150 Abtastwerte. Dies ist zu wenig um dem eine Verteilung zuzuordnen und den durchschnittlichen Effekt der Störimpulse, die einen gleichen Amplitudeeffektivwert  $U_{ST,eff}$  haben, darzustellen. Dieser Unsicherheitsfaktor zusammen mit dem anderen Unsicherheitsfaktor  $T_{ST,eff}$  ist der Grund für die Abweichung in der Verteilung der Fehleranzahl zwischen der Theorie und der Simulation wie in Abbildung 5.8 gezeigt.

Sowohl bei der Simulation als auch bei der theoretischen Untersuchung, verursachen die Störimpulse meistens durchschnittlich 0.5 Fehler. Das heißt, wenn ein Störimpuls auftritt, wird in 50% der Fälle ein Bit verfälscht.

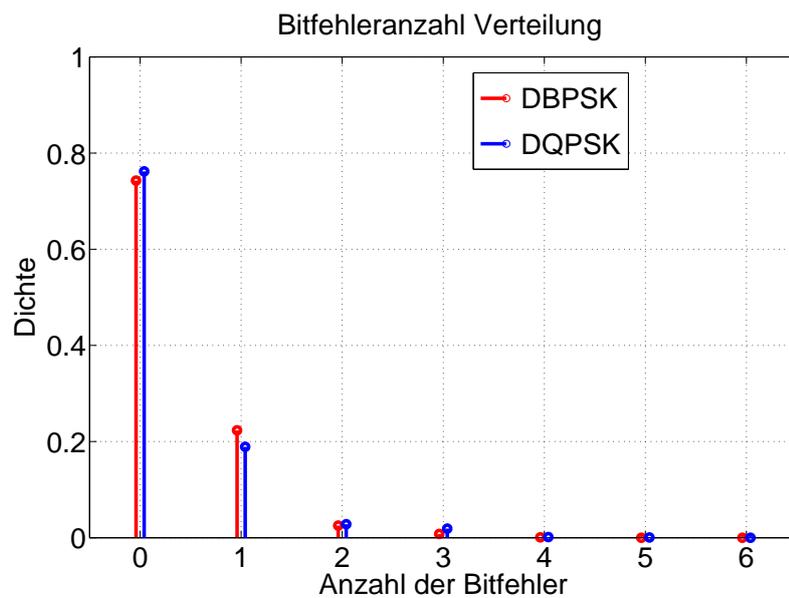
Aber die durchschnittliche Bitfehleranzahl, die durch einen Störimpuls verursacht wird, ist nur bedingt aussagekräftig.

Zur Veranschaulichung wird jeder gemessene Störimpuls einzeln mit einem konstanten Impulsmusterabstand von 986 ns simuliert. Dies entspricht ca. 12 Bits, was unmöglich macht, dass ein Bit durch zwei Störimpulse beeinflusst wird. Somit wird bestimmt, wie viele Bitfehler ein bestimmter Störimpuls verursacht. Die Verteilung der Bitfehleranzahl durch die

## 5. Analyse der Störumgebung



**Abbildung 5.8:** Vergleich der Fehleranzahlverteilung zwischen Theorie und Simulation



**Abbildung 5.9:** Vergleich der Fehleranzahlverteilung, bestimmt mittels Simulation

Störimpulse zeigt Abbildung 5.9. Dabei gibt es einen kleinen Unterschied zwischen DBPSK und DQPSK, beide bei ca. 13Mbit/s Datenrate.

Ein Störimpuls zerstört maximal 6 Bits, wobei die Wahrscheinlichkeit dafür sehr klein ist. In den meisten Fällen, zerstören die Störimpulse überhaupt kein Bit. Es sind zwei gegenläufige Effekte zu erkennen: eine vorteilhafte und eine nachteilige Eigenschaft von DQPSK gegenüber DBPSK. Im Gegensatz zu DBPSK, ist bei DQPSK die Wahrscheinlichkeit, dass kein Bit zerstört wird, höher, allerdings aber wenn Bits zerstört werden, dann mit höherer Wahrscheinlichkeit mehr Bits. Dies liegt daran, dass bei DQPSK ein längerer Spreizcode

benutzt wird, der einen größeren SNR-Gewinn liefert. Deswegen sind die Nutzdaten bei der Abtastung im Empfänger robuster gegen Störung geschützt. Andererseits kann mehr als ein Bit zerstört werden, wenn ein Symbol gestört wird.

Bei einem CDMA-System ist durch die Störimpulse immer eine gewisse Wahrscheinlichkeit gegeben, dass Daten zerstört werden, da die Entspreizung ein lineares Filter darstellt und die Messaufnahme der Störimpulse auch normalverteilt sind. Ohne CDMA kann Überabtastung eines Bits und Hard-Decision benutzt werden. Hard-Decision entscheidet zunächst die Abtastwerte zu Null oder Eins und bildet den Wert des Bits als Mehrheitsentscheidung. Dies stellt ein nichtlineares Filter dar, und garantiert zudem, dass Störimpulse mit einer Breite kleiner als die halbe Bitdauer das Bit nicht ohne weiteres zerstören. Aber dies gilt nur für kurzzeitige Störungen, bei Rauschen, ISI oder MAI funktioniert die Hard-Decision nicht besser.

## 5.6. Zusammenfassung

Zusammenfassend gilt, dass die Störimpulse nur eine kurzzeitige Verschlechterung des SNR darstellen. Wegen ihrer kleinen Auftrittsdauer haben sie keinen Einfluss auf die BER, wenn über einen längeren Zeitraum gemessen wird. Genauer betrachtet, stört ein Störimpuls nach der Zündung mit einer gewissen Wahrscheinlichkeit die Nutzdaten. Da aber die in Messungen vorliegenden Störimpulse größtenteils 2 Bits lang sind, und die mittlere Leistung kleiner oder gleich der Nutzleistung vor dem Demodulator ist, was darauf basiert, dass die Sendeamplitude 175 mV und Kanaldämpfung von ca. 30 dB beträgt, verursachen sie in nur 23% der Fälle überhaupt Bitfehler bei 13 Mbit/s Datenrate. Bei 10 Mbit/s ist die Anzahl der Bitfehler noch weniger, da die Bitfehleranzahl antiproportional zu der Bitdauer ist.

## 5. Analyse der Störumgebung

# 6. Empfänger mit Multi-User-Detektoren

Werden die Abtastzeitpunkte korrekt detektiert, so ist das Ziel den restlichen Empfänger derart zu konstruieren, dass die Bitfehlerwahrscheinlichkeit minimal wird. Dazu müssen die Multiple-Access-Interferenzen der anderen Benutzer minimiert werden. Abgesehen von der optimalen Codesuche, die in Kapitel 4 vorgestellt wurde, ist der Einsatz eines Multi-User-Detektors, also eines speziellen Empfängers, eine weitere Möglichkeit die MAI zu verringern. Anhand der Theorie des CDMA-Ersatzsystems kann dieser Empfänger hergeleitet werden.

## 6.1. Kompensation eines Filters

In Kapitel 2 wurde gezeigt, dass die Multiple-Access-Interferenzen sich aus der Faltung der Daten der störenden Benutzer und den Systemfunktionen  $f_{ij}$  mit  $i \neq j$  ergeben. Da nur eine Schätzung der Sendedaten im Empfänger bekannt ist, ist die Schätzung der Multiple-Access-Interferenzen gleichbedeutend mit der Kompensation eines Filters, wie im weiteren Verlauf noch gezeigt wird. Daher wird zuerst das allgemeine Problem der Kompensation eines Filters untersucht. Dies ist auch als Entzerrer-Entwurf bekannt.

Diesen Sachverhalt zeigt Abbildung 6.1:

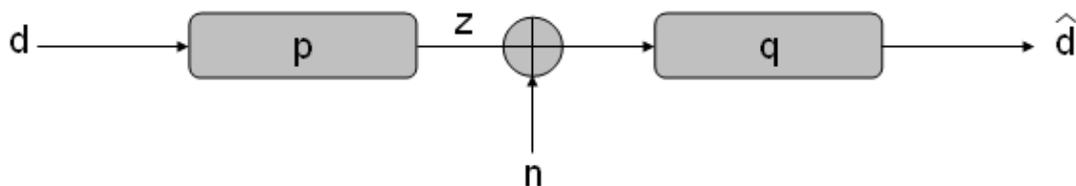


Abbildung 6.1: Kompensation eines Filters

Die Wirkung eines Filters mit Impulsantwort  $p(n)$  soll durch ein Filter mit der Impulsantwort  $q(n)$  kompensiert werden. Dazu soll anhand der Kenntnis von  $p$  die Impulsantwort  $q$  bestimmt werden. Hier sind  $d$  und  $\hat{d}$  die gesendeten und die geschätzten Daten. Das Signal  $z$  am Ausgang des Filters  $p$  ist mit Störungen  $n$  überlagert. Aus diesem Summensignal sollen die Sendedaten  $d$  rekonstruiert werden. Die Schätzung der Sendedaten  $\hat{d}$  lässt sich wie folgt

## 6. Empfänger mit Multi-User-Detektoren

ausdrücken:

$$\hat{d} = (d * p + n) * q \quad (6.1)$$

Für das Filter  $q$  zur Kompensation von  $p$  gibt es zwei Möglichkeiten, je nachdem ob das Rauschen berücksichtigt wird oder nicht.

### 6.1.1. Zero-Forcing

Wird der Effekt des Rauschens vernachlässigt, so kann die Impulsantwort  $q$  als Faltungsumkehr von  $p$  gewählt werden. Dies entspricht einer idealen Rekonstruktion der Sendedaten. Da in der Praxis nur eine kausale Implementierung möglich ist, fordert man nicht  $p * q = \delta$  sondern erlaubt eine Verzögerung von  $n_0$  Takten. Somit ist  $\hat{d}(n) = d(n - n_0)$  und es gilt:

$$p * q = \delta_{n_0} \quad (6.2)$$

$$q = p^{-1} * \delta_{n_0} \quad \text{Faltungsinversion} \quad (6.3)$$

Eine Faltungsumkehr ist äquivalent zu der Inversion im Frequenzbereich

$$p^{-1} := \mathcal{F}^{-1}\left\{\frac{1}{P(\Omega)}\right\} \quad P(\Omega) = \mathcal{F}\{p\}(\Omega) \quad (6.4)$$

Es gilt demnach:

$$Q(\Omega) = \frac{1}{P(\Omega)} e^{-j\Omega n_0} \quad (6.5)$$

### 6.1.2. Minimum-Mean-Square-Error

Wird der Einfluss des Rauschens berücksichtigt, dann ist der obige Entwurf nicht mehr optimal. Das Ziel ist es nun, den Schätzfehler zu minimieren.

$$E\{|\varepsilon|^2\} \rightarrow \min \quad (6.6)$$

Hierbei ist  $\varepsilon$  der Schätzfehler:

$$\varepsilon = \hat{d} - \delta_{n_0} * d \quad (6.7)$$

$$\varepsilon(n) = \hat{d}(n) - d(n - n_0) \quad (6.8)$$

Nach dem Orthogonalitätsprinzip der Nachrichtentechnik [Kro86] ist der Schätzfehler minimal, wenn gilt

$$\text{KKF}\{\varepsilon, \hat{d}\} = 0 \quad (6.9)$$

Wird 6.7 in 6.9 eingesetzt, so folgt:

$$\text{KKF}\{\varepsilon, \hat{d}\} = \text{KKF}\{\hat{d} - \delta_{n_0} * d, \hat{d}\} \quad (6.10)$$

$$= \text{AKF}\{\hat{d}\} - \text{KKF}\{\delta_{n_0} * d, \hat{d}\} \stackrel{!}{=} 0 \quad (6.11)$$

Bei der folgenden Berechnung werden viele Eigenschaften der AKF und KKF verwendet (siehe Anhang A.2). Die definierten Operatoren wie Verschiebung oder Zeitumkehr werden ebenfalls benutzt (für deren Eigenschaften siehe Anhang A.1).

Die AKF des Ausgangssignals  $\hat{d}$  kann folgendermaßen berechnet werden:

$$\text{AKF}\{\hat{d}\} = \text{AKF}\{q * (p * d + n)\} \quad (6.12)$$

$$= \text{AKF}\{q * p * d\} + \text{AKF}\{q * n\} + \text{KKF}\{q * p * d, q * n\} + \text{KKF}\{q * n, q * p * d\} \quad (6.13)$$

$$= \text{AKF}\{q * p * d\} + \text{AKF}\{q * n\} + \text{AKF}\{q\} * \text{KKF}\{d, n\} * p + \text{AKF}\{q\} * \text{KKF}\{n, d\} * \mathcal{R}\{p^*\}$$

Da die Störungen  $n$  und das Nutzsinal  $d$  unabhängig sind, ist  $\text{KKF}\{n, d\} = \text{KKF}\{d, n\} = 0$ . Es ergibt sich weiter:

$$\text{AKF}\{\hat{d}\} = \text{AKF}\{q * p * d\} + \text{AKF}\{q * n\} \quad (6.14)$$

$$= \text{AKF}\{q\} * \text{AKF}\{p\} * \text{AKF}\{d\} + \text{AKF}\{q\} * \text{AKF}\{n\} \quad (6.15)$$

$$= \text{AKF}\{q\} * (\text{AKF}\{p\} * \text{AKF}\{d\} + \text{AKF}\{n\}) \quad (6.16)$$

Der letzte Term in Gleichung 6.11, d.h. die Kreuzkorrelation zwischen den gesendeten und geschätzten Daten wird folgendermaßen berechnet:

$$\text{KKF}\{\delta_{n_0} * d, \hat{d}\} = \text{KKF}\{\delta_{n_0} * d, q * p * d + q * n\} \quad (6.17)$$

Da  $\text{KKF}\{n, d\} = 0$  ist, gilt weiter:

$$= \text{KKF}\{\delta_{n_0} * d, q * p * d\} \quad (6.18)$$

$$= \text{KKF}\{\delta_{n_0}, q * p\} * \text{AKF}\{d\} \quad (6.19)$$

$$= \delta_{n_0} * \mathcal{R}\{q^*\} * \mathcal{R}\{p^*\} * \text{AKF}\{d\} \quad (6.20)$$

$$= \mathcal{T}_{n_0}\{\mathcal{R}\{q^*\} * \mathcal{R}\{p^*\}\} * \text{AKF}\{d\} \quad (6.21)$$

$$= \mathcal{R}\{q^*\} * \mathcal{T}_{n_0}\{\mathcal{R}\{p^*\}\} * \text{AKF}\{d\} \quad (6.22)$$

Wird 6.16 und 6.22 in Gleichung 6.11 eingesetzt, so ergibt sich der folgende Zusammenhang.

$$\text{AKF}\{q\} * (\text{AKF}\{p\} * \text{AKF}\{d\} + \text{AKF}\{n\}) = \mathcal{R}\{q^*\} * \mathcal{T}_{n_0}\{\mathcal{R}\{p^*\}\} * \text{AKF}\{d\} \quad (6.23)$$

⌋ Z-Transformation

$$Q(z)Q^*((z^*)^{-1}) \cdot (P(z)P^*((z^*)^{-1})S_{dd}(z) + S_{nn}(z)) = Q^*((z^*)^{-1})z^{-n_0}P^*((z^*)^{-1})S_{dd}(z) \quad (6.24)$$

Wird in die Gleichung 6.24  $z = e^{j\Omega}$  eingesetzt, so ist  $(z^*)^{-1} = e^{j\Omega}$ , und es ergeben sich neue Funktionen die von  $\Omega$  abhängen:

$$Q(\Omega) (P(\Omega) P^*(\Omega) S_{dd}(\Omega) + S_{nn}(\Omega)) = e^{-j\Omega n_0} P^*(\Omega) S_{dd}(\Omega) \quad (6.25)$$

## 6. Empfänger mit Multi-User-Detektoren

Der Frequenzbereich des Filters zur Kompensation ergibt sich wie folgt:

$$Q(\Omega) = \frac{e^{-j\Omega n_0} P^*(\Omega)}{|P(\Omega)|^2 + \frac{S_{nn}(\Omega)}{S_{zz}(\Omega)}} \quad (6.26)$$

Da  $d$  und  $z$  das Eingang- und Ausgangssignal des Filters  $p$  sind, haben deren Leistungsdichtespektren folgenden Zusammenhang:

$$S_{zz}(\Omega) = S_{dd}(\Omega) |P(\Omega)|^2 \quad (6.27)$$

So vereinfacht sich auch Gleichung 6.26 zu:

$$\boxed{Q(\Omega) = \frac{e^{-j\Omega n_0} P^*(\Omega)}{|P(\Omega)|^2 \left(1 + \frac{S_{nn}(\Omega)}{S_{zz}(\Omega)}\right)} = \frac{1}{e^{j\Omega n_0} P(\Omega) \left(1 + \frac{S_{nn}(\Omega)}{S_{zz}(\Omega)}\right)}} \quad (6.28)$$

Der Quotient  $\frac{S_{zz}(\Omega)}{S_{nn}(\Omega)}$  ist das Leistungsdichteverhältnis zwischen dem Rauschen und dem Signal am Eingang des Filters zur Kompensation. Wenn kein Rauschen vorhanden ist, ist  $S_{nn}$  gleich Null. Dann hängt die Lösung der Kompensation im Prinzip *nur* von dem zu kompensierenden Filter ab. Es ergibt sich das gleiche Ergebnis entsprechend des Zero-Forcing Ansatzes.

$$Q(\Omega) = \frac{1}{P(\Omega) e^{j\Omega n_0}} \quad (6.29)$$

Wenn das Rauschen  $n$  und das Signal nach dem Filter  $z$  beides weiße Prozesse sind, so sind  $S_{nn}(\Omega)$  und  $S_{zz}(\Omega)$  konstant über dem Frequenzbereich und somit das Verhältnis zwischen den Leistungsdichtespektren gleich dem Verhältnis zwischen den mittleren Leistungen der beiden Signale:

$$\frac{S_{nn}(\Omega)}{S_{zz}(\Omega)} = \frac{P_n}{P_z} \quad (6.30)$$

Die Formel 6.28 für das Kompensationsfilter  $q$  kann mit Formel 6.30 leicht in den Zeitbereich transformiert werden:

$$\boxed{q = \frac{1}{\frac{P_n}{P_z} + 1} p^{-1} * \delta_{n_0}} \quad (6.31)$$

Hierbei handelt es sich bei  $p^{-1}$  wieder um die Faltungsumkehr. Die Formel für  $q$  stimmt bis auf einen vom SNR vor dem Schätzfilter abhängigen Faktor, mit dem Ergebnis des Zero-Forcing Ansatzes Gleichung (6.3) überein. Dieser Faktor wird in der Arbeit auch als *Gewichtsfaktor* bezeichnet.

Wenn das Rauschen vor dem Schätzfilter sehr groß ist, nähert sich der *Gewichtsfaktor* zu Null an, was auch die Impulsantwort des Schätzfilters  $q$  zu Null werden lässt. Das MMSE Verfahren gewichtet in diesem Fall das Rauschen weitaus stärker und deaktiviert somit die Kompensation, da es nur eine Rauscherhöhung und keine Kompensation liefern würde. In dem umgekehrten Fall, nähert sich der *Gewichtsfaktor* zu 1 an, wobei das MMSE Verfahren dann gleichwertig zum Zero-Forcing Verfahren ist.

In folgenden Abschnitten werden Multi-User-Detektoren nach beiden Kriterien entworfen und verglichen.

## 6.2. Empfänger mit Multi-User-Detektor

Ein Multi-User-Detektor (MUD) ermöglicht es, die Multiple-Access-Interferenz im Empfänger zu verringern. Mit der entwickelten Theorie des CDMA-Ersatzsystems und der Filterkompensation kann nun ein Multi-User-Detektor für die Arbeit entworfen werden. Das Gegenstück des Multi-User-Detektors ist der Single-User-Detektor (SUD), welcher zuerst vorgestellt wird.

### 6.2.1. Struktur des Single-User-Detektors

Der Single-User-Detektor nimmt keine nachträgliche Kompensation der MAI vor (siehe Abbildung 6.2). Das Rauschen nach dem Kanal wurde hier hinter die Entspreizung trans-

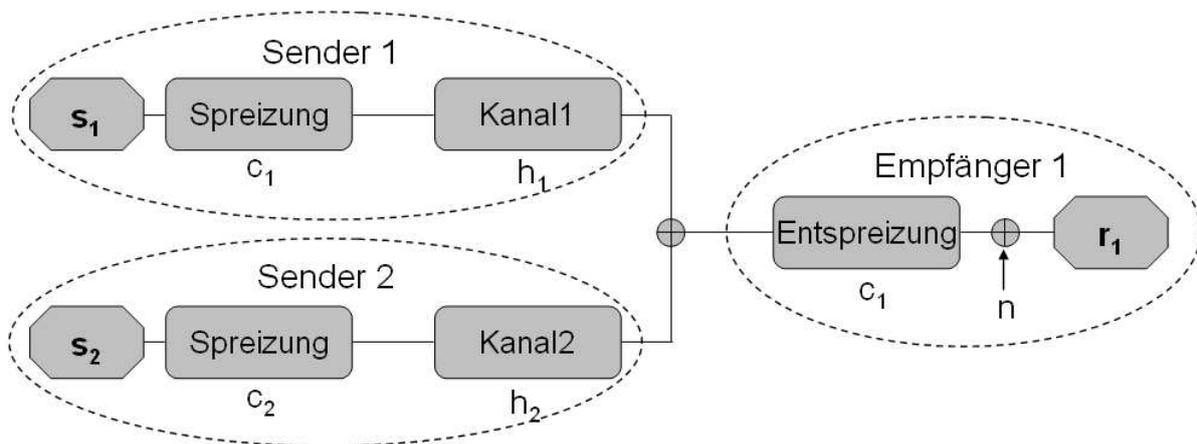


Abbildung 6.2: Struktur des Single-User-Detektors

formiert. Sender 1 möchte zum Empfänger 1 senden, aber gleichzeitig empfängt Empfänger 1 die Störungen von Sender 2. Im Empfänger 1 wurde lediglich eine einzige Entspreizung gemäß Codesequenz  $c_1$  eingebaut, weswegen die Empfangsqualität nur durch die Güte der AKF und KKF des gewählten Spreizcodes bestimmt wird.

6. Empfänger mit Multi-User-Detektoren

6.2.2. Struktur und Entwurf des Multi-User-Detektors

Werden mehrere Entspreizungen, d.h. im Idealfall für jeden Benutzer eine, in Empfänger 1 eingesetzt, so kann dieser aus den empfangenen Nutzdaten der anderen Benutzer die Interferenz schätzen und kompensieren. Dieses Prinzip ist für eine Zweibenutzerübertragung in Abbildung 6.3 dargestellt. Hierbei wurde das Rauschen nach dem Kanal hinter die Entspreizungen transformiert.

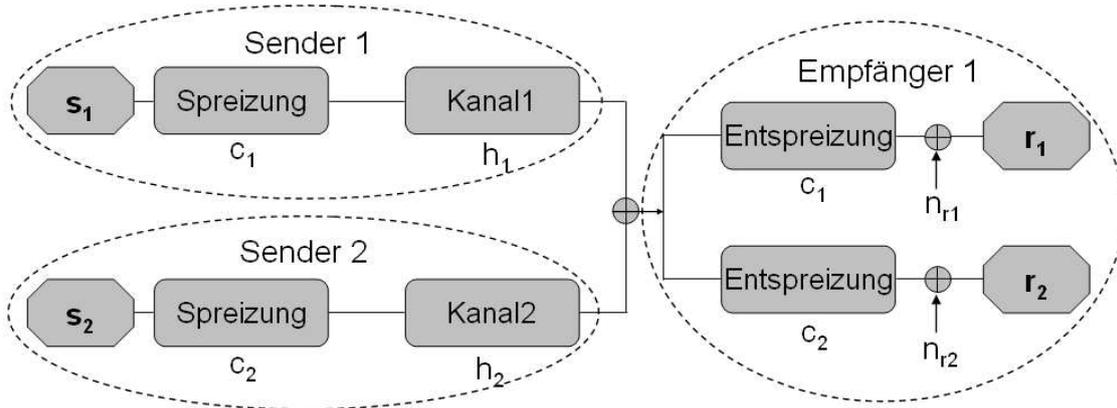


Abbildung 6.3: Die Struktur des Empfängers für einen Multi-User-Detektor

Das Modell aus Abbildung 6.3 kann wie in Abbildung 6.4 gezeigt, in ein CDMA-Ersatzsystem umgewandelt werden.

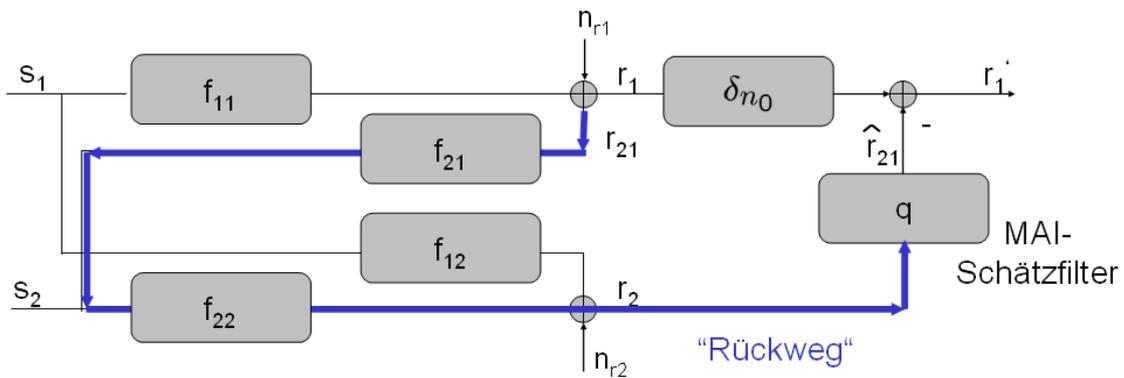


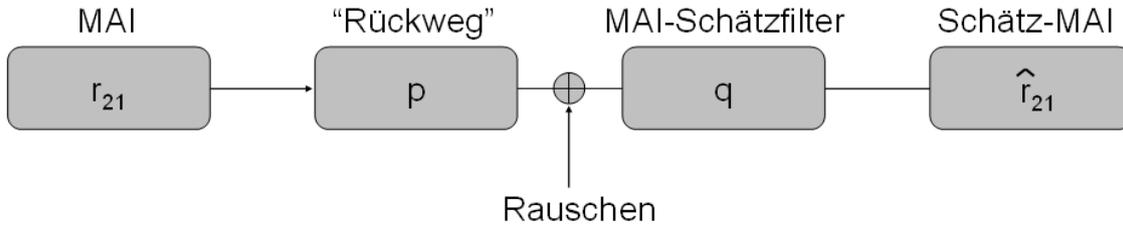
Abbildung 6.4: Empfänger als CDMA-Ersatzsystem mit Multi-User-Detektor

Mit einem Filter mit der Impulsantwort  $q$  wird aus den Empfangsdaten  $r_2$  des störenden Benutzers die MAI des Senders 2 geschätzt und vom Nutzsignal subtrahiert. Die Nutzdaten  $r_1$  müssen verzögert werden, so dass das Filter Delay kompensiert werden kann.

Das Ziel ist nun klar: Der Weg von  $s_2$  zu  $r_1$  über  $f_{21}$  soll mit dem Weg von  $s_2$  zu  $r_1'$  über  $f_{22}$  und das Filter bis auf eine Verzögerung  $n_0$  kompensiert werden. Das Filter wird daher in der Arbeit als MAI-Schätzfilter bezeichnet. Die Problemstellung lässt zur Filter-Kompensation

## 6.2. Empfänger mit Multi-User-Detektor

vereinfachen, die in Abschnitt 6.1 vorgestellt wurde. Die MAI  $r_{21}$  nach Entspreizung zu Code  $c_1$  ist das zu schätzende Signal. Der Rückweg von der MAI zum Eingang des MAI-Schätzfilters (siehe Abbildung 6.4) bildet das zu kompensierende Filter, denn am Ausgang des Schätzfilters soll die geschätzte MAI anliegen. Die Darstellung der Filterkompensation aus Abbildung 6.1, wird deswegen zur folgenden Abbildung 6.5 umgewandelt.



**Abbildung 6.5:** Schätzung der MAI durch Kompensation des "Rückweges"

Das Störsignal  $r_{21}$  von Sender 1 zu Sender 2 bzw. der Rückweg kann folgendermaßen angegeben werden.

$$r_{21} = s_2 * f_{21} \quad (6.32)$$

$$p = f_{21}^{-1} * f_{22} \quad (6.33)$$

Das Rauschen vor dem MAI-Schätzfilter  $n_{r2}$  ist das Rauschen nach der Entspreizung. Zu den Störungen hinzugezählt wird auch noch das Signal  $r_{12}$ , also die MAI von Benutzer 1. Wegen der Zufälligkeit des Spreizcodes verändert die Entspreizung den weißen Charakter des Rauschens nach dem Kanal nicht. Streng genommen besitzt das Signal  $r_{12}$  keinen weißen Charakter und ist nicht normalverteilt. Wird angenommen, dass das Rauschen eine höhere Leistung als  $r_{12}$  besitzt, so ist das Summensignal näherungsweise weiß und normalverteilt. Es wird sich zeigen, dass die Abweichung von der Theorie unwesentlich ist, wenn später die Leistungsfähigkeit der Multi-User-Detektoren untersucht wird. Das Signal  $r_{22}$  der Nutzdaten von Sender 2, ist näherungsweise weiß. Dies rechtfertigt die Annahme, dass die Leistungsdichten durch die mittlere Leistungen ersetzt werden können. Die Impulsantwort des MAI-Schätzfilters  $p$  kann dann jeweils nach dem Zero-Forcing Verfahren Gleichung 6.3 oder nach dem MMSE Verfahren Gleichung 6.31 berechnet werden, wobei  $z = r_{22}$  und  $n = n_{r2} + r_{12}$  ist:

<p>Zero-Forcing: <math>q = f_{21} * f_{22}^{-1} * \delta_{n_0}</math></p> <p>MMSE: <math>q = f_{21} * f_{22}^{-1} * \delta_{n_0} \cdot \left( \frac{P_{n_{r2}} + P_{r_{12}}}{P_{r_{22}}} + 1 \right)^{-1}</math></p>	(6.34)
--	--------

Hier wird auch die Faltungsumkehr eingesetzt. Der Quotient  $\frac{P_{n_{r2}} + P_{r_{12}}}{P_{r_{22}}}$  ist bis auf ISI das inverse SNR nach der Entspreizung 2.

### 6.2.3. Der Abtastzeitpunkt für die Nutzdaten der Störenden Benutzer

In Abschnitt 2.3.2.2 wird der Abtastzeitpunkt untersucht. Um den Abtastprozess in einem realistischen physikalischen Empfänger mit Multi-User-Detektor darzustellen, wird in Abbildung 6.6 ein Schema für die Abtastung gezeigt: Dieses Bild besteht aus zwei Teilen. Oben

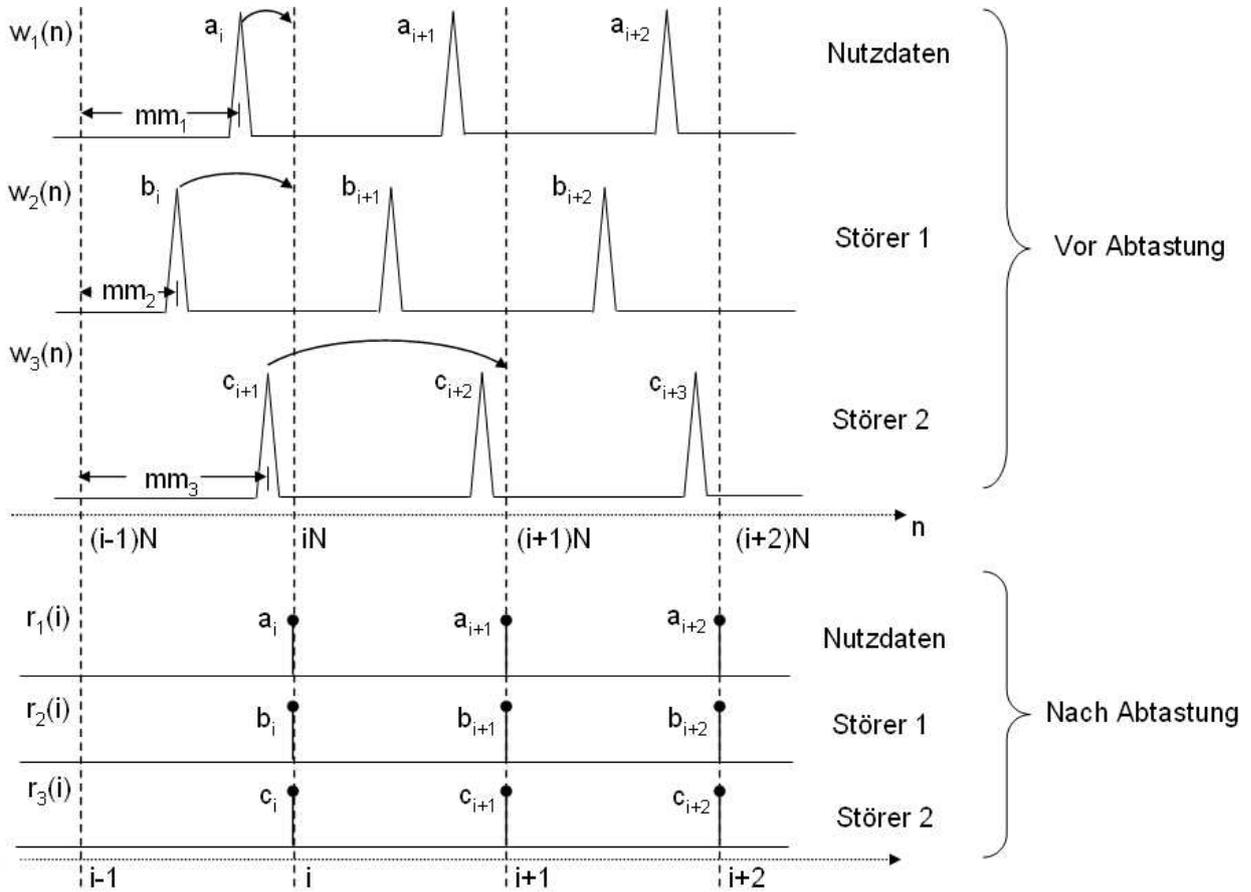


Abbildung 6.6: Der Abtastzeitpunkt für die Nutzdaten und die Nutzdaten der Störer

werden die Signale vor der Abtastung  $w(n)$  dargestellt. Die Werte der maximalen Peaks der Nutzdaten sind mit dem Buchstaben  $a$  bezeichnet, die für die Nutzdaten des ersten und zweiten Störers jeweils mit  $b$  und  $c$ . Im unteren Teil der Abbildung sind die Signale  $r$  nach der Abtastung zu sehen. In dem Bild ist das vom Sender verwendete Zeitraster eingezeichnet. In der Simulation benutzt der Empfänger auch dieses Zeitraster, um die Daten auszulesen.  $mm$  bezeichnet den Abstand des maximalen Peaks der Daten vor der Abtastung zum davorliegenden Rasterzeitpunkt (Sendezeitpunkt eines Bits). Die Peaks haben untereinander einen Abstand gleich der Spreizcodelänge  $N$ .

$$mm_j := (m_j - 2 \bmod N) + 1 \quad \text{für } 0 \leq j \tag{6.35}$$

$mm$  variiert von 1 bis  $N$ . Es ist zu beachten, dass mit "Laufzeit"  $m$  nicht die physikalische Kanallaufzeit gemeint ist, sondern die Summe aus Sendeverzögerung von Benutzer 2 und der Kanallaufzeit (siehe Gleichung 2.77).

## 6.2. Empfänger mit Multi-User-Detektor

In einem realen Empfänger ist der Abtastzeitpunkt der Störer abhängig vom Abtastzeitpunkt der Nutzdaten. Nur die Symbole der Störer die *vor* den Nutzdaten kommen, gehören zeitlich zum gleichen Symboltakt wie die Nutzdaten. Mit anderen Worten: Empfängt ein realer Empfänger die Symbole der Störer, so werden diese zunächst gespeichert und erst wenn der eigentliche Nutzdaten Peak kommt, inklusive diesem dann weiterverarbeitet. Es werden also erst am Ankommenszeitpunkt des Nutzsymbols die dann vorliegenden Symbole aller Benutzer weitergegeben. In dem Beispiel, werden  $a_i$  und  $b_i$  am gleichen Zeitpunkt ausgelesen während  $c_{i+1}$  erst in dem nächsten Zeitraster ausgelesen wird, weil  $c_{i+1}$  erst nach dem Nutzsymbols  $a_i$  kommt. Das eingezeichnete Raster ist für die Zuordnung irrelevant, nur die Lage der Stördaten zu den Nutzdaten entscheidet über den Zuordnung zu den Symboltakt.

Für unterschiedliche Benutzer gibt es daher unterschiedliche Abtastzeitpunkte  $n_{\text{sample},j}$  und unterschiedliche Symboldelays  $\delta_j$  im Vergleich zu der Theorie aus Abschnitt 2.3.2.2.

$$n_{\text{sample},j}(i) = (i - \delta_j + 1)N - 1 + m_j \quad (6.36)$$

Für  $j = 1$  ist das Symboldelay  $\delta_1$  der Nutzdaten wie gehabt definiert:

$$\delta_1 = \text{floor}\left(\frac{m_1 - 2}{N}\right) + 2 \quad (6.37)$$

Für  $j > 1$  ist das Symboldelay  $\tilde{\delta}_j$  der Störer in Vergleich zu dem Symboldelay des Benutzers 2 abhängig von dem Positionsverhältnis zu den eigentlichen Nutzdaten:

$$\tilde{\delta}_j = \underbrace{\text{floor}\left(\frac{m_j - 2}{N}\right) + 2}_{\delta_j} + \begin{cases} 1 & \text{wenn } mm_1 < mm_j \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.38)$$

Dies unterscheidet sich von der vorherigen Definition nur dadurch, dass wenn der Peak der Störer nach dem Peak der Nutzdaten auftritt, das Delay um eins erhöht wird, d.h. der Abtastwert dem nächsten Symbol zugeordnet wird.

### 6.2.4. Realer Entwurf des Multi-User-Detektors mit Laufzeitinformation

Um die Impulsantwort des Multi-User-Detektors nun tatsächlich bestimmen zu können, muss der Empfänger Kenntnis über den Rückweg haben. Der Rückweg mit der Impulsantwort  $p$  ist abhängig von der Impulsantworten der System-Filter, welche wiederum von den PLC Kanalimpulsantworten  $h_1$  und  $h_2$  sowie den gewählten Spreizcodes abhängen. Daher muss eine exakte Kanalschätzung vorhanden sein, um den Multi-User-Detektor zu entwerfen. Dies ist in der Regel sehr aufwendig.

Zur Suche einer anderen Möglichkeit werden die Gleichungen für  $f_{21}$  und  $f_{22}$ , woraus die Impulsantwort  $q$  berechnet wird, hier noch mal gezeigt und umgeformt:

$$\begin{aligned} f_{21}(i) &:= (h_2 * \text{KKF}\{c_2, c_1\})((i - \delta_1)N + m_1) \\ \tilde{f}_{22}(i) &:= (h_2 * \text{AKF}\{c_2\})((i - \tilde{\delta}_2)N + m_2) \end{aligned}$$

## 6. Empfänger mit Multi-User-Detektoren

Da hier die Abtastung in einem realistischen Empfänger vorausgesetzt wird, sind die Systemfilter  $\tilde{f}_{22}$  und Symboldelay  $\tilde{\delta}_2$  mit einer Tilde versehen. D.h.  $\tilde{\delta}_2$  kann gelegentlich um 1 Takt größer als  $\delta_2$  sein, wenn der Peak des Benutzers 2 im gleichen Zeitraster nicht vor Benutzer 1 ankommt (siehe Abbildung 6.6). Das System-Filter  $\tilde{f}_{22}$  ist im Prinzip wie  $f_{22}$ , nur eventuell um einen 1 Takt verschoben.

$h_2$  kann als eine zeitliche Funktion mit maximalem Peak bei Null  $h_{2,0}$  um  $m_2$  Takte nach rechts verschoben gesehen werden.  $h_{2,0}$  ist dann sozusagen die Form von  $h_2$  ohne Laufzeit:

$$h_2 = h_{2,0} * \delta_{m_2} \quad (6.39)$$

Anhand dieser Definition können die Gleichungen für  $f_{21}$  umgeformt werden:

$$f_{21}(i) = (h_{2,0} * \delta_{m_2} * \text{KKF}\{c_2, c_1\})((i - \delta_1)N + m_1) \quad (6.40)$$

$$= (h_{2,0} * \text{KKF}\{c_2, c_1\})((i - \delta_1)N + m_1 - m_2) \quad (6.41)$$

$$= (h_{2,0} * \text{KKF}\{c_2, c_1\})(i - \delta_1 N + \tilde{\delta}_2 N - \tilde{\delta}_2 N + m_1 - m_2) \quad (6.42)$$

Da der Zusammenhang von Laufzeit  $m$  und Symboldelay  $\delta$  bekannt ist (siehe Gleichung 6.38 und 6.37), werden zwei Hilfsgrößen wie folgt definiert:

$$mm'_1 := m_1 - \delta_1 N = (m_1 - 2) \bmod N + 2 - 2N \quad (6.43)$$

$$mm'_2 := m_2 - \tilde{\delta}_2 N = (m_2 - 2) \bmod N + 2 - 2N + \begin{cases} -N & \text{wenn } mm_1 < mm_2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.44)$$

Die Fallunterscheidung bei  $mm'_2$  kommt daher, dass der Abtastzeitpunkt für Benutzer 2 im Multi-User-Detektor  $n_{\text{sample},j}$  auch von der relativen Position der Peaks abhängen.

So ergibt sich Gleichung 6.42 zu:

$$f_{21}(i) = (h_{2,0} * \text{KKF}\{c_2, c_1\})(iN + mm'_1 - mm'_2 - \tilde{\delta}_2 N) \quad (6.45)$$

Analog wird  $\tilde{f}_{22}$  auch in Abhängigkeit von  $h_{2,0}$  und  $\tilde{\delta}_2$  dargestellt:

$$\tilde{f}_{22}(i) = (h_{2,0} * \text{AKF}\{c_2\})((i - \tilde{\delta}_2)N) \quad (6.46)$$

Die Gleichungen sagen aus, dass die Form von  $f_{21}$  nur von der Differenz der Laufzeit abhängt während die Form von  $\tilde{f}_{22}$  und entsprechend  $f_{22}$  überhaupt nicht von der Laufzeit des Kanals abhängt. Da aber  $\tilde{\delta}_2$  abhängig von der Laufzeit ist, ist die Verschiebung der Funktionen  $f_{21}$  und  $\tilde{f}_{22}$  von der Laufzeit abhängig.

Daher können wieder zwei Hilfsfunktionen zu  $f_{21}$  und  $\tilde{f}_{22}$  definiert werden, die die Form der beiden Funktionen beschreiben, so dass die beide Funktionen in Form und Verschiebung folgendermaßen zerlegt werden können:

$$\tilde{f}_{22} = f_{22,0} * \delta_{\tilde{\delta}_2} \quad (6.47)$$

$$f_{21} = \tilde{f}_{21,0} * \delta_{\tilde{\delta}_2} \quad (6.48)$$

## 6.2. Empfänger mit Multi-User-Detektor

Hier sind die zwei Hilfsfunktionen zur Beschreibung der Form, wie folgt definiert:

$$f_{22,0} := (h_{2,0} * \text{AKF}\{c_2\})(iN) \quad (6.49)$$

$$\tilde{f}_{21,0} := (h_{2,0} * \text{KKF}\{c_2, c_1\})(iN + mm'_1 - mm'_2) \quad (6.50)$$

Die Impulsantwort des MAI-Schätzfilters nach dem Zero-Forcing Prinzip (siehe Gleichung 6.34) ist somit unabhängig von dem Symboldelay  $\tilde{\delta}_2$ :

$$q = \tilde{f}_{22}^{-1} * f_{21} * \delta_{n_0} \quad (6.51)$$

$$= f_{22,0}^{-1} * \delta_{-\tilde{\delta}_2} * \tilde{f}_{21,0} * \delta_{\tilde{\delta}_2} * \delta_{n_0} \quad (6.52)$$

$$= f_{22,0}^{-1} * \tilde{f}_{21,0} * \delta_{n_0} \quad (6.53)$$

Da jedoch Kanalimpulsantwort der vorliegenden Kanäle fast ideal ist, wird versucht mit einem idealen Kanal den Entwurf zu realisieren. Also wird  $h_{20}$  als  $\delta$  Impuls gesetzt, womit sich die Form von  $f_{22}$  einfach als  $\delta$  Impuls ergibt:

$$f_{22,0}(i) = \text{AKF}\{c_2\}(iN) = \delta(i) \quad (6.54)$$

$$\tilde{f}_{21,0}(i) = \text{KKF}\{c_2, c_1\}(iN + mm'_1 - mm'_2) \quad (6.55)$$

$$\Rightarrow q(i) = \text{KKF}\{c_2, c_1\}((i - n_0)N + mm'_1 - mm'_2) \quad (6.56)$$

$n_0$  muss hier immer so gewählt werden, dass sich ein kausales Filter ergibt.

Zur weiteren Vereinfachung der Gleichung, wird die Differenz zwischen  $mm'_1$  und  $mm'_2$  durch  $mm_1$  und  $mm_2$  dargestellt (siehe Gleichung 6.35):

$$mm'_1 - mm'_2 = (m_1 - 2) \bmod N - (m_2 - 2) \bmod N + \begin{cases} N & \text{wenn } mm_1 < mm_2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.57)$$

$$= mm_1 - mm_2 + \begin{cases} N & \text{wenn } mm_1 < mm_2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.58)$$

Aus der Gleichung ist zu erkennen, dass  $mm'_1 - mm'_2$  nicht negativ wird und zwischen 0 und  $N - 1$  liegt.

Zur Synchronisation und Messung des Laufzeitunterschieds werden SAW-Filter eingesetzt (siehe 6.4). Aus der Abbildung 6.7 ist zu sehen, dass das SAW-Filter den Unterschied zwischen dem Peak der Nutzdaten und der Störer-Nutzdaten  $\Delta_{12}$  messen kann. Die Störer-Nutzdaten selber sind nicht die Störung, die zu den Nutzdaten überlagert sind, sondern die Zusatz-Information, die der Multi-User-Detektor zur Verfügung hat, um die Störung zu kompensieren.

Wenn der Peak der Nutzdaten in einem Zeitraster neben dem Peak der Stör-Nutzdaten ist, also  $mm_1 \geq mm_2$  gilt, so misst das SAW Filter den Abstandunterschied zwischen der zwei Peaks, also  $mm_1 - mm_2$ . Im umgekehrten Fall misst das SAW-Filter der Abstand des Peak der Stör-Nutzdaten zu dem nächsten Peak der Nutzdaten, also  $mm_1 - mm_2 + N$ . Dies ist genau

## 6. Empfänger mit Multi-User-Detektoren

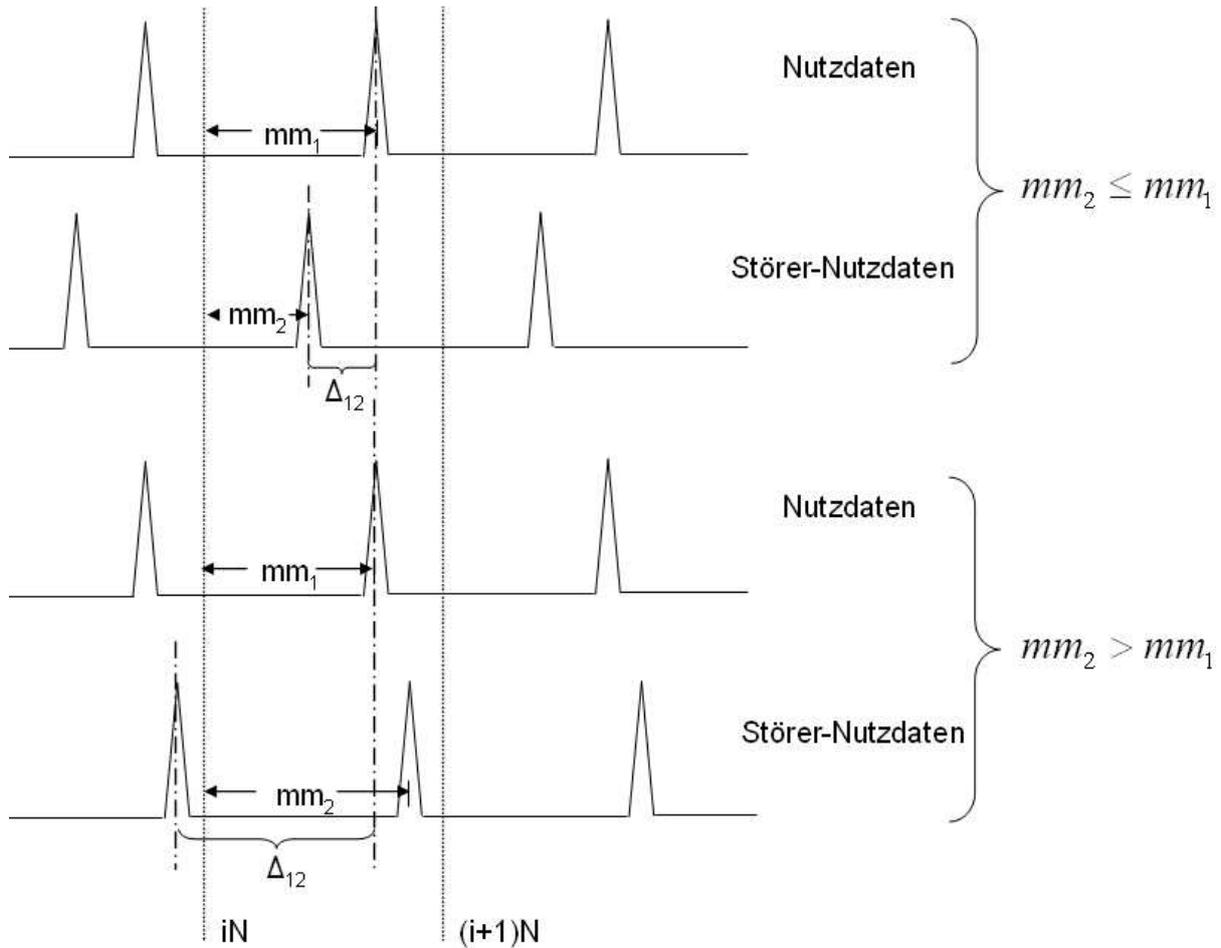


Abbildung 6.7: Die Messinformation von SAW-Filter

die Information  $mm'_1 - mm'_2$ , welche zum dem Entwurf des Multi-User-Detektors nur mit Laufzeit Information notwendig ist.

$$\Delta_{12} = mm'_1 - mm'_2 \quad (6.59)$$

Als Endergebnis lässt sich also festhalten

Zero Forcing:  $q(i) = \text{KKF}\{c_2, c_1\}((i - n_0)N + \Delta_{12})$

MMSE:  $q(i) = \text{KKF}\{c_2, c_1\}((i - n_0)N + \Delta_{12}) \cdot \left(\frac{P_{n_{r2}} + P_{r_{12}}}{P_{r_{22}}} + 1\right)^{-1}$

(6.60)

Hierbei ist  $\Delta_{12}$  der mit einem SAW-Filter messbare Abstand zwischen den Peaks von Benutzer 2 und Benutzer 1. Dabei kommt das zum gleichen Takt gehörende Empfangssymbol des Benutzers 2 immer vor dem jeweiligen Empfangssymbol des Benutzers 1. Dieser Multi-User-Detektor wird später *Multi-User-Detektor nur mit Laufzeitinformation* genannt. Die Differenz der Ankommenszeitpunkte der Symbole der zwei Benutzer wird auch als *Laufzeitunterschied* oder *Ankommensunterschied* bezeichnet.

Die Impulsantwort des MAI-Schätzfilters mit Zero-Forcing Verfahren ist beim MUD mit Laufzeitinformation einfach die KKF Funktion an gewissen Stellen abgetastet und besteht aus höchstens zwei Werten. Das Ergebnis kann leicht interpretiert werden: Mit einem idealen Kanal ist  $f_{21}$ , was die Störungen von Benutzer 2 zu Benutzer 1 beschreibt, gleich der KKF Funktion an bestimmten Stellen abgetastet. Die Impulsantwort des Multi-User-Detektors ist bis auf Verschiebung gleich  $f_{21}$ . Diese bildet die MAI so nach und subtrahiert sie vom Nutzsignal.

### 6.2.5. CDMA-Ersatzsystem mit Multi-User-Detektor

Da der Multi-User-Detektor aus linearen Filtern besteht, kann er in das CDMA-Ersatzsystem integriert werden (siehe Abbildung 6.8).

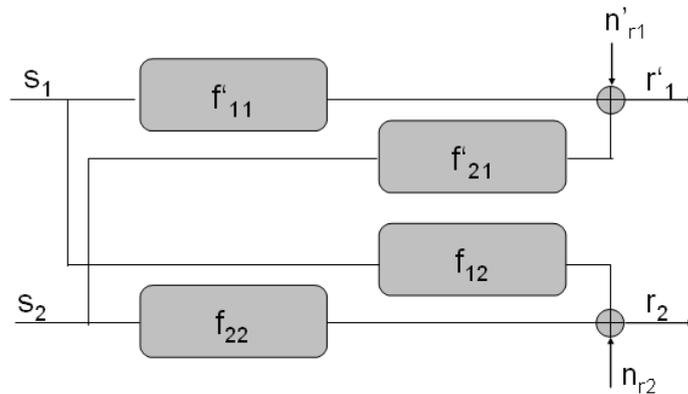


Abbildung 6.8: CDMA-Ersatzsystem inklusive Multi-User-Detektor

Da die Empfangsdaten  $r_2$  sich nicht ändern, bleiben  $f_{12}$  und  $f_{22}$  und auch das Rauschen  $n_{r2}$  gleich. Die Nutzdaten von Benutzer 1  $r_1$  wurden durch den Multi-User-Detektor zu  $r'_1$  korrigiert. Das Rauschen  $n'_{r1}$  ist das verzögerte Rauschen nach der Entspreizung 1 überlagert mit dem durch den Multi-User-Detektor gelangende Rauschen von Entspreizung 2.

$$n'_{r1} = n_{r1} * \delta_{n_0} - n_{r2} * q \quad (6.61)$$

Da die Spreizcodes fast orthogonal sind, sind auch die Rauschprozesse  $n_{r1}$  und  $n_{r2}$  unabhängig, weswegen sich die Leistungen in Gleichung 6.61 addieren.

Die zwei System-Filter für die Empfangsdaten  $r_1$  ergeben sich dann zu:

$$\begin{cases} f'_{11} = f_{11} * \delta_{n_0} - f_{12} * q \\ f'_{21} = f_{21} * \delta_{n_0} - f_{22} * q \end{cases} \quad (6.62)$$

Durch den Multi-User-Detektor ist die durch  $f_{21} \neq 0$  verursachte Multiple-Access-Interferenz verringert worden ( $|f'_{21}|^2 < |f_{21}|^2$ ). Gleichzeitig wird aber das Rauschen und die Inter-Symbol-Interferenz, verursacht durch ein nicht ideales  $f_{11}$ , erhöht. Während der Multi-User-Detektor

## 6. Empfänger mit Multi-User-Detektoren

mit dem Zero-Forcing Prinzip die Erhöhung des Rauschens vernachlässigt, gewichtet der MMSE Multi-User-Detektor die Verringerung des Störeffekts der anderen Benutzer mit der Rauscherhöhung.

### 6.3. Performance des Multi-User-Detektors

In Kapitel 4 wurden die besten Zweiersets aus der Gold Familie nach Gütekriterium G1 gefunden (siehe Tabelle 4.3). Diese Codes werden nun benutzt, um die Performance des Multi-User-Detektor zu untersuchen. Das CDMA-Ersatzsystem mit dem Multi-User-Detektor wird in der Berechnung der MAI und ISI Leistung sowie der Leistungserhöhung des Hintergrundrauschens eingesetzt.

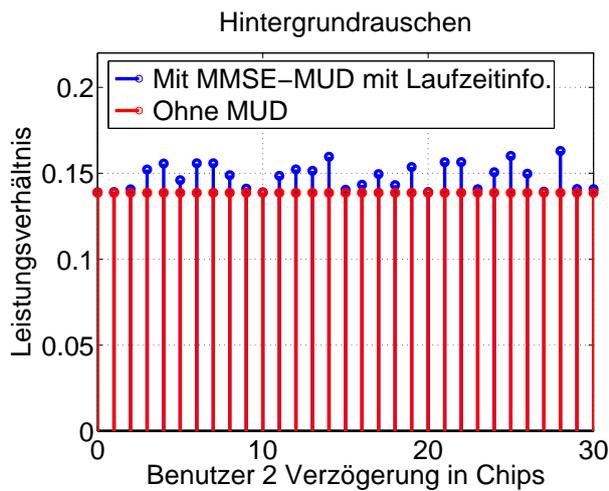
#### 6.3.1. Vergleich der Multi-User-Detektoren mit voller Kanalinformation und nur der Laufzeitinformation

Hier wird angenommen, dass die Sendeleistung von Sender 1 und Sender 2 gleich sind. Das Signal zu Rausch Verhältnis nach dem Kanal wird nach der Berechnung in Kapitel 2 als  $-6dB$  angenommen (siehe Formel 2.134).

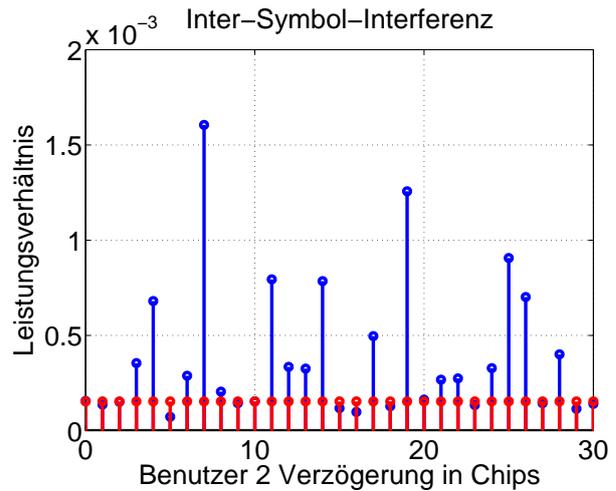
Da die Übertragung nicht synchron ist, kann Benutzer 2 unterschiedliche Verzögerungen gegenüber Benutzer 1 aufweisen. Diese wird durch unterschiedliche Kanallaufzeiten verursacht und variiert effektiv von 0 bis  $N - 1$ . Die in der Simulation einstellbaren Benutzer 2 Verzögerungen besitzen den folgenden Zusammenhang zu der Messgröße des SAW Filters  $\Delta_{12}$  (siehe Gleichung 6.59):

$$\text{Benutzer 2 Verzögerung in Chips: } \Delta_{21} = N - \Delta_{12} \quad (6.63)$$

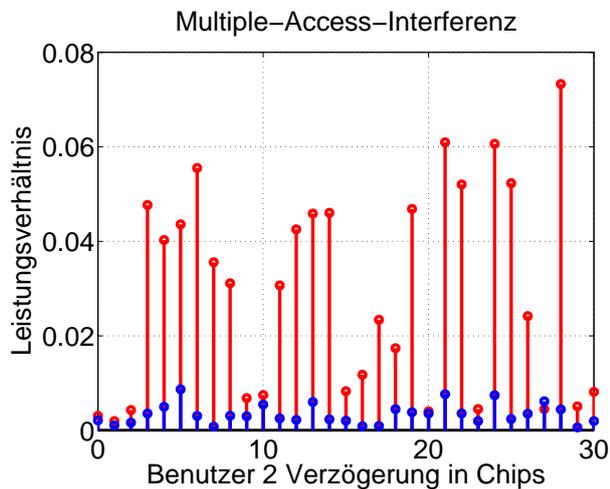
Die Abbildung zeigen die berechneten Parameter mit und ohne MUD. Die Ergebnisse sind wie erwartet: Das Leistungsverhältnis des Hintergrundrauschens zum Nutzsignal wird durch den Multi-User-Detektor unwesentlich erhöht. Die relative Inter-Symbol-Interferenz vor dem Demodulator wird zwar erhöht, ist aber angesichts des ohnehin niedrigen Beitrags der ISI, zu vernachlässigen. Die relative MAI Leistung wird von maximal 0.08 (-11dB) auf maximal 0.008 (-21dB) reduziert. Da der Multi-User-Detektor nur über die Laufzeitinformation verfügt, also streng genommen über eine falsche Kanalinformation, wird die MAI unter Umständen auch erhöht, wie z.B. bei einer Benutzer 2 Verzögerung  $\Delta_{21} = 27$ . Dies hat aber keine Auswirkung, da die MAI keinen absolut hohen Wert besitzt. Werden alle Störeffekte aufeinander summiert, dann ergibt sich das Stör- zu Nutzsignalleistungsverhältnis vor dem Demodulator  $SNR_{\text{vor Dem.}}$ . Dies abzüglich dem SNR nach dem Kanal  $SNR_{\text{nach Kan.}}$  ergibt den SNR-Gewinn  $SNR_{\text{Gewinn}}$ , der in Abbildung 6.9(d) gezeigt wird. Der Vorteil des Multi-User-Detektors ist deutlich, da er durch einen höheren  $SNR_{\text{Gewinn}}$  zu einer geringeren Bitfehlerwahrscheinlichkeit beiträgt.



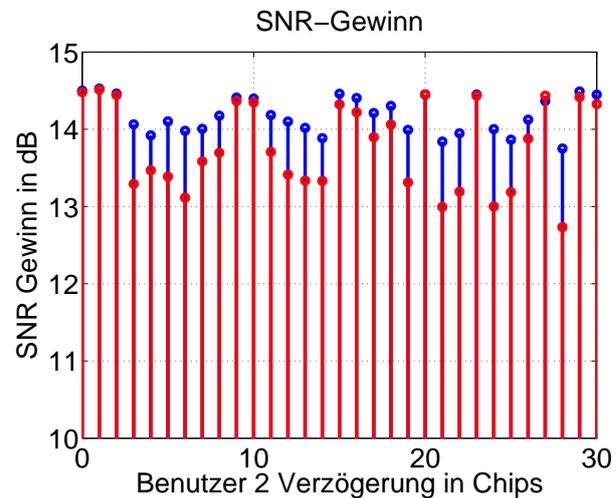
(a) Leistungsverhältnis Hintergrundrauschen und Nutzsignal



(b) Leistungsverhältnis ISI und Nutzsignal ( $ISI_{11}$ )



(c) Leistungsverhältnis MAI und Nutzsignal ( $MAI_{21,max}$ )



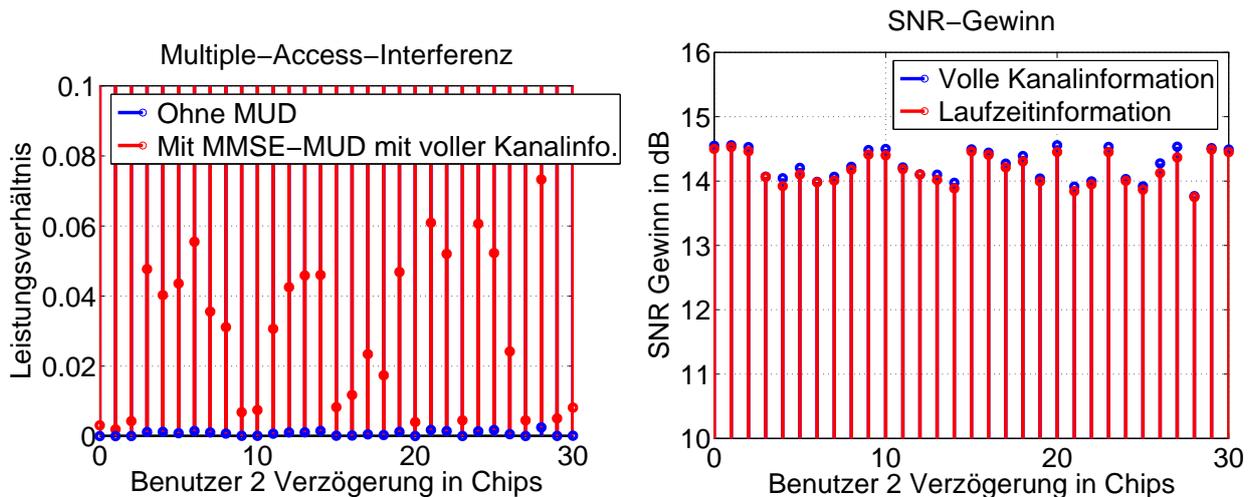
(d) Der Differenz des SNR vor dem Demodulator und des SNR nach dem Kanal (SNR-Gewinn)

**Abbildung 6.9:** Relative Leistung der Störkomponenten mit und ohne MMSE-MUD mit Laufzeit Information

Steht dem MUD die volle Kanalinformation zur Verfügung, so ist das Ergebnis natürlich besser, wie Abbildung 6.9(c) und 6.9(d) zeigt.

Mit der vollen Kanalinformation kompensiert der Multi-User-Detektor die MAI fast vollständig. Dennoch verbessert sich der  $SNR_{\text{Gewinn}}$  nicht deutlich gegenüber dem Multi-User-Detektor mit nur der Laufzeitinformation. Zu berücksichtigen ist, dass hier das  $SNR_{\text{nach Kan.}}$  und das Leistungsverhältnis zwischen Sender 1 und Sender 2 jeweils fest auf  $-6$  dB und  $1 : 1$  eingestellt wurde. In anderen Fällen ändert sich das Verhältnis zwischen MAI- und Hintergrundrauschleistung, was zu anderen Zusammenhängen führt. Wenn die MAI trotz des Multi-User-Detektors mit Laufzeitinformation die dominierende Störkomponente ist, so

## 6. Empfänger mit Multi-User-Detektoren



(a) Leistungsverhältnis der MAI und Nutzsignal ( $MAI_{21,max}$ ) (b) Der Differenz des SNR vor dem Demodulator und des SNR nach dem Kanal (SNR-Gewinn)

**Abbildung 6.10:** Relative Leistung der Störkomponenten mit und ohne MMSE-MUD mit voller Kanalkennntnis

wird der Unterschied zwischen den verschiedenen MUD Verfahren (mit Laufzeit oder voller Kanalinformation) wieder größer werden.

Das gute Ergebnis des Multi-User-Detektors basiert auch darauf, dass das beste Codeset, das beste Eigenschaften bezüglich KKF und AKF hat, ausgewählt wurde. Ohne Vorverarbeitung und Optimierung der Codesets können sehr große KKF Werte auftreten, die somit auch viel MAI vor dem Multi-User-Detektor erzeugen. Diese kann aber wiederum nicht ausreichend durch einen Multi-User-Detektor nur mit Kanallaufzeitinformation kompensiert werden.

Der Multi-User-Detektor ist umso wichtiger, je mehr gleichzeitige Übertragungen stattfinden, oder das Verhältnis der Sendeleistungen von Sender 2 zu Sender 1 sehr groß ist. In der gleichen Situation wie zuvor, wenn allerdings 3 Benutzer gleichzeitig mit gleicher Leistung übertragen, reduziert sich die Signal- zu MAI Leistung auf  $11 - 3 = 8$  dB, was dann in der gleichen Größenordnung des SNR des Hintergrundrauschens liegt. Finden noch mehr gleichzeitige Zugriffe auf das Medium statt, wird die MAI die größte Störung von allen sein. Ohne den Einsatz eines Multi-User-Detektors würde die Übertragungsqualität selbst mit den bestmöglichen Codes stark sinken. Diese Konzepte werden genau durch die Abbildung 6.11 erklärt.

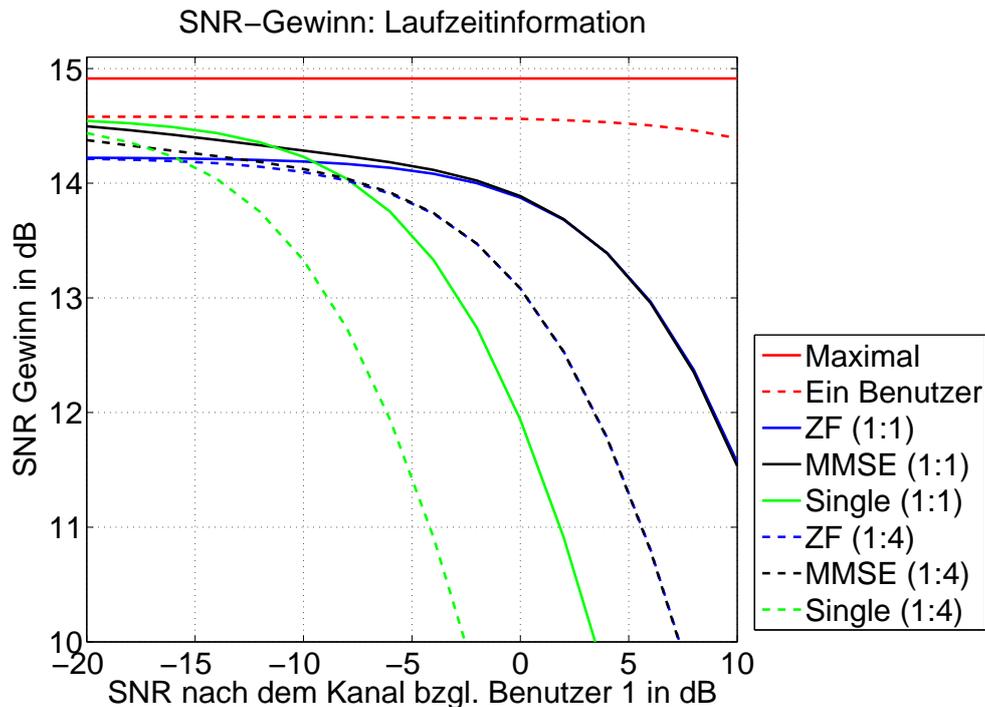
### 6.3.2. Vergleich der Multi-User-Detektoren nach dem Zero-Forcing- und dem MMSE-Verfahren

Zum Vergleich der verschiedenen Verfahren der Multi-User-Detektoren und dem Single-User-Detektor wird der in Kapitel 2 definierte  $SNR_{\text{Gewinn}}$  als Kriterium eingesetzt. Da der SNR-Gewinn von der Laufzeit des Kanals von Benutzer 2 abhängt, wird hier der mittlere

SNR-Gewinn bezüglich den verschiedenen Benutzer 2 Verzögerungen  $\Delta_{21}$  berechnet (siehe auch Abbildung 6.9).

Die Berechnung des SNR-Gewinns hier basiert auf einer Zweibenutzerübertragung mit DQPSK und Gold Codes von Länge 31 als Spreizcodes.

Wie in Abschnitt 6.1 vorgestellt wurde, hängt die Performance des Multi-User-Detektors mit MMSE oder Zero-Forcing nur von dem Signal-zu Rauschverhältnis nach der zweiten Entspreizung ab. Da die Rauschleistung nach der Entspreizung von Benutzer 1 und 2 gleich ist, ist das Signal- zu Rauschverhältnis nach der Entspreizung 2 um das Verhältnis der Empfangsleistungen gegenüber dem SNR nach Entspreizung 1 erhöht. Daher wird für die Untersuchungen das SNR nach dem Kanal  $SNR_{\text{nach Kan.}}$  des ersten Benutzers und zur Einfachheit das Sendeleistungsverhältnis  $P_{s_2}/P_{s_1}$  variiert. Hierbei wird angenommen, dass der Kanal von Benutzer 1 und 2 gleich ist. Bei nicht gleichen Dämpfungen ist jedoch das Empfangsleistungsverhältnis von Benutzer 2 zu Benutzer 1 entscheidend, und in den folgenden Betrachtungen anstatt des Sendeleistungsverhältnisses zu nehmen.



**Abbildung 6.11:** SNR-Gewinn von unterschiedlichen Empfängertypen. Sendeamplitudenverhältnis ist 1:1 oder 1:4, Nur Laufzeitkanalkenntnis

Die durchgezogene rote Linie zeigt den theoretisch maximalen SNR-Gewinn  $SNR_{\text{Gewinn,max}}$ . Es ist die Spreizcodelänge in dB (siehe Formel 2.120) und wird nur mit einem idealen Kanal mit dem  $\delta$ -Impuls als Impulsantwort und ohne Störungen wie MAI oder Störimpulsen erreicht. Diese Größe ist daher eine Konstante.

Die anderen Kurven zeigen grundsätzlich eine Verschlechterung des SNR-Gewinns mit Erhöhung des SNR nach dem Kanal. Zur Erklärung wird die in Kapitel 2 berechnete Formel

## 6. Empfänger mit Multi-User-Detektoren

für den  $SNR_{\text{Gewinn}}$  nochmals aufgeführt:

$$SNR_{\text{Gewinn}} = N|_{dB} - K|_{dB} - \left( 1 + \frac{P_{ISI}}{P_{n_r}} + \frac{P_{MAI}}{P_{n_r}} \right) \Big|_{dB}$$

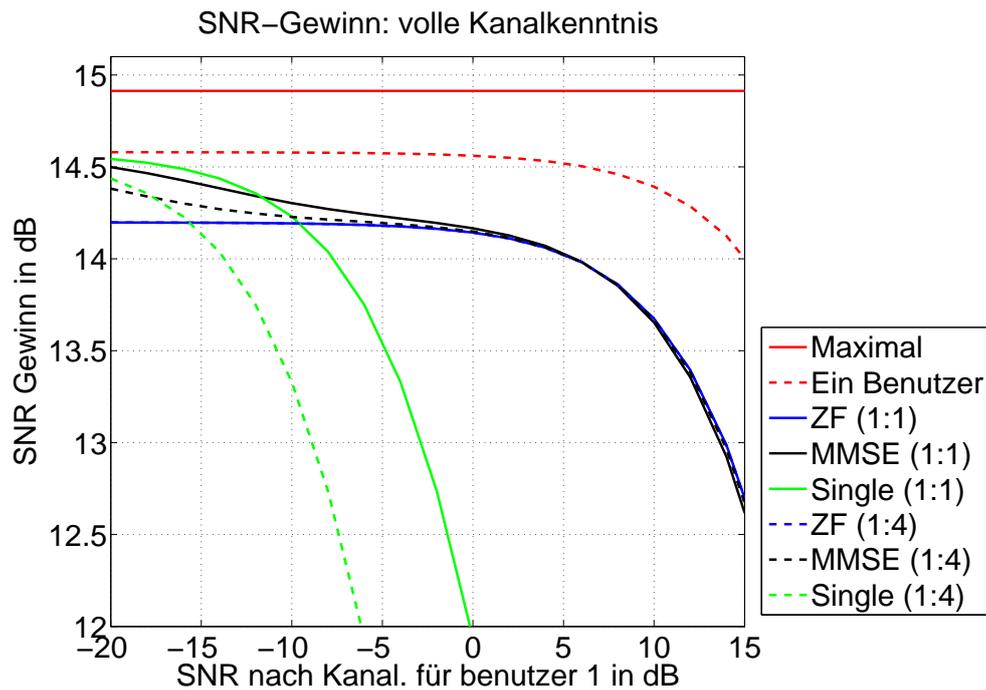
Da die ISI Leistung nur von der Sendeleistung von Benutzer 1 abhängt, ist  $P_{ISI}/P_{n_r}$  proportional zum  $SNR_{\text{nach Kan.}}$  des ersten Benutzers. Steigt  $SNR_{\text{nach Kan.}}$ , wird  $P_{ISI}/P_{n_r}$  auch steigen und somit  $SNR_{\text{Gewinn}}$  sinken.  $P_{MAI}/P_{n_r}$  ist proportional zum  $SNR_{\text{nach Kan.}}$  des zweiten Benutzers, und somit zu  $SNR_{\text{nach Kan.}} \times P_{s_2}/P_{s_1}$  proportional. Ändert sich einer der zwei Faktoren, steigt  $P_{MAI}/P_{n_r}$  und somit sinkt der  $SNR_{\text{Gewinn}}$ .

Die rot gestrichelte Linie zeigt den maximal erreichbaren  $SNR_{\text{Gewinn}}$  mit Berücksichtigung des realistischen Kanals, der in Kapitel 3 untersucht wird, und ohne Störungen durch andere Benutzer. Ab einem SNR von 8 dB, beginnt die Kurve wegen dem dominanten Effekt der ISI gegenüber dem Hintergrundrauschen zu sinken. Bei niedrigem SNR ist diese Kurve auch fast konstant, da die ISI gegenüber dem Hintergrundrauschen vernachlässigbar ist. Die Differenz zu der durchgezogenen roten Linie wird nur von dem  $K$  Faktor in der Formel für den SNR-Gewinn bestimmt (siehe Gleichung 2.115).

Die übrigen grünen, blauen und schwarzen Kurven zeigen jeweils die Performance des Single-User-Detektors, Multi-User-Detektors mit Zero-Forcing- und MMSE-Verfahren. Die durchgezogenen Linien zeigen die Kurven bei gleichem Sendeleistungsverhältnis, die gestrichelten Linien zeigen den SNR-Gewinn bei einem Leistungsverhältnis von 1 zu 4. In diesem Fall ist die Sendeamplitude von Benutzer 2 doppelt so groß wie die von Benutzer 1. Dies kann in diesem Fall gleichwertig zu einer gleichzeitigen Übertragung von vier Störsendern mit zur Nutzsendeleistung gleichen Sendeleistung gesehen werden.

Bei niedrigem SNR, also großem Hintergrundrauschen, nähern sich die durchgezogenen Kurven der maximalen Kurve an, da ISI und MAI klein gegenüber der Rauschleistung sind und so fast nicht auf den SNR-Gewinn wirken. Am Anfang ist die Kurve des Single-User-Detektors um etwa 0.05dB besser, als die des Multi-User-Detektor nach dem MMSE Prinzip. Dies liegt daran, dass der MMSE das Rauschen mit gewichtet und das Rauschen viel größer als die MAI ist. Daher kompensiert der MMSE Multi-User-Detektor nahezu nichts und verhält sich annähernd wie der Single-User-Detektor. Wäre das Signal  $r_{12}$  normalverteilt, würde sich der kleine Unterschied nicht mehr ergeben (siehe Abschnitt 6.2.2). Mit steigenden  $SNR_{\text{nach Kan.}}$  sinkt die Kurve des Single-User-Detektors rasch, während die Kurve des Multi-User-Detektors noch fast konstant bleibt. Gleichzeitig nähern sich die Kurven von MMSE und ZF an, da das Hintergrundrauschen auf dem Kanal zurückgeht, und so die Kompensation der MAI stärker gewichtet wird als die Rauscherhöhung durch den MUD. Bei einem SNR nach dem Kanal ab ca.  $-3dB$ , ist der MMSE gleich gut wie Zero-Forcing, wobei beide erheblich besser als der Single-User-Detektor sind.

Durch die gestrichelte Linie sind die Übertragungen mit der vierfachen MAI dargestellt. Der Abstand zwischen den durchgezogenen und gestrichelten Linien beläuft sich auf etwa 6 dB. Die MAI hat gegenüber dem Hintergrundrauschen ein höheres Gewicht als zuvor, weswegen sich die Kurven des MMSE- und Zero-Forcing Verfahrens sich schneller annähern.



**Abbildung 6.12:** SNR-Gewinn von unterschiedlichen Empfängertypen. Sendeamplitudenverhältnis ist 1:1 oder 1:4, bei voller Kanalkennntnis.

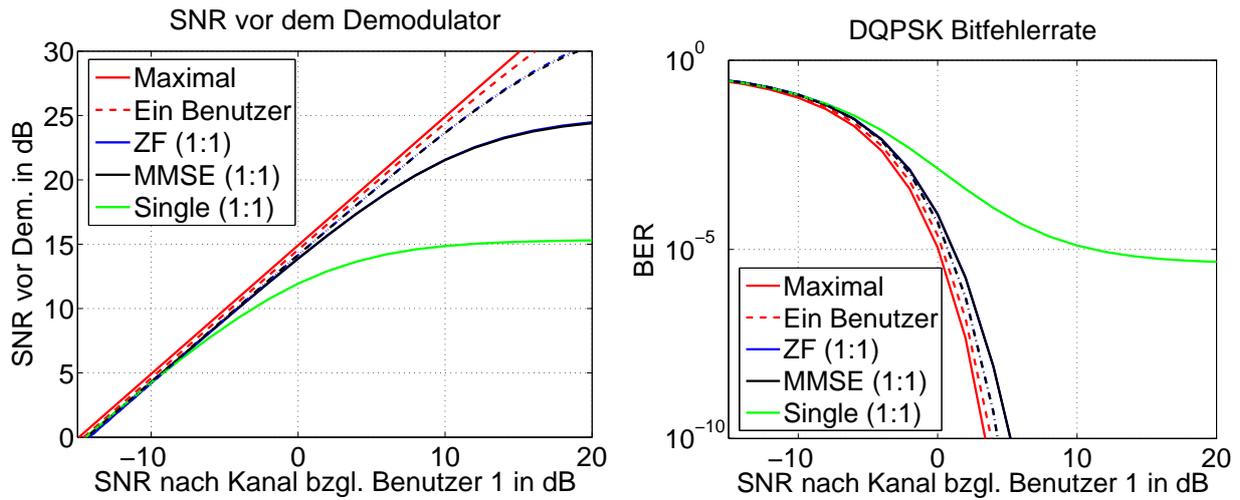
Mit der vollen Kanalinformation zeigt der Multi-User-Detektor erst bei höherem SNR nach dem Kanal bessere Eigenschaften gegenüber dem Multi-User-Detektor mit Laufzeitinformation (siehe Abbildung 6.11 und 6.12). Überraschend ist, dass die Performance des Multi-User-Detektors bei hohem SNR nach dem Kanal offenbar unabhängig von dem Sendeleistungsverhältnis ist. Dies liegt daran, dass die MAI unabhängig von der Leistung fast vollständig kompensiert werden kann. Wenn sehr viele störende Benutzer vorhanden sind, die alle mit sehr kleiner Leistung senden, gilt dies nicht mehr. Die MAI kann aufgrund der Rauscherhöhung der Multi-User-Detektoren nicht mehr effektiv verringert werden.

### 6.3.3. SNR vor dem Demodulator und die Bitfehlerwahrscheinlichkeit

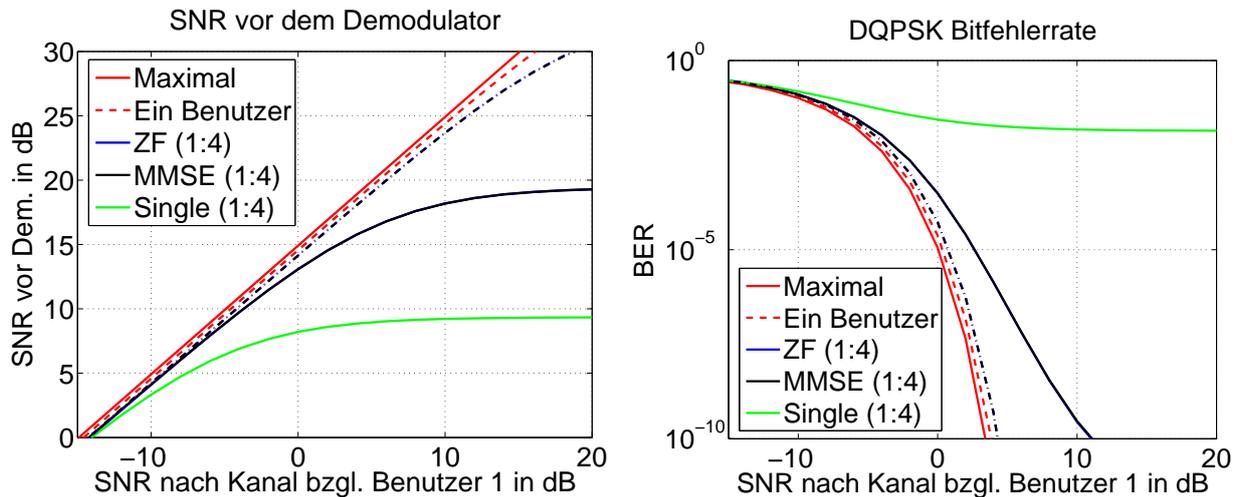
$SNR_{\text{vor Dem.}}$  ist die Summe von  $SNR_{\text{nach Kan.}}$  und  $SNR_{\text{Gewinn}}$ . Aus  $SNR_{\text{vor Dem.}}$  ist die BER zu berechnen. Aus den Kurven ist der Zusammenhang im höheren SNR Bereich besser nachvollziehbar als bei den Kurven des  $SNR_{\text{Gewinn}}$ .

Im Abbildung 6.13(a) und 6.13(b) seien zwei Übertragungen mit gleicher Sendeleistung vorausgesetzt. Mit einem Single-User-Detektor ist die Erhöhung des SNR nach dem Kanal ab 10 dB nicht mehr sinnvoll. Der SNR vor dem Demodulator nähert sich einem Endwert an und der SNR-Gewinn wird negativ, da die MAI und ISI Leistung gegenüber Rauschleistung immer dominanter wird. Im Gegensatz dazu, ist bei Einsatz eines Multi-User-Detektors der Dynamikbereich des  $SNR_{\text{vor Dem.}}$  und der BER vergrößert. Hier überlappen sich die Kurven von Zero-Forcing und MMSE vollkommen, da der Unterschied in der BER minimal ist

## 6. Empfänger mit Multi-User-Detektoren



(a) SNR vor dem Demodulator mit Multi-User-Detektor mit voller Kanalinformation (gestrichelt) und Laufzeit Kenntnis (durchgezogen) (b) BER mit Multi-User-Detektor mit voller Kanalinformation (gestrichelt) und Laufzeit Kenntnis (durchgezogen)



(c) SNR vor dem Demodulator mit Multi-User-Detektor mit voller Kanalinformation (gestrichelt) und Laufzeit Kenntnis (durchgezogen) (d) BER mit Multi-User-Detektor mit voller Kanalinformation (gestrichelt) und Laufzeit Kenntnis (durchgezogen)

**Abbildung 6.13:** Der Performance Vergleich zwischen Multi- und Single-User-Detektor

(obwohl im SNR-Gewinn sichtbar). Ein Unterschied zwischen einem Multi-User-Detektor mit voller Kanalinformation und einem der sich nur Laufzeit Kanalinformation bedient ist erst erkennbar, wenn Signalleistung größer als die Rauschleistung nach dem Kanal ist.

Bei mehreren gleichzeitigen Übertragungen oder größeren Senderleistungen von Benutzer 2 würde die BER bzw. SNR Kurve bei Single-User-Detektor früher in "Sättigung" gehen (siehe Abbildung 6.13(c) und 6.13(d)). Der Endwert der BER ist so schlecht, dass die Single-User-Detektor nicht mehr eingesetzt werden kann. Die Kurve des Multi-User-Detektors mit Laufzeit geht auch früher ins Sättigung, aber erst viel später als die des Single-User-Detektors. Die Performance Kurve des Multi-User-Detektors mit voller Kanalinformation

#### 6.4. Tapped-Delay-Line SAW-Filter zur Schätzung der Laufzeitdifferenz

wird nicht von der Leistung des Benutzers 2 beeinflusst.

Die "Sättigung" des  $SNR_{\text{vor Dem.}}$  und der Bitfehlerwahrscheinlichkeit tritt erst ab einem gewissen  $SNR_{\text{nach Kan.}}$  wegen der festen MAI und ISI Leistung auf.

Die BER Kurven sind grundsätzlich unter der Annahme berechnet, dass die gesamten Störungen wie das Hintergrundrauschen normalverteilt sind. Da dies streng genommen nicht gilt, ist die Kurve im hohen SNR-Bereich nicht exakt. Die realistische BER ist im hohen SNR Bereich leicht besser, weil die reale ISI und MAI Verteilung diskret und zentrierter gegenüber einer Gaußverteilung ist (siehe Abbildung 7.4). Die Kurve im niedrigen SNR Bereich ist exakt, da das Hintergrundrauschen so groß ist, so dass die Einflüsse der ISI und MAI überdeckt werden.

### 6.4. Tapped-Delay-Line SAW-Filter zur Schätzung der Laufzeitdifferenz

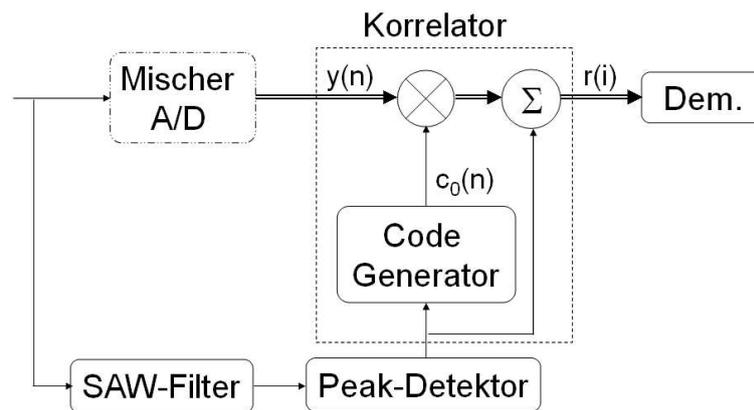
Der Multi-User-Detektor mit Laufzeitinformation kann einfach mittels eines SAW-Filters realisiert werden. Akustische Oberflächenwellenfilter, kurz genannt SAW-Filter sind sehr gute analoge, passive FIR-Filter. Diese werden entsprechend dem Matched-Filter, in Abbildung 2.7 eingesetzt, und liefern sehr schnell die Korrelationswerte. Anhand dieser Korrelationswerte kann der Peak-Detektor den maximalen Korrelationswert (Peak) finden, und dann ein Taktsignal zum Code-Generator liefern, um die Code-Erzeugung zu starten und den Summierer zu initialisieren [Dos80].

Das Signal nach dem SAW-Filter ist im HF-Bereich. Dies kann für die Peakdetektion quadriert werden. Dadurch, dass der maximale Peak detektiert wird, kann der Laufzeitunterschied zwischen den Nutzdaten und den Nutzdaten der Störer bestimmt werden (siehe Abbildung 6.7). Mit dieser Information kann der Multi-User-Detektor mit Laufzeitinformation entworfen werden.

Anhand der mit dem SAW-Filter gewonnenen Synchronisationsinformation muss der Korrelator nur den Korrelationswert bei Verschiebung Null berechnen, wobei dieser Wert direkt das Empfangssymbol  $r(i)$  bildet. Der Korrelator kann digital oder analog realisiert werden. Wenn er digital realisiert werden soll, muss vorher ein Mischer und ein A/D Wandler zugeschaltet werden, wie in 6.14 gezeigt ist. Der Aufwand dafür ist nicht so hoch, insbesondere bei Einsatz eines Multi-User-Detektors. Der Korrelator kann auch im Analogbereich realisiert werden, was einen entsprechend höheren Aufwand, besonders bei mehreren Entspreizungen für einen Multi-User-Detektor, bedeutet.

Mit SAW Filtern kann der Multi-User-Detektor sehr kostengünstig gestaltet werden. Jede Entspreizung entspricht einer Struktur, die in Abbildung 6.14 gezeigt wird. Komplexe Logik wird gespart, wobei die Synchronisierung bzw. Abtastung mit wenig Aufwand erreicht werden kann. Nachteilig ist, dass der Frequenzgang der SAW Filter bei der Herstellung schon festgelegt sein muss, weswegen sich die Codes im nachhinein nicht ändern lassen.

## 6. Empfänger mit Multi-User-Detektoren



**Abbildung 6.14:** Prinzipschaltbild eines Empfängers mit SAW Filter

Dies ist zwar im vorliegenden Anwendungsfall keine Einschränkung, aber trotzdem ist es empfehlenswert eine frühzeitige Optimierung der Codesets vorzunehmen, die später bei den Übertragungen eingesetzt werden.

### Messgenauigkeit des Laufzeitunterschieds

Im der Praxis wird im digitalen Baustein ein Zähler eingesetzt, um den Laufzeitunterschied zwischen den Peaks der SAW-Filter zu messen. Die Genauigkeit der gemessenen Laufzeit hängt von der Arbeitsfrequenz des Bausteins ab. Diese ist normalerweise größer als die Abtastfrequenz der A/D Wandler bzw. die Chiprate.

Im theoretisch idealen Fall mit rechteckiger Impulsformung, kann die Chiprate als die Arbeitsfrequenz der Zähler eingesetzt werden. Da das Signal in einem Chip konstant ist, kann der Laufzeitunterschied auf ein vielfaches der Chipdauer gerundet werden. Leider ist ein idealer Rechteck im Zeitbereich wegen des unendlichen Frequenzbereiches undenkbar. Zudem gibt es Probleme bei Laufzeitunterschieden von halben Chips, da dann nicht vorhersagbar ist, welcher Chip des Benutzers 2 abgetastet wird. Daher sind Sendefilter, welche einen weicheren Übergang besitzen, zu empfehlen. Zudem haben diese auch eine höhere spektrale Effizienz.

In einem CDMA System kann das Impulsformungfilter in den Spreizcode integriert werden (siehe Abschnitt 2.3.3.2). Die KKF Funktion ist entsprechend anzupassen. In dem digitalen Baustein muss für die Berechnung der Impulsantwort des Multi-User-Detektors die KKF Funktion bekannt sein. Der Laufzeitunterschied muss auf die Abtastzeit genau sein. Wird der Laufzeitunterschied genauer bestimmt, kann die KKF Funktion geeignet interpoliert werden.

## 6.5. Zusammenfassung

Mit der Theorie des CDMA-Ersatzsystems ist es gelungen, den Multi-User-Detektor zu entwerfen. Der Multi-User-Detektor wird in das CDMA-Ersatzsystem integriert, woraufhin dann der SNR-Gewinn und die Bitfehlerwahrscheinlichkeit berechnet werden kann. Diese Größen werden als Kriterien für den Vergleich der verschiedenen Entwürfe eingesetzt.

Für den Entwurf des Multi-User-Detektors gibt es zwei Möglichkeiten: Das Zero-Forcing oder MMSE Verfahren. Die zwei Verfahren unterscheiden sich nur bei einem schlechten SNR. Bei zwei Übertragungen mit gleicher Sendeleistung wirkt der Multi-User-Detektor (Zero-Forcing und MMSE) erst ab einem SNR nach dem Kanal von -10 dB. Dieser tritt bei kleinerem SNR ein, wenn die MAI größer ist.

Da der Entwurf von Multi-User-Detektoren mit voller Kanalkennntnis sehr aufwendig ist und in der Arbeit ein relativ guter Kanal zur Verfügung steht, wurde auch ein Multi-User-Detektor *nur* mit dem Kenntnis des "Laufzeit" Unterschieds zwischen Benutzer 1 und Benutzer 2 (Störer) in Betracht gezogen und untersucht. Dieser wirkt vor 0 dB nach dem Kanal, was in der Praxis auch dem relevanten Bereich entspricht, in etwa gleich gut wie bei der Multi-User-Detektor mit voller Kanalkennntnis. Wird das SNR nach dem Kanal erhöht, kann sich schon ein merklicher Unterschied zwischen beiden ergeben. Allerdings ist die zugehörige BER dann schon sehr niedrig, sodass sich eine Optimierung nicht mehr lohnt. Der Multi-User-Detektor mit Laufzeitinformation wird auch wirtschaftlich wegen dem Einsatz von SAW Filtern gelingen, was nebenbei auch die Arbeit für die Symbol-Synchronisation erleichtert.

Im Zuge der Untersuchung wurde auch der Abtastzeitpunkt in einem realen Empfänger untersucht, wobei der Abtastzeitpunkt für die Nutzdaten wie in den theoretischen Untersuchungen gleich bleibt. Der Abtastzeitpunkt für die Nutzdaten der Störer ist nun leicht unterschiedlich zu den vorherigen theoretischen Untersuchungen in Kapitel 2, zeigt aber, dass der mit SAW-Filtern messbare Laufzeitunterschied, genau die Information ist, die für den Multi-User-Detektor Entwurf benötigt wird. Dann hängt der mit Zero-Forcing realisierte Multi-User-Detektor nur von der Kreuzkorrelationsfunktion des Spreizcodes und dem Ankommensunterschied der Symbolen ab, was eine erhebliche Erleichterung für den Entwurf und Realisierung ist (siehe Gleichung 6.60).

Zusammenfassend ist der Multi-User-Detektor mit MMSE/Zero-Forcing und Laufzeitinformation eine hervorragende Möglichkeit zur Reduktion der MAI bei gleichzeitiger Verringerung der Bitfehlerwahrscheinlichkeit.

## 6. Empfänger mit Multi-User-Detektoren

# 7. Simulationsergebnisse und Simulations-GUI

Für die Simulation wurde in Matlab ein GUI entworfen, so dass die Simulationsparameter leicht einzustellen sind. Die Simulationsergebnisse und Ausgabe der theoretisch berechneten Werte werden ebenfalls in diesem GUI dargestellt.

## 7.1. Simulations-GUI

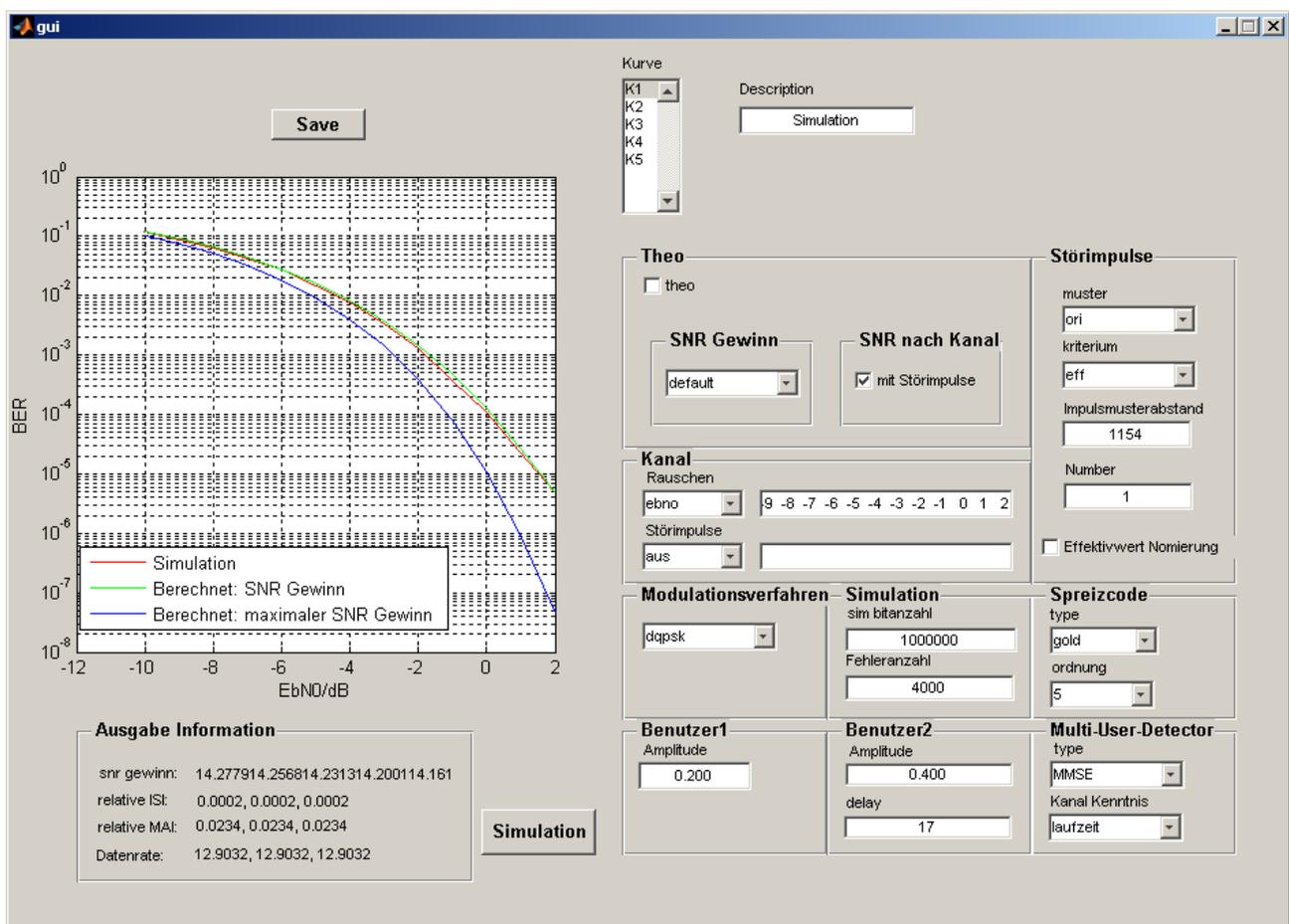


Abbildung 7.1: Simulations-GUI

## 7. Simulationsergebnisse und Simulations-GUI

Das Simulations-GUI wird in Abbildung 7.1 gezeigt. Ein Überblick über dessen Funktion und Parameter wird in den nächsten Abschnitten gegeben.

### 7.1.1. Überblick

Das Simulations-GUI ruft das Hauptprogramm 'simulation\_und\_plot.m' auf, welche eine Simulink Simulation startet. Im Simulink-Modell ist momentan nur eine Zweibenutzerübertragung realisiert. Mit dem Simulations-GUI kann die Amplitude und die Verzögerung des zweiten Benutzers beliebig eingestellt werden. Die Sendedaten der zwei Benutzer gehen durch den gleichen Kanal, wobei durch die Variation der Benutzer 2 Verzögerung zwei Kanäle mit unterschiedlichen Verzögerungen nachgebildet werden. Dies basiert auf der Annahme, dass die Form der Kanäle fast gleich ist (siehe Abbildung 3.4). Unterschiedliche Dämpfungen können durch die Variation der Benutzer 2 Amplitude eingestellt werden.

Durch verschiedene Parameterwahl im Simulations-GUI können sowohl Simulationsergebnisse als auch theoretisch berechnete Kurven gleichzeitig dargestellt werden. Die berechneten theoretischen Parameter wie SNR-Gewinn, relative ISI, relative MAI sowie die sich ergebende Datenrate, welche durch die Bandbreite des Kanals und der Periodenlänge der Spreizcodes beschränkt ist, werden zusammen mit den simulierten bzw. berechneten Kurven auf der GUI Oberfläche angezeigt.

Das ganze System funktioniert folgendermaßen: Die Simulationsparameter werden in einem Cell-Array gespeichert, das weiter an das Simulationshauptfile 'simulation\_und\_plot.m' gegeben wird. Dieses m-File analysiert die Einstellungen und ruft die entsprechende Unterprogramme auf, die die optimalen Codes, die Kanalnachbildung, den Multi-User-Detektor sowie das CDMA-Ersatzsystem berechnen. So werden die Parameter, die das Simulink Modell benötigt, bestimmt. Die theoretischen Kurven werden mithilfe des CDMA-Ersatzsystems ohne Simulation direkt berechnet.

Grundsätzlich kann ein Simulationsparameter eine Zahl oder ein Vektor sein. Wird bei manchen Parametern ein Vektor gegeben, so erkennt das System automatisch, dass diese Parameter von dem System variiert werden sollen, und so eine Simulation mehrmals ausgeführt werden muss. Die Ergebniskurve wird dann in Abhängigkeit von diesem Parameter dargestellt.  $E_b/N_0$ , die Amplitude des Benutzers 2 und das Leistungsverhältnis zwischen Störimpulse und Nutzsignal, dem sogenannten SST gehören zu diesen variierbaren Parametern.

### 7.1.2. Übersicht über die Parameter

In der folgenden Tabelle werden die Namen der Simulationsparameter in Hauptprogramm und deren Name in der Simulations-GUI mit ein paar Bemerkungen dargestellt. Vor dem Doppelpunkt steht der Name der Hauptfelds, danach ist der Name der Einstellung angegeben.

Name des Parameters im Simulationssystem	Name im GUI	Bemerkungen
bn(1).amplitude	Benutzer 1: Amplitude	Die Benutzerdaten sind M-Sequenzen der Ordnung 41.
bn(2).amplitude	Benutzer 2: Amplitude	Kann als ein Vektor oder ein Zahl eingegeben werden.
bn(2).delay	Benutzer 2: delay	Einstellbar von 0 bis Spreizcodelänge minus 1 Chips
code.type	Spreizcode: Typ	In GUI können nur PN-Sequenzen, also M-, Gold- und Kasami-Folgen eingestellt werden. In der Simulation können aber beliebige Codes gestellt werden, wie Walsh-Codes
code.ord	Spreizcode: Ordnung	Hier nur sinnvoll: DBPSK mit Ordnung 4 und DQPSK mit Ordnung 5
code.krit	-	Nicht im GUI eingebaut. Stellt in der Simulation das Gütekriterium zur Codesuche ein. Wird an 'gut_spc_gen.m' übergeben. Ist standardmäßig 'G1'.
alpha	-	Zusammenhang zwischen $E_b/N_0$ und SNR, frei einstellbar (siehe Formel 3.6). (Standard: 1/15.5)
chinfo.typ	-	Welche nachgebildete Messkurve der Übertragungsfunktion zur Simulation genommen werden soll. (Standard: '2SP_1-4')
chinfo.f_ord	-	Die Ordnung des Filters, das den Kanal nachbilden soll. Ruft 'filter_vergleich.m' auf
chinfo.bw_soll	-	Die zweiseitige Bandbreite des Kanals.
chinfo.fm_soll	-	Die Mittenfrequenz des Kanals im Bandpassbereich.
chinfo.st_muster	Störimpulse: muster	Ob die Messaufnahme oder die mit weißen Rauschen oder Rechteck-Einhüllenden nachgebildeten Störimpulse verwendet werden
chinfo.st_krit	Störimpulse: kriterium	Die nachgebildeten Störimpulse können gleichen Effektivwert oder gleichen Maximalwert wie die originalen Messaufnahmen haben.
chinfo.st_ima	Störimpulse: Impulsmusterabstand	In <i>ns</i> . Kann auch zu '[]' gesetzt werden, was heißt, dass die Störimpulse alle direkt hintereinander gehängt werden.
chinfo.uni_eff	Störimpulse: Effektivwert Normierung	Für die Simulation können auch alle Störimpulse (74 Stück) auf den gleichen Effektivwert normiert werden.

## 7. Simulationsergebnisse und Simulations-GUI

chinfo.st_typ	Störimpulse: Nummer	Welcher Störimpuls in der Simulation simuliert wird. Dies kann auch ein Vektor sein um mehrere Störimpulse auszuwählen. Um alle Störimpulse zu verwenden, kann 'alle' in dieses Feld eingetragen werden.
mdlfile	Theo: theo	Gibt an ob die Kurve theoretisch berechnet oder in der Simulation simuliert wird.
theo_desc	Theo: SNR-Gewinn	Die theoretische Kurve kann mit dem maximal möglichen SNR-Gewinn, dem SNR-Gewinn mit Kanal oder dem vollständigen SNR-Gewinn, der ISI und MAI berücksichtigt, berechnet werden.
theo_st	Theo: SNR nach dem Kanal	In der theoretischen Berechnung der BER die Störimpulse mit berücksichtigen (siehe Formel 5.12)
sim_banz	Simulation: Bitanzahl	Maximale Bitanzahl. Wird normalerweise in der Simulation als 500000 oder 1000000 eingestellt. Wird die Fehleranzahl zuerst erreicht, wird die erreichte Bitanzahl ausgegeben.
fanz	Simulation: Fehleranzahl	Maximale Fehleranzahl. Wird normalerweise in der Simulation als 2000 oder 4000 gewählt.
sst_gewollt_db	Störimpulse: sst	Das Leistungsverhältnis zwischen Störimpuls- und Nutzdatenleistung. Kann als Vektor angegeben werden, und wird dann variiert.
stv	Störimpulse: stv	Die Leistungsverstärkung der Störimpulse in der Simulation
ebno_gewollt_db	Rauschen: ebno	$E_b/N_0$ , kann als Vektor gegeben werden
no	Rauschen: no	Die Rauschleistungsdichte $N_0$
multi_user_dec	Multi-User-Detektor: Type	Hier kann auch der Single-User-Detektor gewählt werden. Wenn die Benutzer 2 Amplitude Null ist, funktioniert der MMSE wie der Single-User-Detektor.
dec_kan_ken	Multi-User-Detektor: Kanal Kenntnis	Wird an 'MAI_entzer.m' übergeben.
desc	Description	Wird in die Legende geschrieben.
modtype	Modulationsverfahren	In der Simulation ist DBPSK oder DQPSK zu wählen.

Tabelle 7.1.: Bemerkung zu einigen Simulationsparametern im Simulations-System und dem Simulations-GUI

### 7.1.3. Erklärung des Simulationssystem und der wichtigsten Programmteile

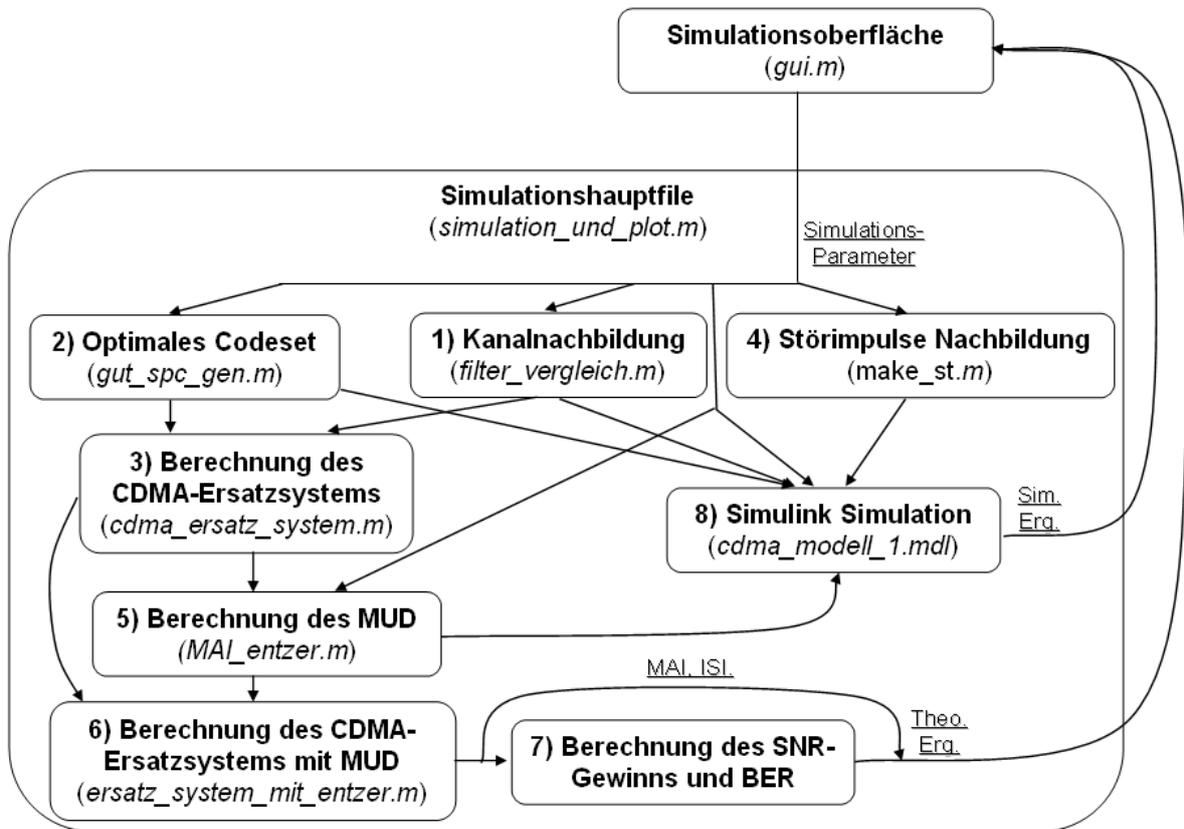


Abbildung 7.2: Das Datenflussdiagramm des Simulationssystems.

Das Datenflussdiagramm des Simulationssystems wird in der Abbildung 7.2 gezeigt. Von dem Hauptprogramm 'simulation\_und\_plot.m' werden einige selbständige Unterprogramme aufgerufen, die im angegebenen Schritt zuständig sind. Die angegebenen Nummern kennzeichnen die Ausführungsreihenfolge. Diese Files werden in der nachfolgenden Tabelle 7.2 kurz erklärt. Die Simulationsparameter sind die Parameter, die in der GUI Oberfläche eingestellt werden kann. An diese werden auch die Simulationsergebnisse sowie die theoretischen Ergebnisse zurückgeliefert.

## 7. Simulationsergebnisse und Simulations-GUI

Gruppen	M-File Name	Funktionen
Code Suche	gut_spr_gen.m	Liefert das optimale Codesets aus vorgegebenen Codes je nach Setgröße und Gütekriterium. Ruft <code>kkf_whole_familie_2.m</code> und <code>code_search.m</code> <sup>a</sup>
	kkf_whole_familie_2.m	Erzeugt Blockmatrizen mit vorberechneten Werten aus denen die Gütekriterien zwischen alle untersuchten Codepaaren berechnet werden können. <sup>a</sup>
	code_search.m	Sucht für gegebene Codeset die <i>add_anzahl</i> optimalen Codes hinzu. Liefert die <i>add_anzahl</i> neuen Sets mit einem Code mehr als vorher und deren Gütewerte zurück.
Kanal Nachbildung	filter_vergleich.m	Speichert Einstellungen wie Bandbreite, Mittenfrequenz, Typ des nachzubildenden Kanals etc. in Strukturen, wobei für jede Struktur <code>filter_and_plot.m</code> ausgeführt wird. Ein Vergleich zwischen verschiedenen Einstellungen kann durchgeführt werden. <sup>a</sup>
Störimpulse Nachbildung	make_st.m	Die Störimpulse werden mit gegebenen Kriterium nachgebildet bzw. erzeugt und in einem gewissen Abstand hintereinander gehängt. Ruft <code>to_simin.m</code> , <code>filtern.m</code> , <code>daten_txt2mat.m</code> sowie <code>return_ori.m</code> auf <sup>a</sup>
Multi-User-Detektor	mai_entzer.m	Entwirft den Multi-User-Detektor aus dem CDMA-Ersatzsystem
CDMA-Ersatzsystem	cdma_ersatz_system.m	Berechnet das CDMA-Ersatzsystem mit vorgegebenem Spreizcode und Kanalimpulsantwort
	ersatz_system_mit_entzer.m	Berechnet das CDMA-Ersatzsystem inklusive Multi-User-Detektor

<sup>a</sup> Die Einstellungen bzw. die Ergebnisse werden in einer \*.MAT-Datei gespeichert. Wenn das nächste Mal die Daten mit den gleichen Einstellungen benötigt werden, können diese ohne Neuberechnung aus der Datei geladen werden. Zudem wird auch verglichen, ob das M-File neuer als die Mat-Datei ist, und falls ja, ebenfalls die Mat-Datei neu erzeugt.

<sup>b</sup> Der nachgebildete Kanal wird in einer MAT-Datei gespeichert, aus dieser der in das Simulationssystem geladen wird.

Tabelle 7.2.: Wichtigste Programm-Dateien

## 7.2. Simulationsergebnisse

Folgend werden einige Simulationsergebnisse aufgeführt, um die Theorie zu bestätigen und Kenntnis über das reale Verhalten des Systems zu erwerben.

### Der Performancevergleich zwischen Multi-User- und Single-User-Detektor bei verschiedenen Laufzeitunterschieden der Benutzer

Zuerst wird das Simulationsergebnis zwischen einem Empfänger mit Single-User- bzw. Multi-User-Detektor nur mit Laufzeitinformation verglichen. Die Simulation kann nur bezüglich einer bestimmten Verzögerung von Benutzer 2 durchgeführt werden. Bei der theoretischen Untersuchung kann die Performance leicht für alle Benutzer 2 Verzögerungen berechnet werden.

Für die Simulation werden zwei Verzögerungen ausgewählt, die sich in der theoretischen Untersuchungen als besonders repräsentativ herausgestellt haben. Zum Hinweis wird in Abbildung 7.3(a) noch die theoretisch berechnete MAI Leistung über verschiedene Benutzer 2 Verzögerungen eingezeichnet, die auf der Annahme beruht, dass der Störer die gleiche Leistung wie der Sender der Nutzdaten besitzt.

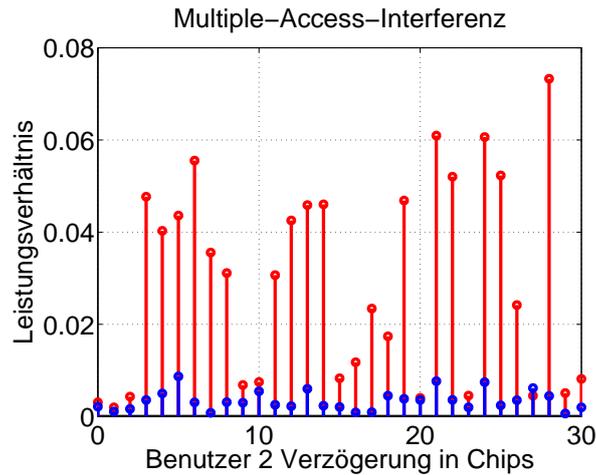
Simuliert werden zwei Benutzer mit einem Leistungsverhältnis von **1:4**, also der Störer besitzt die doppelte Amplitude wie der Sender der Nutzdaten. Bei einer Verzögerung von 28 Chips des Benutzers 2, versagt der Empfänger mit einem Single-User-Detektor total. Durch den Einsatz eines Multi-User-Detektors kann dies jedoch erheblich verbessert werden. Bei Verzögerung 20 unterscheidet sich die Performance des Single-User-Detektors von der des Multi-User-Detektors nicht so sehr. Bei einer Verzögerung von 28 Chips kompensiert der Multi-User-Detektor die MAI zwar erheblich, jedoch ist die verbleibende MAI noch groß genug, um einen deutlichen Unterschied zwischen der Kurve mit Multi-User-Detektor und der Kurve mit dem maximal möglichen SNR-Gewinn (Codelänge in dB) zu verursachen.

### Der Vergleich zwischen den simulierten und mit dem SNR-Gewinn berechneten Kurven

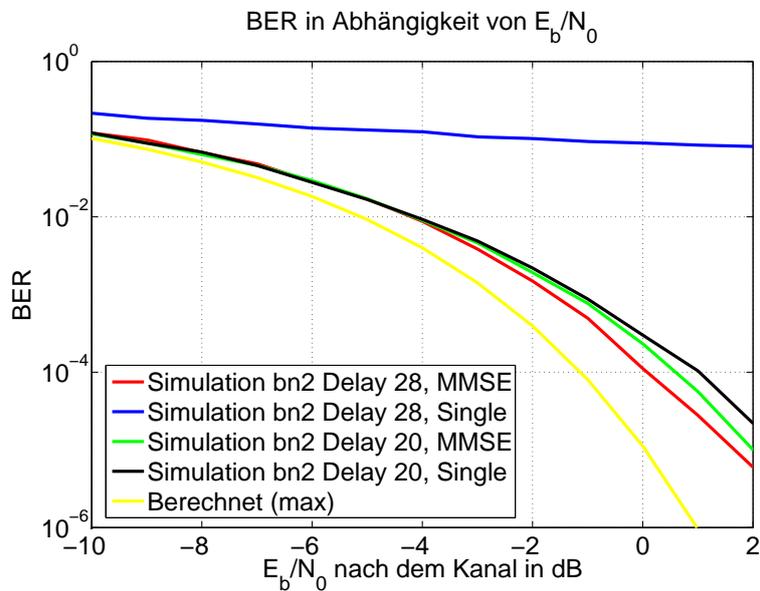
In Kapitel 2 wird die theoretische Berechnung des  $SNR_{\text{Gewinn}}$  vorgestellt, welcher mit dem SNR nach dem Kanal addiert das SNR vor dem Demodulator ergibt. Aus diesem SNR ist die BER unter der Annahme berechenbar, dass die Störungen weiß und normalverteilt sind. Da diese Annahme von dem durch MAI und ISI verursachten Teil der Störungen nicht erfüllt ist, ergibt sich eine Ungenauigkeit in der Berechnung der BER.

Daher werden folgend zwei Szenarien simuliert, um die Genauigkeit der Theorie zu überprüfen. Der Störer besitzt die *vierfache* Leistung des Nutzsenders. Um allgemeine Fälle zu untersuchen, werden verschiedene Benutzer 2 Verzögerungen  $\Delta_{21}$  gewählt. Der Laufzeitunterschied  $\Delta_{12}$ , der mit einem SAW-Filter messbar ist, ist demnach auch unterschiedlich. Durch die theoretische Berechnung wie in Abbildung 7.3(a) zu sehen, ist bei 17 Chips Verzögerung die übrig bleibende MAI sehr gering. Bei 5 Chips ist die MAI unter allen Verzögerungen

## 7. Simulationsergebnisse und Simulations-GUI



(a) Leistungsverhältnis MAI und Nutzsignal ( $MAI_{21,max}$ )



(b) BER in Abhängigkeit von  $E_b/N_0$

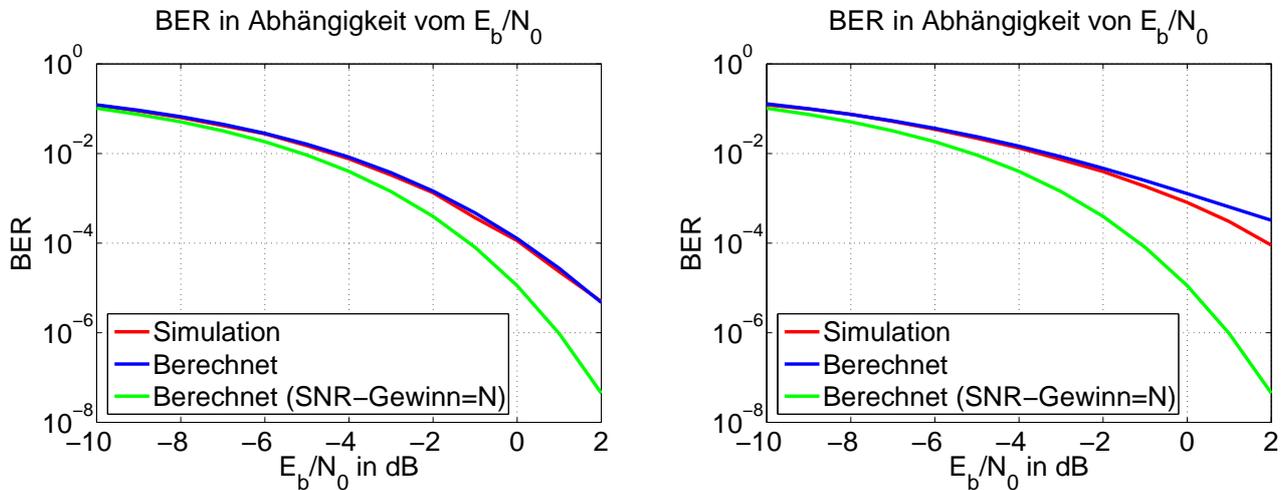
**Abbildung 7.3:** Vergleich von Single-User- und Multi-User-Detektor mit Laufzeitinformation

am größten. Zum Vergleich wird noch die BER zum maximalen SNR-Gewinn eingezeichnet. Dort gilt  $SNR_{\text{Gewinn}} = N$ .

Zur sehen ist, dass die Theorie in beiden Fälle ganz gut mit der simulierte Kurve übereinstimmt. Tendenziell gibt es eine größere Abweichung bei großen SNR Werten. Der Grund ist, dass die MAI Leistung gegenüber der Rauschleistung dann größer wird und somit die Verteilung der Störungen immer weniger normalverteilt sind. Bei unterschiedlich großen MAI Leistungen, fängt die Abweichung schon früher oder später an, weswegen in Abbildung 7.4(a) die Abweichung noch nicht ganz zu sehen ist. Allgemein ist die hier gezeigte theoretische Berechnung gegenüber der Berechnung mit dem maximalen SNR-Gewinn deutlich

genauer.

Dabei ist auch zu sehen, dass je größer die MAI ist, desto mehr Unterschied sich zwischen der berechneten Kurve mit maximalem SNR-Gewinn und den Simulationskurven ergibt.

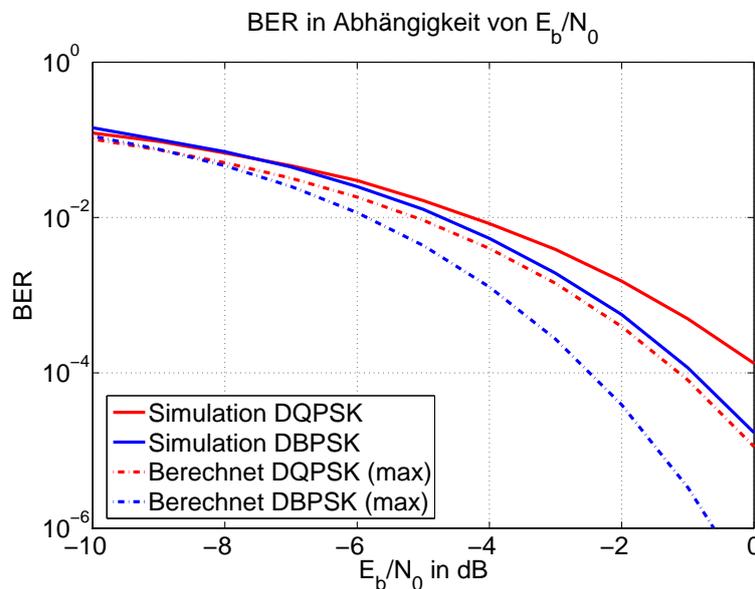


(a)  $\Delta_{21}$  17 Chips, kleine MAI nach MUD (Benutzer 2 zu Benutzer 1 Leistungsverhältnis ist 4)

(b)  $\Delta_{21}$  5 Chips, große MAI nach MUD (Benutzer 2 zu Benutzer 1 Leistungsverhältnis ist 4)

**Abbildung 7.4:** Der Vergleich von Simulation und Theorie

### Der Vergleich von DBPSK und DQPSK bei Zweibenutzerübertragung



**Abbildung 7.5:** Vergleich von DBPSK und DQPSK

Hier besitzt Benutzer 2 die vierfache Sendeleistung gegenüber Benutzer 1 und einen Laufzeitunterschied von 28 Chips. Der Vorteil von DBPSK Übertragungen gegenüber DQPSK bei eine Zweibenutzerübertragung ist nicht zu übersehen.

## 7. Simulationsergebnisse und Simulations-GUI

Im Vergleich zu der berechneten Kurve mit maximalem SNR-Gewinn, ist jedoch zu erkennen, dass DBPSK empfindlicher auf MAI reagiert als DQPSK. Die Differenz zwischen der Simulation und der berechneten Kurve mit maximalem SNR-Gewinn beträgt bei DBPSK fast das Doppelte im Vergleich zu DQPSK. Bei mehr als vier *gleichzeitigen* Übertragungen sinkt die Qualität der Spreizcodes bei DBPSK rasch, so dass nicht einmal die korrekte Peak-Detektion sichergestellt ist (siehe Spalte  $NW_{sum}$  in Tabelle B.6 und B.7). Die Benutzeranzahl für DBPSK kann aber steigen, wenn eine niedrige Datenrate gewählt wird, und daher längere Spreizcodes zum Einsatz kommen können. So kann z.B. DBPSK mit Gold Codes 5. Ordnung zusammenarbeiten wenn die Datenrate 5 MBit/s beträgt.

### 7.3. Bitrate des simulierten Systems

Das System wurde mit einer Bitrate von ca. 13 MBit/s und idealen Sendefiltern simuliert, da die Bandbreite auf 200 MHz festgelegt wurde. Die Ergebnisse sind ebenso gültig für 10 MBit/s, da dort die gleichen Codes benutzt werden. Die verbrauchte Bandbreite des Kanals ist in diesem Fall etwas kleiner, was die Impulsantwort nicht wesentlich ändert, da diese schon fast ideal ist. Die Störimpulse werden wegen der längeren Bitdauer bei 10 MBit/s tendenziell weniger Bitfehler verursachen.

### 7.4. Zusammenfassung

Theoretische Untersuchungen erleichtern die Arbeit, die sonst nur mit aufwendigen Simulationen zu erledigen wäre. Mit einer Simulation kann jedoch die Theorie überprüft werden, wie beim Vergleich des Multi-User- und Single-User-Detektors.

Im Gegensatz zu vielen theoretische Untersuchungen, die nur eine grobe Näherung für die Theorie verwenden [NEC94], wird in dieser Arbeit das SNR vor dem Demodulator und die BER viel genauer berechnet. Die Verteilung der MAI und ISI ist ein Unsicherheitsfaktor in der Formel, der aber erst sichtbar wird, wenn die MAI bzw. ISI nicht mehr klein gegenüber dem Hintergrundrauschen sind. Die theoretische Berechnung stellt jedoch immer eine Worst-Case Abschätzung der BER dar, da die Verteilung der ISI und MAI günstiger als die Normalverteilung des Hintergrundrauschens ist. Grundsätzlich liefert in dieser Arbeit die Theorie zuverlässige Voraussagen des Systemverhaltens.

Für Übertragungen mit ca. 10 MBit/s Datenrate, ist bei einer Zweibenutzerübertragung DBPSK im relevanten Bereich besser als DQPSK. Für mehrere *gleichzeitige* Übertragungen ist jedoch DQPSK in Betracht zu ziehen da die längeren Spreizcodes eine richtige Peak-Detektion garantieren. Mehr als vier *gleichzeitige* Übertragungen sind nach der Berechnungen in Tabelle B.6 DBPSK mit Kasami Codes angesichts des hohen  $NW_{sum}$  Parameters von ca. 0.9 nicht mehr sinnvoll.

## 8. Zusammenfassung und Ausblick

Der Abhängigkeitsgraph der verschiedenen Parameter Größen, die in der Arbeit untersucht wurden, ist in Abbildung 8.1 zusammengefasst. Die Kästen mit abgerundeten Ecken in

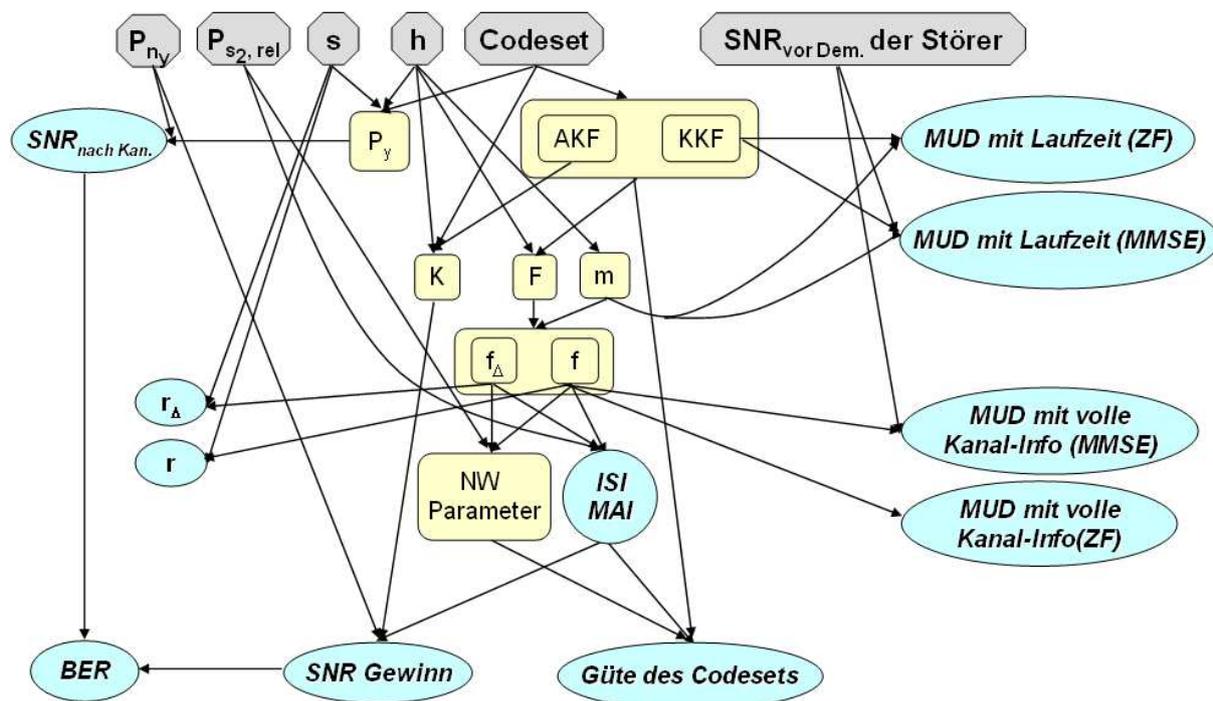


Abbildung 8.1: Abhängigkeitsgraph der theoretischen Berechnungen

violetter Farbe sind die vorgebbaren Größen, die gelben Kästen bezeichnen Zwischenparameter und die hellblauen Kästen symbolisieren die Ausgabewerte. In dem Ablaufdiagramm ist jeder Schritt der Berechnung nachgebildet, wie z.B. die Empfangdaten  $r$  die von den Sendesymbolen  $s$  und der System-Funktion  $f$  abhängen, welche wiederum aus der F-Funktion gebildet wird.

Die Bedeutungen einiger Parameter werden in Tabelle 8.1 dargestellt.

In der Arbeit wurden zu Beginn mathematische Untersuchungen des DS-CDMA-Systems durchgeführt, woraus schließlich das CDMA-Ersatzsystem resultierte. Das CDMA-Ersatzsystem besteht aus den System-Filtern  $f$ . Die Faltung dieser  $f$  Filter mit den Sendesymbolen ergeben die Empfangsymbole. Für die Nebenwerte vor der Abtastung nach dem Matched-Filter sind andere System-Filter  $f_{\Delta}$  zuständig. Diese werden wie die  $f$  Filter auch aus den F-Funktionen gebildet, jedoch wird  $F$  an anderen Stellen abgetastet. Die F-Funktionen sind

## 8. Zusammenfassung und Ausblick

jeweils die Faltung der Kanalimpulsantwort  $h$  mit der Korrelationsfunktion der für die Übertragung benutzten Codes. Die Gleichung für den korrekten Abtastzeitpunkt des Peaks nach dem Matched-Filter im Empfänger wird hergeleitet. Wird der Peak nicht korrekt detektiert, also ein falscher Abtastzeitpunkt gewählt, so werden mit den anderen System-Funktionen  $f_{\Delta}$  durch Faltung mit den Sendedaten die Nebenwerte vor der Abtastung berechnet.

Aus den System-Filtern kann zudem die Leistung der Multiple-Access-Interferenzen und Inter-Symbol-Interferenzen berechnet werden. Diese bezüglich der Nutzleistung ergibt die relative ISI und MAI. Die Verhältnisse der Leistungen der Nebenwerte vor der Abtastung zur Leistung des maximalen Peaks, die sogenannten  $NW$ -Parameter können ebenfalls damit berechnet werden. Diese Werte sind für die optimale Codesuche sehr wichtig.

Der SNR-Gewinn wurde in dieser Arbeit zur Beschreibung des SNR-Unterschieds zwischen dem SNR nach dem Kanal und dem SNR vor dem Demodulator definiert. Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit ist direkt von dem SNR vor dem Demodulator abhängig und kann mit den bekannten Formeln für weißes normalverteiltes Rauschen berechnet werden. Die Leistungserhöhung durch die Spreizung und den Kanal, sowie die Nutz- bzw. Rauschleistungserhöhung durch die Entspreizung und das Verhältnis der Sendeleistung zu Empfangsleistung konnte mithilfe der System-Funktionen hergeleitet werden. Diese Beziehungen sind für Herleitung der Formel des SNR-Gewinns nützlich. In dieser Arbeit wurde die Definition des "N" im SNR dahingehend erweitert, so dass die Leistung der Multiple-Access-Interferenzen und der Inter-Symbol-Interferenzen auch zum dem Rauschen hinzugezählt wird. So ergibt sich ein SNR-Gewinn, der kleiner als die Spreizcodelänge in dB ist. Daraus kann die Bitfehlerwahrscheinlichkeit für mehrere gleichzeitige Übertragungen berechnet werden. Diese Berechnung stimmt sehr gut mit der Simulation überein. Zudem stellt sie auch einen Worst-Case dar, da angenommen wird, dass MAI und ISI normalverteilt sind.

Die Beeinflussung eines Frequenzoffsets in den Mischern auf das Verhalten des CDMA-Systems wurde analysiert und mit dem Einfluss eines Frequenzoffsets auf ein herkömmliches System verglichen. Abgesehen von einer vernachlässigbaren Dämpfung ist das System mit und ohne CDMA bei Verwendung eines differentiellen Modulationsverfahrens gleich robust gegen einen Frequenzoffset.

Im Weiteren wird ein gutes/optimales und möglichst großes Codeset gesucht, das niedrige Nebenwerte vor der Abtastung und eine kleine Bitfehlerwahrscheinlichkeit garantiert. Dabei werden zunächst Vergleiche zwischen verschiedenen Codes bzw. Code-Familien anhand der geforderten Eigenschaften gegeben. Verschiedene Gütekriterien werden untersucht und festgelegt. Danach wird ein universeller Algorithmus, der schnelle Matrix Berechnungen in Matlab verwendet, entwickelt und vorgestellt. Die mit verschiedenen Gütekriterien bestimmten optimalen Codesets für verschiedene Familien werden miteinander verglichen und die Ergebnisse interpretiert. Es zeigt sich, dass das Gütekriterium  $G1$  die besten Ergebnisse liefert, sowohl für zwei als auch mehrere gleichzeitige Übertragungen. Wenn möglich, sollten Gold Codes eingesetzt werden, da sie die besten Eigenschaften der untersuchten Code-Familien besitzen. Im anderen Fall wie bei DBPSK mit 10 MBit/s sind die Codes der

kleinen Kasami-Familie zu empfehlen. Es ist jedoch die Anzahl der gleichzeitigen Übertragungen beschränkt, was an dem untersuchten Parameter  $NW_{sum}$  der bestimmten Codesets zu erkennen ist. Mit diesem Algorithmus wurden Codes von Länge 15 und 31 untersucht, jedoch können je nach Familienumfang beliebige Codes bis zu einer Länge ca. 100 untersucht werden.

Um die Messaufnahmen der Störimpulse in der Simulation zu benutzen, werden sie gefiltert und ins Basisband transformiert. Durch die Betrachtung der Verteilung der Messaufnahmen der Störimpulse vor und nach der Entspreizung, sowie die anschließende Simulation wurde in dieser Arbeit bewiesen, dass die Zündstörimpulse nur eine kurzzeitige SNR Verschlechterung darstellen, und durch gaußsches weißes Rauschen nachgebildet werden können. Anhand dieses Ergebnisses wird eine Formel hergeleitet, die die durchschnittliche Fehleranzahl angibt, die durch die Störimpulse bei einer bestimmten Datenrate verursacht wird. Eine Formel für die gesamte mittlere Bitfehlerwahrscheinlichkeit verursacht durch die Störimpulse und dem Hintergrundrauschen in einem bestimmten Zeitraum wurde ebenfalls hergeleitet. Die Ergebnisse werden durch ebenfalls gezeigte Simulationen ungefähr bestätigt. Gleichzeitig wurde durch Simulation die absolute Bitfehleranzahl bestimmt, die durch einen einzigen Störimpuls verursacht wird. Hierbei gibt es lediglich einen kleinen Unterschied zwischen DBPSK und DQPSK.

Mit der Theorie des CDMA-Ersatzsystems und den System-Filtern wird der Entwurf eines Multi-User-Detektors ermöglicht. Dadurch dass der Multi-User-Detektor auch in das CDMA-Ersatzsystem integriert werden kann, ist es möglich die Performance des Systems z.B. die Bitfehlerwahrscheinlichkeit auch mit Multi-User-Detektor leicht zu berechnen. Es gibt prinzipiell zwei Arten des Entwurfs: der Zero-Forcing und MMSE Ansatz. Diese werden in der Arbeit hergeleitet und untersucht. Zudem werden noch zwei Realisierungsformen des Entwurfs vorgestellt und untersucht. Anhand der Theorie wird die volle PLC Kanalkennntis benötigt. Eine Vereinfachung des Entwurfs wird hier vorgeschlagen, wonach die Kanäle als ideal mit lediglich verschiedenen Verzögerungen und Dämpfungen angenommen werden. Dann hängt der Multi-User-Detektor im Prinzip nur von den Korrelationsfunktionen zwischen je zwei Codes des benutzten Codesets und dem Laufzeitunterschied der verschiedenen Benutzer ab. Neben dem theoretischen Abtastzeitpunkt wurde in dieser Arbeit auch der Abtastzeitpunkt in einem realen Empfänger mit Multi-User-Detektor untersucht. Anhand dieser Theorie, wird gezeigt, dass der benötigte Laufzeitunterschied genau mit Tapped-Delay-Line SAW-Filtern gemessen werden kann. Durch Vergleichen des SNR-Gewinns bzw. der BER, hat sich herausgestellt, dass dieser vereinfachte Entwurf des MUD im relevanten SNR-Bereich nicht wesentlich schlechter als der Entwurf mit voller Kanalinformation ist. Die Impulsantwort des Multi-User-Detektors mit Zero-Forcing ist dann einfach die Kreuzkorrelation an einer oder zwei, vom Laufzeitunterschied bestimmten, Stellen abgetastet. Im Vergleich mit dem Entwurf mit nach dem MMSE Prinzip hat ein MUD mit Zero-Forcing auch nicht wesentlich schlechtere Performance hinsichtlich des SNR-Gewinns. Nur ganz ohne MAI funktioniert der MUD mit Zero-Forcing schlechter als der MMSE bzw. der Single-User-Detektor.

## 8. Zusammenfassung und Ausblick

Durch den Vergleich der Modulationsverfahren mit gleichem  $E_b/N_0$ , hat sich herausgestellt, dass DBPSK bei zwei gleichzeitigen Übertragungen eine bessere Leistungsfähigkeit als DQPSK besitzt. Allerdings ist bei mehr gleichzeitigen Übertragungen dann DQPSK aufgrund der Einsatzmöglichkeit von längeren Codes zu empfehlen. Der gemessene PLC-Kanal ist fast ideal und besitzt eine fast konstante Laufzeit. In dieser Arbeit wird der Frequenzgang mit IIR Filtern nachgebildet. Zur Nachbildung eines kleinen Bandbreitebereichs wird eine Laufzeitkorrektur benötigt.

Die anhand der Theorie berechneten charakteristischen Werte wie die Bitfehlerwahrscheinlichkeit stimmen gut mit der Simulation ein. Zur besseren Handhabbarkeit wurde ein Simulations-GUI entworfen. Mit dem Simulations-GUI können auch andere Datenraten simuliert werden, wie z.B. 1 MBit/s, 2 MBit/s und 5 MBit/s. Das Simulationssystem ist auch für herkömmliche Übertragungen ohne CDMA geeignet, hierfür muss der Spreizcode als ein Array von '1' eingestellt werden.

### **Ausblick**

In der Zukunft könnte die Übertragung von mehr als zwei Benutzern in das Simulationsmodell eingebaut, und die Performance untersucht werden. Das würde einen Vergleich mit der Theorie aus dieser Arbeit ermöglichen. Weiterhin wäre es denkbar, Sendefilter für die Impulsformung in das System mit zu integrieren. Wie schon kurz erwähnt, ist die Theorie des CDMA-Ersatzsystems auf den Einsatz von Sendefiltern erweiterbar.

Desweiteren besteht die Aufgabe das System inklusive Multi-User-Detektor in Hardware zu implementieren und dabei SAW-Filter zur Peak-Detektion und zur Schätzung der Laufzeitunterschiede zu benutzen.

Eingabe	$P_{n_y}$	Die Rauschleistung nach dem Kanal
	$P_{s_2,rel}$	Das Leistungsverhältnis zwischen Nutzdaten und Störer
	$s$	Die Sendesymbole
	$h$	Kanalimpulsantwort
	$SNR_{vor\ Dem.}\ der\ Störer$	Das SNR vor dem Demodulator der Störer
Zwischenparameter	$P_y$	Die Nutzsignalleistung nach dem Kanal
	$K$	Der Faktor für die Beeinflussung des Kanals auf den SNR-Gewinn, definiert in Formel 2.115.
	$F$	F-Funktionen. Die Faltung der Kanalimpulsantwort und der Korrelationsfunktion des Codes, definiert in Formel 2.75 und 2.76.
	$m$	Kanallaufzeitinformation/Kanallaufzeitunterschied
	$f$	System-Funktionen
	$f_{\Delta}$	System-Funktionen für die Nebenwerte. Siehe Gleichung 2.79
	NW Parameter	Das Leistungsverhältnis zwischen den Nebenwerten vor Abtastung und dem maximalen Peak, definiert in Gleichung 2.86 und 2.87.
Ausgabe	$ISI, MAI$	Enthält alle Variationen der ISI und MAI Parameter. z.B. $P_{ISI}$ , $P_{MAI}$ , $MAI_{21,max}$ und $ISI_{11}$ . Siehe Abschnitt 2.4.4.
	$SNR_{nach\ Kan.}$	Das SNR des Nutzsignals nach dem Kanal
	$r$	Die Empfangsymbole
	$r_{\Delta}$	Die Nebenwerte vor der Abtastung, oder die Empfangsymbole bei falscher Peak-Detektion.
	Güte des Codes	Gütekriterium, was ein Codeset bewertet. Hiermit wird das optimale Codesets bestimmt. siehe Abschnitt 4.4.1.
	$SNR_{Gewinn}$	Siehe Gleichung 2.119
	MUD mit Laufzeit(ZF)	Der Multi-User-Detektor mit Laufzeitinformation nach dem Zero-Forcing Prinzip. Siehe Gleichung 6.60.

Tabelle 8.1.: Die Erklärung einiger Parameter im Abhängigkeitsgraphen

## 8. Zusammenfassung und Ausblick

# Anhang A.

## Mathematische Herleitungen

### A.1. Eigenschaften der Verschiebung und zeitlichen Umkehr von Signalen

$$\mathcal{R}\{\mathcal{R}\{a\}\} = a \quad (\text{A.1})$$

$$\mathcal{T}_{-n_0}\{\mathcal{T}_{n_0}\{a\}\} = a \quad (\text{A.2})$$

$$\mathcal{T}_{n_0}\{\mathcal{R}\{a\}\} = \mathcal{R}\{\mathcal{T}_{-n_0}\{a\}\} \quad (\text{A.3})$$

$$\mathcal{T}_{n_0}\{a * b\} = a * \mathcal{T}_{n_0}\{b\} = \mathcal{T}_{n_0}\{a\} * b \quad (\text{A.4})$$

$$\mathcal{T}_{n_0}\{\mathcal{T}_{n_1}\{a\}\} = \mathcal{T}_{n_0+n_1}\{a\} \quad (\text{A.5})$$

$$\mathcal{R}\{a * b\} = \mathcal{R}\{a\} * \mathcal{R}\{b\} \quad (\text{A.6})$$

$$a * \delta_{n_0} = \mathcal{T}_{n_0}\{a\} \quad (\text{A.7})$$

$$\mathcal{T}_n\{a\}^{-1} = \mathcal{T}_{-n}\{a^{-1}\} \quad (\text{A.8})$$

$$\mathcal{R}\{a\}^{-1} = \mathcal{R}\{a^{-1}\} \quad (\text{A.9})$$

Der Beweis für die Eigenschaften A.8 und A.9 sind jeweils:

$$\begin{aligned} \mathcal{T}_n\{a\} * \mathcal{T}_n\{a\}^{-1} &= \delta \\ \Rightarrow a * \underbrace{\mathcal{T}_n\{\mathcal{T}_n\{a\}^{-1}\}}_{a^{-1}} &= \delta \\ \Rightarrow \mathcal{T}_n\{a\}^{-1} &= \mathcal{T}_{-n}\{a^{-1}\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \delta &= a * a^{-1} \\ \Rightarrow \mathcal{R}\{\delta\} &= \delta = \mathcal{R}\{a\} * \mathcal{R}\{a^{-1}\} \\ \Rightarrow \mathcal{R}\{a\}^{-1} &= \mathcal{R}\{a^{-1}\} \end{aligned}$$

## A.2. AKF/KKF-Eigenschaften

$$\text{KKF}\{a, b\} = \mathcal{R}\{\text{KKF}\{b, a\}^*\} \quad (\text{A.10})$$

$$\mathcal{T}_\tau\{\text{KKF}\{a, b\}\} = \text{KKF}\{\mathcal{T}_\tau\{a\}, b\} = \text{KKF}\{a, \mathcal{T}_{-\tau}\{b\}\} \quad (\text{A.11})$$

$$\text{KKF}\{\mathcal{T}_{\tau_a}\{a\}, \mathcal{T}_{\tau_b}\{b\}\} = \mathcal{T}_{\tau_a - \tau_b}\{\text{KKF}\{a, b\}\} \quad (\text{A.12})$$

$$\text{AKF}\{\mathcal{T}_\tau\{a\}\} = \text{AKF}\{a\} \quad (\text{A.13})$$

$$\mathcal{R}\{\text{AKF}\{x\}\} = \text{AKF}\{x\}^* \quad (\text{A.14})$$

$$\text{KKF}\{a, b\} = a * \mathcal{R}\{b^*\} \quad (\text{A.15})$$

$$\text{KKF}\{b, a\} = b * \mathcal{R}\{a^*\} = \mathcal{R}\{\mathcal{R}\{b\} * a^*\} = \mathcal{R}\{\text{KKF}\{a, b\}^*\} \quad (\text{A.16})$$

$$\text{KKF}\{a, \delta_{n_0}\} = a * \mathcal{R}\{\delta_{n_0}^*\} = \mathcal{T}_{-n_0}\{a\} \quad (\text{A.17})$$

$$\text{AKF}\{a * b\} = a * b * \mathcal{R}\{a^* * b^*\} = a * \mathcal{R}\{a^*\} * b * \mathcal{R}\{b^*\} = \text{AKF}\{a\} * \text{AKF}\{b\} \quad (\text{A.18})$$

$$\text{KKF}\{a + b, c\} = \text{KKF}\{a, c\} + \text{KKF}\{b, c\} \quad (\text{A.19})$$

$$\text{AKF}\{a + b\} = \text{AKF}\{a\} + \text{AKF}\{b\} + \text{KKF}\{a, b\} + \text{KKF}\{b, a\} \quad (\text{A.20})$$

$$\text{KKF}\{a * b, c * d\} = a * b * \mathcal{R}\{c^*\} * \mathcal{R}\{d^*\} = \text{KKF}\{a, c\} * \text{KKF}\{b, d\} = \text{KKF}\{a, d\} * \text{KKF}\{b, c\} \quad (\text{A.21})$$

$$\begin{aligned} \text{KKF}\{a * b * c, d * e\} &= a * \text{KKF}\{b, d\} * \text{KKF}\{c, e\} = a * \text{KKF}\{b, e\} * \text{KKF}\{c, d\} \\ &= b * \text{KKF}\{a, d\} * \text{KKF}\{c, e\} = b * \text{KKF}\{a, e\} * \text{KKF}\{c, d\} \\ &= c * \text{KKF}\{a, d\} * \text{KKF}\{b, e\} = c * \text{KKF}\{a, e\} * \text{KKF}\{b, d\} \end{aligned} \quad (\text{A.22})$$

$$\mathcal{T}_n\{\text{KKF}\{a, b\}\} = \text{KKF}\{\mathcal{T}_n\{a\}, b\} = \text{KKF}\{a, \mathcal{T}_{-n}\{b\}\} \quad (\text{A.23})$$

### Z-Transformation

$$\mathcal{T}_{n_0}\{a\} \circ \bullet z^{-n_0} \cdot A(z) \quad (\text{A.24})$$

$$\left. \begin{array}{l} \mathcal{R}\{a\} \circ \bullet A(1/z) \\ a^* \circ \bullet A^*(z^*) \end{array} \right\} \Rightarrow \mathcal{R}\{a^*\} \circ \bullet A^*((z^*)^{-1}) \quad (\text{A.25})$$

$$\text{AKF}\{a\} = a * \mathcal{R}\{a^*\} \circ \bullet A(z) \cdot A^*((z^*)^{-1}) \quad (\text{A.26})$$

$$\text{KKF}\{a, b\} = a * \mathcal{R}\{b^*\} \circ \bullet A(z) \cdot B^*((z^*)^{-1}) \quad (\text{A.27})$$

# Anhang B.

## Die optimalen Codesets mit Gütewerten

### B.1. Einstellungen:

Die im Suchalgorithmus gewählten Einstellungen sind:

- *start\_anzahl* = 10000
- *start\_guete* wird hier automatisch zum zehnfachen des minimalen Betrags in der Blockmatrix gewählt
- *add\_anzahl* = 50
- *add\_guete* = 1
- *erb\_anzahl* = 5000

Die erzeugten Polynome für die angegebenen Gold-Codes sind 51 und 67 in Oktalschreibweise.

## B.2. Ausgabe des Programs: (M-Sequenzen 5. Ordnung, nach G1)

```
0: Erstelle Gütematrix ...
0: Sort Gütematrix ...
0: 10000 Paare < Güte Min, filtere doppelte ...
0: Sort sets...
1: 5000 Sets mit je 2 Elementen (Güte: Min = 0.11, Max = 0.18)
1: Search Daten ...
79 mal keine gefunden
1: Sort Sets ...
1: 183868 Sets mit je 3 Elementen (Güte: Min = 0.13, Max = 1.00)
1: Erb Anzahl: 5000
2: 5000 Sets mit je 3 Elementen (Güte: Min = 0.13, Max = 0.16)
2: Search Daten ...
155 mal keine gefunden
2: Sort Sets ...
2: 156072 Sets mit je 4 Elementen (Güte: Min = 0.14, Max = 1.00)
2: Erb Anzahl: 5000
3: 5000 Sets mit je 4 Elementen (Güte: Min = 0.14, Max = 0.17)
3: Search Daten ...
245 mal keine gefunden
3: Sort Sets ...
3: 123614 Sets mit je 5 Elementen (Güte: Min = 0.15, Max = 1.00)
3: Erb Anzahl: 5000
4: 5000 Sets mit je 5 Elementen (Güte: Min = 0.15, Max = 0.18)
4: Search Daten ...
249 mal keine gefunden
4: Sort Sets ...
4: 93801 Sets mit je 6 Elementen (Güte: Min = 0.17, Max = 1.00)
4: Erb Anzahl: 5000
5: 5000 Sets mit je 6 Elementen (Güte: Min = 0.17, Max = 0.20)
5: Search Daten ...
360 mal keine gefunden
5: Sort Sets ...
5: 67756 Sets mit je 7 Elementen (Güte: Min = 0.54, Max = 1.00)
5: Erb Anzahl: 5000
6: 5000 Sets mit je 7 Elementen (Güte: Min = 0.54, Max = 0.56)
6: Search Daten ...
```

## B.3. Ordnung 5

Setgröße	Codes in Oktalardarstellung	G1	G2	MAI	MAI MUD	G3	G4	NW <sub>sum</sub>
2	5760241742, 6345157167	0.228	0.052	0.051	0.006	0.161	0.387	0.228
	11631436016, 10552533575	0.251	0.074	0.074	0.010	0.194	0.355	0.251
	4714617007, 14265255676	0.203	0.075	0.075	0.009	0.194	0.355	0.203
3	11474542000, 2507551131, 2015621105	0.212	0.075	0.075	0.009	0.226	0.323	0.271
	11474542000, 2507551131, 11006710442	0.246	0.071	0.070	0.008	0.226	0.355	0.309
	626752116, 1027576676, 746670560	0.177	0.084	0.084	0.009	0.226	0.323	0.238
4	1605412501, 10400114745, 4174227701, 5075511311	0.279	0.101	0.101	0.008	0.258	0.387	0.428
	2317130400, 126240266, 4416106502, 15016223554	0.304	0.106	0.106	0.012	0.258	0.387	0.455
	11631436016, 10552533575, 10055401262, 10645060753	0.307	0.131	0.130	0.143	0.258	0.355	0.448
5	10205737557, 14460476464, 4653072514, 5225627424, 761137405	0.280	0.101	0.101	0.014	0.258	0.387	0.511
	17232311411, 5412501070, 16261000231, 17602417422, 17257102105	0.295	0.094	0.094	0.010	0.258	0.419	0.476
	1605412501, 10400114745, 4174227701, 5075511311, 334422122	0.290	0.127	0.127	0.010	0.290	0.387	0.539
6	10205737557, 14460476464, 4653072514, 5225627424, 761137405, 7111666320	0.336	0.147	0.147	0.014	0.290	0.387	0.700
	10205737557, 14460476464, 4653072514, 5225627424, 761137405, 14712336356	0.282	0.108	0.108	0.014	0.290	0.387	0.601
	10205737557, 14460476464, 4653072514, 5225627424, 761137405, 13162467473	0.306	0.113	0.113	0.015	0.290	0.387	0.624
7	10205737557, 14460476464, 4653072514, 5225627424, 761137405, 7111666320, 14712336356	0.336	0.147	0.147	0.014	0.290	0.387	0.800
	10205737557, 14460476464, 4653072514, 5225627424, 761137405, 7111666320, 11233635663	0.336	0.147	0.147	0.014	0.290	0.387	0.776
	413677337, 14460476464, 3671616371, 761137405, 16364331353, 5517630112, 13162467473	0.301	0.125	0.125	0.011	0.290	0.387	0.746
8	10205737557, 14460476464, 4653072514, 5225627424, 4661577352, 4174227701, 15326037617, 11233635663	0.331	0.155	0.154	0.073	0.290	0.387	0.846
	4714617007, 12526737305, 5225627424, 4026600531, 3444733150, 7544373607, 10645060753, 421372571	0.308	0.131	0.130	0.108	0.290	0.387	0.870
	566517062, 1367733702, 11631436016, 1152616523, 1577352233, 11076741675, 4213725710, 14735471233	0.290	0.187	0.187	0.121	0.290	0.355	0.910

Tabelle B.1.: Die Gütwerte der nach Gütekriterium Cc optimierten Gold Codes 5. Ordnung

## Anhang B. Die optimalen Codesets mit Gütewerten

Setgröße	Codes in Oktalardarstellung	G1	G2	MAI	MAI MUD	G3	G4	NW <sub>sum</sub>
2	15724234062, 13350114362	0.114	0.087	0.087	0.008	0.258	0.258	0.114
	4603442573, 11706202732	0.118	0.087	0.087	0.009	0.290	0.290	0.118
	13365047014, 13501143625	0.119	0.085	0.085	0.009	0.290	0.290	0.119
3	13664603442, 5715404352, 15475127040	0.130	0.099	0.099	0.013	0.290	0.290	0.225
	4234062675, 216513633, 2561015475	0.130	0.099	0.099	0.011	0.290	0.290	0.227
	13664603442, 17154043522, 15475127040	0.130	0.099	0.099	0.011	0.290	0.290	0.219
4	13365047014, 10162127551, 5335011436, 12704066364	0.138	0.112	0.112	0.013	0.290	0.290	0.337
	13664603442, 5715404352, 17062027324, 14751270406	0.139	0.101	0.100	0.132	0.290	0.290	0.318
	13664603442, 5715404352, 17062027324, 15475127040	0.145	0.106	0.106	0.013	0.323	0.323	0.331
5	14557242340, 10536646034, 14362556404, 17062027324, 15475127040	0.151	0.115	0.114	0.016	0.323	0.323	0.464
	3406267521, 10162127551, 216513633, 17062027324, 7040663645	0.152	0.112	0.112	0.014	0.323	0.323	0.451
	11336504701, 10536646034, 14362556404, 17062027324, 15475127040	0.153	0.115	0.114	0.014	0.323	0.323	0.449
6	3406267521, 344257323, 216513633, 230745335, 3614405665, 16453420331	0.165	0.129	0.129	0.016	0.323	0.323	0.594
	3133650470, 13664603442, 2746602165, 5335011436, 14310135523, 11722561015	0.165	0.123	0.123	0.103	0.323	0.323	0.573
	3406267521, 344257323, 216513633, 230745335, 3614405665, 12704066364	0.167	0.130	0.130	0.016	0.323	0.323	0.606
7	14557242340, 10536646034, 11363301072, 5335011436, 11706202732, 15475127040, 12704066364	0.542	0.506	0.506	0.104	0.516	0.516	1.169
	11336504701, 10536646034, 11363301072, 5335011436, 11706202732, 15475127040, 12704066364	0.542	0.506	0.506	0.117	0.516	0.516	1.187
	3133650470, 13664603442, 14660216513, 5335011436, 11706202732, 15475127040, 12704066364	0.542	0.506	0.506	0.016	0.516	0.516	1.085
8	14557242340, 10536646034, 11363301072, 5335011436, 11706202732, 15475127040, 7040663645, 15127040663	0.657	0.606	0.606	0.104	0.710	0.710	1.831
	11336504701, 10536646034, 11363301072, 5335011436, 11706202732, 15475127040, 7040663645, 15127040663	0.657	0.606	0.606	0.117	0.710	0.710	1.862
	3133650470, 13664603442, 14660216513, 5335011436, 11706202732, 15475127040, 7040663645, 15127040663	0.657	0.606	0.606	0.177	0.710	0.710	1.796

Tabelle B.2.: Die Gütewerte der nach Gütekriterium G1 optimierten M-Sequenzen 5. Ordnung

B.3. Ordnung 5

Setgröße	Codes in Oktalardarstellung	G1	G2	MAI	MAI MUD	G3	G4	NW <sub>sum</sub>
2	13664603442, 7466021651	0.163	0.078	0.078	0.010	0.226	0.226	0.163
	15724234062, 6720230745	0.145	0.070	0.069	0.008	0.226	0.226	0.145
	4603442573, 12361440566	0.149	0.067	0.067	0.007	0.226	0.226	0.149
3	16031336504, 7551407105, 7453350114	0.185	0.104	0.104	0.016	0.258	0.258	0.268
	16031336504, 13664603442, 17225610154	0.203	0.126	0.126	0.012	0.258	0.258	0.319
	4234062675, 2127551407, 3301072457	0.220	0.127	0.127	0.012	0.258	0.258	0.312
4	16031336504, 7551407105, 7453350114, 2732474310	0.190	0.107	0.107	0.016	0.290	0.290	0.360
	4234062675, 2127551407, 3301072457, 11267202307	0.220	0.127	0.127	0.012	0.290	0.290	0.404
	4234062675, 2127551407, 3301072457, 1440566517	0.226	0.147	0.146	0.013	0.290	0.290	0.420
5	16031336504, 7551407105, 1712672023, 2732474310, 11722561015	0.210	0.133	0.133	0.013	0.290	0.290	0.485
	16031336504, 7551407105, 1712672023, 2732474310, 14751270406	0.185	0.111	0.110	0.013	0.290	0.290	0.460
	16031336504, 7551407105, 10745335011, 2732474310, 11722561015	0.210	0.133	0.133	0.014	0.290	0.290	0.471
6	4234062675, 2127551407, 6021651363, 461712672, 14405665170, 11270406636	0.222	0.145	0.145	0.133	0.323	0.323	0.607
	4234062675, 2127551407, 6021651363, 461712672, 14405665170, 5342033172	0.212	0.135	0.135	0.014	0.323	0.323	0.588
	4234062675, 2127551407, 6021651363, 461712672, 14405665170, 13420331722	0.230	0.166	0.165	0.018	0.323	0.323	0.613
7	15211603133, 3442573230, 10107245715, 1143625564, 2027324743, 2033172256, 17225610154	0.595	0.506	0.506	0.186	0.516	0.516	1.203
	15211603133, 3442573230, 10107245715, 1143625564, 2027324743, 2033172256, 16453420331	0.559	0.511	0.511	0.186	0.516	0.516	1.200
	3133650470, 13664603442, 4352274660, 10745335011, 13552361440, 7512704066, 10406636453	0.579	0.503	0.503	0.173	0.516	0.516	1.255
8	3133650470, 13664603442, 4352274660, 10745335011, 13552361440, 7512704066, 1015475127, 5342033172	0.703	0.626	0.625	0.173	0.742	0.742	1.985
	11336504701, 10536646034, 11363301072, 16255640461, 17062027324, 14751270406, 16101547512, 4534203317	0.687	0.630	0.630	0.117	0.742	0.742	1.876
	11336504701, 10536646034, 11363301072, 16255640461, 17062027324, 13172256101, 13420331722, 15127040663	0.703	0.629	0.628	0.117	0.742	0.742	1.865

Tabelle B.3.: Die Gütewerte der nach Gütekriterium Cc optimierten M-Sequenzen 5. Ordnung

### B.4. Ordnung 4

Setgröße	Codes in Oktalardarstellung	G1	G2	MAI	MAI MUD	G3	G4	NW <sub>sum</sub>
2	12334, 73120	0.275	0.207	0.206	0.018	0.400	0.400	0.275
	67024, 20731	0.277	0.200	0.200	0.017	0.400	0.400	0.277
	2467, 24166	0.277	0.219	0.219	0.022	0.400	0.400	0.277
3	2467, 24166, 73120	0.587	0.516	0.516	0.022	0.533	0.533	0.914
	60515, 24166, 73120	0.587	0.516	0.516	0.024	0.533	0.533	0.930
	41233, 24166, 73120	0.587	0.516	0.516	0.028	0.533	0.533	0.838
4	33412, 2467, 24166, 73120	0.588	0.516	0.516	0.030	0.533	0.533	1.121
	67024, 2467, 24166, 73120	0.594	0.536	0.536	0.029	0.600	0.600	1.134
	33412, 2467, 12073, 73120	0.595	0.538	0.537	0.033	0.600	0.600	1.136
5	33412, 2467, 41662, 45035, 73120	0.680	0.589	0.589	0.037	0.667	0.667	1.762
	67024, 2467, 41662, 45035, 73120	0.680	0.589	0.589	0.028	0.667	0.667	1.787
	46702, 41233, 41662, 45035, 73120	0.680	0.589	0.589	0.033	0.667	0.667	1.888
6	67024, 51560, 41233, 41662, 45035, 73120	0.681	0.589	0.589	0.033	0.667	0.667	2.057
	67024, 51560, 41233, 3545, 12073, 66241	0.690	0.575	0.575	0.031	0.667	0.667	1.989
	56051, 23341, 2467, 3545, 12073, 66241	0.692	0.579	0.579	0.031	0.667	0.667	2.061
7	67024, 51560, 41233, 3545, 24166, 31207, 73120	0.759	0.696	0.696	0.032	0.800	0.800	2.704
	56051, 23341, 2467, 3545, 24166, 31207, 73120	0.759	0.696	0.696	0.032	0.800	0.800	2.675
	33412, 24670, 60515, 3545, 24166, 31207, 73120	0.759	0.696	0.696	0.034	0.800	0.800	2.700
8	67024, 23341, 5156, 70246, 3545, 24166, 31207, 73120	0.762	0.696	0.696	0.032	0.800	0.800	2.889
	67024, 23341, 5156, 70246, 3545, 12073, 31207, 73120	0.762	0.696	0.696	0.032	0.800	0.800	2.910
	67024, 23341, 5156, 70246, 41662, 12073, 31207, 73120	0.762	0.696	0.696	0.031	0.800	0.800	2.915

Tabelle B.4.: Die Gütewerte der nach Gütekriterium G1 optimierten M-Sequenzen 4. Ordnung

Setgröße	Codes in Oktalardarstellung	G1	G2	MAI	MAI MUD	G3	G4	NW <sub>sum</sub>
2	34123, 35450	0.322	0.189	0.186	0.240	0.333	0.333	0.322
	56051, 35450	0.307	0.174	0.171	0.016	0.333	0.333	0.307
	34123, 16624	0.291	0.167	0.166	0.017	0.333	0.333	0.291
3	34123, 35450, 24166	0.657	0.524	0.522	0.240	0.533	0.533	0.889
	34123, 35450, 12073	0.664	0.531	0.529	0.240	0.533	0.533	0.935
	56051, 35450, 24166	0.657	0.524	0.522	0.032	0.533	0.533	0.973
4	34123, 51560, 35450, 24166	0.657	0.524	0.522	0.240	0.533	0.533	1.104
	34123, 51560, 35450, 12073	0.664	0.531	0.529	0.240	0.533	0.533	1.124
	34123, 51560, 16624, 12073	0.641	0.517	0.516	0.131	0.533	0.533	1.116
5	34123, 51560, 35450, 20731, 62416	0.728	0.596	0.593	0.240	0.667	0.667	1.756
	34123, 51560, 16624, 50354, 31207	0.803	0.583	0.582	0.028	0.667	0.667	1.779
	34123, 51560, 3545, 12073, 66241	0.690	0.575	0.575	0.131	0.667	0.667	1.748
6	34123, 46702, 5156, 35450, 20731, 62416	0.728	0.596	0.594	0.240	0.667	0.667	2.222
	34123, 46702, 5156, 16624, 50354, 31207	0.803	0.595	0.594	0.029	0.667	0.667	2.171
	34123, 46702, 5156, 3545, 12073, 66241	0.709	0.595	0.594	0.131	0.667	0.667	2.045
7	34123, 46702, 5156, 35450, 20731, 45035, 54503	0.862	0.729	0.727	0.240	0.800	0.800	2.744
	34123, 46702, 5156, 16624, 50354, 62416, 66241	0.850	0.704	0.704	0.035	0.800	0.800	2.798
	34123, 46702, 5156, 7312, 24166, 31207, 73120	0.801	0.696	0.696	0.243	0.800	0.800	2.715
8	34123, 46702, 5156, 35450, 41662, 12073, 31207, 66241	0.938	0.806	0.804	0.240	0.867	0.867	3.544
	34123, 46702, 5156, 16624, 20731, 45035, 54503, 73120	0.900	0.802	0.801	0.047	0.867	0.867	3.517
	56051, 23341, 2467, 35450, 41662, 12073, 31207, 66241	0.938	0.806	0.804	0.174	0.867	0.867	3.532

Tabelle B.5.: Die Gütewerte der nach Gütekriterium Cc optimierten M-Sequenzen 4. Ordnung

Setgröße	Codes in Oktalardarstellung	G1	G2	MAI	MAI MUD	G3	G4	NW <sub>sum</sub>
2	17672, 47101	0.205	0.117	0.117	0.016	0.333	0.333	0.205
	70465, 37564	0.218	0.118	0.118	0.012	0.267	0.267	0.218
	44365, 61357	0.221	0.135	0.135	0.248	0.333	0.333	0.221
3	7531, 40471, 13576	0.254	0.170	0.169	0.014	0.400	0.400	0.394
	75310, 34602, 22503	0.256	0.194	0.194	0.022	0.400	0.400	0.395
	53611, 37564, 47101	0.257	0.176	0.176	0.016	0.400	0.400	0.420
4	57046, 75643, 52260, 20316	0.280	0.181	0.181	0.083	0.400	0.400	0.595
	7531, 40471, 22503, 5677	0.283	0.170	0.169	0.075	0.400	0.400	0.523
	57046, 75643, 52260, 63440	0.283	0.169	0.169	0.022	0.400	0.400	0.537
5	7531, 40471, 22503, 27374, 75643	0.356	0.257	0.257	0.075	0.467	0.467	0.944
	7531, 40471, 22503, 13576, 75643	0.356	0.257	0.257	0.075	0.467	0.467	0.938
	7531, 63011, 22503, 42327, 75643	0.356	0.257	0.257	0.036	0.467	0.467	0.987
6	31075, 1163, 3225, 61357, 46570, 17672	0.375	0.278	0.276	0.035	0.467	0.467	1.221
	31075, 1163, 3225, 61357, 46570, 37564	0.375	0.281	0.280	0.035	0.467	0.467	1.059
	31075, 40471, 3225, 61357, 46570, 17672	0.375	0.278	0.276	0.035	0.467	0.467	1.198
7	44365, 23460, 52064, 67705, 4657, 75643, 20316	0.405	0.327	0.326	0.087	0.467	0.467	1.371
	44365, 23460, 52064, 13576, 57046, 75643, 20316	0.405	0.327	0.326	0.083	0.467	0.467	1.389
	54436, 23460, 64520, 57613, 4657, 17672, 20316	0.405	0.336	0.336	0.115	0.533	0.533	1.504
8	53107, 23460, 52064, 13576, 57046, 17672, 30251, 20316	0.467	0.329	0.329	0.263	0.533	0.533	1.662
	72621, 47140, 52064, 57613, 4657, 50773, 30251, 20316	0.467	0.339	0.339	0.215	0.467	0.467	1.660
	72621, 23460, 52064, 57613, 4657, 50773, 30251, 20316	0.467	0.329	0.329	0.033	0.467	0.467	1.596

Tabelle B.6.: Die Gütewerte der nach Gütekriterium G1 optimierten kleine Kasami Sequenzen 4. Ordnung

Setgröße	Codes in Oktalardarstellung	G1	G2	MAI	MAI MUD	G3	G4	NW <sub>sum</sub>
2	16301, 64520	0.263	0.083	0.083	0.010	0.200	0.333	0.263
	16301, 32250	0.341	0.083	0.082	0.010	0.200	0.400	0.341
	4714, 6452	0.332	0.089	0.087	0.009	0.200	0.467	0.332
3	11630, 3225, 5677	0.337	0.105	0.105	0.105	0.267	0.467	0.424
	11630, 3225, 42737	0.337	0.137	0.136	0.058	0.267	0.467	0.429
	4714, 3225, 5677	0.334	0.110	0.108	0.013	0.267	0.467	0.419
4	11630, 3225, 42737, 72176	0.386	0.171	0.170	0.058	0.333	0.467	0.658
	11630, 6452, 42737, 72176	0.407	0.205	0.203	0.019	0.333	0.467	0.651
	11630, 3225, 13576, 56437	0.521	0.158	0.156	0.096	0.333	0.533	0.766
5	11630, 6452, 42737, 72176, 24541	0.580	0.330	0.329	0.095	0.400	0.467	0.980
	11630, 3225, 13576, 56437, 52260	0.575	0.330	0.329	0.096	0.400	0.533	0.974
	4714, 3225, 13576, 56437, 52260	0.575	0.330	0.329	0.096	0.400	0.533	1.004
6	72621, 47140, 6452, 77056, 24541, 44063	0.580	0.340	0.340	0.215	0.400	0.467	1.123
	65443, 71404, 6452, 76135, 23274, 43756	0.644	0.282	0.278	0.070	0.400	0.533	1.151
	71404, 51241, 42327, 7735, 22605, 3162	0.565	0.330	0.328	0.073	0.400	0.467	1.113
7	26217, 1163, 22503, 27374, 74232, 17672, 34406	0.451	0.324	0.324	0.027	0.400	0.400	1.295
	26217, 1163, 51241, 27374, 74232, 17672, 34406	0.451	0.324	0.324	0.027	0.400	0.400	1.292
	71404, 51241, 35761, 42327, 56437, 22605, 3162	0.577	0.330	0.328	0.073	0.400	0.533	1.363
8	65443, 71404, 6452, 76135, 23274, 43756, 52260, 3162	0.644	0.328	0.327	0.245	0.467	0.533	1.631
	65443, 16301, 22503, 76135, 23274, 43756, 13025, 20316	0.644	0.354	0.353	0.093	0.467	0.533	1.734
	65443, 16301, 22503, 76135, 23274, 43756, 13025, 44063	0.644	0.372	0.371	0.074	0.467	0.533	1.704

Tabelle B.7.: Die Gütewerte der nach Gütekriterium Cc optimierten kleine Kasami Sequenzen 4. Ordnung

*Anhang B. Die optimalen Codesets mit Gütewerten*

# Anhang C.

## Liste der verwendeten Symbole

### Symbolen:

$\delta_i$	Symboldelay des $i$ -ten Benutzers in Symboltakt
$\tilde{\delta}_i$	Das Symboldelay des $i$ -ten Benutzers in Symboltakt, nach realem Empfangsentwurf
$\Delta_{12}$	Benutzer 2 Delay gegenüber Benutzer 1 in Chips, es gilt : $\Delta_{12} = N - \Delta_{21}$
$\Delta_{21}$	Mit SAW Filter gemessene Zeitdifferenz in Chips der am Empfänger ankommenden Symbole zwischen Benutzer 2 (Störer) und Benutzer 1, wird auch als "Laufzeitunterschied" bezeichnet.
$\Gamma$	Spektrale Effizienz in Symbol/s/Hz oder Chip/s/Hz
$\Omega$	Auf Abtastfrequenz normierte Frequenzvariable im Bereich von $-\pi$ bis $\pi$
$c_0(n)$	Spreizcode als periodische Folge
$c(n)$	Eine Periode des Spreizcodes
$\tilde{c}(n)$	Das Impulsantwort des Matched-Filters. Es gilt: $\tilde{c}(n) = c(N - 1 - n)$
$f(i)$	System-Funktion: Die Impulsantwort der System-Filter
$f_{\Delta}(i)$	System-Funktion: Die Impulsantwort des System-Filters, bei falscher Abtastung
$f'(i)$	System-Funktion: Mit Berücksichtigung des Multi-User-Detektors
$\tilde{f}(i)$	System-Funktion: Für realen Entwurf des Empfängers
$f_{ii}(i)$	System-Funktion: Bezeichnet die Nutzdatenübertragung von Benutzer $i$
$f_{ji}(i)$	System-Funktion: Bezeichnet die Störungen von Benutzer $j$ zu Benutzer $i$
$F(n)$	Die Faltung der Kanalimpulsantwort und der aperiodischen Korrelationsfunktion
$F_{ii}(n)$	F-Funktion: Die Faltung der Kanalimpulsantwort und der aperiodischen Autokorrelationsfunktion des Spreizcodes von Benutzer $i$
$F_{ji}(n)$	F-Funktion: Die Faltung der Kanalimpulsantwort und der aperiodischen Kreuzkorrelationsfunktion zwischen den Spreizcodes von Benutzer $j$ und Benutzer $i$

## Anhang C. Liste der verwendeten Symbole

$g(n)$	Die Impulsantwort des Sendefilters
$h(n)$	Kanalimpulsantwort. $h_2(n)$ wird in der Arbeit erweitert definiert: es enthält auch die Sendeverzögerung von Benutzer 2.
$ISI_{ii}$	Relative Inter-Symbol-Interferenz.
$K$	K-Faktor, beschreibt den Einfluss des Kanals auf den $SNR_{\text{Gewinn}}$
$m_i$	Kanallaufzeit des $i$ -ten Kanals, Gruppenlaufzeit in Chips. In der Literatur auch als $\tau_g$ bezeichnet. $m_2$ wird in der Arbeit erweitert definiert: es enthält auch die Sendeverzögerung von Benutzer 2.
$mm_i$	$(m_i - 2 \bmod N) + 1$ . Der Abstand des maximalen Peaks der Daten vor der Abtastung zum davorliegenden Rasterzeitpunkt.
$mm'_i$	$m_i - \delta_i N$
$MAI_{ji,max}$	Maximale relative Multiple-Access-Interferenz.
$N$	Die Länge des Spreizcodes
$n$	Ordnung des Generatorpolynoms
$n_0$	Die Verschiebung des MAI-Schätzfilters, um Kausalität zu erreichen.
$n_{\text{samp}}(i)$	Der Abtastzeitpunkt des Signals nach dem Matched-Filter $w(n)$ für den Hauptpeak
$n_{\text{samp},\Delta}(i)$	Die abweichende Abtastzeitpunkt für die Peaks im Abstand von $\Delta$ Chips vor oder nach dem Hauptpeak
$n'_{\text{samp}}(i)$	Der "Abtastzeitpunkt" der F-Funktion
$n'_{\text{samp},\Delta}(i)$	Der abweichende "Abtastzeitpunkt" der F-Funktion für die Nebenpeaks
$n_r(i)$	Die Störungen vor dem Demodulator (Rauschen und Störimpulse)
$n_w(n)$	Die Störungen vor der Abtastung, nach dem Matched-Filter (Rauschen und Störimpulse)
$n_y(n)$	Die Störungen nach dem Kanal (Rauschen und Störimpulse)
$NW_{ii,max}$	Parameter für die durch die AKF verursachte maximale Nebenwertleistung.
$NW_{ji,max}$	Parameter für die durch andere Übertragungen maximale Nebenwertleistung.
$NW_{\text{sum}}$	Maximale Leistung der Nebenwerte bei gleichzeitiger Übertragung aller möglicher Benutzer eines Sets.
$P_{ISI}$	Die mittlere Leistung der Inter-Symbol-Interferenz vor dem Demodulator.
$P_{MAI}$	Die mittlere Leistung der Multiple-Access-Interferenz vor dem Demodulator.
$P_{n_r}$	Die mittlere Leistung der Störungen $n_r$ vor dem Demodulator
$P_{n_y}$	Die mittlere Leistung der Störungen $n_y$ nach dem Kanal
$P_{r,nutz}$	Die mittlere Nutzsignalleistung vor dem Demodulator ohne ISI
$P_r$	Die mittlere Leistung der Empfangsymbole $r$ vor dem Demodulator
$P_y$	Die mittlere Leistung der Chips $y$ nach dem Kanal ohne Störungen.
$q(i)$	Die Impulsantwort des MAI-Schätzfilters

$r(i)$	Empfangssymbole (nach der Abtastung)
$r_{\Delta}(i)$	Empfangssymbole bei der um $\Delta$ Chips abweichenden Abtastung
$\tilde{r}(i)$	Die Empfangssymbole mit Berücksichtigung eines Frequenzoffsets zwischen Mischern im Sender und Empfänger.
$r_{ii,nutz}(i)$	Die Nutzdaten Symbole des $i$ -ten Benutzers, ohne Inter-Symbol-Interferenz
$r_{ii}(i)$	Das Nutzsignal des $i$ -ten Benutzers
$r_{ji}(i)$	Die Multiple-Access-Interferenz von Sender $j$ zu Empfänger $i$
$R_b$	Bitrate
$R_c$	Chiprate
$R_s$	Symbolrate
$s(i)$	Vom Modulator erzeugte Sendesymbole
$SNR_{\text{Gewinn,max}}$	Der maximale SNR-Gewinn, ist gleich der Codelänge in dB
$SNR_{\text{Gewinn}}$	Der SNR Unterschied vor und nach der Entspreizung
$SNR_{\text{nach Kan.}}$	Das SNR nach dem Kanal, vor der Entspreizung
$SNR_{\text{vor Dem.}}$	Das SNR vor dem Demodulator, nach der Entspreizung
$\tau$	Sendeverzögerung zwischen Benutzern in Chips
$st_r(i)$	Die Störimpulse vor dem Demodulator
$st_w(n)$	Die Störimpulse vor der Abtastung, nach dem Matched-Filter
$st_y(n)$	Die Störimpulse nach dem Kanal, vor dem Matched-Filter
$T_c$	Chipdauer
$T_s$	Symboldauer
$u(n)$	Mit Zeropadding upgesampelte Sendesymbole
$w(n)$	Das Signal nach dem Matched-Filter aber vor der Abtastung
$\tilde{w}(n)$	Das Signal nach dem Matched-Filter mit Berücksichtigung eines Frequenzoffsets zwischen Mischern im Sender und Empfänger.
$wr_r(i)$	Das Hintergrundrauschen vor dem Demodulator
$wr_w(n)$	Das Hintergrundrauschen vor Abtastung, nach dem Matched-Filter
$wr_y(n)$	Das Hintergrundrauschen nach dem Kanal, vor dem Matched-Filter
$x(n)$	Die Chips nach der Spreizung
$y(n)$	Das Signal nach dem Kanal
$\tilde{y}(n)$	Das Signal nach dem Kanal mit Berücksichtigung eines Frequenzoffsets zwischen Mischern im Sender und Empfänger.

## Abkürzungen

DS-CDMA	Direct Sequence Code Division Multiple Access
ISI	Inter-Symbol-Interferenz
MAI	Multiple-Access-Interferenz
MUD	Multi-User-Detektor
SUD	Single-User-Detektor

*Anhang C. Liste der verwendeten Symbole*

# Anhang D.

## Übersicht der M-Files

### D.1. System M-Files

- `gui.m`: Die GUI-Oberfläche. Gleichwertig zu `cdma_system.m`
- `cdma_system.m`: Definiert Parameter der Simulation in Struktur, die in `simulation_and_plot.m` durchgeführt werden soll.
- `simulation_and_plot.m`: Hauptprogram der Simulation, wird von `gui.m` oder `cdma_system.m` gerufen. Führt die Simulation aus und liefert die berechneten und simulierten Werte zurück.
- Kanal Nachbildung:
  - `filter_vergleich.m`: Speichert Einstellungen wie Bandbreite, Mittenfrequenz, Typ des nachzubildenden Kanals etc. in Strukturen, wobei für jede Struktur `filter_and_plot.m` ausgeführt wird. Ein grafischer Vergleich zwischen verschiedenen Einstellungen kann durchgeführt werden.
  - `filter_and_plot.m`: Mit den in Strukturen gespeicherten Einstellungen eine Kanalnachbildung berechnen und auf dem Bildschirm anzeigen. Ruft `Kanal_data.m`, `H_von_s.m`, `Daten_von_fig.m` auf.
  - `Kanal_data.m`: Liefert die gemessenen Werte bzw. den Typ der gewünschten Übertragungsfunktion in einer Structure "Kanal\_info" zurück. Wird von `filter_and_plot` benutzt. Ruft `daten_von_fig.m` und `H_von_s.m` auf.
  - `daten_von_fig.m`: Aus einer Fig-Datei den Amplitudengang, und die Messpunkte der Frequenz extrahieren.
  - `H_von_s.m`: Aus S-Parametern die Übertragungsfunktion berechnen.
- Spreizcode Suche:
  - `gut_spc_gen.m`: Liefert das optimale Codeset aus vorgegebenen Codes je nach Setgröße und Gütekriterium. Ruft `kkf_whole_familie_2.m`, `code_search.m`, `best_code.m` und `tex_ausgabe.m` auf.

## Anhang D. Übersicht der M-Files

- `kkf_whole_familie_2.m`: Erzeugt Blockmatrizen mit vorberechneten Werten (`kkf_max`, `mai_max` etc...) aus denen die Gütematrix für alle untersuchten Codepaare berechnet werden kann. Ruft `code_gen_familie.m` auf.
  - `code_gen_familie.m`: Liefert eine ganze Familie von Codes nach vorgegebenem Familien Typ, Ordnung und Familien Index. Den Index gibt es nur bei Gold und Kasami Codes, da es dort mehrere Familien gibt. Ruft `code_gen.m` auf.
  - `code_gen.m`: Erzeugt einen einzelnen Code aus gegebenem Elternpolynom, Startwert etc... Ruft `pn_gen.m`, `gold_gen.m` oder `ska_gen.m` etc. auf.
  - `search_daten.m`: Sucht für ein gegebenes Codesets optimale Codes hinzu. Liefert `add_anzahl` neue Sets mit einem Code mehr als vorher und deren Gütewerte zurück.
  - `best_code.m`: Anhand des Indexes der Codes in der Blockmatrix die originalen Codes ausgeben.
  - `tex_ausgabe.m`: Berechnet für die nach einer Güte optimierten Codesets auch die Gütewerte bzgl. der anderen Kriterien. Gibt die gegebenen Codesets und alle deren Gütewerte werden in einem Tex-Tabellenformat aus (wie in der Ausarbeitung im Anhang zu sehen). Ruft `guete_krit_2.m` auf.
  - `guete_krit_2.m`: Berechnet für ein gegebenes Codeset alle dazugehörigen Gütewerte. Ruft `max_mai_isi_h.m` auf.
  - `max_mai_isi_h.m`: Berechnet für ein Zweiercodeset die dazugehörigen Gütewerte. Ruft `cdma_ersatz_system.m`, `MAI_entzer.m`, `ersatz_system_mit_entzer.m` auf.
- Anhand des gefundenen Code und der Kanalimpulsantwort die Leistung von MAI, ISI, Nutzsignal nach dem Demodulator sowie die Signalleistung nach dem Kanal berechnen.
    - `cdma_ersatz_system.m`: Berechnet das CDMA-Ersatzsystem mit vorgegebenem Spreizcode und gegebener Kanalimpulsantwort. Ruft `folge_xcorr.m`, `folge_abtasten.m` sowie `folge_conv.m` auf.
    - `x_d_2.m`: Berechnet die Signalleistung nach dem Kanal
  - Störimpulse Nachbildung:
    - `make_st.m`: Die Störimpulse werden mit dem gegebenen Kriterium nachgebildet bzw. erzeugt und in einem gewissen Abstand hintereinander gehängt. Ruft `to_simin.m`, `filtern.m`, `daten_txt2mat.m` auf.
    - `to_simin.m`: Bearbeitung der Störimpulse. Die Störimpulse werden gefiltert und ins komplexe Basisband transformiert. Es können nur einzelne oder alle vorhandenen Störimpulse ausgewählt werden. Ruft `daten_txt2mat.m`, `filtern.m` auf.

- daten\_txt2mat.m: Aus den Text-Dateien, welche die gemessenen Messdaten enthalten, die Impulsdauer, Impulsabstand sowie die Aufnahme­nummer in einer Mat-Datei speichern. Da ein Störimpuls mehrere Messaufnahmen enthält, werden die Amplituden der Messaufnahmen, die zu einem Störimpuls gehören, in einem Cell-Array gespeichert.
  - filtern.m: Die durch Doppelzündungen verursachten Störimpulse wegfiltern und in verschiedenen Formen nachbilden.
  - return\_ori.m: Aus den gemessenen Störimpulsen oder der Nachbildung der Störimpulse ein Störimpulssignal mit gewissem Impulsmusterabstand bilden.
- Entwurf des Multi-User-Detektors:
    - mai\_entzer.m: Entwirft den Multi-User-Detektor aus dem CDMA-Ersatzsystem. Dieser kann nach dem Zero-Forcing oder MMSE Verfahren entworfen werden. Ruft folge\_werte\_weglassen.m, folge\_conv\_inv.m, folge\_conv.m sowie folge\_nullen\_weg.m auf.
  - CDMA-Ersatzsystem mit Multi-User-Detektor berechnen:
    - ersatz\_system\_mit\_entzer.m : Berechnet das CDMA-Ersatzsystem inklusive Multi-User-Detektor. Ruft folge\_conv.m und folge\_add.m auf.

## D.2. Sonstige M-Files

- Aus Modelsim die Daten in Simulink einbinden.
  - aenderung\_x.m: Detektiert und speichert nur die Änderungen im von Modelsim erzeugten Störimpulssignal, sodass nicht so viel Speicherplatz für die Simulation mit Störimpulsen benötigt wird.
- Generation von Codes:
  - pn\_gen.m: Erzeugung von M-Sequenzen (bipolar)
  - gold\_gen.m: Erzeugung von Gold-Folgen (bipolar)
  - ska\_gen.m: Erzeugung von kleinen Kasami-Folgen (bipolar)
- Hilfs M-Files
  - cell\_to\_array.m: Wandelt eine Variable vom Cell Format ins Array Format
  - density\_est.m: Schätzt eine Dichtefunktion aus Samples mit einem Histogramm. (wie 'hist', aber die Fläche unter der Kurve ergibt sich zu 1).

## Anhang D. Übersicht der M-Files

- is\_neuer.m: Testet ob eine Datei neueren Datums als eine andere Datei ist. Wird oft zum Test, ob die Mat-Datei nicht älter als die sie erzeugenden Haupt- und Unter-M-Files sind, verwendet.
- konfig.m: Bereitet eine Figure für eine in der Ausarbeitung verwendbaren Darstellung vor. Die Figure wird automatisch sowohl im FIG und EPS Format gespeichert.
- zerlegung\_g\_u: Eine Funktion in geraden und ungeraden Anteil zerlegen.
- Die Bewertung des Multi-User-Detektors, indem alle Parameter genau berechnet und die Benutzer 2 Verzögerung variiert wird.
  - mai\_noise\_delay\_plot.m: Anhand der verschiedenen CDMA-Ersatzsysteme mit MUD, die relative Leistung der ISI, MAI, Hintergrundrauschen zu Nutzdatenleistung, und auch den SNR Gewinn berechnen. Dabei werden alle Benutzer 2 Verzögerungen variiert.
- Folgen Operationen: Da in der Matlab der Index von Arrays immer bei 1 beginnt, gibt es zwischen einer realistischen Folge und der Folge, die in Matlab dargestellt wird, einen Index-Offset. Die folgende Operatoren werden definiert, um Berechnungen mit realistischen Folgen bequem zu handhaben.  
Realistischer Index + Offset = Matlab Index
  - folge\_abtasten.m
  - folge\_add.m: Zwei Folgen addieren
  - folge\_conv.m: Faltung
  - folge\_conv\_inv.m: Faltungsumkehr
  - folge\_normalisieren.m: Verschiebung von Folgen, so dass der Folgen Index gegenüber Matlab Index eine Offset von 1 hat. Der reale Folgen Index fängt dann immer von 0 an.
  - folge\_nullen\_weg.m
  - folge\_shift.m: Verschiebung von Folgen
  - folge\_werte\_weglassen.m
  - folgen\_xcorr.m: Korrelation von Folgen
  - folgen\_zeitumkehr.m

# Literaturverzeichnis

- [Bau71] BAUMERT, L.D.: *Cyclic difference sets*. Lecture Notes in Math., 182, 1971.
- [Bos04] BOSCH. *Autoelektrik und Autoelektronik*, 2004.
- [Che04] CHEN, JIA: *Entwicklung eines VHDL-Codes zur Nachbildung eines Impulsstörerszenarios für Kfz Powerline Kanäle*. Studienarbeit, Universität Karlsruhe (TH) Institut für Industrielle Informationstechnik, Karlsruhe, September 2004.
- [Dos80] DOSTERT, KLAUS: *Ein neues Spread-Spectrum Empfängerkonzept auf der Basis angezapfter Verzögerungsleitungen für akustische Oberflächenwellen*. Dissertation, Universität Kaiserslautern, Fachbereich Elektrotechnik, Kaiserslautern, Juli 1980.
- [Huc06] HUCK, THORSTEN: *Analyse und Modellierung der Störumgebung im Kraftfahrzeug*. Bosch Intern-Bericht, 2006.
- [Kam01] KAMMEYER, KARL DIRK: *Matlab in der Nachrichtentechnik*. J. Schlembach Fachverlag, Weil der Stadt, 1 Auflage, 2001.
- [Kie97] KIENCKE, UWE: *Signale und Systeme*. Oldenbourg-Verlag, München, 2 Auflage, 1997.
- [Kro86] KROSCHEL, KRISTIAN: *Statistische Nachrichtentheorie. 1.Teil: Signalerkennung und Parameterschätzung*. Springer-Verlag, Berlin, 2 Auflage, 1986.
- [Kro91] KROSCHEL, KRISTIAN: *Datenübertragung*. Springer-Verlag, Berlin, 1 Auflage, 1991.
- [Lük92a] LÜKE, HANS DIETER: *Korrelationssignale*. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 1 Auflage, 1992.
- [Lük92b] LÜKE, HANS DIETER: *Korrelationssignale, Kapitel 6 Folgen mit gutem aperiodischen Korrelationsverhalten*, Seiten 113–115. In: [Lük92a], 1 Auflage, 1992.
- [Lük92c] LÜKE, HANS DIETER: *Korrelationssignale, Kapitel 7.2 Aperiodische Eigenschaften periodischer Familien*, Seite 135. In: [Lük92a], 1 Auflage, 1992.
- [Luc92] LUCAS, RAINER: *CDMA für Mobilfunksysteme*. Diplomarbeit, Universität Karlsruhe TH, Institut für Nachrichtensysteme, Karlsruhe, Juni 1992.
- [Mata] *Matlab Hilfe: Gold Sequence Generator*. URL: <http://www.mathworks.co.uk>.
- [Matb] *Matlab Hilfe: Kasami Sequence Generator*. URL: <http://www.mathworks.co.uk>.

## Literaturverzeichnis

- [NEC94] NOUVEL, F., G. EL ZEIN, and J. CITERNE: *Code division multiple access for an automotive area network over power-lines*. IEEE, pages 525–529, 1994.
- [PR79] PURSLEY, M.B. and H.F.A. ROEFS: *Numerical evaluation of correlation parameters for optimal phases of binary shift-register sequences*. IEEE, 27(10), 1979.
- [Pro00] PROAKIS, JOHN: *Digital Communications*. McGraw-Hill Science/Engineering/Math, August 2000.
- [SP80] SARWATE, DILIP V. and MICHAEL B. PURSLEY: *Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences*. IEEE, 68(5), May 1980.
- [Sti03] STIEGLER, FRANK: *Schnelle Datenübertragung auf einer neuartigen KFZ-Bordnetzstruktur*. Dissertation, Universität Karlsruhe, Karlsruhe, Juli 2003.
- [Wel74] WELCH, LR: *Lower bounds on the maximum cross correlation of signals*. IEEE Trans., pages 397–399, 1974.