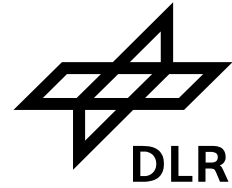


Universität Karlsruhe (TH),
Institut für Nachrichtentechnik
DLR Oberpfaffenhofen,
Institut für Kommunikation und Navigation



TAKOKO

Techniken, Algorithmen und Konzepte für
COFDM Systeme zur Koexistenz
mit autorisierten Systemen
im selben Frequenzband

Technischer Bericht 2:

PHY Design Sender

Autoren:

Dipl.-Ing. Sinja Brandes, DLR
Dipl.-Ing. Ulrich Berthold, Uni-Karlsruhe

Berichtszeitraum:

1. Juli 2004 bis 30. Juni 2006

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation	1
1.2	Aufgabenstellung	2
2	Detektion von Belegungslücken	5
2.1	Verallgemeinertes Modell einer Overlay-Umgebung	5
2.2	Overlay-Umgebung	6
2.3	Verallgemeinertes System-Modell	7
2.4	Belegungsmodell für Spectrum Pools	8
2.4.1	Einzelner Kanal ($n = 1$)	9
2.4.2	Mehrere Kanäle ($n > 1$)	9
2.5	Beobachtung und Prädiktion	10
2.5.1	Beobachtung	11
2.5.2	Parameter	11
2.5.3	Prädiktion	11
2.6	Bewertung und Entscheidung	12
3	Störminimierung am Sender	16
3.1	Untersuchte Verfahren	17
3.1.1	Subcarrier Weighting	17
3.1.2	Cancellation Carrier	19
3.1.3	Kombination von Cancellation Carrier mit Fensterung	22
3.2	Simulationsergebnisse für ein konventionelles OFDM-System	25
3.2.1	Subcarrier Weighting	25
3.2.2	Cancellation Carrier	26
3.2.3	Fensterung	27
3.3	Simulationsergebnisse für das Overlay-Szenario im VHF-Band	29
4	Adaptiver COFDM-Sender	33
4.1	Flexible Rahmenstruktur	34
4.2	Einfluß von Verfahren zur Störminimierung auf das Gesamtsystem	36

Inhaltsverzeichnis

4.2.1	Fensterung	36
4.2.2	Cancellation Carrier	37
4.2.2.1	BER	37
4.2.2.2	PAPR	38
4.3	Vielfachzugriff in der MAC-Schicht: Vergleich MC-CDMA und OFDM	40
5	Zusammenfassung	43

Verwendete Abkürzungen

AP Arbeitspaket

BER Bitfehlerrate

BPSK Binary Phase-Shift Keying

CC Cancellation Carrier

CDMA Code-Division Multiple-Access

CSMA Carrier-Sense Multiple-Access

DL Downlink

DSB-AM Double Sideband Amplitude Modulation

DSL Digital Subscriber Line

FDD Frequency-Division Duplex

FDMA Frequency-Division Multiple-Access

FFT Fast Fourier Transform

GI Guard-Intervall

GMSK Gaußsches Minimum-Shift Keying

GSM Global System for Mobile Communications

IEEE Institute of Electrical and Electronic Engineers

MAC Medium Access Control

MAN Metropolitan Area Network

MC-CDMA Multi-Carrier Code-Division Multiple-Access

Verwendete Abkürzungen

NLOS No Line Of Sight

OFDM Orthogonal Frequency-Division Multiplexing

PAPR Peak-To-Average Power Ratio

PHY Physical Layer

PSK Phase-Shift Keying

PTT Push To Talk

QAM Quadrature Amplitude Modulation

QPSK Quadrature Phase-Shift Keying

RC Raised-Cosine

SIR Signal-zu-Interferenzleistungsverhältnis

SNR Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis

SUI Modified Stanford University (SUI) Channel Models

SW Subcarrier Weighting

TAKOKO Techniken, Algorithmen und Konzepte für COFDM Systeme zur Koexistenz mit autorisierten Systemen im selben Frequenzband

TDD Time-Division Duplex

TDMA Time-Division Multiple-Access

UL Uplink

VHF Very High Frequency

WLAN Wireless Local Area Network

1 Einleitung

Information hat in unserer heutigen Gesellschaft einen sehr großen Stellenwert, und der Bedarf an Informationsaustausch nimmt ständig zu. Die richtige Information soll möglichst jederzeit an jedem Ort zur Verfügung stehen. Dies stellt wachsende Anforderungen an die Kommunikationstechnik, insbesondere an die Mobilfunktechnik, da durch sie die geforderte Ortsunabhängigkeit erst möglich wird.

1.1 Motivation

Es gibt allerdings nicht beliebig viele Frequenzbereiche, die für eine Kommunikation geeignet sind, die Ressource “nutzbares Spektrum” ist begrenzt. Um dem steigenden Kommunikationsaufkommen gerecht zu werden, müssen die verfügbaren Frequenzbereiche möglichst effizient genutzt werden. Bislang wurden von den Regulierungsbehörden die meisten Bereiche des Spektrums fest an Organisationen oder Firmen (Mobilfunkbetreiber, Militär, Rettungsdienst, Polizei, Rundfunk, etc.) mit einem exklusiven Nutzungsrecht vergeben. Daher ist die Effizienz der Spektrumsnutzung sehr eng an den Kommunikationsbedarf eines speziellen Betreibers gekoppelt und somit starken Schwankungen ausgesetzt.

Messungen haben ergeben [WJ04], daß weite Bereiche des Spektrums oft ungenutzt bleiben, wobei die Belegung des Spektrums orts- und zeitabhängig ist. Eine Steigerung der spektralen Effizienz läßt sich durch verschiedene Ansätze erreichen, unter anderem:

- Ultra Wide Band (UWB) [WS02], eine Technik basierend auf Bandspreizung mit extrem hohen Spreizfaktoren, die bereits von der amerikanischen “Federal Communications Commission” (FCC) zugelassen wurde,
- General Packet Radio Service (GPRS) [BA02], eine Paketdatenübertragungstechnik in GSM und

1 Einleitung

- Spectrum Pooling [Mit99, Zan97].

Der allgemeinste Ansatz ist das sogenannte *Spectrum Pooling*. Hierbei werden die Lücken in der Belegung durch ein koexistierendes System im gleichen Frequenzband gezielt genutzt. In diesem Zusammenhang werden einige Begriffe eingeführt, die im folgenden immer wieder verwendet werden:

- Als *Hauptsystem* wird das System bezeichnet, das ursprünglich die exklusiven Nutzungsrechte für ein bestimmtes Frequenzband zugewiesen bekommen hat und sich in der Regel bereits im laufenden Betrieb befindet.
- Ein *Overlay-System* / *Füllsystem* wird im Frequenzbereich eines Hauptsystems betrieben und nutzt dessen Belegungslücken.
- Die Koexistenz von Haupt- und Overlay-System wird *Overlay-Szenario* genannt.

Eine wichtige Anforderung an ein Overlay-System ist die dynamische Anpassung an das Belegungsverhalten des Hauptsystems. Weiterhin darf der Betrieb des Hauptsystems durch das Füllsystem nicht gestört werden - im optimalen Fall merkt das Hauptsystem von dem zusätzlich betriebenen Overlay-System nichts.

Im Forschungsvorhaben “**T**echniken, **A**lgorithmen und **K**onzepte für COFDM Systeme zur **K**oexistenz mit autorisierten Systemen im selben Frequenzband“ (TAKOKO) wird untersucht, inwieweit Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM) für den Einsatz in Overlay-Systemen geeignet ist. OFDM ist ein vielversprechender Ansatz, da der zur Verfügung stehende Frequenzbereich in OFDM-Unterträger aufgeteilt wird, welche einzeln an- oder ausgeschaltet werden können. Dadurch ist eine dynamische Anpassung an die aktuell bestehenden Belegungslücken möglich.

1.2 Aufgabenstellung

In Arbeitspaket (AP) 2 wird ein Sender entworfen, der an die speziellen Anforderungen in einem Overlay-System angepaßt ist. Diese Anforderungen sind im einzelnen:

1. Der Sender eines Overlay-Systems muß in der Lage sein, die Belegungslücken des Hauptsystems zu detektieren und zu entscheiden, welche Ressourcen das Overlay-System nutzen kann.

2. Das Sendespektrum muß adaptiv an die detektierten Lücken angepaßt werden und diese möglichst effizient nutzen, ohne das Hauptsystem zu beeinträchtigen.
3. Um eine Koexistenz mit möglichst geringen Interferenzen zwischen Haupt- und Overlay-System zu gewährleisten, müssen die bei OFDM problematischen Nebenaussendungen reduziert werden.

Diese drei Fragestellungen werden in AP 2.1 bis 2.3 bearbeitet.

In AP 2.1 wird nicht nur die Messung der Belegungssituation selbst, sondern insbesondere der Prozess, wie die gemessenen Informationen über die Spektrumsbelegung ausgewertet werden, untersucht. Dazu wird die Spektrumsbelegung auf einer abstrakten Ebene mit Hilfe von Verkehrsmodellen analysiert, wobei nicht nur ein Frequenzbereich beobachtet wird, sondern mehrere Spectrum Pools parallel. Die Ergebnisse der Spektrumsmessungen werden in einem Parametervektor zusammengefaßt, der Informationen beispielsweise über die Anzahl der verfügbaren Unterträger und die Kohärenzzeit der Spektrumsbelegung beinhaltet. Anhand dieser Informationen kann das Overlay-System dann entscheiden, ob eine Aktualisierung des verwendeten Belegungsvektors notwendig ist und ob gegebenenfalls sogar ein benachbarter Frequenzbereich günstiger ist. Diese Informationen sind auch im Hinblick auf eine gemeinsame Optimierung von PHY- und MAC-Schicht mit minimalen Datenaustausch wichtig.

Neben der Detektion der Belegungslücken ist in Overlay-System die Minimierung der Störungen auf die Hauptsysteme essentiell. Um die für OFDM charakteristischen hohen Nebenaussendungen zu reduzieren, wird in AP 2.3 zunächst auf Verfahren zurückgegriffen, die in konventionellen OFDM-System verwendet werden. Da diese Verfahren nur eine für ein Overlay-System nicht ausreichende Sidelobe-Unterdrückung erzielen, werden zwei weitere Verfahren entwickelt, das Subcarrier Weighting, bei dem die einzelnen Unterträger so gewichtet werden, daß sich ihre Sidelobes gegenseitig aufheben, und die Cancellation Carrier, die spezielle Unterträger am Rand des Spektrums sind, die so optimiert werden, daß sie die Sidelobes des eigentlichen OFDM-Signals auslöschen. Es kann gezeigt werden, daß mit einer Kombination von Cancellation Carrier mit einer konventionellen Fensterung die Nebenaussendungen so weit reduziert werden können, daß das Hauptsystem kaum gestört wird.

In AP 2.2 wird schließlich der eigentliche Sender entwickelt. Die Struktur eines Senders für ein Overlay-System kann im wesentlichen von einem konventionellem

1 Einleitung

OFDM-System übernommen werden. Es muß lediglich die Struktur eines OFDM-Rahmens entsprechend der Information über die Spektrumsbelegung angepaßt werden und so flexibel gestaltet werden, daß jederzeit eine Anpassung an eine veränderte Belegungssituation möglich ist. Außerdem müssen die Algorithmen zur Störminimierung in den Sender integriert werden und ihre Auswirkungen auf das Gesamtsystem untersucht werden. Desweiteren werden verschiedene Mehrträgerübertragungstechniken auf ihre Eignung für Overlay-Systeme untersucht. Im Hinblick auf einen gleichzeitigen Zugriff mehrerer Nutzer auf das Overlay-System ist hier MC-CDMA besonders interessant.

Der Rest dieses Berichts ist entsprechend der Teilarbeitspakete gegliedert. In Kapitel 2 werden die Detektion von Belegungslücken in der Zeit-Frequenz-Ebene und die Auswertung der so gewonnenen Informationen analysiert. Im dritten Kapitel werden sowohl konventionelle als auch im Rahmen von TAKOKO neu entwickelte Verfahren zur Störminimierung untersucht und in einem einfachen Overlay-System simuliert. Schließlich werden in Kapitel 4 die untersuchten Verfahren in ein Gesamtkonzept eines Senders integriert, der an die speziellen Anforderungen in einem Overlay-System angepaßt ist. In Kapitel 5 werden die wichtigsten Ergebnisse dieses APs zusammengefaßt.

2 Detektion von Belegungslücken

Im "Zwischenbericht zum Arbeitsfortschritt 1" [BB05b] der ersten Projektphase von TAKOKO wurden bereits wesentliche Ergebnisse zur Detektion von Belegungslücken dargestellt. Insbesondere wurde zunächst untersucht, welche grundlegenden Eigenschaften und Parameter Haupt- und OFDM-basierte Overlay-Systeme unabhängig von ihrer genauen Definition haben [BJ05b].

Verfahren zur verteilten Detektion mit Hilfe des Neyman-Pearson Kriteriums wurden in [WHJ03] untersucht.

Weiterhin wurden bereits Möglichkeiten zur gemeinsamen Optimierung von physikalischer und MAC-Schicht untersucht, insbesondere in Bezug auf eine mögliche Reduktion des Signalisierungsaufwands durch eine ungenaue Kenntnis der Belegungslücken im Empfänger des Overlay-Systems.

In diesem Kapitel wird nun die Detektion von Belegungslücken auf einer abstrakteren Ebene bzw. auf höheren Schichten untersucht und ein Framework vorgestellt, das einem Overlay-System die Möglichkeit gibt, verschiedene Spectrum Pools zu beobachten und bei Bedarf in ein geeigneteres Frequenzband zu wechseln.

2.1 Verallgemeinertes Modell einer Overlay-Umgebung

Betrachtet man die tatsächliche Belegung von Hauptsystemen, so stellt man fest, daß sie sich im allgemeinen in Abhängigkeit von Ort und Zeit dynamisch ändert. Es gibt Zeiten, in denen das Hauptsystem einen sehr hohen Kommunikationsbedarf hat, und solche, in denen das zugeteilte Frequenzband fast nicht benutzt wird. Damit ändern sich auch die ungenutzten Ressourcen, die einem Overlay-System zur Verfügung gestellt werden können. Eine hohe Auslastung des Hauptsystems führt zu wenig Bandbreite für das Overlay-System, bis hin zu einem Punkt, an dem das Overlay-System nicht mehr sinnvoll arbeiten kann.

Auf der anderen Seite ist es möglich, daß das Hauptsystem eines benachbarten Frequenzbands zur gleichen Zeit deutlich weniger Ressourcen beansprucht. Es

2 Detektion von Belegungslücken

würde nun nahe liegen, das blockierte Overlay-System in diesem weniger ausgelasteten Frequenzbereich zu betreiben. Verallgemeinert man diesen Ansatz, erhält man ein Overlay-System, das verschiedene Frequenzbereiche beobachtet, um dann für die momentane Übertragungssituation das optimale Frequenzband auswählen zu können.

2.2 Overlay-Umgebung

Im folgenden wird nun ein Overlay-Szenario betrachtet, das aus J verschiedenen Hauptsystemen besteht, die jeweils eine Kombination aus TDMA (time-division multiple-access) und FDMA (frequency-division multiple-access) verwenden. Jedes dieser Hauptsysteme arbeitet in einem anderen Frequenzband und wird als "Spectrum Pool" betrachtet. Weiterhin wird davon ausgegangen, daß die Hauptsysteme die ihnen zur Verfügung stehende Bandbreite nicht vollständig ausnutzen. Dies führt zu ungenutzten Lücken in der Zeit-Frequenz-Ebene. Zur Erhöhung der spektralen Effizienz werden diese Lücken für Übertragungen eines unabhängigen Overlay-Systems genutzt. Es wird angenommen, daß das Overlay-System zu einem Zeitpunkt nur in einem der Spectrum Pools arbeiten kann, jedoch in Abhängigkeit von bestimmten Regeln den verwendeten Spectrum Pool wechseln kann.

Da der Betrieb des Hauptsystems durch das Overlay-System nicht beeinträchtigt werden darf und es keine direkte Kommunikation zwischen beiden Systemen gibt, muß das Overlay-System in regelmäßigen Abständen Messungen durchführen, um die Belegung durch das Hauptsystem zu bestimmen. Der Abstand zwischen den Belegungsmessungen wird mit τ bezeichnet. Abhängig von der Belegung durch das Hauptsystem verwendet das Overlay-System jeweils eine unterschiedliche Kombination von Unterträgern, die durch den Belegungsvektor $\mathbf{v}_j(t)$ angegeben wird. Seine Länge entspricht der Anzahl der verfügbaren Unterträger. Seine Elemente können entweder 1 oder 0 annehmen, je nachdem ob der entsprechende Unterträger vom Overlay-System verwendet werden darf oder nicht.

Um einen Überblick über die momentane Auslastung der zur Zeit nicht verwendeten Spectrum Pools zu bekommen, muß das Overlay-System im Intervall T mit $T \gg \tau$ zusätzliche Messungen in allen Spectrum Pools durchführen. Dies kann z.B. durch Frequency-Sweeping oder eine Breitband-FFT erfolgen.

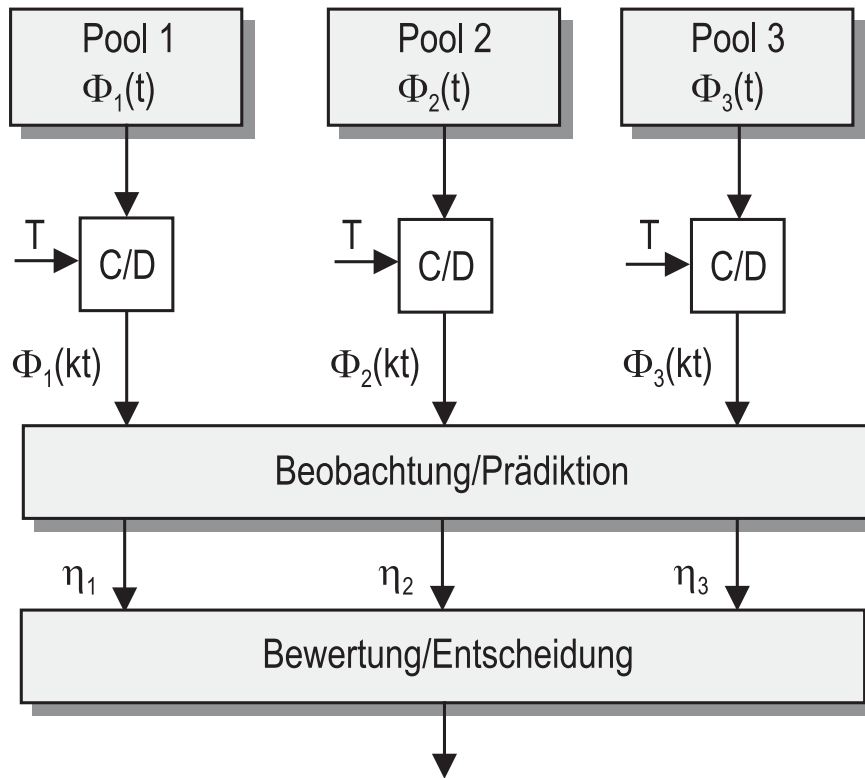


Abbildung 2.1: System-Modell.

2.3 Verallgemeinertes System-Modell

Der insgesamt zur Verfügung stehende Frequenzbereich wird in verschiedene Spectrum Pools unterteilt. Das Ziel ist, denjenigen Spectrum Pool zu bestimmen, der am besten zu den momentanen Anforderungen des Overlay-Systems passt. Dazu wird im folgenden ein verallgemeinertes System-Modell vorgestellt, das als Rahmenkonzept dient und an spezifische Situationen angepaßt werden kann. Die einzelnen Komponenten werden anhand von Beispielen erläutert.

Abbildung 2.1 veranschaulicht das grundlegende Konzept anhand von $J = 3$ Spectrum Pools mit zeitvarianter Belegung. Prinzipiell können jedoch beliebig viele Pools berücksichtigt werden. Die ungenutzte Kapazität des j -ten Pools kann als zeitkontinuierlicher stochastischer Prozess $\Phi_j(t)$ modelliert werden. Dabei kann jeder Prozess je nach verwendetem Hauptsystem unterschiedliche Eigenschaften haben.

Da das Overlay-System nicht in mehreren Spectrum Pools gleichzeitig betrieben werden kann und deswegen nur im Abstand von T eine Aktualisierung des systemweiten Belegungsvektors vorgenommen wird, kann $\Phi_j(t)$ als diskrete Funk-

2 Detektion von Belegungslücken

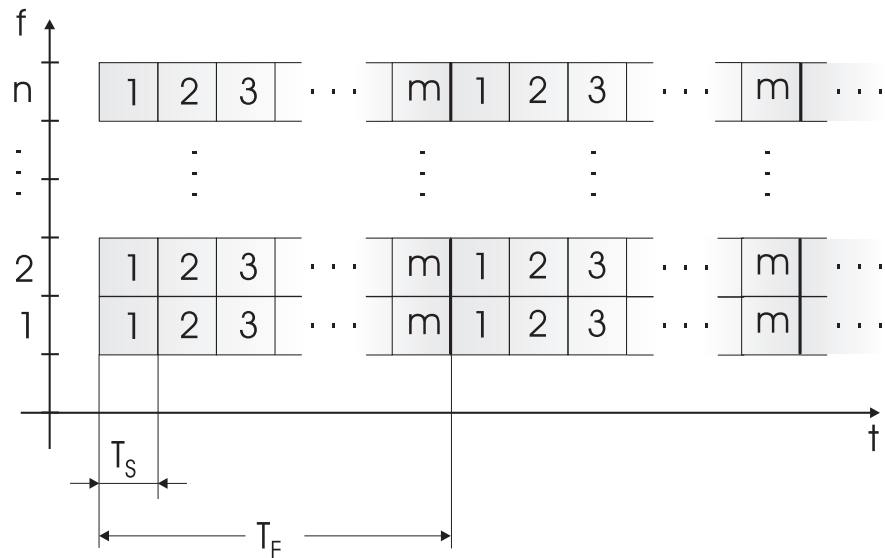


Abbildung 2.2: Spectrum Pool basierend auf FDMA und TDMA.

tion $\Phi_j(kT)$ betrachtet werden. Anhand der Beobachtung von $\Phi_j(kT)$ kann das Overlay-System nun charakteristische Parameter, die die spektrale Nutzung im j -ten Spectrum Pool beschreiben, schätzen. Dafür können verschiedene Verfahren, wie z.B. ein Kalman-Filter, zum Einsatz kommen.

Die daraus resultierenden Parameter werden im Vektor $\boldsymbol{\eta}_j$ zusammengefaßt und entsprechend der Anforderungen einer anstehenden Übertragung bewertet. Anhand der evaluierten Parameter kann das Overlay-System nun den optimalen Spectrum Pool für die Übertragung auswählen.

2.4 Belegungsmodell für Spectrum Pools

Prinzipiell kann in diesem Framework die Belegung durch das Hauptsystem beliebig sein. Für die folgenden Betrachtungen und Simulationen wurde das Belegungsmodell gewählt, das bereits im "Technischen Bericht 1: Definition der Szenarien" [BB05a] für das dritte Szenario vorgestellt wurde. Die wesentlichen Aspekte sollen an dieser Stelle noch einmal kurz zusammengefaßt werden.

Jeder Spectrum Pool besteht aus n Kanälen, die jeweils in Rahmen mit m Zeitschlitzen der Länge T_S unterteilt werden. Die resultierende Struktur wird in Abbildung 2.2 dargestellt. T_F ist die Länge eines Rahmens. Es wird weiterhin angenommen, daß das Hauptsystem zur Übertragung von Sprache verwendet wird. Damit lassen sich die ankommenden Gespräche durch einen Poisson-Prozess

2.4 Belegungsmodell für Spectrum Pools

$$P\{X(t) = i\} = \frac{(\lambda_P t)^i}{i!} e^{-\lambda_P t} \quad (2.1)$$

beschreiben, wobei λ_P die Ankunftsrate und $X(t)$ die Anzahl der ankommenden Gespräche im Intervall t darstellt. Zunächst wird der Fall für $n = 1$ Kanal betrachtet, anschließend wird das Modell auf mehrere Kanäle erweitert.

2.4.1 Einzelner Kanal ($n = 1$)

Ein Kanal mit m Zeitschlitz pro Rahmen kann als $M/M/m/m$ Warteschlange modelliert werden, da es bis zu m Gespräche gleichzeitig bedienen kann. Ausgehend von den stationären Zustandswahrscheinlichkeiten und unter der Annahme, daß der verwendete Zeitschlitz innerhalb eines Rahmens zufällig ausgewählt wird, ergibt sich für $\frac{1}{\mu} \gg T_F$ die Wahrscheinlichkeit, daß ein bestimmter Zeitschlitz für eine Übertragung des Overlay-Systems zur Verfügung steht zu [BJ05a]

$$p_f = \frac{\sum_{i=0}^m \frac{m-i}{m} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^i \frac{1}{i!}}{\sum_{i=0}^m \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^i \frac{1}{i!}}. \quad (2.2)$$

Dabei ist λ die Ankunftsrate und μ die Bedienrate.

2.4.2 Mehrere Kanäle ($n > 1$)

Betrachtet man mehrere Kanäle, wird die Gesamtzahl aller im Pool ankommenden Gespräche auf die einzelnen Kanäle verteilt. Die Ankunftsrate an einem Kanal ist also

$$\lambda = \frac{\lambda_G}{n}. \quad (2.3)$$

Für die Anzahl der gleichzeitig freien Zeitschlitz Y ergibt sich die Binomialverteilung

$$P(Y = l) = \binom{n}{l} p_f^l (1 - p_f)^{n-l} \quad (2.4)$$

mit dem Erwartungswert

$$E(Y) = np_f = n \frac{\sum_{i=0}^m \frac{m-i}{m} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^i \frac{1}{i!}}{\sum_{i=0}^m \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^i \frac{1}{i!}} \quad (2.5)$$

2 Detektion von Belegungslücken

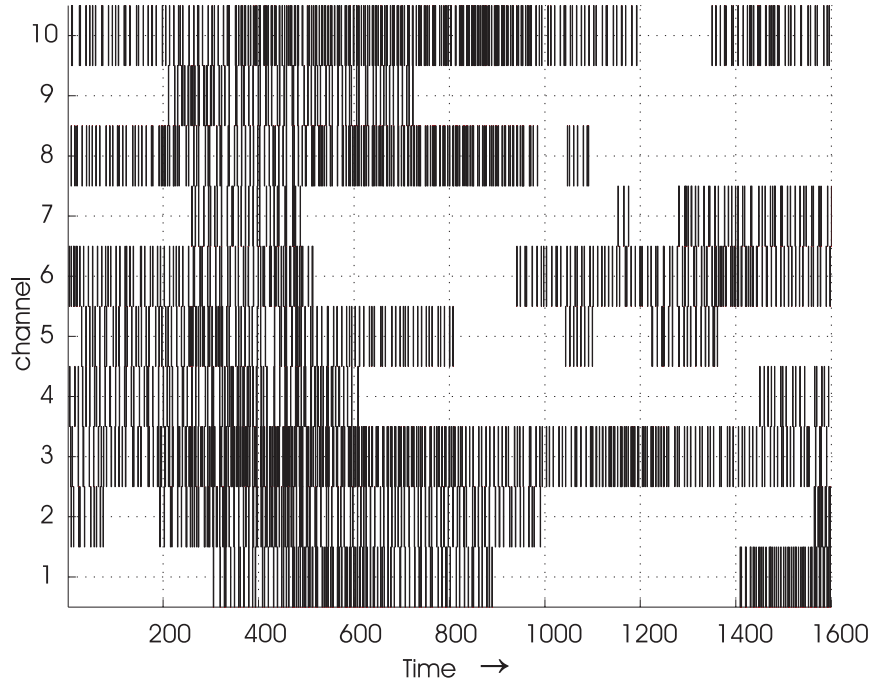


Abbildung 2.3: Belegung eines Spectrum Pools mit $n = 10$, $m = 8$, $\mu = 0.025$, $\lambda = 0.0225$.

und der Varianz

$$D^2(Y) = np_f(1 - p_f) =$$

$$n \frac{\sum_{i=0}^m \frac{m-i}{m} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^i \frac{1}{i!}}{\sum_{i=0}^m \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^i \frac{1}{i!}} \cdot \left(1 - \frac{\sum_{i=0}^m \frac{m-i}{m} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^i \frac{1}{i!}}{\sum_{i=0}^m \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^i \frac{1}{i!}}\right). \quad (2.6)$$

Nach dem Satz von Moivre-Laplace nähert sich diese Verteilung für große n einer Normalverteilung.

Ein Beispiel für die Belegung des Hauptsystems mit $n = 10$ Kanälen und $m = 8$ Zeitschlitzten ist in Abbildung 2.3 dargestellt.

2.5 Beobachtung und Prädiktion

Die Hauptaufgabe dieses Blocks ist die Beobachtung aller Pools im gesamten System um, die notwendigen Parameter für den Entscheidungsblock schätzen zu

können.

2.5.1 Beobachtung

Da in dem angenommenen Modell das Overlay-System nur in einem einzigen Pool zu einer bestimmten Zeit betrieben werden kann, ist es notwendig in regelmäßigen Abständen Messungen in den anderen Pools durchzuführen, beispielsweise durch Frequency-Sweeping oder eine Breitband-FFT. Die breitbandigen Messungen werden alle T Sekunden durchgeführt und lassen sich als zeitdiskrete Funktion der Belegung der einzelnen Pools auffassen. Die einzelnen Messungen können dabei auch als kurze Meßphasen interpretiert werden, die aus einer direkten Hintereinanderreihung mehrerer Einzelmessungen bestehen. Dadurch können weitere Parameter wie z.B. die Kohärenzzeit der Belegung bestimmt werden.

2.5.2 Parameter

Anhand der gewonnenen Messungen wird nun für jeden Spectrum Pool j ein Vektor von Parametern $\boldsymbol{\eta}$ erstellt. Als Beispiel wird hier die Anzahl der verfügbaren Unterträger $b(kT)$ aus dem vorigen Abschnitt sowie die durchschnittliche Kohärenzzeit der Belegung verwendet.

Die Kohärenzzeit ist die Zeit, während der sich die Belegung des Hauptsystems nicht ändert. Das bedeutet, daß das Overlay-System innerhalb dieser Zeit seinen Belegungsvektor nicht aktualisieren muß. Zu beachten ist, daß sich $c(kT)$ ändern kann, selbst wenn $b(kT)$ konstant bleibt. Abbildung 2.4 zeigt die durchschnittliche Kohärenzzeit und Abbildung 2.5 die mittlere Anzahl der freien Kanäle für verschiedene Kombinationen von n und m in Abhängigkeit von ρ .

2.5.3 Prädiktion

Im nächsten Schritt wird nun auf Grundlage der gemessenen Parametervektoren eine Prädiktion des Parametervektors für den nächsten Zeitpunkt durchgeführt. Dafür können verschiedene Verfahren verwendet werden, als Beispiel wurde hier ein Kalman-Filter verwendet. In den Abbildungen 2.6 bis 2.8 sind drei Spectrum Pools mit jeweils $n = 100$ Kanälen zu sehen. Jeder Pool hat eine konstante Bedienrate μ , jedoch eine unterschiedliche zeitabhängige Ankunftsrate λ . Die grauen Punkte stellen die Messungen der freien Kanäle dar. Jede zehnte Messung wird

2 Detektion von Belegungslücken

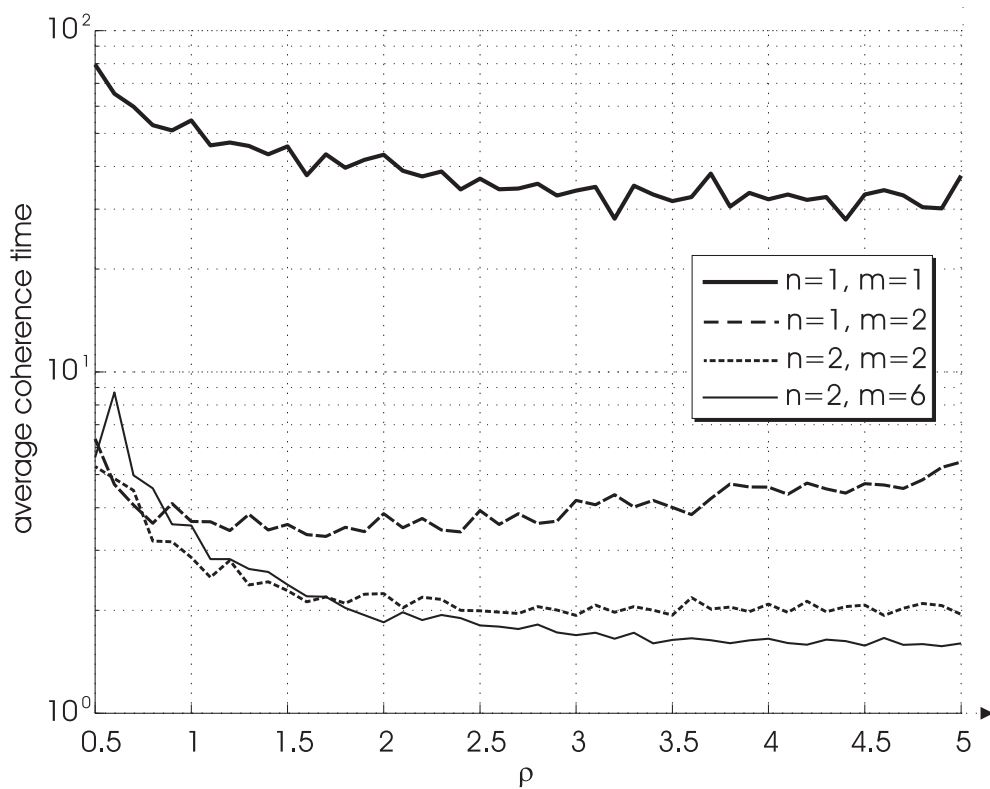


Abbildung 2.4: Durchschnittliche Kohärenzzeit in Abhängigkeit von ρ .

als breitbandige Messung interpretiert und dem Kalman-Filter übergeben. Die daraus folgenden Prädiktionen werden als schwarze Linie dargestellt.

2.6 Bewertung und Entscheidung

Die geschätzten Pool-Parameter dienen als Grundlage für den Bewertungs- und Entscheidungsblock. Abhängig von den Anforderungen der höheren Schichten können verschiedene Parameter unterschiedlich wichtig sein. Bevor nun entschieden wird, welcher Pool die günstigsten Bedingungen für die anstehende Übertragung liefert, ist es wichtig die Parameter zunächst mit einem Gewichtungsfaktor w zu gewichten. Anhand der gewichteten Parameter kann das Overlay-System letztendlich entscheiden, ob es sinnvoll ist, den momentanen Spectrum Pool zu wechseln oder nicht.

In dem Beispiel aus dem vorigen Abschnitt würde das Overlay-System zunächst in Pool 2 betrieben werden. Da hier jedoch die Zahl der freien Unterträger mit der Zeit sinkt, wechselt das System für eine relativ kurze Zeit in den Pool 1 um

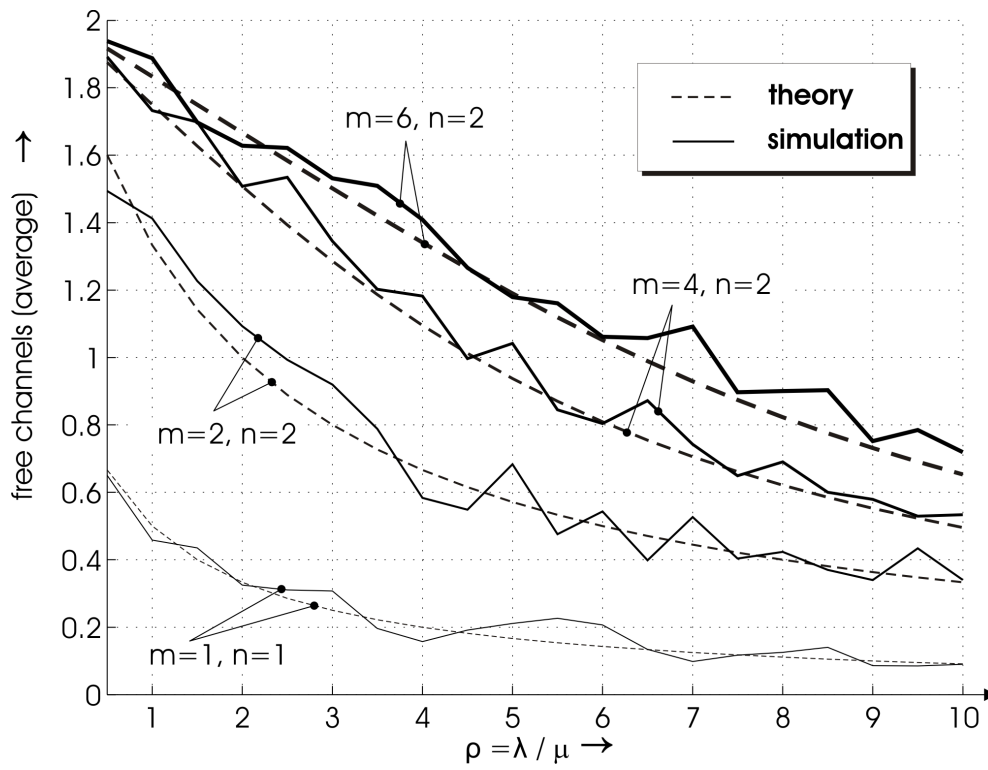


Abbildung 2.5: Durchschnittliche Anzahl der freien Kanäle in Abhängigkeit von ρ .

dann nach Abklingen des dortigen Peaks letztlich den Rest der Übertragung in Pool 3 fortzusetzen.

2 Detektion von Belegungslücken

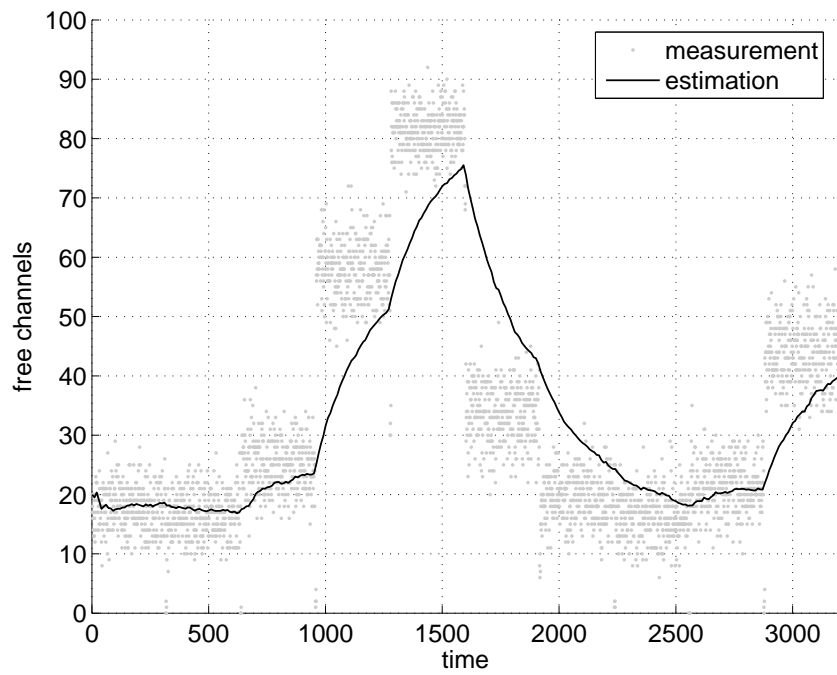


Abbildung 2.6: Pool 1.

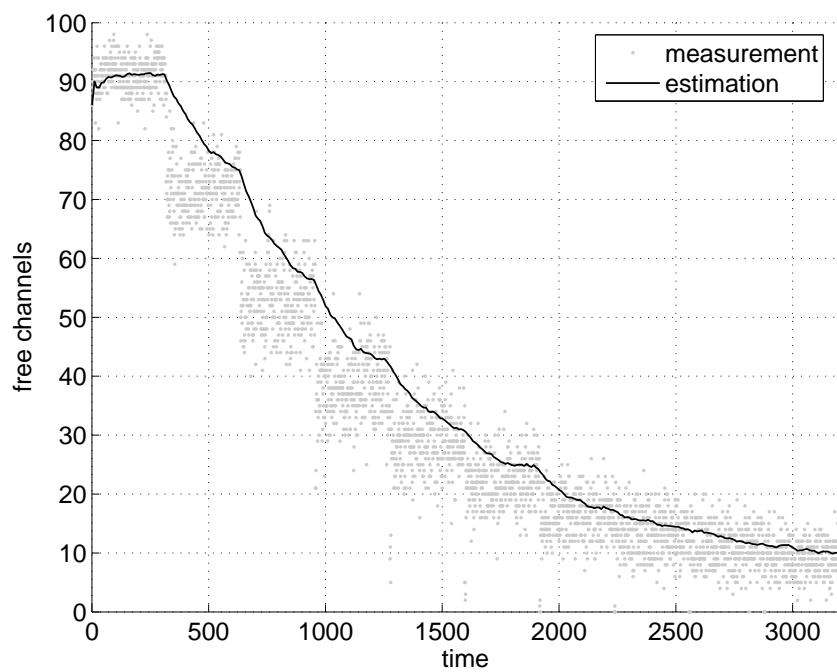


Abbildung 2.7: Pool 2.

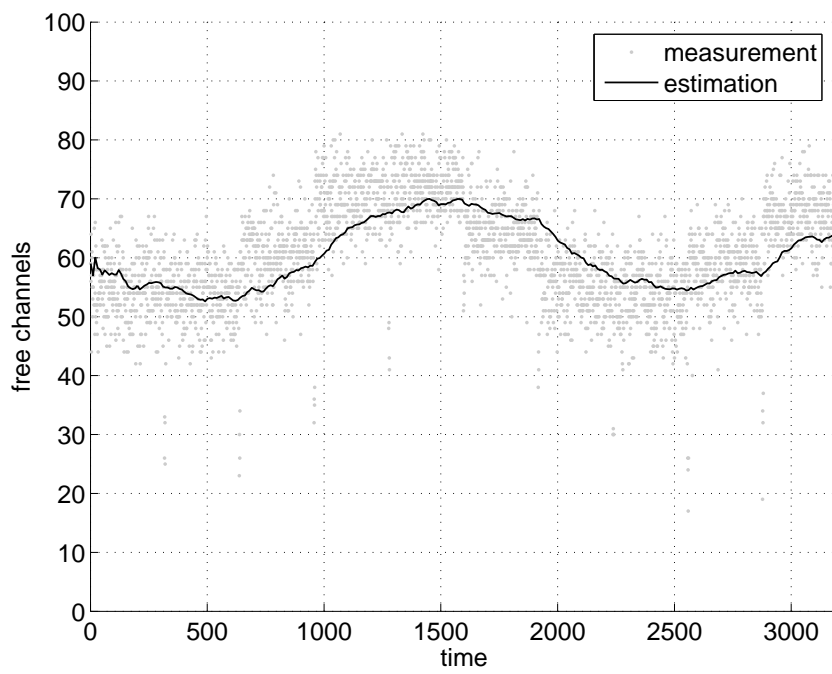


Abbildung 2.8: Pool 3.

3 Störminimierung am Sender

Neben der Detektion von Frequenzlücken, die im vorherigen Kapitel behandelt worden ist, sieht AP 2 die Entwicklung adaptiver OFDM-Sender sowie die Störminimierung auf das Hauptsystem vor. Abweichend vom Projektplan wird zunächst die Störminimierung auf das Hauptsystem untersucht, da dieser Einfluß auf die Auslegung des OFDM-Senders hat und es somit sinnvoller ist, den Sender erst zu dimensionieren, wenn die erforderlichen Parameter für die Störunterdrückung bekannt sind.

Es existieren bereits einige Verfahren zur Unterdrückung der Nebenaussendungen bei OFDM, die auch in standardisierten Systemen angewendet werden, wie z.B.

- Einfügen von Schutzbändern,
- Fensterung des Zeitbereichssignals,
- Pulsformung.

Durch das Einfügen von Schutzbändern am linken und rechten Rand des verwendeten Spektrums wird ein Übersprechen auf benachbarte Kanäle verhindert. Ein Nachteil ist jedoch, daß nicht mehr alle Träger zur Datenübertragung verwendet werden können und so die ohnehin schon knappe Bandbreite verschwendet wird. Dieses Verfahren wurde in [WHKJ04] auch für Overlay-Systeme untersucht, wobei am linken und rechten Rand jedes Kanals, der vom Overlay-System verwendet wird, Träger freigelassen werden. Simulationen haben gezeigt, daß die Nebenaussendungen bereits durch Freilassen eines Trägers an jedem Rand reduziert werden können. Die Aussparung von mehr als einem Träger führt zu keiner wesentlich besseren Unterdrückung der Außerbandstrahlung, die die damit verbundene zusätzliche Verringerung der Bandbreite rechtfertigen könnte.

Ein weiterer Ansatz ist die Fensterung des Zeitbereichssignals, bei der das Sendesignal mit einer Fensterfunktion multipliziert wird, die sich vom konventionellen

Rechteckfenster unterscheidet. Durch geeignete Wahl einer Fensterfunktion können die Phasensprünge zwischen zwei aufeinanderfolgenden OFDM-Symbolen geglättet und somit die Außerbandstrahlung reduziert werden. Ein Nachteil dieses Verfahrens ist jedoch die Verlängerung des OFDM-Signals im Zeitbereich verbunden mit Intersymbolinterferenz.

Die Pulsformung ist dual zur Fensterung. Hierbei wird jeder Träger mit einer Pulsfunktion multipliziert, was im Zeitbereich einer Faltung mit der Impulsantwort des Filters entspricht. Auch auf diese Weise können die Nebenaussendungen reduziert werden. Dieses Verfahren erfordert jedoch einen höheren Rechenaufwand und es kann kein Schutzintervall zur Vermeidung von Intersymbolinterferenzen eingefügt werden.

Aufgrund der Nachteile der bestehenden Verfahren wurden im Rahmen dieses Projekts weitere Methoden entwickelt, die Nebenaussendungen eines OFDM-Signals zu reduzieren. Sie werden als

- Carrier Weighting [CBS05, CBS06] und
- Cancellation Carrier [BCS05, BCS06]

bezeichnet und wurden bereits im Jahresbericht 1 [BB05b] beschrieben.

3.1 Untersuchte Verfahren

In diesem Abschnitt werden die im Rahmen von TAKOKO untersuchten und implementierten Verfahren zur Störminimierung noch einmal kurz erläutert. Zunächst wird das Prinzip des Subcarrier Weighting und der Cancellation Carrier (CC) kurz rekapituliert. Um eine weitere Unterdrückung der Nebenaussendungen des OFDM-Signals zu erzielen, wird anschließend die Kombination der CC mit einer Fensterung im Zeitbereich vorgestellt.

3.1.1 Subcarrier Weighting

In [CBS05] wurde das sogenannte Subcarrier Weighting (SW) vorgeschlagen, bei dem alle Unterträger mit reellen Gewichtungsfaktoren multipliziert werden, um die Sidelobes des OFDM-Signals zu reduzieren. Die Gewichtungsfaktoren werden so optimiert, daß sich die Sidelobes der einzelnen Unterträger gegenseitig

3 Störminimierung am Sender

auslöschen und so das resultierende Gesamtsignal geringere Nebenaussendungen aufweist.

Die Gewichtungsfaktoren g_n werden in einem Vektor $\mathbf{g} = (g_1, g_2, \dots, g_N)^T$, $\mathbf{g} \in \mathbb{R}^N$, zusammengefaßt und müssen nun so optimiert werden, daß die Sidelobes des Sendesignals unterdrückt werden. Dazu muß das folgende Optimierungsproblem gelöst werden:

$$\mathbf{g} = \arg \min_{\tilde{\mathbf{g}}} \|\mathbf{S}\tilde{\mathbf{g}}\|^2, \quad (3.1)$$

wobei in der Matrix $\mathbf{S} = (\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \dots, \mathbf{s}_N)$ die Spektren \mathbf{s}_n der N Unterträger im Optimierungsbereich zusammengefaßt sind. Zusätzlich werden zwei Nebenbedingungen für die Gewichtungsfaktoren eingeführt. Mit der ersten wird die Sendeleistung so beschränkt, daß sie mit und ohne Gewichtungsfaktoren gleich groß ist, d.h.

$$\|\bar{\mathbf{d}}\|^2 = \|\mathbf{d}\|^2. \quad (3.2)$$

Mit der zweiten Nebenbedingung wird gewährleistet, daß die Gewichtungsfaktoren nur in einem bestimmten Bereich variiert werden können

$$0 < g_{\min} \leq g_n \leq g_{\max}. \quad (3.3)$$

Die obere und die untere Grenze $g_{\min} \in \mathbb{R}^+$ bzw. $g_{\max} \in \mathbb{R}^+$ werden so gewählt, daß die gewichteten Symbole \bar{d}_n nicht in einen benachbarten Entscheidungsbe- reich verfälscht werden. Damit ist eine Detektion ohne Übertragung von Seitenin- formation möglich, solange nur Phasen- und keine Amplituden-Modulationsverfahren verwendet werden.

In Abbildung 3.1 wird das Prinzip des Carrier Weighting anhand eines OFDM- Systems mit fünf Unterträgern demonstriert. Im oberen Teil der Abbildung sind die Spektren der einzelnen Unterträger ohne Gewichtung sowie das Spektrum des Gesamtsignals dargestellt. In der unteren Abbildung sind die Spektren der gewichteten Träger gezeigt. Die Optimierung der gewichteten Träger wird über die ersten sechs Sidelobes außerhalb der Übertragungsbandbreite durchgeführt. Das resultierende Spektrum des Gesamtsignals weist wesentlich geringere Sidelobes als das ursprüngliche auf.

Simulationsergebnisse in [CBS05] zeigen, daß die Nebenaussendungen bei einer geeigneten Wahl von g_{\min} und g_{\max} um 10 dB reduziert werden können. Damit verbunden ist jedoch eine leicht erhöhte Bitfehlerwahrscheinlichkeit und zusätzlicher Rechenaufwand für die Optimierung der Gewichtungsfaktoren.

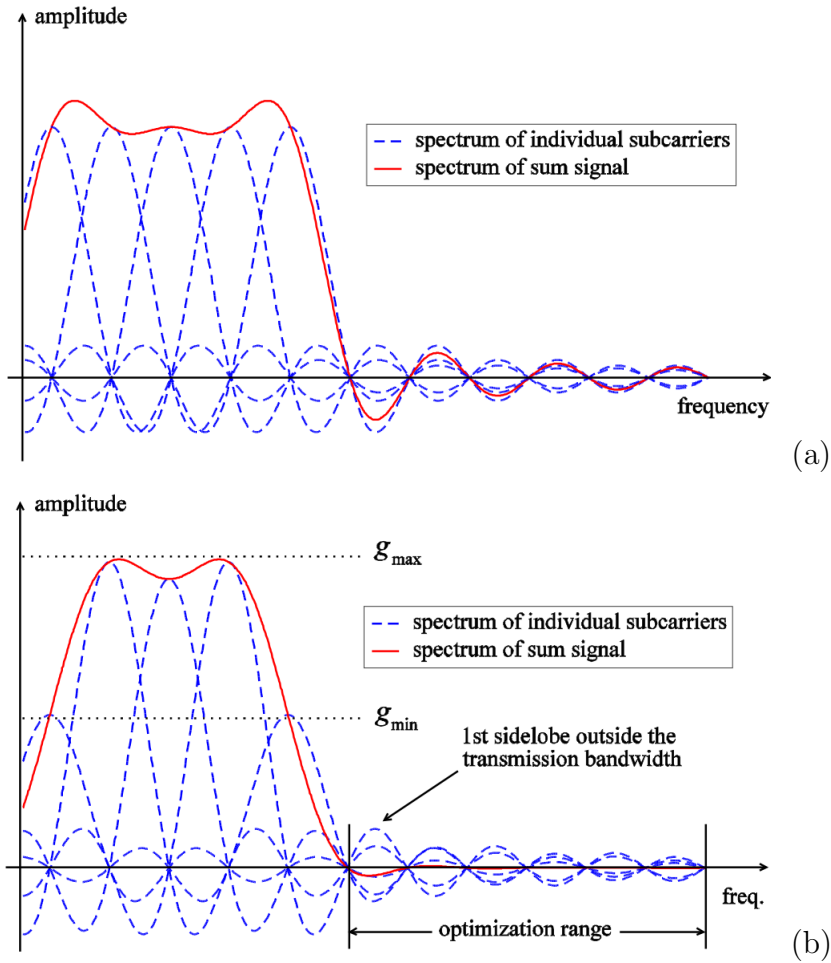


Abbildung 3.1: Vergleich der Spektren mit und ohne SW.

3.1.2 Cancellation Carrier

Das Prinzip der Cancellation Carrier wird in Abbildung 3.2(a) anhand eines Spektrums eines OFDM-Signals mit $N = 12$ Unterträgern dargestellt. Links und rechts der benutzten Unterträger werden je zwei CC eingefügt, d.h. $M = 4$. Diese Unterträger werden nicht zur Datenübertragung verwendet, sondern mit komplexen Gewichtungsfaktoren gewichtet, die so optimiert werden, daß die Sidelobes der CC die Sidelobes des Sendesignals aufheben. Bei der Optimierung der CC müssen das ursprüngliche Sendesignal sowie die CC nur im Optimierungsbereich berücksichtigt werden. In Abbildung 3.2(a) erstreckt sich dieser Optimierungsbereich über je fünf Sidelobes links und rechts der benutzten OFDM-Bandbreite.

Abbildung 3.2(b) zeigt die Spektren der CC nach der Optimierung der Gewichtungsfaktoren und das resultierende Summensignal. In diesem Beispiel für binary

3 Störminimierung am Sender

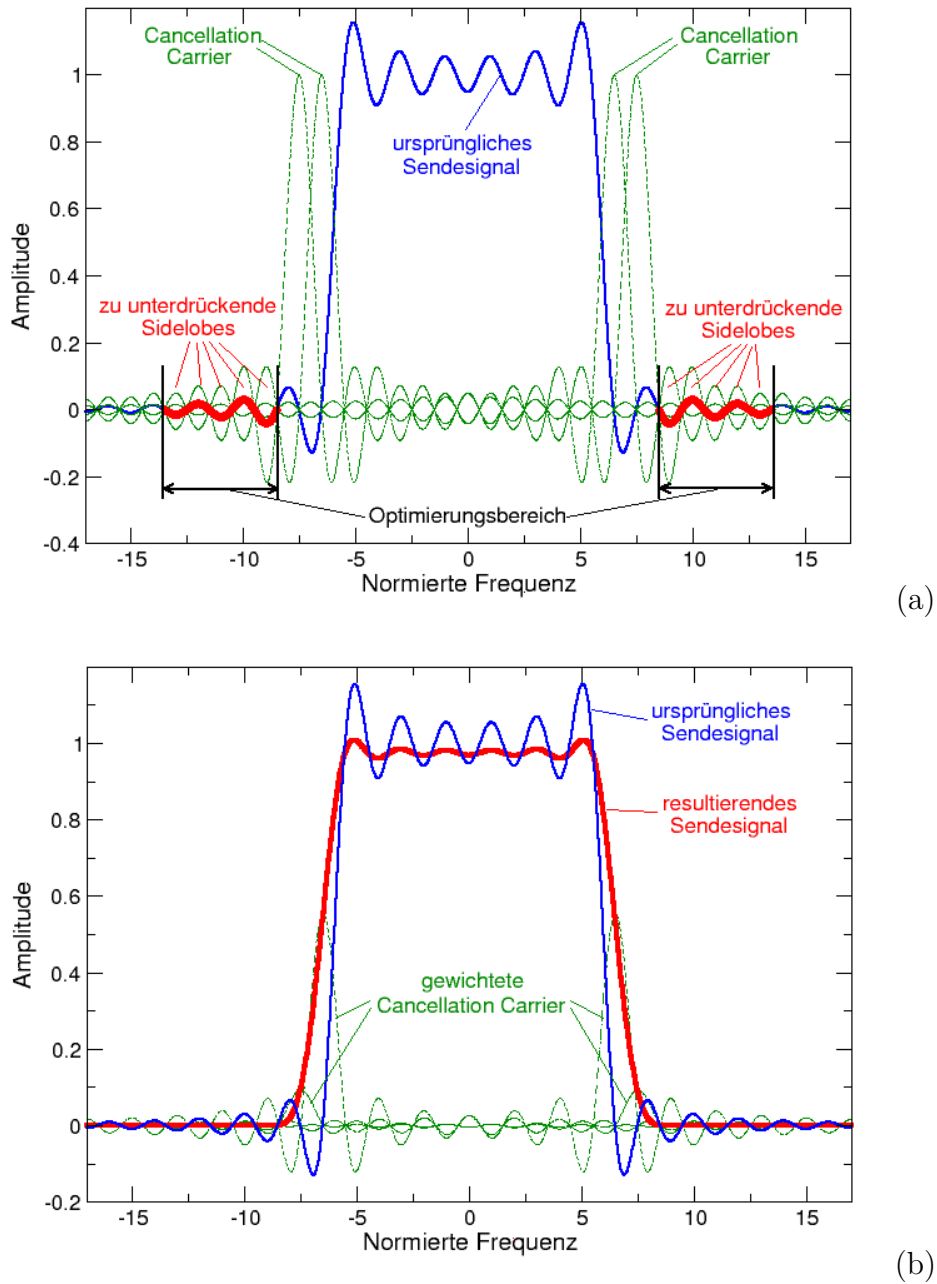


Abbildung 3.2: Vergleich der Spektren mit und ohne CC, Spektrum des ursprünglichen Sendesignals erweitert um CC (a), Spektrum mit gewichteten CC (b); $g_1 = g_4 = 0,54$, $g_2 = g_3 = 0,10$, $N = 12$, $d_n = 1$, $M = 2 \cdot 2 = 4$.

phase-shift keying (BPSK) mit $d_n = 1$, $n = 1, \dots, N$, ist das resultierende Spektrum symmetrisch und damit sind auch die Gewichtungsfaktoren der CC sym-

3.1 Untersuchte Verfahren

metrisch. Für die ersten CC links und rechts der benutzten OFDM-Unterträger ergeben sich die Gewichtungsfaktoren $g_2 = g_3 = 0,54$, für die äußeren die Gewichtungsfaktoren $g_1 = g_4 = 0,10$. Schließlich ist das neue Sendesignal \mathbf{s}' die Überlagerung des ursprünglichen Sendesignals und der gewichteten CC. Beim Vergleich des Sendesignals mit und ohne CC ist deutlich zu sehen, daß die Nebenaussendungen durch Einfügen von CC reduziert werden.

Die Gewichtungsfaktoren der CC müssen so bestimmt werden, daß die Leistung in den Sidelobes des OFDM-Signals möglichst klein wird, d.h. die Summe die ursprünglichen Sendesignals und der Spektren der CC muß in den Sidelobes des OFDM-Signals minimiert werden. Diese Optimierung kann als sogenanntes lineares Problem der kleinsten Quadrate dargestellt werden

$$\min_{\mathbf{g}} \left\| \mathbf{s} + \sum_{m=1}^M g_m \cdot \mathbf{c}_m \right\|^2 \quad \text{mit} \quad \|\mathbf{g}\|^2 \leq \alpha, \quad (3.4)$$

wobei \mathbf{s} das Sendesignal ohne CC im Optimierungsbereich darstellt, das eine Überlagerung der Spektren aller zur Datenübertragung benutzten Unterträger ist. Der Vektor $\mathbf{c}_m, m = 1, \dots, M$, repräsentiert das Spektrum des m -ten CC mit Gewichtungsfaktor 1 im Optimierungsbereich, wobei die M CC von links nach rechts durchnummeriert werden. Für jeden CC wird der komplexe Gewichtungsfaktor $g_m \in \mathbf{g} = [g_1, \dots, g_M]^T$ so bestimmt, daß das Summensignal aus dem ursprünglichen Sendesignal und den CC im Optimierungsbereich minimiert wird. Die Nebenbedingung in Gleichung (3.4) beschränkt die Leistung der CC auf α . Gleichzeitig wird der Anteil der Sendeleistung, der in die CC investiert wird, limitiert. Um die Vektoren \mathbf{s} und \mathbf{c}_m zu erhalten, werden Abtastwerte des ursprünglichen Sendesignals und der CC im Optimierungsbereich bestimmt und in den Vektoren \mathbf{s} und \mathbf{c}_m zusammengefaßt. Eine detailliertere mathematische Beschreibung dieses Optimierungsproblems ist in [BCS05] zu finden. Lösungsalgorithmen für das lineare Problem der kleinsten Quadrate mit quadratischer Ungleichheitsbedingung aus Gleichung (3.4) werden in [Gan81] und [GL96] behandelt.

Schließlich ist das neue Sendesignal \mathbf{s}' die Überlagerung des ursprünglichen Sendesignals und der gewichteten CC

$$\mathbf{s}' = \sqrt{A} \left(\mathbf{s} + \sum_{m=1}^M g_m \cdot \mathbf{c}_m \right). \quad (3.5)$$

Der Normierungsfaktor $\sqrt{A} \leq 1$ wird eingefügt, um zu gewährleisten, daß die Leistung des Sendesignals mit CC genauso groß ist wie die des Sendesignals ohne

3 Störminimierung am Sender

CC. Da ein bestimmter Anteil der Sendeleistung für die CC verwendet werden muß und damit nicht mehr für die Datenübertragung zur Verfügung steht, werden das Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis (SNR) und damit auch die Bitfehlerrate (BER) schlechter. Der Einfluß auf das SNR kann über die Nebenbedingung im Optimierungsalgorithmus aus Gleichung (3.4) kontrolliert und begrenzt werden. Der Einfluß der CC auf die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems wird im nächsten Kapitel näher untersucht.

3.1.3 Kombination von Cancellation Carrier mit Fensterung

Um eine weitere Unterdrückung der Nebenaussendungen des OFDM-Signals zu erzielen, wird das um CC erweiterte Sendesignal gefenstert, d.h. nach der IFFT wird das Sendesignal im Zeitbereich mit einer Fensterfunktion multipliziert. Bei der normalerweise immer implizit angewandten Rechteckfensterung wird ein Segment der Länge T_S ausgeschnitten. Wird ein Guard-Intervall (GI) berücksichtigt, hat das betrachtete Segment die Länge $T_O = T_S + T_{GI}$. Bei der Fensterung muß, wie in Abbildung 3.3 dargestellt, der Ausschnitt nun zusätzlich um ein Prä- und Postfix verlängert werden. Da sich aufeinanderfolgende OFDM-Symbole zeitlich überlappen, wird die Länge des Prä- und Postfix so gewählt, daß das OFDM-Symbol einschließlich GI in dem Bereich des Fensters liegt, der nicht von den fallenden Flanken des Fensters und der Überlappung beeinflusst wird. Das üblicherweise verwendete Raised-Cosine (RC) Fenster ist als

$$w_{RC}(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\pi + \frac{\pi t}{\beta T_{Ow}}\right) & 0 \leq t < \beta T_{Ow} \\ 1 & \beta T_{Ow} \leq t < T_{Ow} \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi(t-T_{Ow})}{\beta T_{Ow}}\right) & T_{Ow} \leq t < (1+\beta)T_{Ow} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.6)$$

definiert [vNP00], wobei β , $0 \leq \beta \leq 1$, den Roll-Off Faktor bezeichnet und die Dauer eines OFDM-Symbols mit

$$T_{Ow} = T_S + T_{\text{prefix}} + T_{\text{postfix}} - \beta T_{Ow} \quad (3.7)$$

angegeben wird. Die Länge des Präfix T_{prefix} wird so gewählt, daß es den Roll-Off Bereich und das GI abdeckt; das Postfix T_{postfix} liegt im Bereich der fallenden Flanke am rechten Rand des Fensters, d.h.

$$T_{\text{prefix}} = \beta T_{Ow} + T_{GI} \quad \text{und} \quad T_{\text{postfix}} = \beta T_{Ow}. \quad (3.8)$$

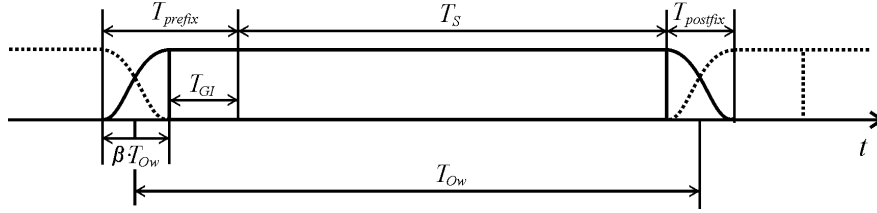


Abbildung 3.3: Zyklische Erweiterung und Fensterung des OFDM-Symbols.

Durch die Fensterung des Sendesignals werden die Phasensprünge zwischen aufeinanderfolgenden OFDM-Symbolen geglättet. Im Frequenzbereich wird damit eine Reduzierung der Außerbandstrahlung erreicht, da die einzelnen Unterträger günstigere spektrale Eigenschaften bekommen. Das Spektrum eines Unterträgers erhält man durch Fourier-Transformation des Zeitbereichssignals. Bei der Rechteckfensterung hat also jeder Unterträger ein si-förmiges Spektrum. Analog dazu ist das Spektrum eines Unterträgers bei RC-Fensterung die Fourier-Transformation von Gleichung (3.6)

$$S_n(f) = \text{si}(\pi f T_{Ow}) \cdot \frac{\cos(\beta \pi f T_{Ow})}{1 - 4\beta^2 f^2 T_{Ow}^2}. \quad (3.9)$$

In Abbildung 3.4 sind die Spektren des RC-Pulses für verschiedene Roll-Off Faktoren im Vergleich zum si-Puls dargestellt, der ebenfalls ein RC-Puls mit Roll-Off Faktor $\beta = 0$ ist. Es ist zu erkennen, daß für größer werdende Roll-Off Faktoren die Amplitude der Sidelobes immer schneller fällt und die Fensterung damit einen vielversprechenden Ansatz zur Reduzierung der Nebenaussendungen darstellt.

Die Fensterung ist unabhängig davon, ob vorher CC in das Sendesignal eingefügt worden sind oder nicht. Umgekehrt muß die Fensterung bei der Optimierung der CC berücksichtigt werden, da sich die Spektren der einzelnen Unterträger verändern. Ohne Fensterung wird implizit ein Rechteckfenster entsprechend der Länge eines OFDM-Symbols T_S angewandt, um ein OFDM-Symbol aus den Datenstrom herauszuschneiden. Im Frequenzbereich bedeutet dies, daß das Spektrum eines Unterträgers der Fourier-Transformation des Rechteckfensters entspricht, d.h. das Spektrum des n ten Unterträgers ist eine si-Funktion

$$S_n(f) = d_n \cdot \text{si}(\pi(f - f_n)T_S). \quad (3.10)$$

Abtastwerte für das Sendesignal \mathbf{s} und die CC \mathbf{c}_m im Optimierungsproblem aus Gleichung (3.4) werden aus dieser Gleichung abgeleitet.

Soll das Sendesignal anschließend gefensterert werden, werden die Abtastwerte für \mathbf{s} entsprechend dem Spektrum aus Gleichung (3.9) bestimmt. Da das RC-

3 Störminimierung am Sender

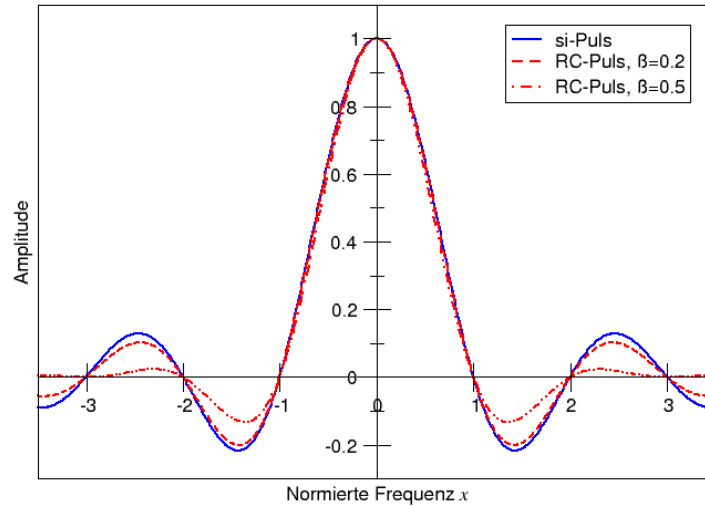


Abbildung 3.4: Spektren von si- und RC-Pulsen mit verschiedenen Roll-Off Faktoren, $T_{Ow} = T_S$.

Fenster im Zeitbereich verlängert werden muß, um die effektive Länge des OFDM-Symbols und des GI zu erhalten, werden die RC-Pulse im Frequenzbereich verschmälert. Im Gegensatz zum Standard-OFDM-System mit GI muß in diesem Fall nicht nur die Verlängerung im Zeitbereich aufgrund des GI berücksichtigt werden, sondern auch die Verlängerung durch Prä- und Postfix in der Roll-Off Region des Fensters. Dadurch werden die RC-Pulse um den Faktor T_{Ow}/T_S verschmälert und die Orthogonalität wird zerstört. In Abbildung 3.5 wird dieses Phänomen anhand der normierten Leistungsdichtespektren eines RC-Pulses mit Verlängerung des Symbols im Zeitbereich und eines si-Pulses dargestellt. Ohne Verlängerung sind zwei benachbarte Unterträger orthogonal wie in Abbildung 3.5(a) zu sehen ist. Wird das Zeitbereichssignal um ein GI der Länge $T_{GI} = 0.2 T_S$ und ein Prä- und Postfix entsprechend dem Roll-Off Faktor $\beta = 0.2$ erweitert, wird die Hauptkeule der RC-Pulse um den Faktor 1.5 schmäler und die Unterträger sind nicht mehr orthogonal (s. Abbildung 3.5(b)). Dadurch verringern sich die Nebenaussendungen weiter, da sich die Sidelobe-Maxima nicht mehr konstruktiv überlagern können. Hierbei ist anzumerken, daß die Orthogonalität im Empfänger wiederhergestellt wird, wenn das Empfangssignal mit einem Rechteckfenster der Länge T_S multipliziert wird.

3.2 Simulationsergebnisse für ein konventionelles OFDM-System

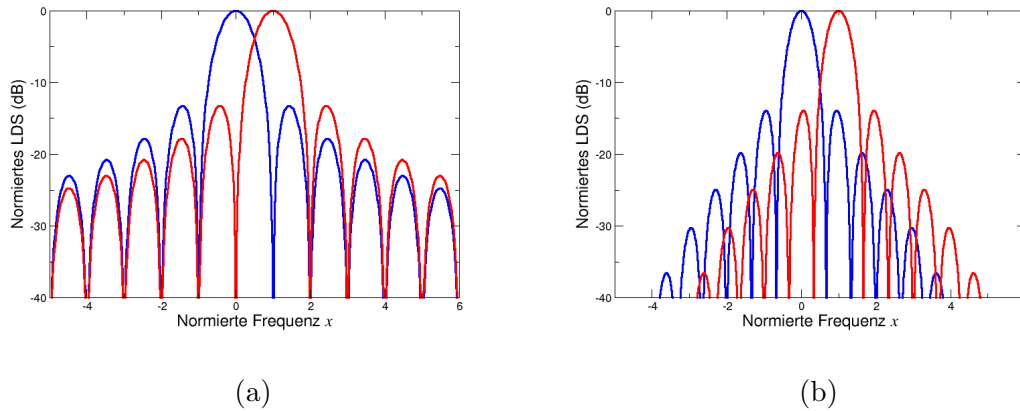


Abbildung 3.5: Einfluß der Fensterung auf die Spektren der einzelnen Unterträger, Leistungsspektren zweier benachbarter Unterträger mit si-Puls (a) / mit RC-Puls mit $\beta = 0.2$, mit GI $T_{GI} = 0.2T_S$, $T_{Ow} = 1.2T_S + \beta T_{Ow}$ (b).

Die in den Abbildungen 3.4 und 3.5 dargestellten Spektren zeigen, daß durch Fensterung eine beachtliche Verringerung der Sidelobes erzielt werden kann. Darüberhinaus kann dieses Verfahren effizient implementiert werden, da nur eine Multiplikation erforderlich ist. Ein Nachteil ist die Verlängerung des OFDM-Symbols im Zeitbereich, der jedoch durch eine Verkürzung des effektiven GI minimiert werden kann.

3.2 Simulationsergebnisse für ein konventionelles OFDM-System

Im Folgenden werden die vorgeschlagenen Verfahren zur Reduzierung der Nebenaussendungen zunächst anhand eines konventionellen OFDM-Systems mit $N = 12$ Unterträgern und BSPK Modulation untersucht, um geeignete Parameter auszuwählen, mit denen die Verfahren dann für ein Overlay-System angewandt werden können.

3.2.1 Subcarrier Weighting

In Abbildung 3.6 werden die Spektren eines OFDM-Signals mit und ohne Subcarrier Weighting miteinander verglichen. Die Spektren wurden jeweils über alle

3 Störminimierung am Sender

möglichen Symbolfolgen, also über 2^{12} OFDM-Symbole, gemittelt. Bei der Bestimmung der Gewichtungsfaktoren der einzelnen Unterträger wurde ein Bereich $g_{max}/g_{min} = 2$ berücksichtigt, d.h. die Leistung auf den einzelnen Unterträgern darf von $2/3$ bis $4/3$ schwanken, wenn die Leistung pro Unterträger auf 1 normiert wird. Im Vergleich zum normalen OFDM-Signal können die Sidelobes im dargestellten Frequenzbereich um mehr als 6 dB unterdrückt werden. Dies ist jedoch mit einem relativ hohen SNR-Verlust von 2,1 dB verbunden. Wenn das Verhältnis g_{max}/g_{min} und damit der Bereich, in dem die Gewichtungsfaktoren variiert werden können, vergrößert wird, kann eine bessere Unterdrückung erzielt werden. Dies ist jedoch mit einem wachsenden SNR-Verlust verbunden, da den einzelnen Unterträgern sehr unterschiedliche Leistungen zugewiesen werden.

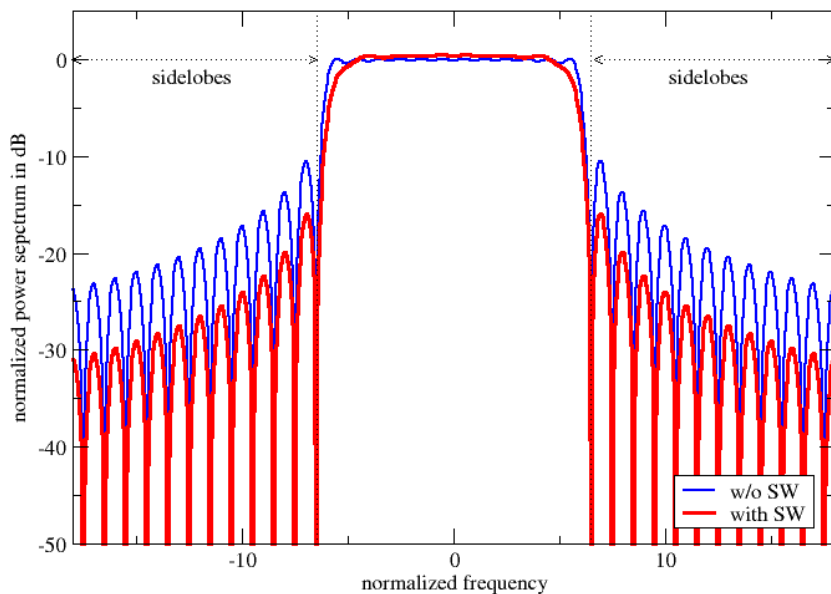


Abbildung 3.6: Leistungsspektrum ohne und mit SW, $N=12$, $g_{max}/g_{min} = 2$.

3.2.2 Cancellation Carrier

Die Abbildungen 3.7 und 3.8 zeigen die gemittelten Spektren eines OFDM-Signals mit ein bzw. zwei CC an jedem Rand. In beiden Fällen stehen dem OFDM-System $N = 12$ Unterträger zur Verfügung. Wird an beiden Seiten je 1 CC eingefügt verbleiben 10 Träger zur Übertragung von Nutzdaten, werden jeweils zwei CC

3.2 Simulationsergebnisse für ein konventionelles OFDM-System

eingefügt, verbleiben 8 Datenträger. Bei allen Simulationen wurde die Leistung für die CC auf 25% der Gesamtleistung begrenzt.

Wird, wie in Abbildung 3.7 gezeigt, je ein CC an beiden Seiten des OFDM-Spektrums eingefügt, können die Nebenaussendungen um fast 11 dB gegenüber dem OFDM-Signal mit je einem freien Träger auf beiden Seiten reduziert werden. Werden auf beiden Seiten des Spektrums zwei CC eingefügt, können die Sidelobes um fast 15 dB reduziert werden. Dadurch liegen die Sidelobes im gesamten betrachteten Frequenzbereich unterhalb von -35 dB bei einem Signalpegel von 0 dB. Da ein gewisser Anteil der Gesamtenergie in die CC investiert werden muss, verringert sich das SNR um 1,2 dB.

Eine noch stärkere Unterdrückung kann erzielt werden, wenn den CC mehr Sendeenergie zur Verfügung gestellt wird. Da dies jedoch mit einem höherem SNR-Verlust verbunden ist, ist eine Begrenzung der Energie für die CC auf 25% bei zwei CC ein guter Kompromiss zwischen erreichter Unterdrückung und SNR-Verlust. Werden mehr als zwei CC eingefügt, kann keine wesentlich bessere Unterdrückung der Nebenaussendungen erzielt werden, die die reduzierte Anzahl von Datenträgern rechtfertigt.

Abschließend ist noch anzumerken, dass für alle Modulationsverfahren ähnliche Ergebnisse erzielt werden. Das Prinzip der CC ist also sowohl für QAM als auch für PSK geeignet.

3.2.3 Fensterung

Um die mit Fensterung erreichbare Unterdrückung darzustellen, werden in Abbildung 3.9 die Spektren eines konventionellen OFDM-Signals und gefensterter OFDM-Signale verglichen. Als Fensterfunktion wird ein RC-Fenster mit einem Roll-Off Faktor $\beta = 0.1$ bzw. $\beta = 0.2$ verwendet. Mit einem Roll-Off Faktor $\beta = 0.2$ können die Nebenaussendungen im dargestellten Frequenzbereich im Mittel um ca. 20 dB reduziert werden. Die Sidelobes, die unmittelbar an die vom OFDM-System benutzte Bandbreite angrenzen, können durch Fensterung kaum reduziert werden. Weiter entfernte Sidelobes können jedoch um mehr als 40 dB reduziert werden. Werden CC zur Unterdrückung der Sidelobes eingesetzt, werden, wie in Abbildung 3.8 dargestellt, alle Sidelobes relativ gleichmäßig um 15 dB reduziert. Daher liegt es nahe, die Vorteile beider Verfahren für eine noch bessere Unterdrückung auszunutzen. Werden beide Verfahren kombiniert, können die unmittelbar an das OFDM-System angrenzenden Sidelobes mit CC reduziert

3 Störminimierung am Sender

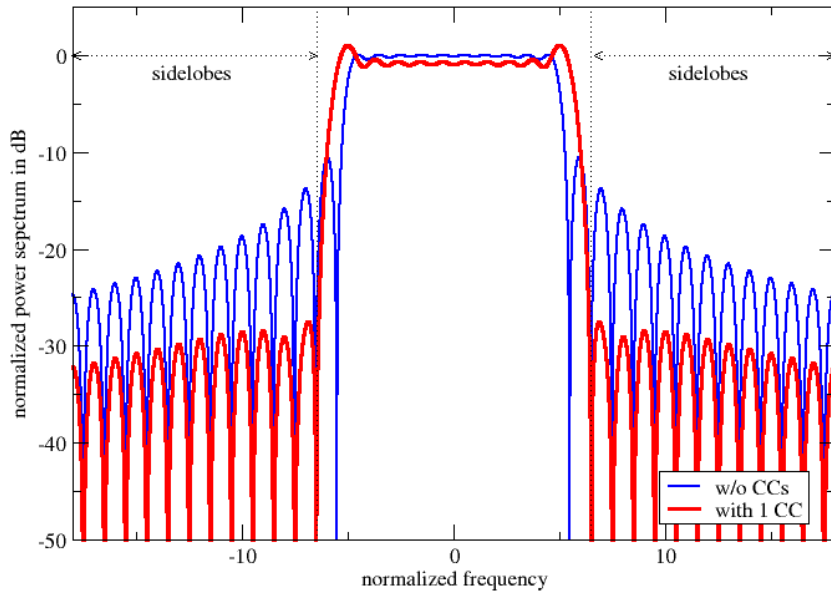


Abbildung 3.7: Leistungsspektrum ohne und mit 1 CC, $N = 12$.

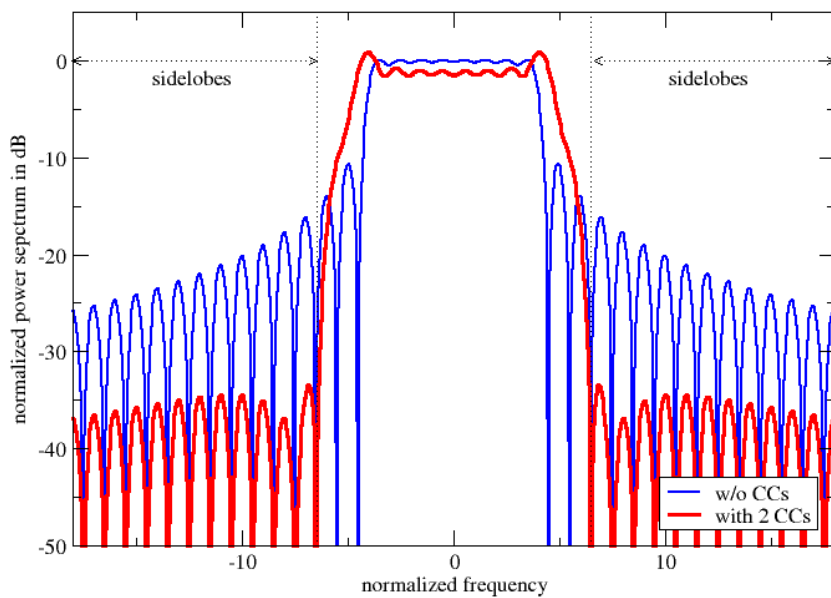


Abbildung 3.8: Leistungsspektrum ohne und mit 2 CC, $N = 12$.

3.3 Simulationsergebnisse für das Overlay-Szenario im VHF-Band

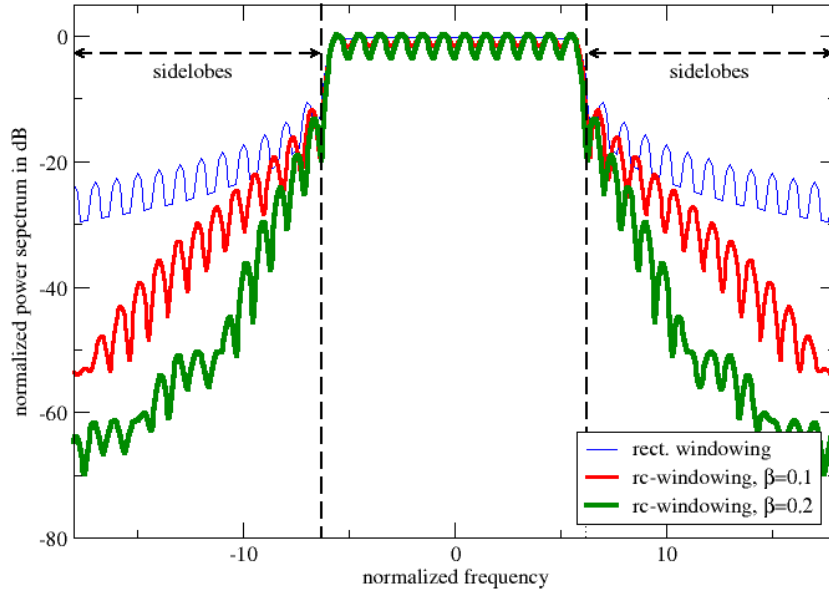


Abbildung 3.9: Leistungsspektrum für RC-Fensterung mit verschiedenen Roll-Off Faktoren

werden, durch die Fensterung werden die weiter entfernt liegenden Sidelobes unterdrückt. Daher werden im Folgenden zwei CC und ein RC-Fenster mit $\beta = 0.2$ für die Minimierung der Nebenaussendungen verwendet.

3.3 Simulationsergebnisse für das Overlay-Szenario im VHF-Band

Die vorgeschlagenen Verfahren zur Störminimierung am Sender werden anhand eines realistischen Overlay-Szenarios evaluiert. Hierzu wird das in [BB05a] beschriebene Szenario im VHF-Band verwendet und die Simulationsparameter an dieses Szenario angepaßt. Für die Simulationen wird der Einfachheit halber nicht die gesamte Bandbreite von 1 MHz betrachtet, sondern nur ein Ausschnitt von 125 kHz entsprechend 5 VHF-Kanälen. Wie in Abbildung 3.10 dargestellt, sind von diesen fünf Kanälen drei belegt und zwei Kanäle können vom Overlay-System verwendet werden. Dabei liegt zwischen den beiden Kanälen, die vom Overlay-System verwendet werden dürfen, nur ein VHF-Kanal, in dem die maximale Interferenz verursacht wird, die hier unterdrückt werden muß.

3 Störminimierung am Sender

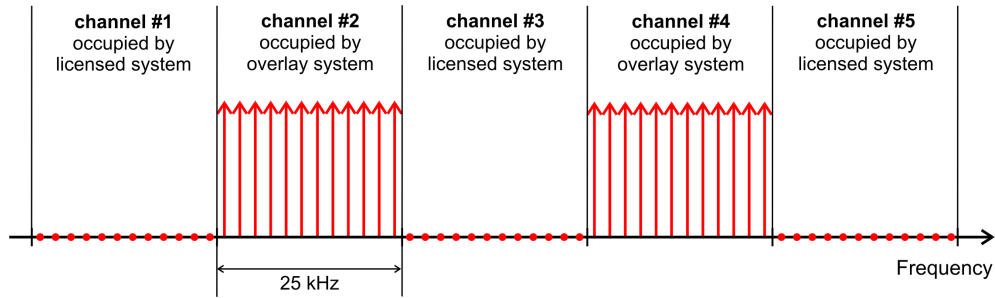


Abbildung 3.10: Betrachtete Spektrumsbelegung.

Mit 12 OFDM-Unterträgern pro 25 kHz-Kanal ergibt sich ein System mit 60 Unterträgern, von denen $2 \cdot 12 = 24$ vom Overlay-System belegt werden dürfen. Werden an jedem Rand zwei CC eingefügt, bleiben $N = 16$ Unterträger zur Datenübertragung. Bei der hier betrachteten Spektrumsbelegung wird $1/3$ der Bandbreite in CC investiert. Dies entspricht der schlechtesten Konstellation; in der Regel können mehrere benachbarte DSB-AM Kanäle vom Overlay-System verwendet werden, so daß sich insgesamt eine höhere Bandbreiteneffizienz ergibt.

In Abbildung 3.11 sind die normierten Leistungsspektren des ursprünglichen Sendesignals sowie die Spektren des Sendesignals mit je zwei CC und mit zwei CC und RC-Fensterung dargestellt. Die Spektren werden über 10.000 zufällige OFDM-Symbole mit QPSK Modulation gemittelt. Um eine möglichst realistische Darstellung des Sendesignals zu erhalten, wird bei der Berechnung des Spektrums der Einfluß des GI der Länge $T_{GI} = 0.04T_S$ [BB05a] berücksichtigt.

Beim dem ursprünglichen OFDM-Signal, bei dem nur je zwei Unterträger freigelassen werden, liegt ein erheblicher Teil der Sendeleistung in den Nachbarkanälen, die nicht vom Overlay-System benutzt werden dürfen. DSB-AM Systeme, die in diesem Band operieren, werden durch diese Nebenaussendungen stark gestört. Werden anstelle der freien Träger CC eingefügt, können die Nebenaussendungen in Kanal 3 auf -34.5 dB reduziert werden, in den Kanälen 1 und 5 sogar auf -36.2 dB. Da mit CC allein die erforderliche Unterdrückung auf -50 dB [BB05b] nicht erreicht werden kann, wird das Sendesignal zusätzlich gefenstert. Mit einem RC-Fenster mit einem Roll-Off Faktor $\beta = 0.2$ werden die Sidelobes in Kanal 3 im Mittel auf -50.8 dB und in den Kanälen 1 und 5 auf -54.4 dB. Damit können selbst für den Fall der maximalen Interferenz die Nebenaussendungen des OFDM-Signals so weit reduziert werden, dass die Hauptsysteme nicht gestört werden.

Eine andere Art der Darstellung der Unterdrückung der Nebenaussendungen ist die in Abbildung 3.12 gezeigte kumulative Verteilungsdichtefunktion der Leistung

3.3 Simulationsergebnisse für das Overlay-Szenario im VHF-Band

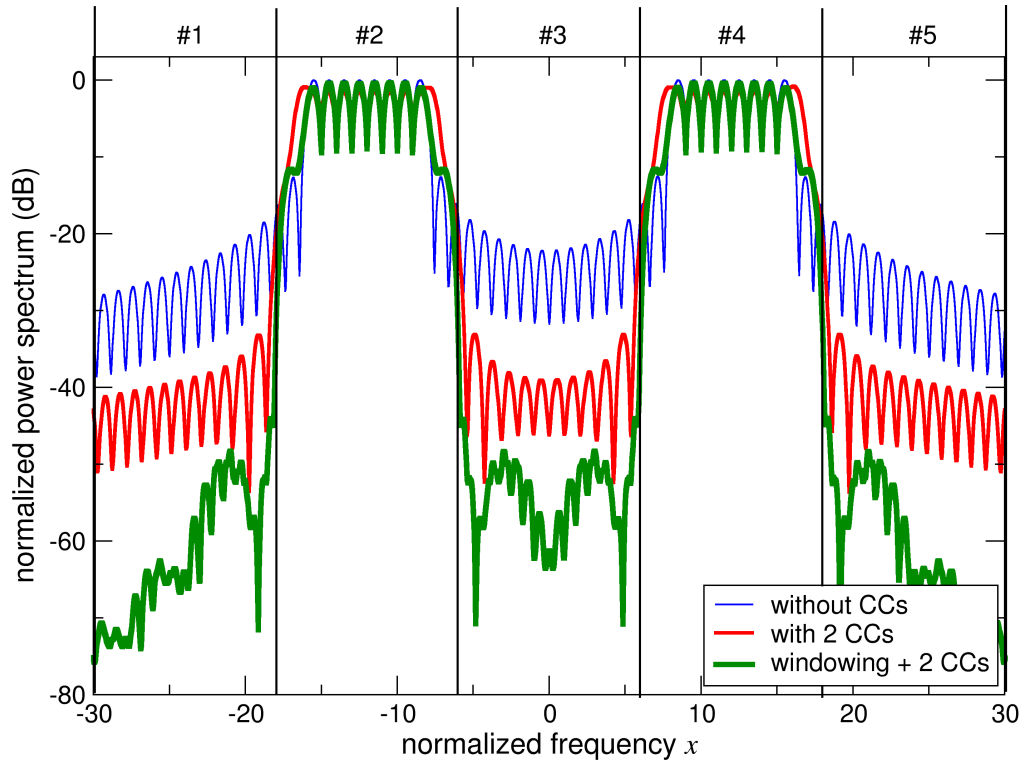


Abbildung 3.11: OFDM-Spektrum mit 2 CC und RC-Fensterung, $\beta = 0.2$, $N = 2 \cdot 8 = 16$ Unterträger, $2 \cdot 4 = 8$ CCs, Leistung der CC auf 25% der Gesamtleistung begrenzt, $T_{GI} = 0.04TS$.

in den Sidelobes. Auf der x-Achse ist die mittlere Leistung in den Sidelobes in Kanal 3 aufgetragen. Die y-Achse gibt die Wahrscheinlichkeit an, daß die Leistung in Kanal 3 unterhalb eines bestimmten Schwellwertes liegt. Wenn nur zwei Träger an den Rändern jedes Kanals freigelassen werden oder das Sendesignal zusätzlich mit einem RC-Fenster mit Roll-Off Faktor $\beta = 0.2$ gefenstert wird, liegt die Leistung in Kanal 3 immer über dem erlaubten Schwellwert von -50 dB. Werden CC eingefügt, liegt die Wahrscheinlichkeit, daß die Sidelobes unterhalb des Schwellwertes liegen, bei 3%. Mit einer Kombination von CC und einer RC-Fensterung kann die Wahrscheinlichkeit, daß die Sidelobes unterhalb des Schwellwertes liegen, auf 70% erhöht werden. Damit kann für fast alle OFDM-Symbolvektoren garantiert werden, daß die Anforderungen an die Minimierung der Nebenaussendungen erfüllt sind und somit die bestehenden Hauptsysteme nicht gestört werden.

3 Störminimierung am Sender

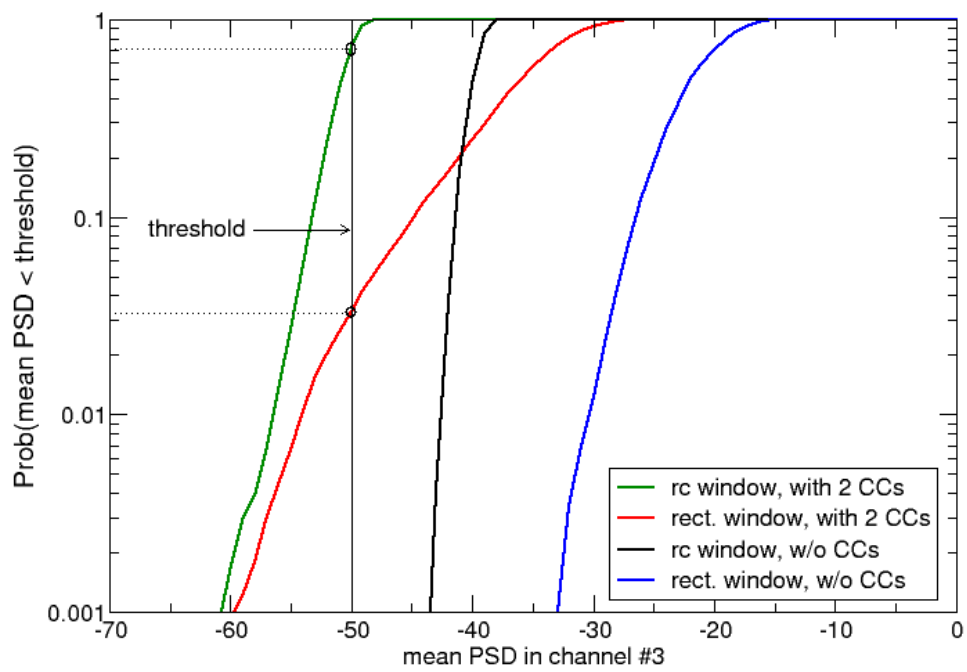


Abbildung 3.12: Kumulative Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Leistung in den Sidelobes in Kanal 3.

4 Adaptiver COFDM-Sender

AP 2.2 sieht die Entwicklung eines COFDM-basierten Senders für ein Overlay-System vor. Anders als bei konventionellen OFDM-Systemen müssen hierbei einige Besonderheiten berücksichtigt werden, die speziell für Overlay-Systeme relevant sind:

1. Der Sender muß in der Lage sein, sich flexibel an die detektierten Frequenzlücken anzupassen. Aus diesem Grund ist eine flexible OFDM-Rahmenstruktur erforderlich, in der die benutzbaren Unterträger entsprechend dem Belegungsvektor festgelegt werden.
2. In einem zweiten Schritt müssen die im vorherigen Kapitel untersuchten Verfahren zur Störminimierung in den Sender integriert werden. Außerdem muß die Auswirkung der Verfahren auf die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems untersucht werden.
3. Schließlich müssen in der MAC-Schicht Vielfachzugriffsverfahren analysiert werden, die es mehreren Nutzern des Overlay-Systems ermöglichen, gleichzeitig auf die Ressourcen des Overlay-Systems zuzugreifen. Hierzu wird untersucht, inwieweit Multi-Carrier Code-Division Multiple-Access (MC-CDMA) an die variable Spektrumsbelegung anpassbar ist und wie die Leistungsfähigkeit von MC-CDMA durch die Interferenz von den Hauptsystemen beeinflusst wird.

Das vereinfachte Blockschaltbild eines OFDM-basierten Senders für ein Overlay-System ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Wie in einem konventionellen OFDM-System auch, werden zunächst komplexe Datensymbole durch seriell-parallel Wandlung (S/P) den einzelnen Unterträgern zugewiesen. Bei einem Overlay-System dürfen hierbei nur die Träger belegt werden, die entsprechend dem Belegungsvektor benutzt werden dürfen. Anschließend wird das OFDM-Symbol in einem Block zur Störminimierung so modifiziert, daß die Nebenaussendungen reduziert werden. Beim Subcarrier Weighting werden in diesem Block die einzelnen belegten Unterträger gewichtet oder es werden in diesem Block an den vorgesehenen

4 Adaptiver COFDM-Sender

Stellen Cancellation Carrier eingefügt. Nach diesem Block werden die komplexen Symbole wie in einem konventionellen OFDM-System verarbeitet: die komplexen Symbole werden mittels der inversen diskreten Fourier Transformation (IDFT) in den Zeitbereich transformiert und um ein Guard-Intervall zyklisch erweitert. Um eine weitere Unterdrückung der Nebenaussendungen zu erzielen, wird das Zeitbereichssignal mit einer Fensterfunktion multipliziert. Hierzu ist eine Verlängerung des OFDM-Symbols um ein Prä- und Postfix erforderlich wie es in Kapitel 3 beschrieben wurde. Außerdem werden aufeinanderfolgende OFDM-Symbole so angeordnet, daß sie sich im Bereich der Flanken des Fensters überlappen (vgl. Abbildung 3.3). Insgesamt zeigt Abbildung 4.1, daß die Struktur eines konventionellen OFDM-Senders in einem Overlay-System weitgehend erhalten bleibt und wichtige Komponenten, wie beispielsweise die DFT/IDFT, nicht verändert werden müssen.

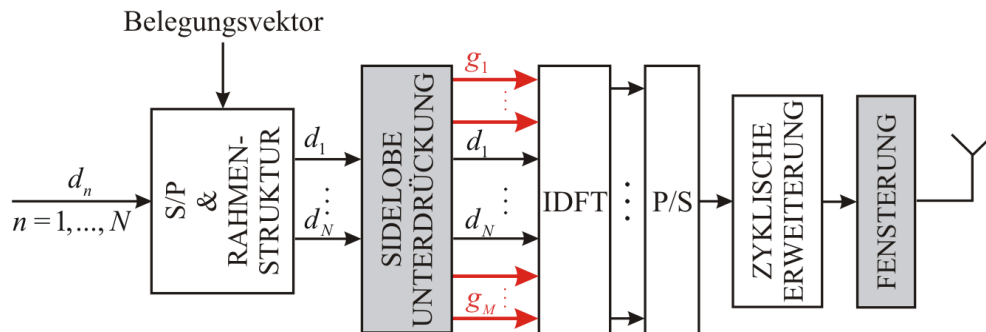


Abbildung 4.1: OFDM-Sender erweitert um Blöcke zur Störminimierung.

4.1 Flexible Rahmenstruktur

In konventionellen OFDM-Systemen werden mehrere OFDM-Symbole in einem Rahmen zusammengefaßt und übertragen. Ein solcher OFDM-Rahmen beginnt meistens mit einem oder mehreren Synchronisationssymbolen, mit deren Hilfe am Empfänger der Anfang des Rahmens gefunden werden kann und Frequenz-Offsets ausgeglichen werden können. Danach folgen Datensymbole, in die in bestimmten Abständen in Zeit- und Frequenzrichtung Pilotsymbole zur Kanalschätzung eingefügt werden. Der Abstand und die Anzahl der Pilotsymbole richtet sich nach den Eigenschaften des Übertragungskanals.

Beim Entwurf einer Rahmenstruktur für ein Overlay-System müssen zusätzlich die Lücken in der Zeit-Frequenzebene berücksichtigt werden. Ein Beispiel für

4.1 Flexible Rahmenstruktur

eine flexible Rahmenstruktur für ein Overlay-System ist in Abbildung 4.2 dargestellt. Der Einfachheit halber werden hier nur Frequenzlücken betrachtet. Der Rahmen besteht aus 30 OFDM-Symbolen mit jeweils 128 Unterträgern, wobei jeweils 12 Unterträger in einem Kanal des Hauptsystems liegen. Entsprechend dem Belegungsvektor werden die 48 Unterträger, die in den vier Kanälen liegen, die das Hauptsystem verwendet, deaktiviert. An den Rändern der Kanäle, die vom Overlay-System benutzt werden, werden jeweils zwei Unterträger für Cancellation Carrier zur Sidelobe-Unterdrückung reserviert. Die Synchronisations- und Pilotsymbole müssen ebenfalls an die Spektrumsbelegung angepaßt werden, da auch bei diesen Symbolen die Unterträger freigelassen werden müssen, in denen das Hauptsystem liegt. Bei den in Abbildung 4.2 dargestellten Pilotsymbolen wird angenommen, daß in einem Pilotsymbol auf jedem Unterträger ein Pilotton übertragen wird, so daß nur eine Interpolation der Kanalkoeffizienten in Zeitrichtung notwendig ist. Aus diesem Grund haben die Lücken im Pilotsymbol keinen negativen Einfluß auf die Kanalschätzung. In einem Overlay-System könnte jedoch die Verfälschung der Pilottöne durch den Einfluß der Interferenz problematisch werden. Die Struktur der Synchronisationssymbole wird ebenfalls durch die Lücken beeinflusst. Wie in Abbildung 4.2 gezeigt, ist beim Synchronisationssymbol nur jeder zweite Träger belegt, so daß sich im Zeitbereich ein OFDM-Symbol mit zwei gleichen Hälften ergibt. Durch die Lücken fehlen einige Träger, so daß sich die Struktur des OFDM-Symbols ebenfalls verändert, was sich auf den Synchronisationsalgorithmus auswirkt. In [WKC⁺03] wurde bereits die Synchronisation des IEEE WLAN-Standards 802.11a [IEE99] im Kontext von Spectrum Pooling untersucht und gezeigt, daß eine Synchronisation mit Lücken im Synchronisationssymbol möglich ist. Im Rahmen von TAKOKO werden in AP 3 Kanalschätzung und Synchronisation in einem Overlay-System und der Einfluß der Interferenz genauer untersucht.

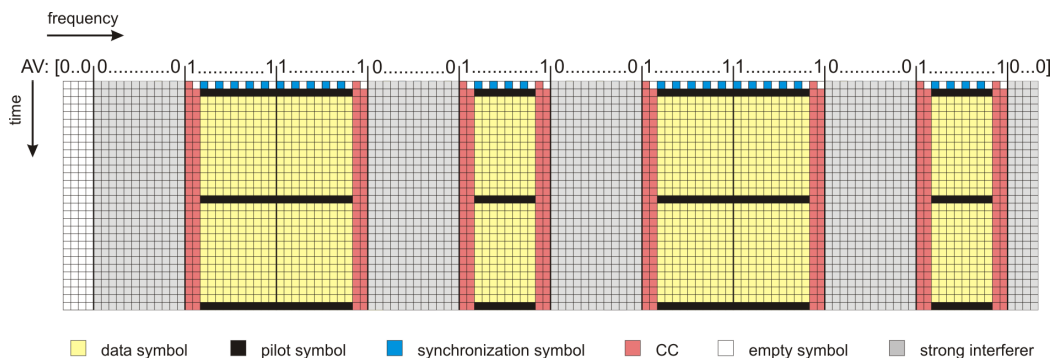


Abbildung 4.2: Flexible OFDM-Rahmenstruktur für ein Overlay-System.

4.2 Einfluß von Verfahren zur Störminimierung auf das Gesamtsystem

In AP 2 wurden Verfahren zur Unterdrückung der Nebenaussendungen des OFDM-Signals entwickelt und im Hinblick auf das Sendespektrum untersucht. Die Algorithmen werden nun wie in Abbildung 4.1 dargestellt in das Overlay-System integriert und es wird untersucht, welchen Einfluß die Verfahren auf das Gesamtsystem haben und ob gegebenenfalls Modifikationen am Empfänger des Overlay-Systems notwendig sind.

4.2.1 Fensterung

Bei der Fensterung des Sendesignals ist, wie in Abschnitt 3.1.3 beschrieben, eine Verlängerung des OFDM-Signals im Zeitbereich erforderlich. Am Empfänger des Overlay-Systems wird ein Ausschnitt entsprechend der Länge eines OFDM-Symbols ausgeschnitten, alle anderen Abtastwerte werden vernachlässigt. Da das Fenster so ausgelegt wird, daß sowohl die Nutzdaten als auch das Guard-Intervall in dem Bereich des Fensters liegen, der nicht durch die Flanken des Fensters beeinträchtigt ist, hat die Fensterung keinen Einfluß auf die BER. Die Verlängerung des OFDM-Signals im Zeitbereich verursacht eine Verringerung des Durchsatzes bzw. der Datenrate, da weniger OFDM-Symbole pro Zeiteinheit übertragen werden können. Um diesen Datenratenverlust so gering wie möglich zu halten, werden, wie in Abbildung 3.3 dargestellt, zwei aufeinanderfolgende OFDM-Symbole so angeordnet, daß die sich im Bereich der Flanken überlappen. Die Verringerung des Durchsatzes wird entsprechend Gleichung (3.7) bestimmt und in Tabelle 4.1 für verschiedene Roll-Off Faktoren aufgelistet. Bei der Auslegung eines Overlay-Systems muß der Roll-Off Faktor als sinnvoller Kompromiss zwischen der erreichbaren Unterdrückung und dem Datenratenverlust gewählt werden.

Roll-Off Faktor	Verlängerung des OFDM-Symbols	Verringerung des Durchsatzes
0,05	5,26%	5%
0,10	11,1%	10%
0,15	17,6%	15%
0,20	25%	20%

Tabelle 4.1: Verringerung des Durchsatzes in Abhängigkeit des Roll-Off Faktors.

4.2.2 Cancellation Carrier

Werden Cancellation Carrier zur Sidelobeunterdrückung in das Sendesignal eingefügt, hat das zum einen einen Einfluß auf die BER, da ein bestimmter Teil der Sendeenergie in die CC investiert wird. Zum anderen muß untersucht werden, inwieweit die CC einen Einfluß auf das Peak-To-Average Power Ratio (PAPR) haben.

4.2.2.1 BER

In Gleichung (3.5) wird der Normierungsfaktor $0 < A \leq 1$ eingeführt, um zu gewährleisten, daß die Leistung des Sendesignals mit CC genauso groß ist wie die Sendeleistung ohne CC. Der Normierungsfaktor ist also als

$$A = \frac{\|\mathbf{d}\|^2}{\|\mathbf{d}\|^2 + \|\mathbf{g}\|^2} \leq 1 \quad (4.1)$$

definiert. Durch die Einführung des Normierungsfaktors wird die Leistung jedes Datensymbols d_n um den Faktor A reduziert. Da in den meisten kommerziellen OFDM-Empfängern eine Kanalschätzung anhand von Pilotsymbolen durchgeführt wird, wird der Einfluß des Kanals inklusive des Einflusses des Normierungsfaktors A geschätzt. Der Normierungsfaktor ist jedoch von OFDM-Symbol zu OFDM-Symbol verschieden und kann damit bei der Kanalverzerrung nur dann kompensiert werden, wenn A für jedes OFDM-Symbol ungefähr gleich ist.

In Abbildung 4.3 ist der Anteil der Leistung der CC an der Gesamtleistung für 6.000 zufällig ausgewürfelte Symbolvektoren graphisch dargestellt. Wird der Anteil der CC an der Gesamtenergie bei der Optimierung in Gleichung (3.4) auf 25% beschränkt, benötigen die CC für 89% der Symbolvektoren die maximale Energie. In diesem Fall ist $\|\mathbf{g}\|^2 = \alpha$ aus Gleichung (3.4) und der Normierungsfaktor wird minimal

$$A_{\min} = \frac{\|\mathbf{d}\|^2}{\|\mathbf{d}\|^2 + \alpha}. \quad (4.2)$$

Wird die Leistung der CC weiter beschränkt, steigt die Anzahl der Symbolvektoren, die die maximale Energie benötigen bzw. mit dem minimalen Normierungsfaktor multipliziert werden, weiter. Somit kann für sinnvolle Werte von α angenommen werden, daß der Einfluß des Normierungsfaktors bei der Kanalschätzung im Empfänger automatisch kompensiert wird.

In [BS05] und [BCS06] wurde jedoch auch gezeigt, daß bei der Kompensation des Normierungsfaktors das Kanalrauschen verstärkt wird, so daß sich ein SNR-

4 Adaptiver COFDM-Sender

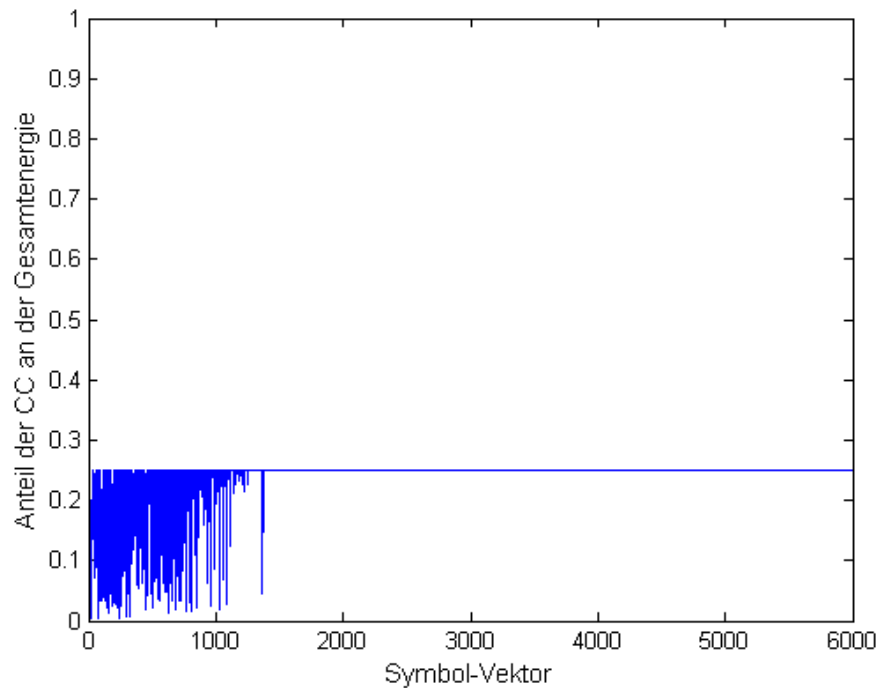


Abbildung 4.3: Verteilung des Anteils der CC an der Gesamtenergie, wenn Anteil auf 25% beschränkt ist.

Verlust

$$\gamma = 10 \cdot \log_{10}(1/A) \quad (4.3)$$

ergibt. Da der Normierungsfaktor stark von dem Anteil der CC an der gesamten Sendeleistung abhängt, kann dieser Einfluß durch eine geeignete Wahl des Grenzwertes α im Optimierungsalgorithmus gesteuert und minimiert werden. Die obere Grenze des SNR-Verlusts wird erreicht, wenn alle CC die maximale Energie benötigen. Es wurde in Abbildung 4.3 aber bereits gezeigt, daß nicht für alle Symbolfolgen die CC die maximale Energie verwenden, so daß eine geringere Erhöhung der BER als das theoretische Maximum erwartet wird. Dazu wurde die BER in dem einfachen Overlay-System aus Abbildung 3.10 für eine uncodierte Übertragung über einen Rayleigh-Fading Kanal simuliert. Die Ergebnisse für verschiedene Beschränkungen der Energie für die CC sind in Tabelle 4.2 zusammengefaßt.

4.2.2.2 PAPR

Eine weitere Kenngröße in OFDM-Systemen ist das PAPR, das bei OFDM besonders kritisch ist, da sich hierbei im Zeitbereich die Amplituden der einzelnen

4.2 Einfluß von Verfahren zur Störminimierung auf das Gesamtsystem

Leistungsanteil der CC limitiert auf ...	SNR-Verlust, theoretisch	SNR-Verlust, simuliert
10%	0,46 dB	0,45 dB
20%	0,97 dB	0,91 dB
25%	1,25 dB	1,20 dB

Tabelle 4.2: SNR-Verlust für verschiedene Werte der Nebenbedingung.

Unterträgersignale konstruktiv überlagern können. Das Summensignal aller Unterträgersignale kann sehr hohe Spitzen aufweisen, was hohe Anforderungen an den Sendeverstärker stellt und durch unvermeidbare Verzerrungen zu Verlusten in der Leistungsfähigkeit führt. Aus diesem Grund muß gewährleistet sein, daß die CC keinen zu starken negativen Einfluß auf das PAPR haben.

Das PAPR ist definiert als

$$\text{PAPR} = \frac{\max |z_i|^2}{1/N_{\text{fft}} \sum_{i=0}^{N_{\text{fft}}-1} |z_i|^2}, \quad i = 0, \dots, N_{\text{fft}} - 1, \quad (4.4)$$

wobei z_i Abtastwerte eines OFDM-Symbols im Zeitbereich nach der IFFT sind und N_{fft} die Anzahl der Unterträger angibt. Aufgrund der Leistungs-Normierung ist die mittlere Sendeleistung des OFDM-Signals mit und ohne CC gleich. Die maximale Leistung wird jedoch größer, wenn CC eingefügt werden. Ein Grund hierfür ist die erhöhte Anzahl von Unterträgern, wodurch sich mehr Werte konstruktiv überlagern können. Ein anderer Grund sind die Werte der CC selbst, die zum Teil höher sind als die Amplituden der Datensymbole.

In Abbildung 4.4 ist das PAPR für das vereinfachte Overlay-System aus Abbildung 3.10 dargestellt. In diesem Overlay-System können zwei Kanäle mit je 12 Unterträgern vom Overlay-System benutzt werden. Die restlichen 40 Träger werden vom Hauptsystem verwendet bzw. dienen als Schutzträger am Rand des Spektrums. Für den Fall, daß in jedem Kanal nur 8 Unterträger benutzt werden und an jedem Rand jeweils zwei Träger freigelassen werden, ergibt sich bei einer Clipping-Rate von 10^{-2} ein PAPR von 8,9 dB. Werden die beiden freigelassenen Unterträger mit CC belegt, wobei die Leistung für die CC auf 25% der Gesamtleistung beschränkt wird, erhöht sich das PAPR auf 9,5 dB. Wird die Leistung für die CC auf 10% der Gesamtleistung beschränkt, erhöht sich das PAPR nur auf 9,4 dB. Um zu sehen, ob der Grund für diese Erhöhung die höhere Anzahl an benutzten Trägern ist oder die höheren Werte der CC, ist zum Vergleich die PAPR-Kurve des Signals gezeigt, bei dem alle 12 Träger pro Kanal als Datenträger verwendet werden. Im diesem Fall liegt das PAPR bei 9,1 dB. Damit ist die

4 Adaptiver COFDM-Sender

leichte Erhöhung des PAPRs durch die CC nicht nur auf die erhöhte Anzahl von benutzten Trägern zurückzuführen, sondern auch auf die Werte der CC selbst. Je mehr Leistung in die CC investiert wird, also je höher die Werte sind, die die CC annehmen können, umso stärker erhöht sich das PAPR.

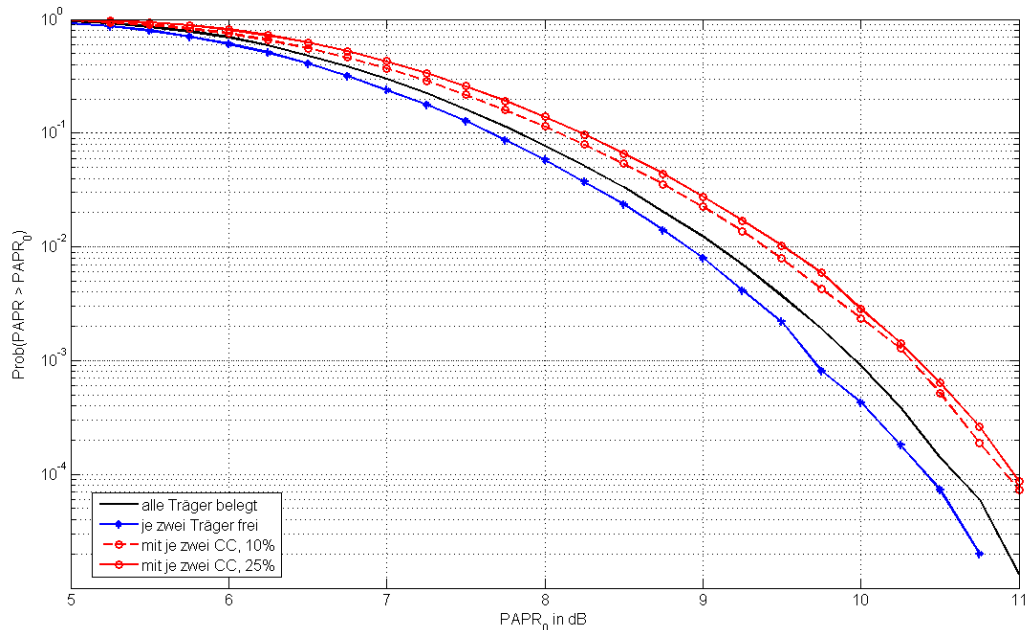


Abbildung 4.4: PAPR eines OFDM-Signals mit und ohne CC.

Insgesamt ist die Verschlechterung der BER aufgrund der CC mit maximal 1,2 dB im uncodierten Fall recht gering. Auch die Erhöhung des PAPR um maximal 0,6 dB ist akzeptabel, so daß diese Verluste in der Leistungsfähigkeit des Overlay-Systems im Hinblick auf die starke Unterdrückung der Sidelobes, die mit CC erreicht werden kann, gerechtfertigt sind.

4.3 Vielfachzugriff in der MAC-Schicht: Vergleich MC-CDMA und OFDM

Um mehreren Nutzern den Zugriff auf ein OFDM-System zu ermöglichen, gibt es verschiedene Ansätze: zum einen können die Nutzer im Frequenz- oder Zeitmultiplex getrennt werden, zum anderen besteht die Möglichkeit, OFDM mit Codemultiplex zu kombinieren, also MC-CDMA [FK03] zu verwenden.

In einem Overlay-System muß die Spreizungslänge so gewählt werden, daß die Anzahl der freien Träger möglichst ein Vielfaches der Spreizungslänge ist, da

4.3 Vielfachzugriff in der MAC-Schicht: Vergleich MC-CDMA und OFDM

andernfalls unnötig Träger freigelassen werden müssen. Aufgrund der variablen Spektrumsbelegung ist es jedoch nur bedingt möglich, alle verfügbaren Unterträger mit MC-CDMA zu belegen. Dieser Nachteil kann zum Teil dadurch kompensiert werden, daß die nicht benutzbaren Träger an die Ränder der Overlay-Kanäle gesetzt werden, so daß sie zur Minimierung der Nebenaussendungen beitragen.

Ein anderer Punkt ist die Empfindlichkeit des OFDM- bzw. MC-CDMA-Signals gegenüber Störungen aus dem Hauptsystem. Die Störungen der Hauptsysteme sind zwar in der Regel nur schmalbandig und liegen nicht in den Frequenzbereichen, die das Overlay-System aktiv nutzt, trotzdem werden sie aufgrund des Leakage-Effekts nach der FFT im Empfänger über die gesamte Bandbreite verteilt, so daß fast alle Unterträger von der Störung betroffen sind. Wird OFDM verwendet, werden die Unterträger, die am nächsten zum Störer liegen, am meisten beeinträchtigt. Bei MC-CDMA werden die Chips auf den nächsten Unterträgern durch die Interferenz verfälscht. Aufgrund der Spreizung ist nur ein Teil des Datensymbols betroffen, so daß die Interferenz insgesamt nur einen geringen Einfluß auf das gesamte Datensymbol hat. Der Vorteil der Spreizung, der auch bei einem Fading-Kanal zum Tragen kommt, kann allerdings nur für relativ schwache Störungen ausgeschöpft werden. Bei starker Interferenz nehmen die gestörten Chips sehr große Werte an und können dominant werden und so das gesamte Datensymbol verfälschen. In diesem Fall werden durch die Interferenz nicht nur die unmittelbar benachbarten Unterträger gestört, sondern auch weiter entfernt liegende. Insgesamt ergibt sich bei starker Interferenz mit MC-CDMA eine schlechtere BER als bei OFDM.

Für die Simulationen wird wieder auf die Parameter des VHF-Szenarios [BB05a] zurückgegriffen. Die Bandbreite des Overlay-Systems erstreckt sich über 40 VHF-Kanäle, in denen jeweils 12 Unterträger liegen. Es wird angenommen, daß das Overlay-System alle Kanäle bis auf einen VHF-Kanal in der Mitte der Bandbreite verwenden darf; es stehen also 468 Unterträger zur Verfügung. Bei einer Spreizungslänge $L = 4$ können pro Nutzer 117 Datensymbole übertragen werden. Bei $L = 8$ bzw. $L = 16$ hat jeder Nutzer 58 bzw. 29 Datensymbole und 4 Träger können nicht verwendet werden. Der VHF-Kanal in der Mitte der Bandbreite wird von einem DSB-AM System mit variabler Sendeleistung verwendet. Je nach Sendeleistung ergibt sich auf den vom Overlay-System verwendeten Unterträgern ein mittleres Signal-zu-Interferenzleistungsverhältnis (SIR) von 0 bis 15 dB. Das SNR ist in allen Simulationen auf 18 dB festgelegt. Als Kanalmodell wird ein frequenzselektiver Rayleigh-Fading Kanal verwendet. Die resultierenden Bitfehlerwahrscheinlichkeiten für verschiedene SIR-Werte sind in Abbildung 4.5 gezeigt. Wie erwartet ist die BER für $\text{SIR} = 0$ dB oder $\text{SIR} = 5$ dB für OFDM geringer

4 Adaptiver COFDM-Sender

als für MC-CDMA mit einem Nutzer und wird mit wachsender Spreizungslänge schlechter. Nimmt der Einfluß der Interferenz ab, hat MC-CDMA eine wesentlich bessere BER als OFDM. Für MC-CDMA mit $L = 16$ ist die BER sogar um mehr als eine Größenordnung besser als für OFDM. In diesem Fall ist der Einfluß der Interferenz so gering, daß die Vorteile der Spreizung gegenüber konventionellem OFDM zum Tragen kommen.

Bei der Auslegung eines Overlay-System muß also zunächst die zu erwartende Interferenz analysiert werden. Anhand dieser Informationen über die Stärke und Häufigkeit der Interferenz kann dann entschieden werden, ob der Einsatz von MC-CDMA sinnvoll ist oder nicht.

Generell sind die BER für ein SNR von 18 dB und bei nur einem Störer bei beiden Modulationsverfahren sehr schlecht. Die Interferenz hat also einen sehr starken Einfluß auf die Leistungsfähigkeit des Overlay-Systems und muß am Empfänger so weit wie möglich unterdrückt werden. Verfahren hierzu werden zur Zeit in AP 3 untersucht.

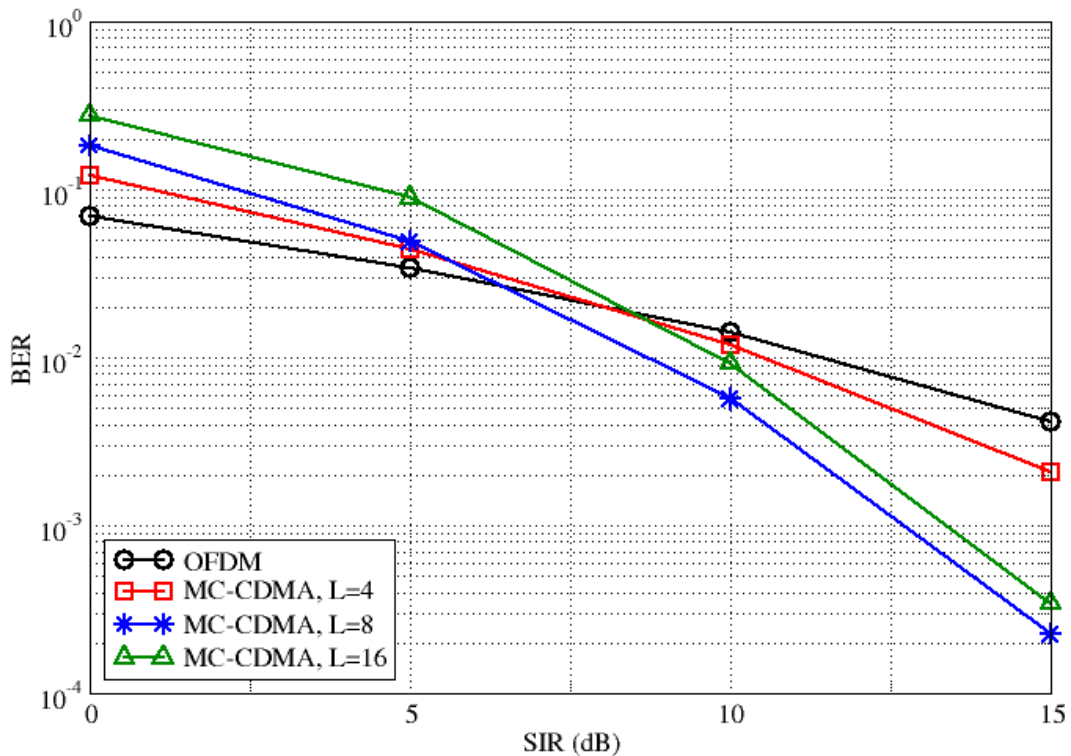


Abbildung 4.5: BER vs SIR für OFDM und MC-CDMA mit verschiedenen Spreizungslängen, SNR=18 dB.

5 Zusammenfassung

In diesem Technischen Bericht sind die Ergebnisse des zweiten Arbeitspakets (AP 2) von TAKOKO zusammengestellt. In AP 2 wurde ein Sender entworfen, der die besonderen Anforderungen in einem Overlay-System erfüllt. Dabei wurden Schwerpunkte auf die Detektion der Belegungslücken und die Minimierung der Störung auf das Hauptsystem gelegt.

In AP 2.1 wurde die Detektion von Frequenzlücken ergänzend zu den Untersuchungen aus dem “Zwischenbericht zum Arbeitsfortschritt 1” [BB05b] auf einer abstrakten Ebene mit Hilfe von Verkehrsmodellen analysiert. Der Grundgedanke dabei ist, die Belegungslücken in verschiedenen Spectrum Pools zu beobachten und anhand der Messwerte für das Overlay-System relevante Parameter bzw. Eigenschaften der Belegung durch das Hauptsystem abzuleiten, wie z.B. die Kohärenzzeit der Belegung oder die mittlere Anzahl verfügbarer Kanäle. Anhand dieses Parametervektors, der für jeden Spectrum Pool einzeln bestimmt wird, kann das Overlay-System entscheiden, welcher dieser Pools am besten für die momentane Übertragungssituation geeignet ist.

In AP 2.3 wurden Verfahren zur Unterdrückung der bei OFDM problematischen hohen Nebenaussendungen entwickelt und untersucht. Verfahren, die bereits in konventionellen OFDM-Systemen eingesetzt werden, wie z.B. Guard-Bänder oder Filterung, liefern in Overlay-Systemen keine ausreichende Unterdrückung der Sidelobes. Daher werden zwei weitere Verfahren entwickelt, das Subcarrier Weighting, bei dem die einzelnen Unterträger so gewichtet werden, daß sich ihre Sidelobes gegenseitig aufheben, und die Cancellation Carrier, die spezielle Unterträger am Rand des Spektrums sind, die so optimiert werden, daß sie die Sidelobes des eigentlichen OFDM-Signals auslöschen. Mit beiden Verfahren können die Sidelobes im Mittel um 6 bzw. 15 dB unterdrückt werden. Da beide Verfahren jedoch immer noch nicht die erforderliche Unterdrückung liefern, werden die Cancellation Carrier mit einer Fensterung kombiniert. Anhand von Simulationen in einem vereinfachten Overlay-System im VHF-Band wird gezeigt, daß mit der vorgeschlagenen Kombinationen beider Verfahren die Sidelobes auf einen Leistungspegel bei ca. -50 dB reduziert werden können. Damit können die

5 Zusammenfassung

theoretisch ermittelten Anforderungen an die Sidelobe-Unterdrückung im VHF-Szenario erfüllt werden.

In AP 2.2 wurde schließlich der eigentliche Sender entwickelt. Die Struktur eines Senders für ein Overlay-System kann im wesentlichen von einem konventionellem OFDM-System übernommen werden. Die Struktur eines OFDM-Rahmens wird entsprechend der Information über die Spektrumsbelegung festgelegt und kann flexibel an Änderungen angepaßt werden. Desweiteren werden die Algorithmen zur Störunterdrückung, also CC und die Fensterung, in den Sender integriert und die Auswirkungen auf das Gesamtsystem untersucht. Die Fensterung bewirkt aufgrund der notwendigen Verlängerung des OFDM-Symbols einen Datenratenverlust, der jedoch durch die starke Reduzierung der Nebenaussendungen gerechtfertigt ist. Da ein gewisser Anteil der Sendeenergie in CC investiert werden muß, erhöht sich die BER leicht. Außerdem wird das PAPR durch die CC etwas größer. Diese beiden Nachteile werden jedoch durch die deutliche Reduzierung der Nebenaussendungen kompensiert. Darüberhinaus wurden OFDM und MC-CDMA im Hinblick auf ihre Eignung für Overlay-Systeme untersucht. Prinzipiell eignen sich beide Verfahren für Overlay-Systeme, wobei MC-CDMA evtl. etwas nachteilig ist, da aufgrund der Spreizung nicht immer alle verfügbaren Träger verwendet werden können. Wenn das Hauptsystem starke Interferenz im Overlay-System verursacht ist die BER bei OFDM etwas besser. Hat die Interferenz bei einem guten SIR einen recht geringen Einfluß, überwiegen die Vorteile von MC-CDMA.

Insgesamt wurde in diesem Arbeitspaket die physikalische Schicht eines OFDM-basierten Senders entworfen, der in der Lage ist, sich flexibel an die wechselnde Spektrumsbelegung in einem Overlay-System anzupassen. Es wurde gezeigt, daß die entwickelten Algorithmen die Anforderungen erfüllen, die konkreten Parameter müssen jedoch individuell an das jeweilige Overlay-System angepaßt werden.

Literaturverzeichnis

- [BA02] BRAND, ALEX und HAMID AGHVAMI: *Multiple Access Protocols for Mobile Communications*. John Wiley, 2002.
- [BB05a] BRANDES, S. und U. BERTHOLD: *TAKOKO – Technischer Bericht 1: Definition der Szenarien*, März 2005.
- [BB05b] BRANDES, S. und U. BERTHOLD: *TAKOKO – Zwischenbericht zum Arbeitsfortschritt 1*, Juli 2005.
- [BCS05] BRANDES, S., I. COSOVIC und M. SCHNELL: *Sidelobe Suppression in OFDM Systems by Insertion of Cancellation Carriers*. In: *IEEE 62nd Semiannual Vehicular Technology Conf. (VTC Fall '05)*, Dallas, USA, Sept. 2005.
- [BCS06] BRANDES, S., I. COSOVIC und M. SCHNELL: *Reduction of Out-of-Band Radiation in OFDM Systems by Insertion of Cancellation Carriers*. accepted at *IEEE Commun. Lett.*, 2006.
- [BJ05a] BERTHOLD, U. und F.K. JONDRAL: *Generalized System Model of an Overlay Environment*. In: *Proceedings of the 2005 Software Defined Radio Forum Technical Conference (SDR '05)*, Orange County (CA), USA, Seite CDROM, November 2005.
- [BJ05b] BERTHOLD, ULRICH und FRIEDRICH K. JONDRAL: *Guidelines for Designing OFDM Overlay Systems*. In: *Proceedings of the IEEE 1st International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN '05)*, Baltimore (MD), USA, Seiten 626–629, November 2005.
- [BS05] BRANDES, S. und M. SCHNELL: *Sidelobe Suppression with Cancellation Carriers for OFDM Based Overlay Systems*. In: *Proc. of 10th International OFDM Workshop*, Seiten 235–239, Hamburg, Germany, August 2005.

Literaturverzeichnis

- [CBS05] COSOVIC, I., S. BRANDES und M. SCHNELL: *A Technique for Sidelobe Suppression in OFDM Systems*. In: *Proc. of IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom'05)*, St. Louis, MO, USA, November 2005.
- [CBS06] COSOVIC, I., S. BRANDES und M. SCHNELL: *Subcarrier Weighting - A Method for Sidelobe Suppression in OFDM Systems*. accepted at *IEEE Commun. Lett.*, 2006.
- [FK03] FAZEL, K. und S. KAISER: *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. John Wiley & Sons Ltd., 2003.
- [Gan81] GANDER, W.: *Least squares with a quadratic constraint*. *Numer. Math.*, 36:291–307, 1981.
- [GL96] GOLUB, G.H. und C.F. VAN LOAN: *Matrix Computations*. John Hopkins University Press, Third Edition, 1996.
- [IEE99] IEEE: *802.11a standard, ISO/IEC 8802-11:1999/Amd 1:2000(E), High-Speed Physical Layer in the 5 GHz Band*, 1999.
- [Mit99] MITOLA, J.: *Cognitive radio for flexible mobile multimedia communications*. In: *IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communications*, Seiten 3–10, San Diego, CA, USA, November 1999.
- [vNP00] NEE, R. VAN und R. PRASAD: *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House Publishers, 2000.
- [WHJ03] WEISS, TIMO, JÖRG HILLENBRAND und FRIEDRICH JONDRAL: *A Diversity Approach for the Detection of Idle Spectral Resources in Spectrum Pooling Systems*. In: *48. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, TU Ilmenau, 22.-25. September 2003*, Seite CDROM, 2003.
- [WHKJ04] WEISS, T., J. HILLENBRAND, A. KROHN und F.K. JONDRAL: *Mutual Interference in OFDM-based Spectrum Pooling Systems*. In: *Proc. of IEEE 59th Semiannual Vehicular Technology Conference (VTC Spring '04)*, Milan, Italy, May 2004.
- [WJ04] WEISS, T. und F.K. JONDRAL: *Spectrum Pooling - An Innovative Strategy for the Enhancement of Spectrum Efficiency*. *IEEE Communications Magazine*, 42(3):S8–S14, March 2004.

- [WKC⁺03] WEISS, TIMO A., ALBERT KROHN, FATIH CAPAR, IHAN MARTOYO und FRIEDRICH K. JONDRAL: *Synchronisation Algorithms and Preamble Concepts for Spectrum Pooling Systems*. In: *Proc. of IST Mobile and Wireless Telecommunications Summit*, Aveiro, Portugal, June 2003.
- [WS02] WIN, M. und R. SCHOLZ: *Ultra-Wide Bandwidth Time-Hopping Spread-Spectrum Impulse Radio for Wireless Multiple-Access Communications*. *IEEE Transactions on Communications*, 48(4):679–689, April 2002.
- [Zan97] ZANDER, JENS: *Radio resource management in future wireless networks: requirements and limitations*. *IEEE Communications Magazine*, 35(8), August 1997.

Literaturverzeichnis