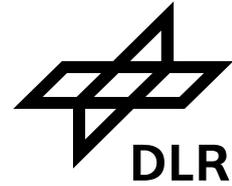


Universität Karlsruhe (TH),  
Institut für Nachrichtentechnik  
DLR Oberpfaffenhofen,  
Institut für Kommunikation und Navigation



## **TAKOKO**

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

## **Zwischenbericht zum Arbeitsfortschritt 1**

### **Autoren:**

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

### **Berichtszeitraum:**

1. Juli 2004 bis 30. Juni 2005



# Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Motivation . . . . .	1
1.2	Aufgabenstellung . . . . .	3
2	Detektion von Frequenzlücken	7
2.1	Beschreibung von Hauptsystemen . . . . .	7
2.1.1	Frequenzlücken und Zeit-Frequenz-Elemente . . . . .	8
2.1.2	Overlay-Kapazität . . . . .	9
2.1.3	Fragmentierung . . . . .	10
2.2	Designparameter von Overlay-Systemen . . . . .	11
2.2.1	Optimale Konfiguration von OFDM-basierten Overlay-Systemen	12
2.2.1.1	Randbedingungen . . . . .	12
2.2.1.2	Optimierung des Aktualisierungsintervalls des Belegungsvektors . . . . .	13
2.3	Ungenauere Kenntnis des Belegungsvektors im Empfänger . . . . .	15
2.3.1	System-Modell . . . . .	16
2.3.1.1	Kanalmodell . . . . .	16
2.3.1.2	Overlay-System . . . . .	17
2.3.1.3	Hauptsystem . . . . .	17
2.3.2	Einfluß eines ungenauen Belegungsvektors auf die Leistungsfähigkeit des Overlay-Systems . . . . .	17
2.3.3	Simulationsergebnisse . . . . .	20
2.3.3.1	Einnutzersystem . . . . .	21
2.3.3.2	Mehrnutzersystem . . . . .	21
2.3.4	Tolerierbare Ungenauigkeit des Belegungsvektors . . . . .	22
3	Störminimierung auf das Hauptsystem	25
3.1	Überblick über Verfahren zur Störminimierung . . . . .	26
3.2	Sidelobe-Unterdrückung durch Carrier Weighting . . . . .	27
3.3	Sidelobe-Unterdrückung durch Cancellation Carrier . . . . .	29
3.4	Sidelobe-Unterdrückung durch Fensterung . . . . .	35

## Inhaltsverzeichnis

3.5	Anwendung im VHF-Szenario . . . . .	39
3.5.1	Anforderungen an Sidelobe-Unterdrückung . . . . .	40
3.5.2	Simulationsergebnisse . . . . .	41
3.6	Ausblick . . . . .	45
4	MAC Design . . . . .	47
4.1	Reichweiten der koexistierenden Systeme . . . . .	47
4.1.1	Overlay Ad-Hoc Netzwerk in einem Hotspot ( $R_{os} \ll R_{hs}$ ) . . . . .	47
4.1.2	Reichweite des Overlay-Systems etwas kleiner als die des Hauptsystems ( $R_{os} < R_{hs}$ ) . . . . .	48
4.1.3	Reichweite des Hauptsystems kleiner als die des Overlay- Systems ( $R_{os} > R_{hs}$ ) . . . . .	48
4.2	Aufbau der Kommunikation im Overlay-System . . . . .	49
4.2.1	Assoziierungsphase . . . . .	49
4.2.2	Übertragungsphase . . . . .	49
5	Zusammenfassung . . . . .	51
6	Veröffentlichungen . . . . .	53

# 1 Einleitung

## 1.1 Motivation

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.

Allerdings gibt es 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 / 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 [?], daß weite Bereiche des Spektrums oft ungenutzt bleiben, wobei die Belegung des Spektrums orts- und zeitabhängig ist. Abbildung 1.1 zeigt die Ergebnisse einer Belegungsmessung an einem bestimmten Ort über 24 Stunden, an denen die Unterschiede in der Spektrumsbelegung deutlich zu erkennen sind.

Eine Steigerung der spektralen Effizienz läßt sich durch verschiedene Ansätze erreichen, unter anderem:

- Ultra Wide Band (UWB) [?], eine Technik basierend auf Bandspreizung mit extrem hohen Spreizfaktoren, die bereits von der amerikanischen “Federal Communications Commission” (FCC) zugelassen wurde,

## 1 Einleitung

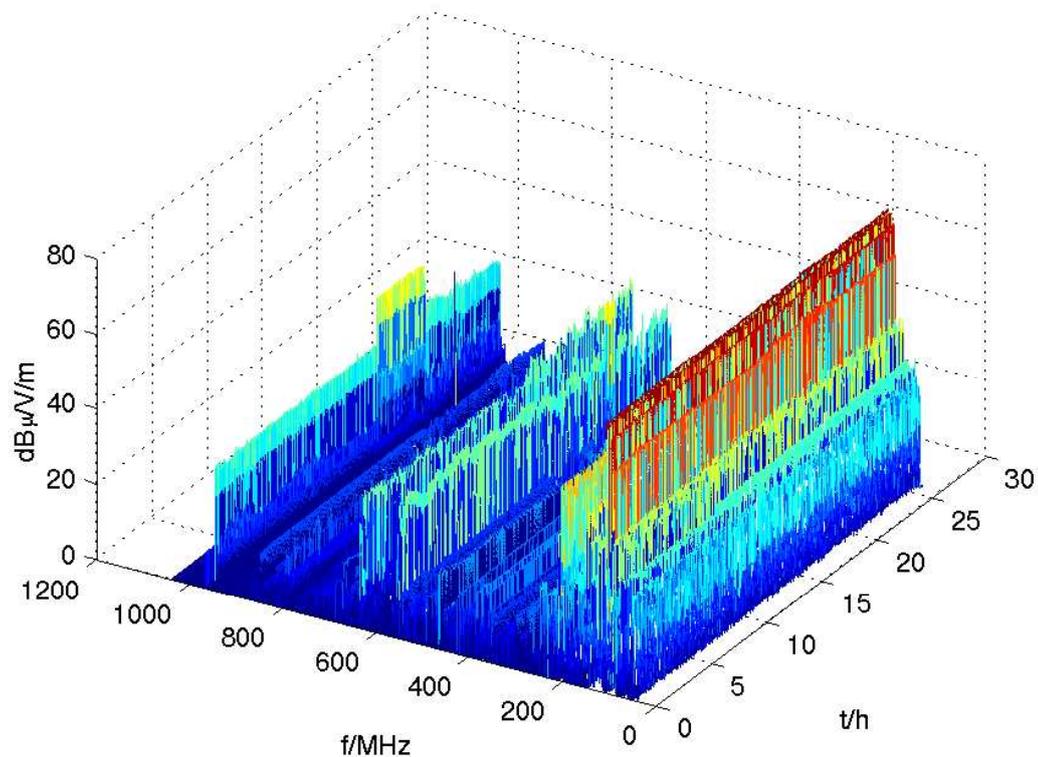


Abbildung 1.1: Messung der elektromagnetischen Feldstärke über 24 Stunden im Bereich von 50 MHz bis 1 GHz in Lichtenau, Baden [?]

- General Packet Radio Service (GPRS) [?], eine Paketdatenübertragungstechnik in GSM und
- Spectrum Pooling [?, ?].

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 - optimalerweise kann das Hauptsystem nicht wahrnehmen, daß zusätzlich ein Overlay-System betrieben wird.

Im Forschungsvorhaben “Techniken, Algorithmen und Konzepte für COFDM Systeme zur Koexistenz 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

Im ersten Jahr des TAKOKO-Projekts sollten wie in dem in Abbildung 1.2 dargestellten Zeitplan im Wesentlichen drei Arbeitspunkte bearbeitet werden.

In Arbeitspunkt (AP) 1 werden drei Szenarien bestehend aus Haupt- und Overlay-System definiert, um eine Grundlage für möglichst realistische Untersuchungen an Overlay-Systemen zu erhalten. Dieser Arbeitspunkt wurde bereits mit dem Technischen Bericht 1 [?] abgeschlossen und wird in diesem Bericht nicht weiter behandelt. In Tabelle 1.1 werden die drei Szenarien noch einmal aufgelistet, da diese die Basis für die Untersuchungen in den folgenden Arbeitspunkten bilden.

AP 2 sieht das Design der physikalischen Schicht des Senders vor, wobei sich AP 2.1 mit der Detektion von Frequenzlücken befasst. In den Arbeitspaketen

---

<sup>1</sup>Very High Frequency

<sup>2</sup>Double Sideband Amplitude Modulation

<sup>3</sup>Wireless Local Area Networks

<sup>4</sup>Distance Measuring Equipment

<sup>5</sup>Global System for Mobile Communications

<sup>6</sup>Metropolitan Area Networks

## 1 Einleitung

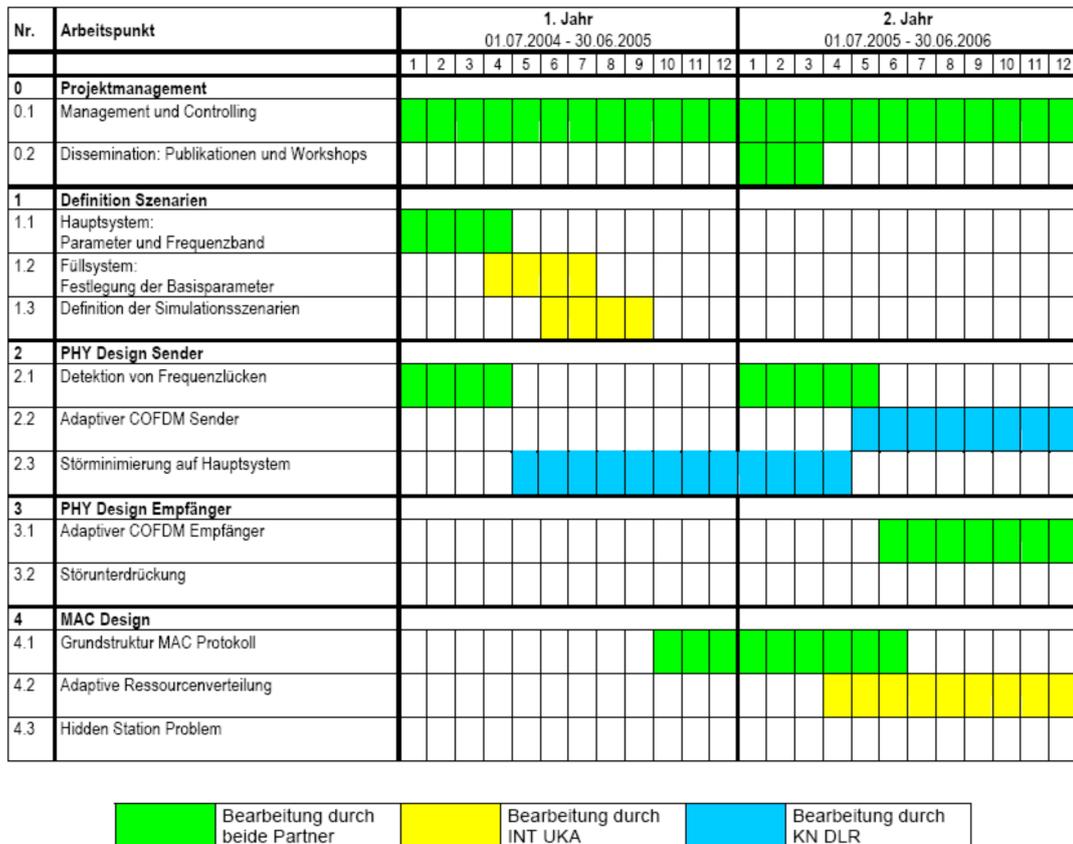


Abbildung 1.2: Veränderter Zeitplan für das 1. und 2. Jahr des TAKOKO-Projekts.

Frequenzbereich	Hauptsystem	Füllsystem
VHF <sup>1</sup> -Band	Flugfunk (DSB-AM <sup>2</sup> )	WLAN <sup>3</sup> -ähnliches System zur Kommunikation am Flughafen
960-1215 MHz	DME <sup>4</sup>	Flexibles, mobiles Kommunikationssystem
1800 MHz	GSM <sup>5</sup>	MAN <sup>6</sup>

Tabelle 1.1: Übersicht der Szenarien.

2.2 und 2.3 wird ein adaptiver COFDM Sender entwickelt und die Störminimierung auf das Hauptsystem untersucht. Da die Verfahren zur Störminimierung bei der Entwicklung des adaptiven Senders berücksichtigt werden müssen, wurde zunächst AP 2.3 bearbeitet und AP 2.2 in das zweite Projektjahr verschoben.

## *1.2 Aufgabenstellung*

Der Schwerpunkt des vierten Arbeitspaktes liegt im Design der Medium Access Control (MAC) Schicht. Dazu wird in AP 4.1 zunächst die Grundstruktur des MAC Protokolls definiert. Im zweiten Projektjahr wird dieser AP fortgeführt sowie weitere APs bearbeitet.

Im weiteren Verlauf dieses Berichts werden die Ergebnisse der Untersuchungen zu AP 2.1 in Kapitel 2 zusammengefasst. In Kapitel 3 werden verschiedene Verfahren zur Störminimierung auf das Hauptsystem beschrieben. Die Struktur der MAC Protokolls wird in Grundzügen in Kapitel 4 erläutert. Dieser Bericht wird mit einer Zusammenfassung in Kapitel 5 und einer Auflistung der im Rahmen des Projekts entstandenen Veröffentlichungen in Kapitel 6 abgeschlossen.

## 1 Einleitung

## 2 Detektion von Frequenzlücken

Bei der Detektion von Frequenzlücken und der anschließenden Nutzung durch ein Overlay-System spielen die Eigenschaften der Lücken, und damit die des zugrundeliegenden Hauptsystems, eine wesentliche Rolle. Deswegen werden zunächst grundlegende Eigenschaften und Parameter von Haupt- und Overlay-Systemen untersucht.

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

In manchen Fällen ist aus Sicht des Overlay-Systems eine exakte Kenntnis der Belegungslücken nicht unbedingt notwendig. Dies kann dazu genutzt werden, den Signalisierungsaufwand innerhalb des Overlay-Systems zu reduzieren. Unter welchen Voraussetzungen dies möglich ist, wird im zweiten Teil dieses Kapitels untersucht.

### 2.1 Beschreibung von Hauptsystemen

Im technischen Bericht zum ersten Arbeitspaket von TAKOKO [?] wurden drei Overlay-Szenarien definiert, in denen jeweils unterschiedliche Hauptsysteme verwendet werden:

- DSB-AM (Double Sideband Amplitude Modulation) wird zur Kommunikation im Flugfunk verwendet,
- DME (Distance Measuring Equipment) ist eine Radaranwendung und
- GSM (Global System for Mobile Communications) als Mobilfunkstandard.

Diese Hauptsysteme haben teilweise sehr unterschiedliche Eigenschaften. Neben der Tatsache, daß sie in verschiedenen Frequenzbereichen arbeiten, variiert insbesondere die Belegung in der Zeit-Frequenz-Ebene stark. Dies hat unmittelbaren

## 2 Detektion von Frequenzlücken

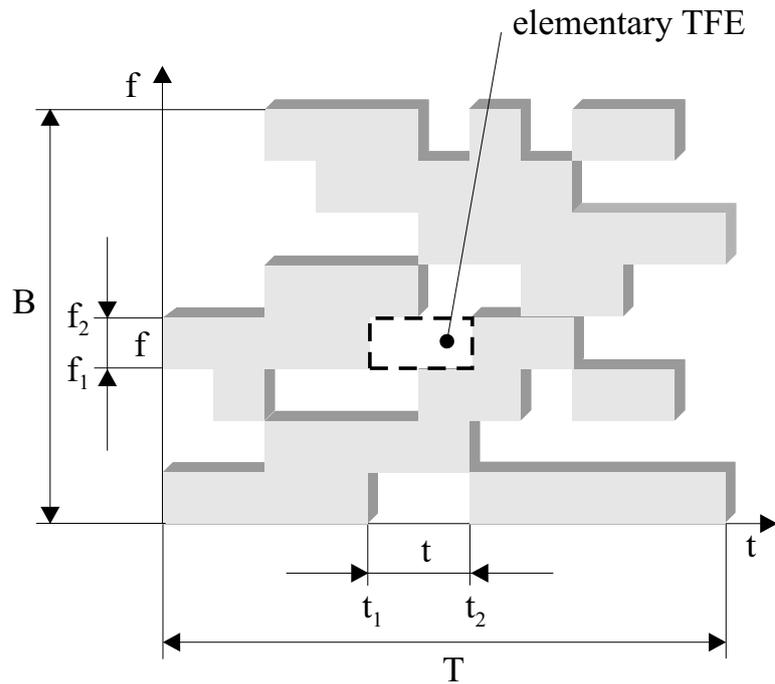


Abbildung 2.1: Zugriff eines Hauptsystems dargestellt in der Zeit-Frequenz-Ebene mit resultierenden Frequenzlücken.

Einfluß auf die Größe der entstehenden Frequenzlücken. Das GSM-System benutzt beispielsweise eine Kanalbreite von 200 kHz und Timeslots mit einer Länge von 577  $\mu$ s. Das DSB-AM System hingegen verwendet 25 kHz / 8,33 kHz Kanäle. Die Kanalbelegung ist an einem bestimmten Flughafen konstant und ändert sich innerhalb des Overlay-Szenarios nur, wenn ein Flugzeug in den Einflussbereich eines anderen Flughafens gelangt. Dies resultiert in sehr langsamen zeitlichen Änderungen der Belegung.

Es stellt sich nun die Frage, ob es trotz dieser Unterschiede eine Reihe von gemeinsamen charakteristischen Parametern gibt, mit der sich eine Vielzahl von Hauptsystemen im Kontext einer Overlay-Umgebung beschreiben lässt.

### 2.1.1 Frequenzlücken und Zeit-Frequenz-Elemente

Frequenzlücken sind die eigentliche Ressource, die für ein Overlay-System interessant ist. Sie sollen deswegen in diesem Abschnitt etwas genauer betrachtet und beschrieben werden.

Für eine Übertragung innerhalb des Overlay-Systems ist es nicht nur entscheidend, wieviel Bandbreite zu einem bestimmten Zeitpunkt durch das Hauptsystem

## 2.1 Beschreibung von Hauptsystemen

ungenutzt bleibt, sondern auch wie lang die entstehenden Lücken sind. Es ist also notwendig, die Zeit-Frequenz-Ebene zu betrachten. Rechteckige Abschnitte in dieser Ebene sollen als Zeit-Frequenz-Element bzw. TFE (time-frequency-element) bezeichnet werden. Abhängig von dem Zugriff und der Struktur des Hauptsystems entstehen Frequenzlücken verschiedener Größe und Form die sich aus elementaren TFEs zusammensetzen lassen.

Abbildung 2.1 zeigt den Zugriff eines Hauptsystems in der Zeit-Frequenz-Ebene sowie die entstehenden Lücken. Die elementaren TFEs werden jeweils durch ihre Breite  $\Delta f = b$  und ihre Länge  $\Delta t = \tau$  beschrieben. Weiterhin lässt sich annehmen, daß der Zugriff durch das Hauptsystem in Zeitrichtung zufällig erfolgt. Daraus folgt, daß  $\tau$  eine Zufallsvariable mit dem Erwartungswert  $E\{\tau\}$  und der Varianz  $D^2\{\tau\}$  ist. Prinzipiell kann natürlich auch  $b$  als Zufallsvariable interpretiert werden, es soll jedoch hier von einem Hauptsystem mit beliebiger, aber fester Kanalbandbreite ausgegangen werden. Bei TDMA (time-division multiple access)-basierten Systemen gibt es eine minimale Länge  $\tau_{min}$  der Frequenzlücken, die der Länge der verwendeten Zeitschlitz entspricht.

### 2.1.2 Overlay-Kapazität

Basierend auf den oben beschriebenen Frequenzlücken lässt sich nun die Kapazität eines Overlay-Systems angeben. Dazu wird ein Referenz-TFE verwendet, das als Bezugspunkt dient

$$C_{ref} = B \cdot T. \quad (2.1)$$

Dabei ist  $B$  normalerweise die gesamte Bandbreite des Overlay-Systems und  $T$  sollte mindestens in der Größenordnung der entstehenden Belegungslücken liegen. Die Overlay-Kapazität bezieht sich auf ein TFE und ist somit dimensionslos.

Werden nun alle unbenutzten TFEs innerhalb des Referenz-TFEs aufsummiert, erhält man das zur Verfügung stehende Spektrum, also die Overlay-Kapazität. Sie wird mit  $C_{os}$  bezeichnet

$$C_{os}(B, T) = \sum_i b_i \cdot \tau_i \quad (2.2)$$

mit  $f_0 \leq f_i \leq f_0 + B, \forall f_i$  und  $t_0 \leq t_i \leq t_0 + T, \forall t_i, 0 \leq i \leq M$ .  $M$  ist die Anzahl unbenutzter TFEs im Referenz-TFE.

In ähnlicher Weise wird das Spektrum, das innerhalb des Referenz-TFEs durch das Hauptsystem verwendet wird, durch  $\alpha$  beschrieben.

## 2 Detektion von Frequenzlücken

<i>Symbol</i>	<i>Parameter</i>
$B_{hs}$	Bandbreite des Hauptsystems
$b$	Kanalabstand
$\kappa$	relative Overlay-Kapazität
$\tau_{min}$	minimale Länge der Belegungslücken
$\xi$	Belegungskohärenzzeit des Hauptsystems
$\zeta$	Fragmentierung der Hauptsystembelegung

Tabelle 2.1: Charakteristische Parameter von Hauptsystemen.

$$\alpha = C_{ref} - C_{os} \quad (2.3)$$

Somit kann der Nutzungsgrad des Hauptsystems abgeleitet werden, indem das benutzte Spektrum auf das dem Hauptsystem zur Verfügung stehenden Spektrum bezogen wird.

$$\alpha_{BT} = \frac{\alpha}{C_{ref}} = 1 - \frac{\sum_i b_i \cdot \tau_i}{B \cdot T} \quad (2.4)$$

Folglich ist die relative Kapazität  $\kappa$  des Overlay-Systems durch

$$\kappa = \frac{C_{os}}{C_{ref}} = \frac{\sum_i b_i \cdot \tau_i}{B \cdot T} \quad (2.5)$$

gegeben.

### 2.1.3 Fragmentierung

Als ein Maß für die Fragmentierung eines Referenz-TFE wird die Anzahl unbenutzter Elementar-TFEs verwendet

$$\zeta_{BT} = \frac{C_{os}(B, T)}{M}. \quad (2.6)$$

Im Kontext von Overlay-Systemen gibt es einen weiteren relevanten Parameter, die sogenannte Belegungskohärenzzeit  $\xi$  des Hauptsystems. Sie beschreibt die Zeit, in der sich die spektrale Belegung durch das Hauptsystem nicht verändert. Sie stellt damit eine untere Grenze für die Größe der TFEs, die dem Overlay-System zur Verfügung stehen, dar. Dabei hängt  $\zeta$  von  $\xi$  ab und damit auch von  $\tau$ . Folglich ist  $\zeta$  ebenfalls eine Zufallsvariable.

## 2.2 Designparameter von Overlay-Systemen

<i>Symbol</i>	<i>Parameter</i>
$b_s$	Unterträgerabstand
$T_S$	Symbollänge
$N_{fft}$	FFT-Länge
$T_{GI}$	Länge des Guard-Intervalls
$B_{os}$	gesamte Bandbreite
$a$	Unterträger pro Kanal
$T_{av}$	Zeit zwischen der Aktualisierung des Belegungsvektors
$\gamma$	Anzahl der Symbole zwischen zwei Aktualisierungen

Tabelle 2.2: Parameter für OFDM-basierte Overlay-Systeme.

Tabelle 2.1 gibt schließlich einen zusammenfassenden Überblick der in diesem Abschnitt vorgestellten charakteristischen Parameter von Hauptsystemen.

## 2.2 Designparameter von Overlay-Systemen

Da die betrachteten Overlay-Systeme auf OFDM basieren, stellen die üblichen OFDM-Parameter eine Untermenge der Overlay-System Parameter dar. Die gesamte Bandbreite des Overlay-Systems soll mit  $B_{os}$  bezeichnet werden, wohingegen der OFDM-Unterträgerabstand  $b_{os}$  genannt werden soll.  $T_S$  und  $T_{GI}$  bezeichnen die OFDM-Symboldauer bzw. die Länge des Guard-Intervalls. Die verwendete FFT-Länge wird mit  $N_{FFT}$  abgekürzt.

Zusätzlich zu diesen bekannten OFDM-Parametern müssen einige overlay-spezifische Parameter berücksichtigt werden. In Frequenzrichtung beschreibt  $a$  die Anzahl der Overlay-Unterträger pro Hauptsystemkanal, so daß  $b = a \cdot b_s$  gilt. Weiterhin wird der Zeitabstand, in dem der Belegungsvektor  $\mathbf{v}$  im gesamten Overlay-System aktualisiert wird,  $T_{av}$  genannt. Um den Signalisierungsaufwand für den Belegungsvektor gering zu halten, ist es wünschenswert, einige OFDM-Symbole senden zu können, bevor der Belegungsvektor erneut aktualisiert werden muß. Die Anzahl der geforderten Symbole wird durch  $\gamma$  beschrieben.

Tabelle 2.2 zeigt eine Übersicht der wesentlichen Parameter eines OFDM-basierten Overlay-Systems.

## 2 Detektion von Frequenzlücken

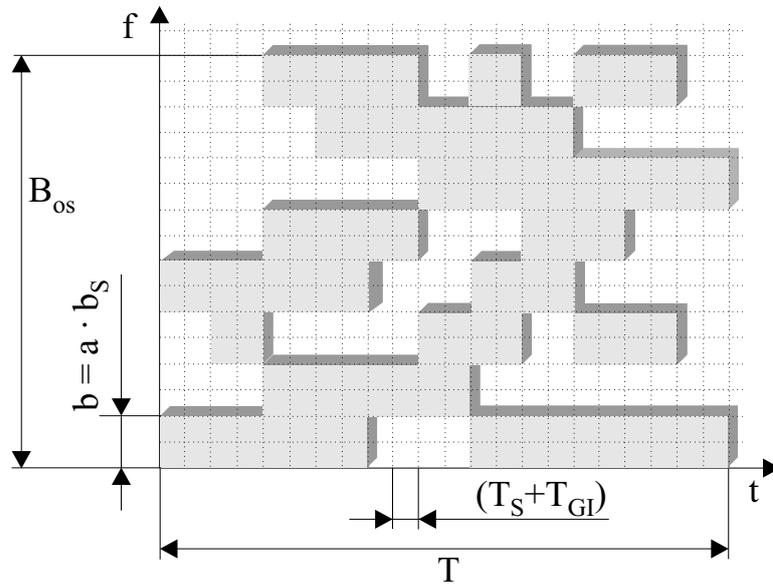


Abbildung 2.2: Beschränkungen des Overlay-Systems durch das Hauptsystem.

### 2.2.1 Optimale Konfiguration von OFDM-basierten Overlay-Systemen

Die Aufgabe, ein optimales Overlay-System für ein vorgegebenes Hauptsystem zu entwerfen, kann man mit einer geeigneten Diskretisierung der Zeit-Frequenz-Ebene vergleichen. Das dabei entstehende Gitter ist in Abbildung 2.2 eingezeichnet.

#### 2.2.1.1 Randbedingungen

Da die Auflösung in Zeit- und Frequenzrichtung nicht unabhängig voneinander ist, können die Overlay-Parameter nicht beliebig gewählt werden. Im Zeitbereich ist  $\zeta$  ein begrenzender Faktor. Der Belegungsvektor darf sich nicht während der Übertragung eines Rahmens im Overlay-System ändern. Besteht ein Rahmen aus  $\gamma$  OFDM-Symbolen, ergibt sich folgende Beschränkung im Zeitbereich

$$\gamma(T_S + T_{GI}) < \zeta. \quad (2.7)$$

Daraus folgt für den minimalen Unterträgerabstand

$$b_s > \frac{\gamma}{\zeta - \gamma T_{GI}}. \quad (2.8)$$

## 2.2 Designparameter von Overlay-Systemen

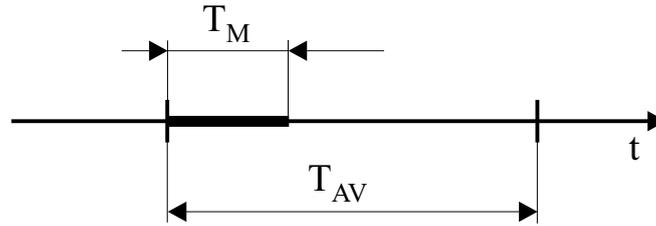


Abbildung 2.3: Dauer der Verteilung des Belegungsvektors im Verhältnis zum Aktualisierungsintervall.

Andererseits darf der Unterträgerabstand des Overlay-Systems nicht größer sein als der Kanalabstand des Hauptsystems. Hieraus folgt direkt die Bedingung im Frequenzbereich.

$$b_S = \frac{b}{a} \quad (2.9)$$

Anhand dieser beiden Bedingungen für den Unterträgerabstand und unter Berücksichtigung der gesamten Bandbreite des Overlay-Systems lässt sich die notwendige FFT-Länge ableiten.

$$N_{fft} = 2^n \geq \frac{B_{os}}{b_S} \quad (2.10)$$

### 2.2.1.2 Optimierung des Aktualisierungsintervalls des Belegungsvektors

In diesem Abschnitt liegt der Fokus auf der Optimierung des Aktualisierungsintervalls  $T_{av}$  des Belegungsvektors aus der Perspektive des Overlay-Systems. Das Ziel ist, die Overlay-Kapazität  $C_{os}$  so gut wie möglich auszunutzen und dabei so wenig Signalisierungsaufwand wie möglich zu erzeugen. Jede Aktualisierung des Belegungsvektors benötigt eine konstante Zeit  $T_M$  für die Messung und Verteilung (Abbildung 2.3). Im schlimmsten Fall entspricht  $T_M$   $T_{av}$ , so daß das Overlay-System nur mit der Messung und Verteilung des Belegungsvektors beschäftigt ist. Es ist offensichtlich, daß im Gegensatz dazu ein großes  $\frac{T_{av}}{T_M}$  zu einem geringen Signalisierungsaufwand führt.

Berücksichtigt man nun das Hauptsystem, haben große Werte für  $T_{av}$  ebenfalls einen negativen Einfluß auf das Overlay-System. Abbildung 2.4 zeigt den Zugriff eines Kanals im Hauptsystem sowie die Zeitpunkte, an denen der Belegungsvektor aktualisiert wird. Die folgenden vier Situationen können eintreten:

- **A:** Während der Meßphase wird kein Signal detektiert. Im darauffolgenden Intervall  $T_{av}$  greift das Hauptsystem nicht auf den Kanal zu.

## 2 Detektion von Frequenzlücken

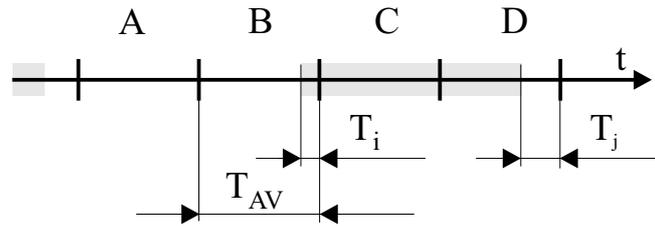


Abbildung 2.4: Fehler durch die "Abtastung" des Hauptsystemzugriffs.

- **B:** Es wird kein Signal entdeckt, in  $T_{av}$  beginnt das Hauptsystem jedoch mit einer Übertragung. Es resultiert eine Störung durch das Hauptsystem mit der Dauer  $T_i$ .
- **C:** Es wird ein Signal detektiert und es dauert auch mindestens so lang wie  $T_{av}$ .
- **D:** Es wird ein Signal erkannt, jedoch wird der Kanal noch vor der nächsten Meßphase wieder frei. Die Zeit  $T_j$  würde dem Overlay-System zwar eigentlich zur Verfügung stehen, jedoch kann sie nicht ausgenutzt werden.

Wird in der Meßphase eine Belegung durch das Hauptsystem detektiert, wird das folgende Intervall  $T_{av}$  komplett für das Overlay-System blockiert. Wird hingegen kein Signal detektiert, wird das folgende Intervall zur Nutzung freigegeben. In den Fällen A und C wird die Belegung des Hauptsystems korrekt durch den Belegungsvektor dargestellt, wohingegen in den Fällen B und D die Beschreibung fehlerbehaftet ist. Je größer  $T_{av}$  gewählt wird, desto mehr Interferenz  $T_i$  ist möglich und desto größer kann  $T_j$  werden.

Unter Berücksichtigung dieser verschiedenen Aspekte ist es nun möglich, ein aus Sicht des Overlay-Systems optimales Aktualisierungsintervall  $T_{av}$  zu bestimmen, das in Abhängigkeit des Hauptsystemzugriffs die Effizienz des Overlay-Systems maximiert und gleichzeitig die gegenseitige Interferenz minimiert. Dieses Optimierungsproblem wird zur Zeit untersucht.

## 2.3 Ungenaue Kenntnis des Belegungsvektors im Empfänger

In diesem Abschnitt betrachten wir ein Overlay-Szenario in dem für das Hauptsystem TDMA/FDMA (frequency-division multiple access) als Zugriffsverfahren verwendet wird und für das Overlay-System OFDM-CDMA (code-division multiple access). Um einen Betrieb ohne Kollisionen zu gewährleisten, muß das Overlay-System in regelmäßigen Abständen die Belegung des Spektrums durch das Hauptsystem messen. Der daraus resultierende Belegungsvektor wird hier mit  $\mathbf{v}$  bezeichnet. Seine Länge entspricht der Anzahl der vom Overlay-System verwendeten Unterträger. Die Elemente von  $\mathbf{v}$  sind binär: Eine 0 bedeutet, daß der dazugehörige Unterträger durch das Hauptsystem belegt ist und dementsprechend nicht vom Overlay-System verwendet werden kann. Folglich steht ein Unterträger, der mit einer 1 markiert ist, dem Overlay-System zur Verfügung.

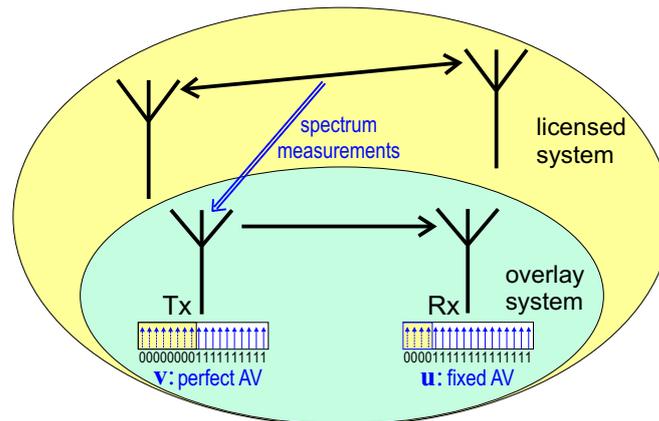


Abbildung 2.5: Overlay-Szenario mit perfektem und festem Belegungsvektor im Overlay-System.

Damit das Overlay-System nicht durch das Hauptsystem gestört wird, muß der Empfänger wissen, welche Unterträger durch das Hauptsystem belegt sind und welche der Overlay-Sender verwendet hat. Da die Belegung durch das Hauptsystem zeitabhängig ist, muß der Belegungsvektor regelmäßig aktualisiert und verteilt werden. Ändert sich dabei die Belegung des Hauptsystems nur geringfügig, kann es unter bestimmten Umständen effizienter sein, die Störung, die durch einen falschen Belegungsvektor im Empfänger entsteht, in Kauf zu nehmen und dadurch den Signalisierungsaufwand durch Auslassen einer Aktualisierung zu reduzieren.

## 2 Detektion von Frequenzlücken

Im Folgenden soll der Belegungsvektor, der am Sender gemessen und verwendet wird, mit  $\mathbf{v}$  bezeichnet werden. Der vom Empfänger benutzte Belegungsvektor wird mit  $\mathbf{u}$  abgekürzt. Invertiert man die einzelnen Komponenten von  $\mathbf{v}$  erhält man den Vektor  $\bar{\mathbf{v}}$ . Das Hamminggewicht  $w_H(\bar{\mathbf{v}})$  entspricht der Anzahl der Unterträger, die durch das Hauptsystem belegt sind. Abbildung 2.5 veranschaulicht das Szenario mit den entsprechenden Belegungsvektoren.

### 2.3.1 System-Modell

Da sich die Untersuchungen hier auf das Overlay-System konzentrieren, werden dessen Sender und Empfänger berücksichtigt, während das Hauptsystem als Störer aufgefaßt wird (siehe Abbildung 2.6).

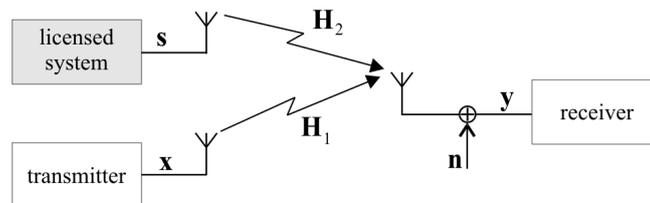


Abbildung 2.6: System-Modell.

Der Sender des Overlay-Systems und das Hauptsystem befinden sich an unterschiedlichen Orten, weswegen zwar das gleiche Kanalmodell, jedoch unterschiedliche Realisierungen  $\mathbf{H}_1$  bzw.  $\mathbf{H}_2$  verwendet werden. Das Störsignal  $\mathbf{s}$  wird anschließend zum Nutzsignal  $\mathbf{x}$  hinzuaddiert. Das Empfangssignal  $\mathbf{y}$  läßt sich nun folgendermaßen beschreiben

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_1 \mathbf{x} + \mathbf{H}_2 \mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (2.11)$$

wobei  $\mathbf{n}$  additives weißes Gaußsches Rauschen (AWGN) ist. Es folgt eine detaillierte Beschreibung der verwendeten Systemkomponenten.

#### 2.3.1.1 Kanalmodell

Für die Simulationen wurde ein einfacher 4-Wege-Verzögerungs-Kanal verwendet. Die vier komplexen Koeffizienten werden dabei für jedes OFDM-Symbol zufällig generiert und normiert. Zusätzlich wird AWGN am Empfänger berücksichtigt.

## 2.3 Ungenaue Kenntnis des Belegungsvektors im Empfänger

### 2.3.1.2 Overlay-System

Das Overlay-System verwendet OFDM-CDMA mit  $N = 64$  Unterträgern. Als Modulation kommt QPSK (quadrature phase-shift keying) zum Einsatz und als Spreizungscode wird ein Hadamard-Code der Länge  $N$  verwendet, so daß jedes Modulationssymbol über alle Unterträger gespreizt wird. Unter Berücksichtigung des 4-Wege Kanals wird ein Schutzintervall von 3 Samples verwendet. Im Zeitbereich entsteht also eine Symbollänge von 67 Samples. Für die Entzerrung wird MRC (maximum ratio combining) angewandt, wobei das Empfangssignal vor der Entspreizung mit dem Belegungsvektor des Empfängers  $\mathbf{u}$  maskiert wird

$$\tilde{y}_i = y_i \cdot u_i \quad (2.12)$$

mit  $0 < i \leq N$ . Ist  $\mathbf{u}$  optimal, werden auf diese Weise alle Unterträger, die durch das Hauptsystem belegt sind, nicht berücksichtigt.

### 2.3.1.3 Hauptsystem

Da wir in diesem Szenario hauptsächlich an den Auswirkungen auf das Overlay-System interessiert sind, wird das Hauptsystem hier nicht genau definiert. Wir gehen von einem FDMA/TDMA-basierten System aus, das zufällige und unkorrelierte komplexe Symbole sendet. Dies resultiert in einem zusätzlichen Rauschen für das Overlay-System, das folgendermaßen normiert wird:

Das Referenz-SIR (signal-to-interference-ratio) wird zu 0 dB angenommen, wenn das Hauptsystem alle Unterträger belegt. Abhängig von der Anzahl der tatsächlich belegten Unterträger kann das SIR demzufolge größer werden.

## 2.3.2 Einfluß eines ungenauen Belegungsvektors auf die Leistungsfähigkeit des Overlay-Systems

Die beste Leistungsfähigkeit des Overlay-Systems bezüglich der Bitfehlerrate (BER) wird sicherlich erreicht, wenn Sender und Empfänger den gleichen perfekten Belegungsvektor verwenden. Dies bedeutet allerdings einen hohen Signalisierungsaufwand, da der Belegungsvektor oft übertragen werden muss. Mit dem Ziel, den Signalisierungsaufwand zu reduzieren, nehmen wir im Folgenden an, daß der Sender immer den genauen Belegungsvektor kennt,  $\mathbf{v}$  also perfekt ist, wohingegen  $\mathbf{u}$  nur gelegentlich aktualisiert wird.  $\mathbf{v}$  ist also fest und  $\mathbf{u}$  kann sich ändern. Ein Unterschied zwischen  $\mathbf{v}$  und  $\mathbf{u}$  bedeutet eine größere Störung am Empfänger,

## 2 Detektion von Frequenzlücken

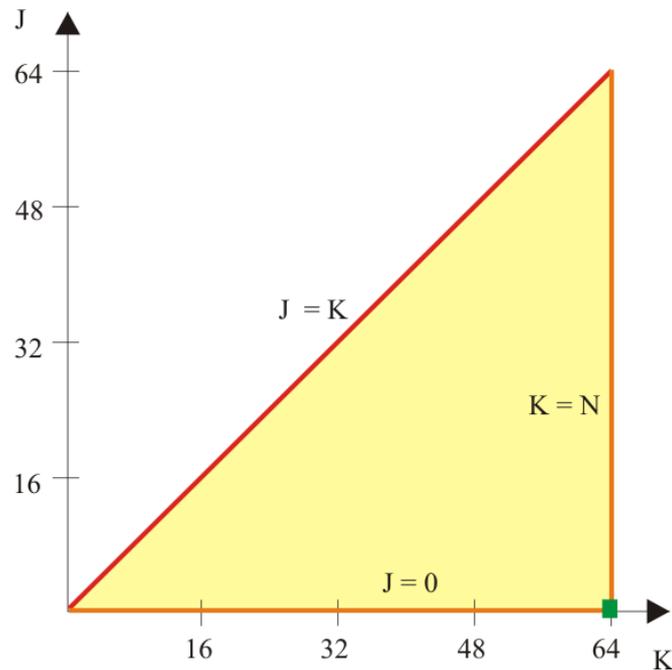


Abbildung 2.7: Ungenauigkeit zwischen zwei Belegungsvektoren.

da davon ausgegangen wird, daß bestimmte Unterträger Informationen enthalten, obwohl sie eigentlich vom Hauptsystem belegt sind. In manchen Fällen kann diese zusätzliche Störung toleriert werden.

Um die Auswirkungen eines nicht perfekten Belegungsvektors zu beschreiben, wird folgende Notation verwendet:

- N: Anzahl der insgesamt verfügbaren OFDM-Unterträger
- L: Anzahl der durch das Hauptsystem belegten Unterträger
- K: Anzahl der Unterträger, die vom Empfänger des Overlay-Systems verwendet werden
- J: Anzahl der Unterträger, die von beiden Systemen gleichzeitig verwendet werden und somit Interferenzen im Overlay-System erzeugen

Es existieren  $2^{N+N}$  Kombinationen von  $\bar{\mathbf{v}}$  und  $\mathbf{u}$ , wobei die Anzahl der Kombinationen mit größer werdendem  $N$  sehr schnell anwächst. Wir gehen davon aus, daß die Unterträger sich gegenseitig nicht beeinflussen, die ICI (inter-channel-interference) also vernachlässigbar ist. Die genaue Position der Unterträger ist

### 2.3 Ungenaue Kenntnis des Belegungsvektors im Empfänger

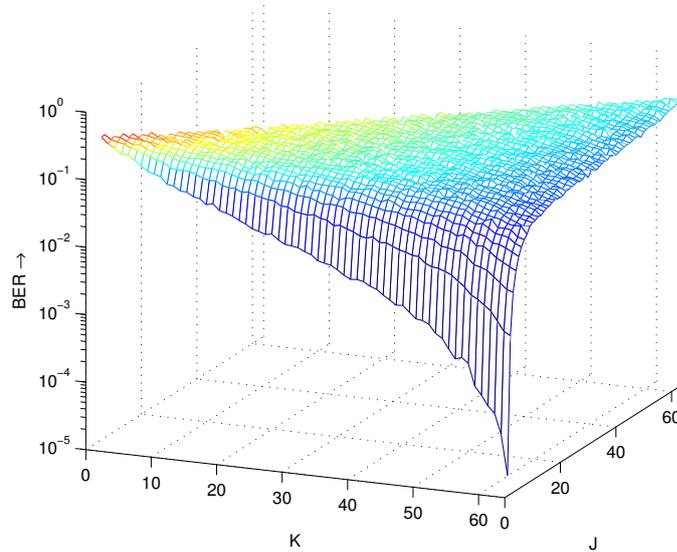


Abbildung 2.8: 3-dimensionale Darstellung der Bitfehlerrate in Abhängigkeit von  $J$  und  $K$ .

also unwichtig, es wird nur die absolute Anzahl  $L$  und  $K$  der verwendeten Unterträger berücksichtigt, die den Hamming-Gewichten  $w_H(\bar{\mathbf{v}})$  bzw.  $w_H(\mathbf{u})$  entspricht. Dies reduziert die Anzahl der interessanten Kombinationen auf  $N^2$ .

Desweiteren ist es für das Overlay-System uninteressant, ob ein nicht verwendeter Unterträger vom Hauptsystem verwendet wird oder nicht. Im Gegensatz dazu kommt es zu einer Kollision, und damit zu einer Verschlechterung der Performanz, falls das Overlay-System einen Unterträger verwendet, der eigentlich durch das Hauptsystem belegt ist. Die Anzahl  $J$  der gemeinsam genutzten Unterträger erhält man durch Maskieren von  $\bar{\mathbf{v}}$  mit  $\mathbf{u}$ . In Abbildung 2.7 sind die interessanten Kombinationen von  $\bar{\mathbf{v}}$  und  $\mathbf{u}$  für  $N = 64$  eingezeichnet. Eine gegebene Kombination  $\bar{\mathbf{v}}$  und  $\mathbf{u}$  wird auf einen Punkt in der  $J$ - $K$  Ebene abgebildet. Der dreieckige Bereich wird durch die Geraden  $J = K$ ,  $K = N$  und  $J = 0$  begrenzt, da  $J$  nicht größer als  $K$  werden kann. Dabei ist  $J = L$  falls  $L \leq K$ . In Abhängigkeit vom Zugriff durch das Hauptsystem und von der Zeit zwischen der Aktualisierung des Belegungsvektors bewegt sich der "Ungenauigkeitspunkt" in der  $J$ - $K$  Ebene.

Direkt nach der Aktualisierung des Belegungsvektors sind  $\mathbf{v}$  und  $\mathbf{u}$  beide perfekt, d. h.  $J = 0$ . Der resultierende Punkt liegt also auf der  $K$ -Achse. Ändert sich nun  $\mathbf{v}$ , wird  $\mathbf{u}$  ungenau. Da  $K$  bis zur nächsten Aktualisierung konstant bleibt, verschiebt sich der "Ungenauigkeitspunkt" parallel zur  $J$ -Achse.

## 2 Detektion von Frequenzlücken

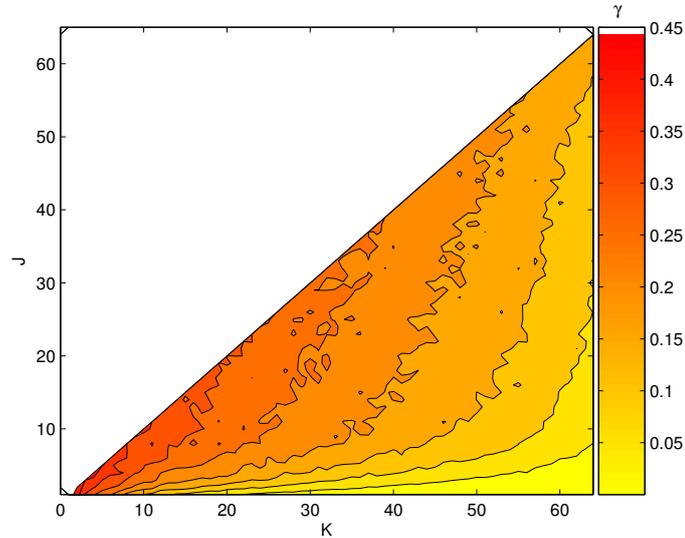


Abbildung 2.9: Bereiche mit einer BER kleiner als  $\gamma$ .

Die Herausforderung besteht nun darin, Bereiche in der  $J$ - $K$  Ebene zu finden, in denen die Ungenauigkeit toleriert werden kann und demzufolge eine Aktualisierung des Belegungsvektors nicht unbedingt notwendig ist. Die Bestimmung dieser Gebiete geschieht auf Basis der dazugehörigen Bitfehlerrate. Betrachtet man das Dreieck in Abbildung 2.7, lassen sich folgende Abschätzungen herleiten:

- Die Diagonale  $J = K$  (rot) wird eine sehr hohe Bitfehlerrate haben, da alle Unterträger, die das Overlay-System verwendet, durch das Hauptsystem belegt sind.
- Der Punkt ( $K = N, J = 0$ ) (grün) hat die niedrigste Bitfehlerrate. Es gibt keine Störungen durch das Hauptsystem und das Overlay-System benutzt alle vorhandenen Unterträger.

### 2.3.3 Simulationsergebnisse

Für die Simulationen wurden die in Abschnitt 2.3.1 angegebenen Parameter mit  $N = 64$  Unterträgern und  $E_b/N_0 = 25$  dB verwendet. Zuerst werden die Ergebnisse des Einnutzersystems betrachtet, anschließend die eines Mehrnutzersystems.

### 2.3 Ungenaue Kenntnis des Belegungsvektors im Empfänger

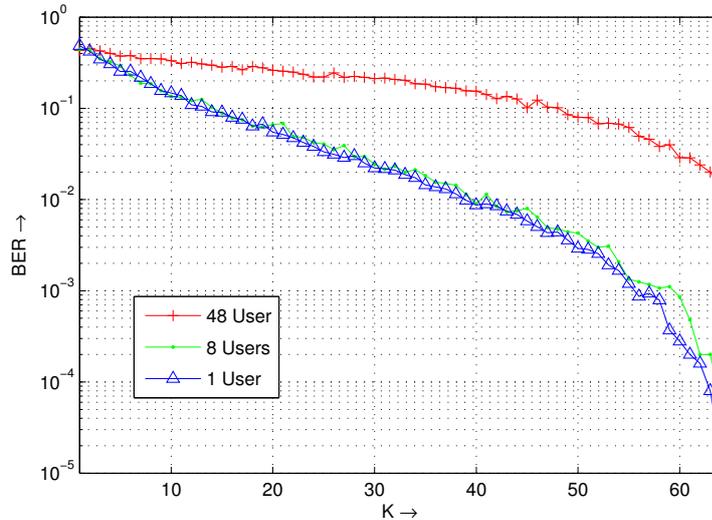


Abbildung 2.10: BER in Abhängigkeit von  $K$  mit  $J = 1$  und  $\frac{E_b}{N_0} = 25dB$ .

#### 2.3.3.1 Einnutzersystem

Abbildung 2.8 zeigt die resultierende dreidimensionale Bitfehlerkurve für die verschiedenen Kombinationen von  $J$  und  $K$ . Die Grundfläche entspricht dabei der  $J$ - $K$  Ebene aus Abbildung 2.7. Die Ergebnisse bestätigen die Abschätzungen aus dem vorhergehenden Abschnitt: Es ist deutlich erkennbar, daß für  $J = 1$  und  $K = 64$  die Bitfehlerrate ein Minimum besitzt.

Von diesem Punkt aus steigt die Bitfehlerrate sehr schnell mit wachsendem  $J$  auf der einen Seite und mit kleiner werdendem  $K$  auf der anderen Seite. Es entsteht ein Plateau mit einer hohen Bitfehlerrate. Zur Verdeutlichung werden die Randkurven in den Abbildungen 2.10 und 2.11 mit  $J = 1$  und variablem  $K$  bzw.  $K = 64$  und sich änderndem  $J$  gesondert dargestellt. Das Hinzufügen weniger gestörter Unterträger wirkt sich stärker auf die Bitfehlerrate aus als das Weglassen einiger Unterträger mit Nutzsignal.

#### 2.3.3.2 Mehrnutzersystem

Die Ergebnisse für ein System mit geringer Auslastung (8 Nutzer) und hoher Auslastung (48 Nutzer) sind in Abbildungen 2.10 und 2.11 eingezeichnet. Wie erwartet erhöhen zusätzliche Nutzer die Bitfehlerrate, wobei besonders in Abbildung 2.11 deutlich wird, daß die Störung durch das Hauptsystem selbst in einem

## 2 Detektion von Frequenzlücken

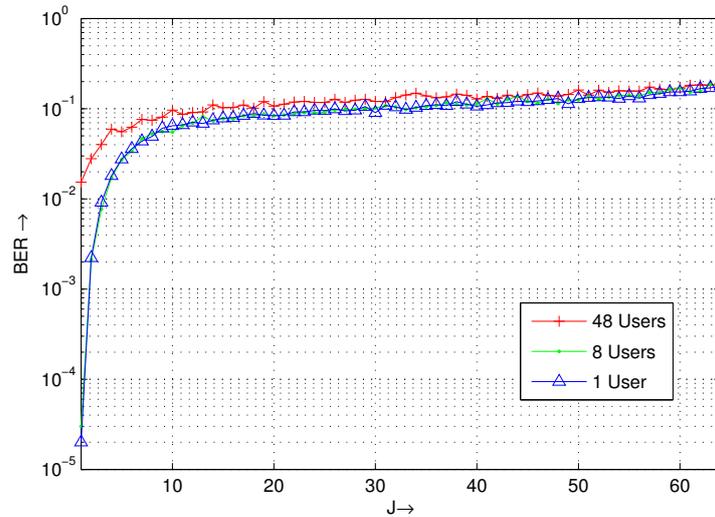


Abbildung 2.11: BER in Abhängigkeit von  $J$  mit  $K = 64$  und  $\frac{E_b}{N_0} = 25dB$ .

System mit hoher Auslastung die MAI (multiple access interference) schnell übertrifft. Nur für kleine  $J$  hat die MAI sichtbare Auswirkungen.

### 2.3.4 Tolerierbare Ungenauigkeit des Belegungsvektors

Betrachtet man die Ergebnisse aus Abschnitt 2.3.3, wird deutlich, daß ein ungenauer Belegungsvektor selbst bei kleinen Änderungen deutliche Auswirkungen auf die Leistungsfähigkeit des Overlay-Systems hat. Trotzdem ist es möglich, den Signalisierungsaufwand in Abhängigkeit folgender Punkte zu reduzieren:

- Zunächst muß das Overlay-System entscheiden, welche Bitfehlerrate noch akzeptabel ist, indem es z.B. eine unteres Schranke  $\gamma$  vorgibt. In Abbildung 2.9 sieht man die Toleranzbereiche in der  $J$ - $K$  Ebene für verschiedene vorgegebene  $\gamma$  im Bereich von 0.05 bis 0.5 in Schritten von 0.05.
- Der zweite Punkt bezieht sich auf die Eigenschaften des Hauptsystems. Ändert es seine Belegung zu schnell, ist es sicherlich nicht möglich, den Signalisierungsaufwand im Overlay-System zu reduzieren. Werden jedoch in einer bestimmten Zeit nur einige Unterträger zusätzlich belegt oder wieder freigegeben, liegt die Ungenauigkeit im Toleranzbereich, was eine Reduzierung erlaubt.

### 2.3 Ungenaue Kenntnis des Belegungsvektors im Empfänger

Zum Schluß noch eine Anmerkung zu der Gesamtzahl der Unterträger  $N$  im Overlay-System: Bei diesen Untersuchungen wurde  $N = 64$  verwendet. Für das Hauptsystem wurden ebenfalls  $M = 64$  Kanäle angenommen. Ist  $M$  - und damit auch  $N$  - größer, bleibt zwar die relative Größe der Toleranzbereiche gleich. Dadurch, daß jedoch die absolute Größe ebenfalls wächst, ist eine größere Anzahl von sich ändernden Unterträgern akzeptabel.

## 2 Detektion von Frequenzlücken

## 3 Störminimierung auf das Hauptsystem

Neben der Detektion von Frequenzlücken, die im vorherigen Kapitel behandelt worden ist, sieht Arbeitspaket 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.

OFDM ist aufgrund seiner flexiblen Möglichkeit, sich an die Frequenzlücken anzupassen, bestens für Overlay-Systeme geeignet. Ein bekanntes Problem dieses Modulationsverfahrens sind jedoch die großen Nebenaussendungen. In Abbildung 3.1 sind die Spektren von zwei verschiedenen OFDM-Symbolen dargestellt, die den besten und schlechtesten Fall repräsentieren. In beiden Fällen ist eine beachtliche Leistung außerhalb der für das OFDM-System vorgesehenen Bandbreite zu beobachten. In einem Overlay-System liegen neben der vom OFDM-System benutzten Bandbreite Kanäle des Hauptsystems, die durch die Nebenaussendungen gestört werden. Die Unterdrückung oder Reduzierung dieser Störungen ist also eine Grundvoraussetzung für Koexistenz von Haupt- und Overlay-System und wird in diesem Kapitel näher betrachtet.

Im Folgenden wird zunächst ein Überblick über bekannte und im TAKOKO-Projekt neu entwickelte Verfahren zur Unterdrückung der Sidelobes in OFDM-Systemen gegeben, von denen drei detaillierter beschrieben werden. In Abschnitt 3.3 werden die Methode des sogenannten Carrier Weighting und das Prinzip der sogenannten Cancellation Carrier vorgestellt. In Abschnitt 3.4 wird die bereits vielfach verwendete Methode der Fensterung beschrieben, die auch mit anderen Methoden kombinierbar ist, um eine noch stärkere Unterdrückung zu erzielen. Zur Demonstration der Leistungsfähigkeit der vorgeschlagen Verfahren zur Störminimierung werden in Abschnitt 3.5 zunächst beispielhaft für das Szenario im VHF-Band realistische Anforderungen an die Störunterdrückung definiert. Simulationsergebnisse zeigen, daß mit einer geeigneten Kombination von Cancellation Carriern und Fensterung die Nebenaussendungen auf das erforderliche Niveau

### 3 Störminimierung auf das Hauptsystem

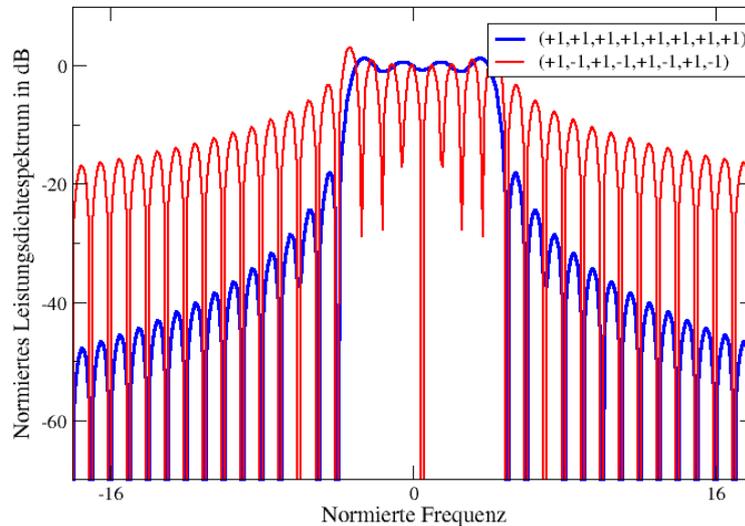


Abbildung 3.1: Spektren von zwei verschiedenen OFDM-Symbolen mit 8 Unterträgern.

reduziert werden können.

### 3.1 Überblick über Verfahren zur Störminimierung

Es existieren bereits einige Verfahren zur Unterdrückung der Nebenausstrahlungen 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 [?] auch für Overlay-Systeme untersucht, wobei am linken und rechten Rand jedes Kanals, der vom Overlay-System verwendet wird,

### 3.2 Sidelobe-Unterdrückung durch Carrier Weighting

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 [?] und
- Cancellation Carrier [?]

bezeichnet und im Folgenden detaillierter beschrieben.

### 3.2 Sidelobe-Unterdrückung durch Carrier Weighting

In [?] wurde das sogenannte Carrier Weighting (CW) 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 auslöschen und so das resultierende Gesamtsignal geringere Nebenaussendungen aufweist.

### 3 Störminimierung auf das Hauptsystem

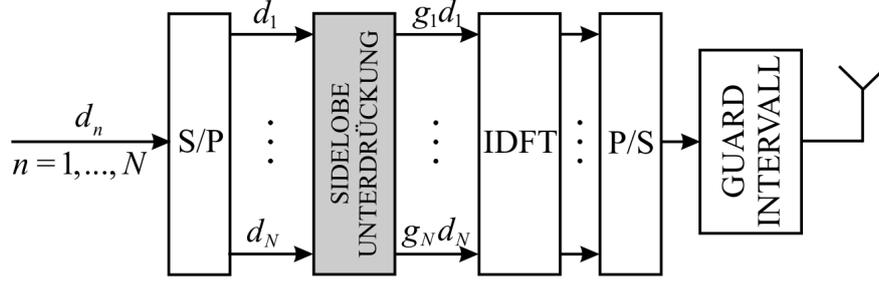


Abbildung 3.2: Blockdiagramm des OFDM-Senders erweitert um einen Block zur Sidelobe-Unterdrückung.

Zur Beschreibung des Verfahrens wird ein OFDM-System mit  $N$  Unterträgern wie es in Abbildung 3.2 dargestellt ist betrachtet. Die Eingangsbits werden mittels einer Phasenmodulation auf  $N$  komplexe Datensymbole  $d_n \in \mathbf{d} = [d_1, d_2, \dots, d_N]^T$  abgebildet. Nach der Seriell-Parallel (S/P) Wandlung werden diese im Block zur Sidelobe-Unterdrückung mit jeweils einem reellen, positiven Faktor  $g_n$  multipliziert, so daß sich die modifizierten Datensymbole

$$\bar{d}_n = g_n d_n, \quad n = 1, \dots, N \quad (3.1)$$

und der neue Sendevektor  $\bar{\mathbf{d}}$  ergeben. Die resultierenden Sendesymbole werden mit einer inversen diskreten Fourier Transformation (IDFT) auf  $N$  Unterträger moduliert und Parallel-Seriell gewandelt (P/S). Schließlich wird ein Guard-Intervall (GI) in Form einer zyklischen Erweiterung des Zeitbereichssignals eingefügt, d.h. die letzten Abtastwerte werden wiederholt und dem OFDM-Symbol vorangestellt. Die Länge des GI muß länger sein als die Länge der Kanalimpulsantwort, um Fehler durch Mehrwegeausbreitung zu verhindern.

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:

$$\mathbf{g} = \arg \min_{\tilde{\mathbf{g}}} \|\mathbf{S}\tilde{\mathbf{g}}\|^2, \quad (3.2)$$

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.

$$\|\bar{\mathbf{d}}\|^2 = \|\mathbf{d}\|^2. \quad (3.3)$$

### 3.3 Sidelobe-Unterdrückung durch Cancellation Carrier

Werden auf 1 normierte Sendesymbole angenommen ( $|d_n|^2 = 1$ ), reduziert sich diese Bedingung auf

$$\|\mathbf{g}\|^2 = N. \quad (3.4)$$

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

$$0 < g_{\min} \leq g_n \leq g_{\max}. \quad (3.5)$$

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

In Abbildung 3.3 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 6 Sidelobes außerhalb der Übertragungsbandbreite durchgeführt. Das resultierende Spektrum des Gesamtsignals weist wesentlich geringere Sidelobes als das ursprüngliche auf.

Simulationsergebnisse in [?] 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 der Rechenaufwand für die Optimierung der Gewichtungsfaktoren.

### 3.3 Sidelobe-Unterdrückung durch Cancellation Carrier

In einem OFDM-System mit  $N$  Unterträgern wie es in Abbildung 3.4 dargestellt ist werden die Eingangsbits auf  $N$  komplexe Datensymbole  $d_n, n = 1, \dots, N$ , abgebildet. Diese Abbildung erfolgt entsprechend dem verwendeten Modulationschema wie z.B. phase-shift keying (PSK) oder quadrature amplitude modulation (QAM). Diese so erzeugten Symbole werden S/P gewandelt und als Eingang an den Block zur Unterdrückung der Sidelobes gelegt, in der am linken und rechten Rand des Spektrums wenige sogenannte Cancellation Carrier (CC) eingefügt werden. Diese speziellen Unterträger werden nicht zur Übertragung von Daten verwendet, sondern tragen vielmehr komplexe Gewichtungsfaktoren  $g_m$ ,

### 3 Störminimierung auf das Hauptsystem

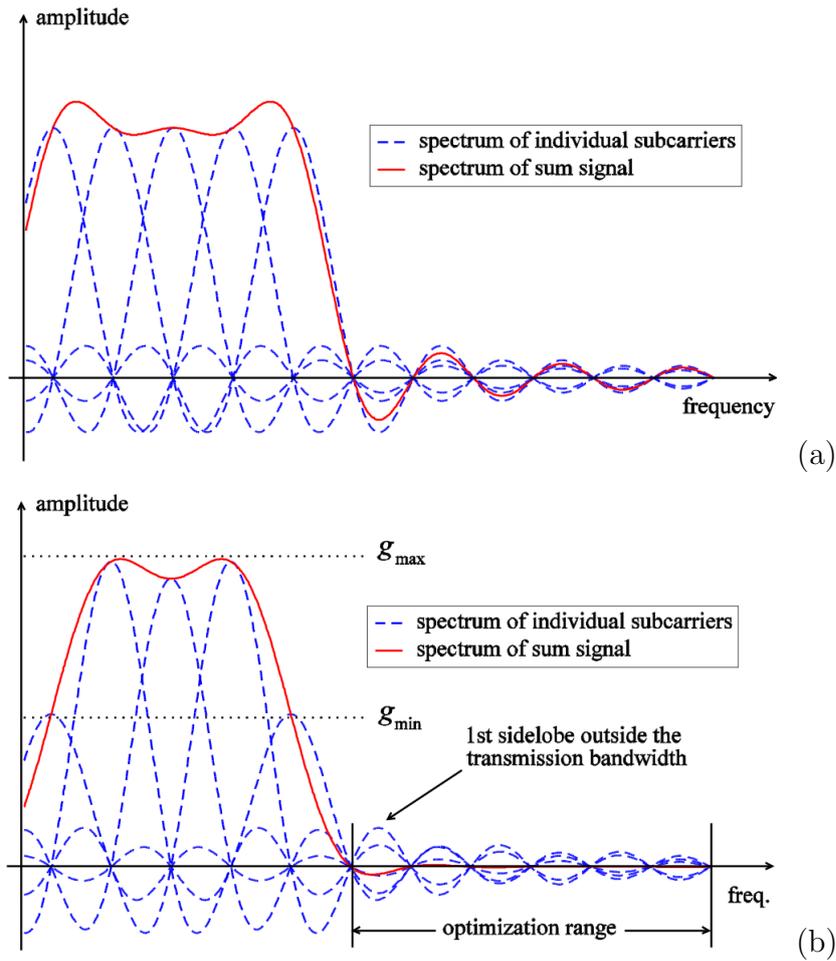


Abbildung 3.3: Vergleich der Spektren mit und ohne CW.

$m = 1, \dots, M$ , die so bestimmt werden, daß die Sidelobes der CC die Sidelobes des ursprünglichen Sendesignals auslöschen. Der resultierende Symbolvektor besteht dann aus den Datensymbolen  $d_n$  und den Gewichtungsfaktoren  $g_m$  der CC und wird so normiert, daß die Sendeleistung des Signals ohne CC genauso groß ist wie die des Signals mit CC. Nachdem die CC eingefügt worden sind, wird das Sendesymbol mit der IDFT auf  $N + M$  Unterträger moduliert und P/S gewandelt. Schließlich wird ein GI eingefügt, wobei zunächst der Einfachheit halber angenommen wird, daß das GI wesentlich kürzer als die OFDM-Symboldauer ist und damit vernachlässigt werden kann.

#### Optimierung der Cancellation Carrier ohne Guard-Intervall

Die Gewichtungsfaktoren der CC müssen so bestimmt werden, daß die Leistung in den Sidelobes des OFDM-Signals möglichst klein wird, d.h. die Summe

### 3.3 Sidelobe-Unterdrückung durch Cancellation Carrier

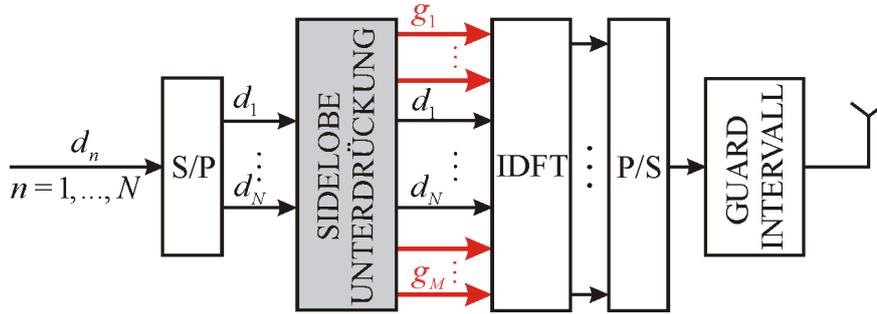


Abbildung 3.4: Blockdiagramm des OFDM-Senders erweitert um einen Block zur Sidelobe-Unterdrückung.

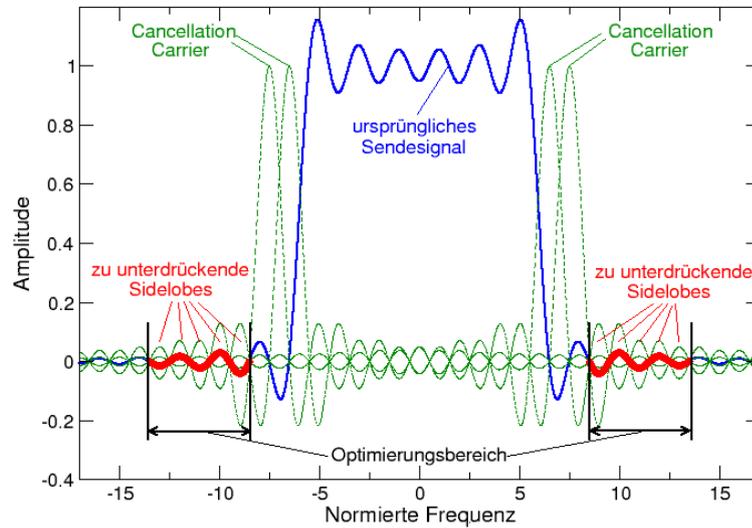
die ursprünglichen Sendesignale und der Spektren der CC muß in den Sidelobes des OFDM-Signals minimiert werden. Diese Optimierung kann als sogenanntes lineares Problem der kleinsten Quadrate dargestellt werden

$$\min_{\mathbf{g}} \left\| \mathbf{s} + \sum_{m=1}^M g_m \cdot \mathbf{c}_m \right\|^2 \quad \text{mit} \quad \|\mathbf{g}\|^2 \leq \alpha, \quad (3.6)$$

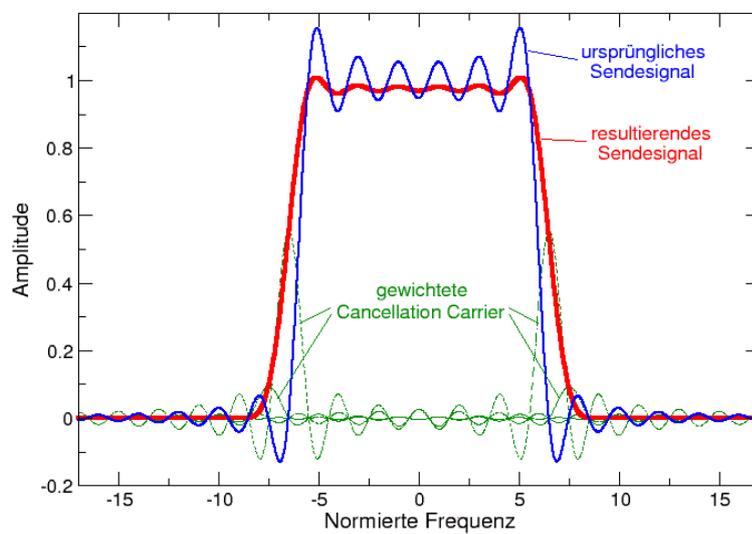
wobei  $\mathbf{s}$  das Sendesignal ohne CC im Optimierungsbereich darstellt, das eine Überlagerung der Spektren aller zur Datenübertragung benutzten Unterträger ist. Der Vektor  $\mathbf{c}_m, m = 1, \dots, M$  repräsentiert das Spektrum des  $m$ -ten CC mit Gewichtungsfaktor 1 im Optimierungsbereich, 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 (3.6) beschränkt die Leistung der CC und damit den Anteil der Sendeleistung, der in die CC investiert wird. 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 [?] zu finden. Lösungsalgorithmen für das lineare Problem der kleinsten Quadrate mit quadratischer Ungleichheitsbedingung aus Gleichung (3.6) werden in [?] und [?] behandelt.

In Abbildung 3.5(a) ist das Spektrum eines OFDM-Signals mit  $N = 12$  Unterträgern dargestellt. Links und rechts der benutzten Unterträger werden je zwei CC eingefügt, d.h.  $M = 4$ . Bei der Optimierung der CC müssen das ursprüngliche Sendesignal sowie die CC nur im Optimierungsbereich berücksichtigt werden. In Abbildung 3.5(a) erstreckt sich dieser Optimierungsbereich über je fünf Sidelobes links und rechts der benutzten OFDM-Bandbreite.

### 3 Störminimierung auf das Hauptsystem



(a)



(b)

Abbildung 3.5: Vergleich der Spektren mit und ohne CC, Spektrum des ursprünglichen Sendesignals erweitert um CC (a), Spektrum mit gewichteten CC (b);  $g_1 = g_4 = 0,54$ ,  $g_2 = g_3 = 0,10$ ,  $N = 12$ ,  $d_n = 1$ ,  $M = 2 \cdot 2 = 4$ .

### 3.3 Sidelobe-Unterdrückung durch Cancellation Carrier

Abbildung 3.5(b) zeigt die Spektren der CC nach der Optimierung der Gewichtungsfaktoren und das resultierende Summensignal. In diesem Beispiel für binary 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 symmetrisch. Für die ersten CC links und rechts der benutzten OFDM-Unterträger ergeben sich die Gewichtungsfaktoren  $g_1 = g_4 = 0,54$ , für die äußeren die Gewichtungsfaktoren  $g_2 = g_3 = 0,10$ . Schließlich ist das neue Sendesignal  $\mathbf{s}'$  die Überlagerung des ursprünglichen Sendesignals und der gewichteten CC

$$\mathbf{s}' = \sqrt{A} \left( \mathbf{s} + \sum_{m=1}^M g_m \cdot \mathbf{c}_m \right). \quad (3.7)$$

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 CC. Da dann ein bestimmter Anteil der Sendeleistung für die CC verwendet werden muß und damit nicht mehr für die Datenübertragung zur Verfügung steht, wird das Signal-zu-Rauschleistungsverhältnis (SNR) schlechter. Der Einfluß auf das SNR kann über die Nebenbedingung im Optimierungsalgorithmus aus Gleichung (3.6) kontrolliert und begrenzt werden.

Die Ergebnisse in Abbildung 3.5(b) verdeutlichen die Effektivität der CC. Wie in [?] gezeigt wird, kann im Mittel eine Unterdrückung der Sidelobes um etwa 20 dB erzielt werden. Durch diese starke Reduzierung der Außerbandstrahlung können die Schutzbänder zwischen benachbarten Systemen reduziert werden, so daß mehr Träger zur Datenübertragung zur Verfügung stehen und die Bandbreite insgesamt effektiver genutzt wird. Dieser Gewinn ist jedoch mit zusätzlichem Rechenaufwand für die Optimierung der CC und einer Verschlechterung der Bitfehlerrate verbunden [?].

#### Optimierung der Cancellation Carrier unter Berücksichtigung des Guard-Intervalls

Bei den Untersuchungen im letzten Abschnitt wurde das GI bei der Betrachtung der Spektren der CC und des ursprünglichen Sendesignals außer Acht gelassen. In diesem Fall hat das Zeitbereichssignal die Länge der DFT-Periodendauer, also  $T_S$ , und das Spektrum eines Unterträgers in Abhängigkeit von der Frequenz  $f$  ist

$$S_n(f) = d_n \cdot \text{si}(\pi(f - f_n)T_S), \quad (3.8)$$

wobei  $f_n$  die Trägerfrequenz des  $n$ -ten Unterträgers angibt. Da implizit eine Fensterung mit einem Rechteckfenster der Länge  $T_S$  angewandt wird, ist die spektrale

### 3 Störminimierung auf das Hauptsystem

Form eines Unterträgers eine si-Funktion, die als  $\text{si}(\pi x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$  definiert ist, wobei  $x = fT_S$  die normierte Frequenz darstellt. Da bei OFDM die Unterträger orthogonal zueinander sind, wird der Abstand zwischen zwei benachbarten Unterträgern so gewählt, daß das Maximum des einen Unterträgers in einer Nullstelle des anderen liegt. Damit erhält man als Unterträgerabstand  $\Delta f = 1/T_S$ .

Da unsere Aufgabe darin besteht, die Interferenz zu reduzieren, die das Overlay-System im Hauptsystem verursacht, muß das tatsächlich an der Sendeantenne ausgestrahlte Signal betrachtet werden. Um eine möglichst realistische Darstellung des von der Sendeantenne emittierten Spektrums zu erhalten, muß der Einfluß des GI ausgewertet werden. Im Zeitbereich ist das GI als zyklische Wiederholung des letzten Teils eines OFDM-Symbols realisiert, der dem OFDM-Symbol als Präfix vorangestellt wird. Damit wird die Dauer eines OFDM-Symbols um die Dauer des GI  $T_{GI}$  verlängert, so daß sich eine Gesamtdauer von

$$T_O = T_S + T_{GI} \quad (3.9)$$

ergibt. Betrachtet man das Spektrum eines Unterträgers nach dem Einfügen des GI, erhält man

$$S'_n(f) = d_n \cdot \text{si}(\pi(f - f_n)T_O). \quad (3.10)$$

Der Abstand zwischen zwei benachbarten Unterträgern ist immer noch  $\Delta f = 1/T_S$ ; die Breite der Hauptkeule des si-Pulses ist jedoch verschmälert, da der Abstand zwischen zwei Nullstellen von  $1/T_S$  auf  $1/T_O$  verringert ist. Damit ist die Orthogonalität zwischen den Unterträgern zerstört. Dieser Effekt ist in Abbildung 3.6 anhand der normierten Leistungsdichtespektren zweier benachbarter Unterträger dargestellt, wobei ein GI der Länge  $T_{GI} = 0.2 T_S$  angenommen wurde. Ohne GI (s. Abb. 3.6(a)) beträgt die normierte Breite jedes Unterträgers 2 und der Abstand zweier Nullstellen ist 1, so daß sich insgesamt eine orthogonale Struktur ergibt. Mit GI (s. Abb. 3.6(b)) wird sowohl die Breite der Hauptkeule als auch der Abstand zwischen zwei Nullstellen um den Faktor 1.2 verringert und die beiden Unterträger sind nicht mehr orthogonal. Dazu ist anzumerken, daß dieser Effekt nur auftritt, wenn das Spektrum des emittierten Signals betrachtet wird, und keinen Einfluß auf das Empfangssignal hat. Am Empfänger wird das GI vor der Weiterverarbeitung wieder entfernt und somit die Orthogonalität wiederhergestellt.

Der Einfluß des GI muß auch bei der Optimierung der CC berücksichtigt werden. Das Spektrum des ursprünglichen Sendesignals  $\mathbf{s}$  sowie die Spektren der CC  $\mathbf{c}_m$  in (3.6) werden entsprechend Gleichung (3.10) und nicht mehr entsprechend Gleichung (3.8) bestimmt. Damit erhält man die optimalen Gewichtungsfaktoren

### 3.4 Sidelobe-Unterdrückung durch Fensterung

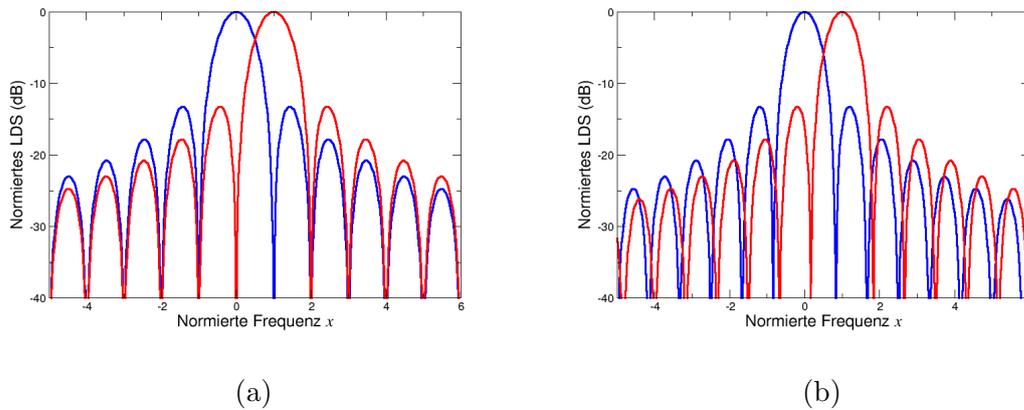


Abbildung 3.6: Einfluß des GI auf die Spektren der einzelnen Unterträger mit  $T_{GI} = 0.2T_S$  (b).

für das tatsächlich emittierte Spektrum.

#### Anwendung in Overlay-Systemen

Das Prinzip der CC kann einfach auf die Anwendung in einem Overlay-System erweitert werden. Im Gegensatz zu einem gewöhnlichen OFDM-System, das einen kontinuierlichen Frequenzbereich verwendet, müssen in einem Overlay-System an beiden Seiten jedes benutzten Frequenzbandes CC eingefügt werden, wie es in Abbildung 3.7 dargestellt ist. Der Optimierungsbereich besteht aus mehr als zwei getrennten Frequenzbereichen, so daß die Optimierung für alle CC gemeinsam im gesamten Optimierungsbereich durchgeführt werden muß.

Das in Abbildung 3.7 dargestellte Overlay-System ist in drei Kanäle unterteilt, wobei Kanal 2 vom Hauptsystem belegt ist und die übrigen zwei Kanäle vom Overlay-System verwendet werden können. In jedem Kanal liegen 16 OFDM-Unterträger, so daß sich ein Overlay-System mit 48 Unterträgern ergibt, von denen 32 benutzt werden können und 16 abgeschaltet werden müssen. Es werden jeweils zwei CC an jedem Rand des benutzten Spektrums eingefügt, d.h.  $N = 24$  Unterträger können zur Datenübertragung verwendet werden.

### 3.4 Sidelobe-Unterdrückung durch Fensterung

Ein anderer bekannter Ansatz zur Unterdrückung der Sidelobes in OFDM-Systemen ist die Fensterung des Sendesignals im Zeitbereich (engl. windowing). Wie in Ab-

### 3 Störminimierung auf das Hauptsystem

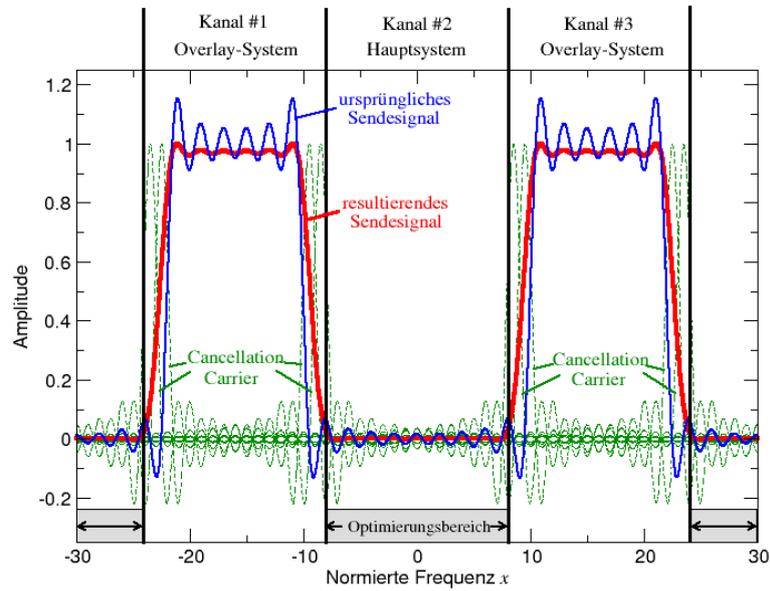


Abbildung 3.7: Einfügen von CC in ein Overlay-System;  $N = 2 \cdot 12 = 24$ ,  $M = 4 \cdot 2 = 8$ ,  $d_n = 1$ ,  $n = 1, \dots, N$ .

Abbildung 3.8 zeigt werden  $N$  komplexe Symbole  $d_n$  mit Hilfe der IDFT auf die  $N$  Unterträger moduliert. Das Ausgangssignal wird P/S gewandelt und um ein GI zyklisch erweitert. Nach der Digital-Analog-Konvertierung (D/A) wird das Sendesignal mit der Fensterfunktion  $w(t)$  im Zeitbereich multipliziert. Diese Fensterfunktion unterscheidet sich in der Regel von dem sonst üblichen Rechteckfenster.

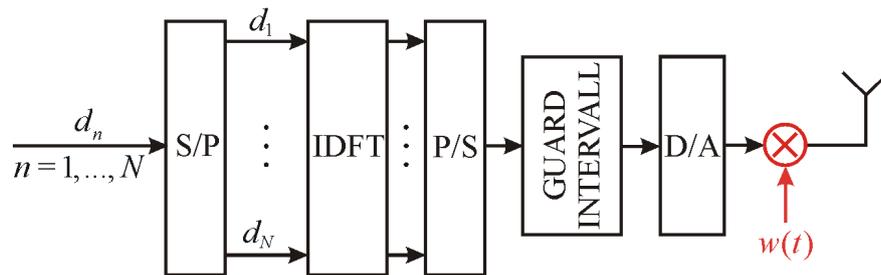


Abbildung 3.8: Blockdiagramm des OFDM-Senders mit Fensterung.

Nach IDFT, P/S Konvertierung, Einfügen des GI und D/A-Wandlung erhält man ein periodisch fortgesetztes Zeitbereichssignal. Normalerweise wird dieses Signal mit einem Rechteckfenster gefenstert, d.h. es wird ein Segment der Länge  $T_S$  ausgeschnitten. Wird ein GI berücksichtigt, hat das betrachtete Segment die

### 3.4 Sidelobe-Unterdrückung durch Fensterung

Länge  $T_O = T_S + T_{GI}$ . Bei der Fensterung muß wie in Abbildung 3.9 dargestellt der Ausschnitt nun zusätzlich um eine Prä- und Postfix verlängert werden. Da sich aufeinanderfolgende OFDM-Symbole zeitlich überlappen, muß die Länge der Prä- und Postfix so gewählt werden, daß das OFDM-Symbol inkl. 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

$$w_{RC}(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\pi + \frac{\pi t}{\beta T_{Ow}}\right) & 0 \leq t < \beta T_{Ow} \\ 1 & \beta T_{Ow} \leq t < T_{Ow} \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi(t-T_{Ow})}{\beta T_{Ow}}\right) & T_{Ow} \leq t < (1+\beta)T_{Ow} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.11)$$

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

$$T_{Ow} = T_S + T_{\text{prefix}} + T_{\text{postfix}} - \beta T_{Ow} \quad (3.12)$$

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

$$T_{\text{prefix}} = \beta T_{Ow} + T_{GI} \quad \text{und} \quad T_{\text{postfix}} = \beta T_{Ow}. \quad (3.13)$$

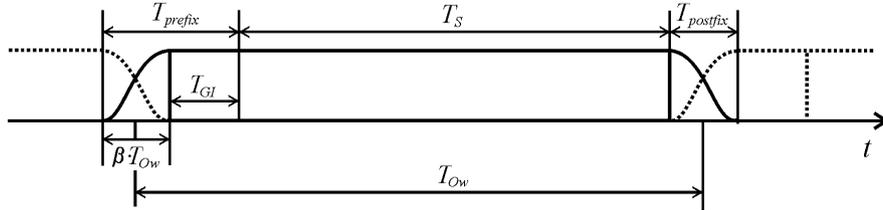


Abbildung 3.9: Zyklische Erweiterung und Fensterung des OFDM-Symbols.

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 (3.11)

$$S_n(f) = \text{si}(\pi f T_{Ow}) \cdot \frac{\cos(\beta \pi f T_{Ow})}{1 - 4\beta^2 f^2 T_{Ow}^2}. \quad (3.14)$$

### 3 Störminimierung auf das Hauptsystem

In Abbildung 3.10 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 Außerbandstrahlung darstellt.

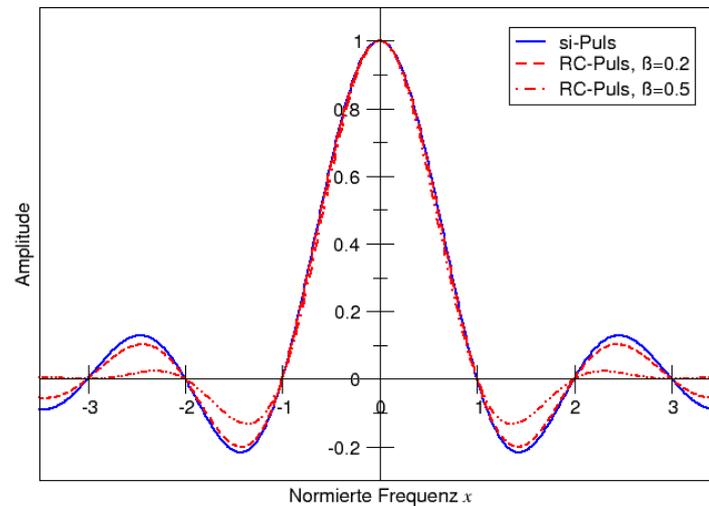


Abbildung 3.10: Spektren von si- und RC-Pulsen mit verschiedenen Roll-Off Faktoren,  $T_{Ow} = T_S$ .

Da das RC-Fenster im Zeitbereich verlängert werden muß, um die effektive Länge des OFDM-Symbols und des GI zu erhalten, werden die RC-Pulse im Frequenzbereich ähnlich wie in Abschnitt 3.3 für das konventionelle OFDM-System mit GI beschrieben 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 3.11 wird dieses Phänomen anhand der normierten Leistungsdichtespektren der RC-Pulse mit und ohne Verlängerung des Symbols im Zeitbereich dargestellt. Ohne Verlängerung sind zwei benachbarte Unterträger orthogonal wie in Abbildung 3.11(a) zu sehen ist. Wird das Zeitbereichssignal um ein GI der Länge  $T_{GI} = 0.2 T_S$  und eine Prä- und Postfix entsprechend dem Roll-Off Faktor  $\beta = 0.2$

### 3.5 Anwendung im VHF-Szenario

erweitert, wird die Hauptkeule der RC-Pulse um den Faktor 1.5 schmäler und die Unterträger sind nicht mehr orthogonal (s. Abbildung 3.11(b)). Auch hier ist anzumerken, daß die Orthogonalität im Empfänger wiederhergestellt wird, wenn das Empfangssignal mit einem Rechteckfenster der Länge  $T_S$  multipliziert wird.

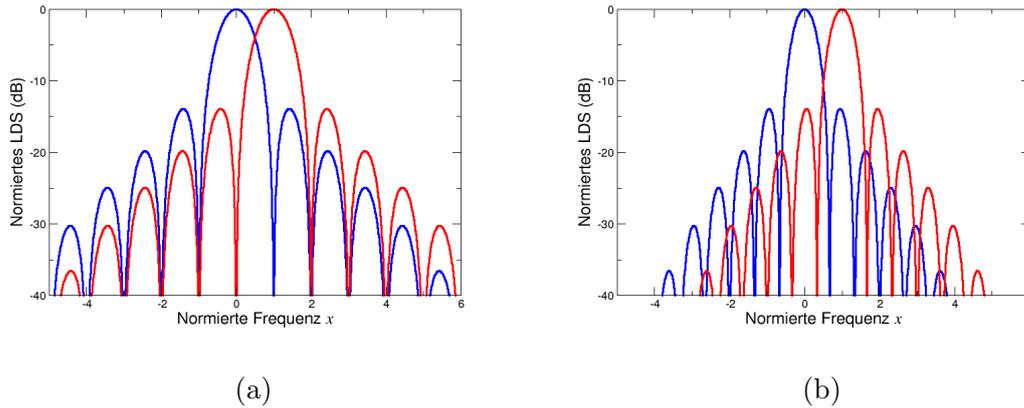


Abbildung 3.11: Einfluß des GI auf die Spektren der einzelnen Unterträger für einen RC-Puls mit  $\beta = 0.2$ , Leistungsspektren zweier benachbarter Unterträger ohne GI  $T_{Ow} = T_S$  (a) / mit GI  $T_{GI} = 0.2 T_S$ ,  $T_{Ow} = 1.2 T_S + \beta T_{Ow}$  (b).

Die in den Abbildungen 3.10 und 3.11 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.

### 3.5 Anwendung im VHF-Szenario

Die soeben beschriebenen Verfahren sollen im in [?] beschriebenen WLAN-System angewandt werden. Dieses System wird im VHF-Band bei 117 MHz an Flughäfen zusätzlich zur bestehenden aeronautischen Kommunikation betrieben. Aufgrund der geringen Entfernungen zwischen den WLAN-Stationen und den Flugzeugen, deren Kommunikation unter keinen Umständen gestört werden darf, sind die Anforderungen an die Sidelobe-Unterdrückung in diesem Szenario besonders groß.

### 3 Störminimierung auf das Hauptsystem

#### 3.5.1 Anforderungen an Sidelobe-Unterdrückung

Basis für die Bestimmung der Anforderungen an die Sidelobe-Unterdrückung ist die Empfindlichkeit eines DSB-AM Empfängers, die bei  $-95$  dBm liegt. Das bedeutet, daß das Signal des Overlay-Systems unterhalb dieses Schwellwertes liegen muß, um keine Störungen im DSB-AM System zu verursachen. Im schlimmsten Fall liegt ein Kanal, der vom Overlay-System verwendet wird, unmittelbar neben einem Kanal, der durch DSB-AM belegt ist. In diesem Fall dürfen die Nebenaussendungen des OFDM-Systems im benachbarten Kanal den Schwellwert von  $-95$  dBm nicht überschreiten. Aus diesem Schwellwert kann jedoch nicht unmittelbar abgeleitet werden, wie weit die Nebenaussendungen unter den Pegel des OFDM-Signals gedrückt werden müssen. Dies hängt unter anderem von der Entfernung des DSB-AM Empfängers zum Overlay-System ab, die sehr variabel ist.

Eine Möglichkeit zur Bestimmung der Anforderungen an die Nebenaussendungen ist die spektrale Maske des DSB-AM Systems. Da aufgrund der geringen Bandbreite des Sprachsignals für einen  $25$  kHz-Kanal keine spektrale Maske erforderlich ist und somit auch nicht definiert ist, muß auf die spektrale Maske eines  $8,33$  kHz-Kanal [?] zurückgegriffen werden, die in Abbildung 3.12 dargestellt ist. Daraus läßt sich ableiten, daß die Sidelobes des OFDM-Signals im ersten Nachbarkanal  $60$  dB unterhalb des Signalpegels liegen müssen. Mit dieser spektralen Maske wird garantiert, daß sich DSB-AM Systeme, die in benachbarten Kanälen operieren, nicht gegenseitig stören. Erfüllt das Overlay-System dieselben Anforderungen, kann gewährleistet werden, daß die Hauptsysteme nicht gestört werden.

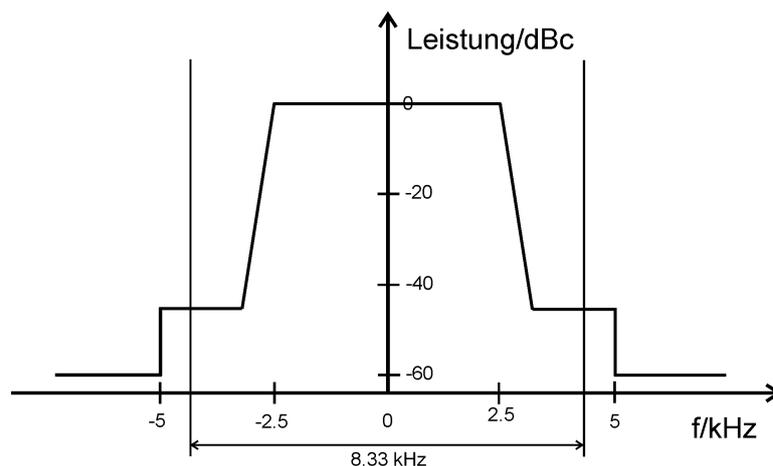


Abbildung 3.12: Spektrale Maske für DSB-AM,  $8,33$  kHz.

Die Anforderungen an die Sidelobe-Unterdrückung können ebenfalls über Berechnungen des Link-Budgets bestimmt werden. Die Empfangsleistung am DSB-

AM Empfänger ergibt sich aus der Sendeleistung des WLAN-Senders  $P_{\text{Tx}}$  abzüglich der Verluste durch Kabel o. ä.  $\alpha_{\text{Tx}}$ , der Freiraumdämpfung  $L_{\text{free}}$  und den Verlusten am Empfänger  $\alpha_{\text{Rx}}$

$$P_{\text{Rx}} = P_{\text{Tx}} - \alpha_{\text{Tx}} - L_{\text{free}} - \alpha_{\text{Rx}} \stackrel{!}{=} -95\text{dBm}. \quad (3.15)$$

Die Verluste an Sender und Empfänger werden mit  $\alpha_{\text{Tx}} = \alpha_{\text{Rx}} = 3\text{dB}$  angenommen, wobei der Antennengewinn außer Acht gelassen wird. Die Freiraumdämpfung kann mit

$$L_{\text{free}} = 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi \cdot d \cdot f}{c} \right) \quad (3.16)$$

bestimmt werden, wobei  $f$  die Sendefrequenz und  $c$  die Lichtgeschwindigkeit bezeichnet. Mit einem Abstand zwischen DSB-AM Empfänger und WLAN-Sender von  $d = 100\text{m}$  ergibt sich mit  $f = 137\text{MHz}$  für die Freiraumdämpfung  $L_{\text{free}} = 55,17\text{dB}$ . Damit darf die im betrachteten Kanal vom Overlay-System abgestrahlte Leistung  $-34\text{ dBm}$  betragen. Liegt in einem benachbarten Kanal eine WLAN-Station, die mit  $26\text{ dBm}$  sendet, bedeutet dies für die Nebenaussendungen, daß sie um  $60\text{ dB}$  gegenüber dem Signalpegel reduziert werden müssen. Dieser Wert entspricht auch den Anforderungen an die Sidelobe-Unterdrückung, die sich aus der spektralen Maske ergeben.

### 3.5.2 Simulationsergebnisse

Für die Simulationen wird der Einfachheit halber nicht die gesamte Bandbreite einer WLAN-Zelle untersucht, in der 40  $25\text{ kHz}$ -Kanäle liegen von denen ca. 9 dauerhaft belegt sind. Es wird vielmehr ein Ausschnitt von fünf  $25\text{ kHz}$ -Kanälen gewählt, in dem drei Kanäle von DSB-AM belegt sind und zwei vom Overlay-System verwendet werden. Wie in Abbildung 3.13 dargestellt liegt zwischen den beiden Kanälen des Overlay-Systems genau ein DSB-AM Kanal, in dem die maximal mögliche Interferenz verursacht wird, die hier unterdrückt werden muß.

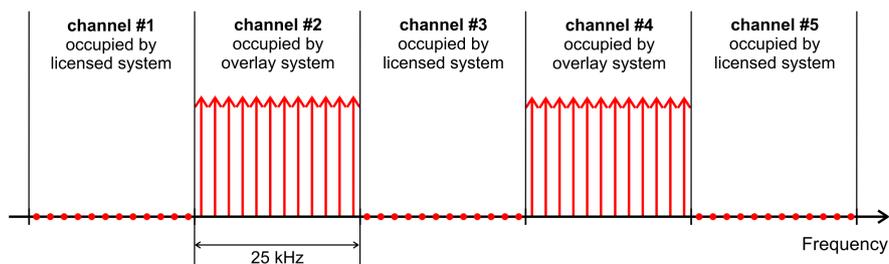


Abbildung 3.13: Betrachtete Spektrumsbelegung.

### 3 Störminimierung auf das Hauptsystem

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.

#### Cancellation Carrier

In Abbildung 3.14 wird das normierte Leistungsdichtespektrum (PSD) des ursprünglichen Sendesignals mit  $N = 16$  Unterträgern mit dem Leistungsdichtespektrum des um je zwei CC erweiterten Signals verglichen. Die Gewichtungsfaktoren der insgesamt  $M = 8$  CC werden gemeinsam über alle dargestellten Sidelobes optimiert. Der Anteil der CC an der gesamten Sendeleistung ist auf 25% beschränkt. Die Länge des GI ist  $T_{GI} = 0.04 T_S$ , die für den betrachteten Mehrwegekanal ausreicht. In den folgenden Abbildungen werden die Spektren für den zufälligen BPSK-Symbolvektor  $\mathbf{d} = [d_1, \dots, d_N]^T = [-1, -1, -1, 1, \dots, 1, -1, -1, -1]^T$  gezeigt. Werden an jedem Rand der benutzten Kanäle zwei Unterträger freigelassen, werden die Nebenaussendungen zwar reduziert, die Anforderungen in diesem Overlay-System können aber sicherlich nicht erfüllt werden. Werden die beiden Träger nicht freigelassen, sondern für CC verwendet, kann die Leistung in den benachbarten Kanälen um 18.0 dB auf -43.0 dB in Kanal 1 und 5 und um 16.5 dB auf -47.9 dB in Kanal 3 reduziert werden. Diese Werte repräsentieren die mittlere Leistungsdichte in dem entsprechenden 25 kHz-Kanal.

#### Fensterung

In Abbildung 3.15 wird das Spektrum des OFDM-Signals mit Rechteckfensterung dem mit RC-Fensterung gegenübergestellt. Für einen fairen Vergleich der verschiedenen Verfahren werden auch hier nur  $N = 16$  Datenträger betrachtet und insgesamt acht Träger freigelassen. Es wird wieder ein GI der Länge  $T_{GI} = 0.04 T_S$  und die gleiche Symbolfolge  $\mathbf{d}$  betrachtet. Der Roll-Off Faktor wird mit  $\beta = 0.2$  gewählt, was ein guter Kompromiss zwischen der erzielbaren Unterdrückung und der Verlängerung des Signals im Zeitbereich zu sein scheint. Mit der RC-Fensterung können die Sidelobes in den Kanälen 1 und 5 um 20.4 dB unterdrückt werden, während in Kanal 3 eine Unterdrückung um 11.4 dB erzielt wird. Die relativ geringe mittlere Unterdrückung insbesondere in Kanal 3 läßt sich

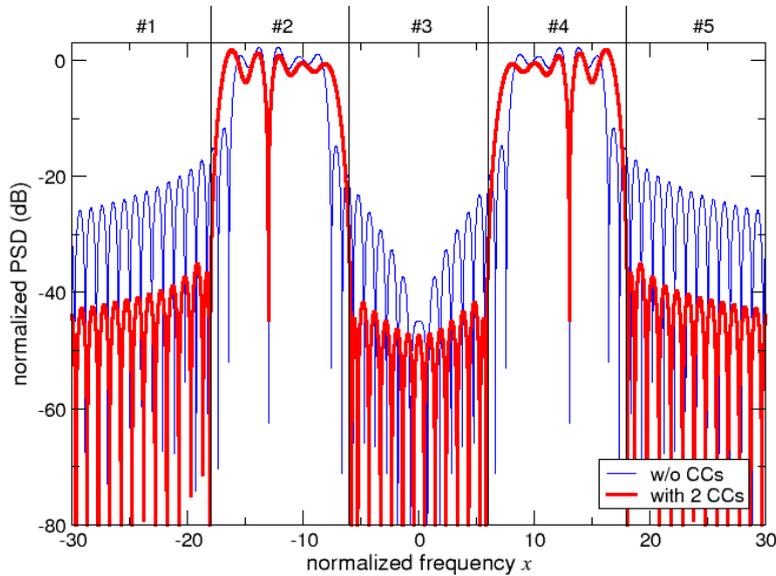


Abbildung 3.14: Spektrum des OFDM-Signals mit und ohne CC;  $M = 2 \cdot 4 = 8$  CCs, Leistung für CC auf 25% der Gesamtleistung beschränkt,  $T_{GI} = 0.04 T_S$ .

mit den wenigen hohen Sidelobes an den Rändern der Kanäle erklären. Im Mittel ergibt sich eine Leistungsdichte von -45.4 dB in Kanal 1 und 5 und -42.8 dB in Kanal 3.

#### Kombination beider Verfahren

Bei der Verwendung von CC können die Sidelobes des gesamten Spektrums gleichmäßig um ca. 20 dB reduziert werden. Die Fensterung hat den Vorteil, daß die Sidelobes wesentlich schneller abfallen. Es liegt also nahe, die Vorteile beider Verfahren zu kombinieren, wie es in Abbildung 3.16 dargestellt ist. Für die Simulationen wurden die gleichen Parameter verwendet wie für die beiden vorherigen. Werden CC und Fensterung kombiniert, können die großen Sidelobes an den Rändern der Kanäle erheblich reduziert werden, so daß sich insgesamt eine geringere Leistungsdichte ergibt. In Kanal 1 und 5 wird die mittlere Leistungsdichte auf -66.9 dB und in Kanal 3 auf -58.4 dB unterdrückt. Verglichen mit dem System mit RC-Fensterung kann die mittlere Leistung in den Sidelobes um 21.5 dB in Kanal 1 und 5 und um 15.6 dB in Kanal 3 reduziert werden. Wird das konventionelle OFDM-System mit Rechteckfensterung ohne CC zugrunde gelegt, kann

### 3 Störminimierung auf das Hauptsystem

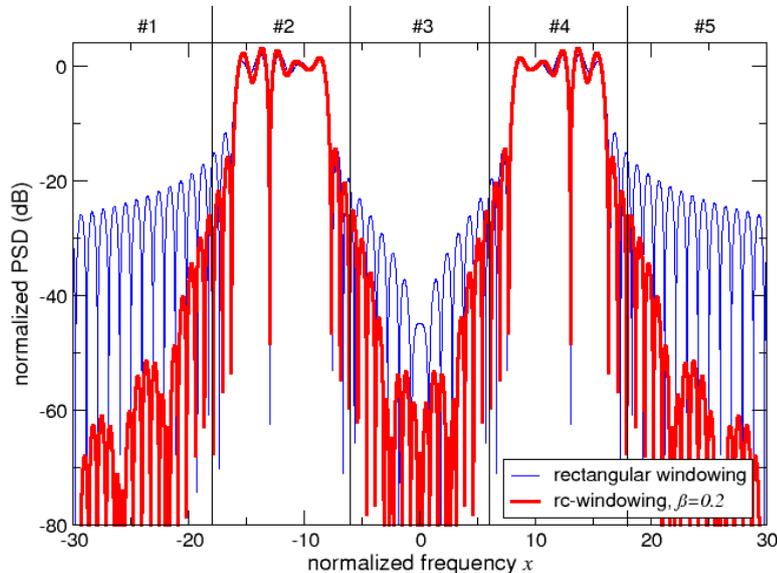


Abbildung 3.15: Spektrum des OFDM-Signals mit Rechteckfensterung und RC-Fensterung;  $\beta = 0.2$ ,  $T_{GI} = 0.04 T_S$ .

die mittlere Leistung in den Sidelobes sogar um 41.9 dB in Kanal 1 und 5 und um 27.0 dB in Kanal 3 verringert werden.

Da nicht alle Symbolfolgen die gleichen spektralen Eigenschaften haben, ist in Abbildung 3.17 die mittlere Leistungsdichte in den Kanälen 1, 3 und 5 für 100.000 verschiedene Symbolfolgen dargestellt. Es werden die Ergebnisse für ein OFDM-Signal mit RC-Fensterung und für ein Signal mit RC-Fensterung und zusätzlichen CC gezeigt. Die mittlere Leistungsdichte in den Sidelobes gemittelt über alle Symbolfolgen liegt bei -42.0 in Kanal 1 und 5 und bei -37.6 dB in Kanal 3, wenn das OFDM-Signal im Zeitbereich mit einem RC-Fenster mit Roll-Off Faktor  $\beta = 0,2$  multipliziert wird. Durch die Kombination der Fensterung mit CC kann die mittlere Leistungsdichte in den Sidelobes auf -54.4 dB in Kanal 1 und 5 und -50.4 dB in Kanal 3 reduziert werden. In Kanal 3 ist für alle Symbolfolgen eine größere Leistungsdichte in den Sidelobes zu beobachten als in den Kanälen 1 und 5. Dies ist damit zu erklären, daß sich in Kanal 3 die Sidelobes der Kanäle 2 und 4 konstruktiv überlagern, während in Kanal 1 fast nur die Sidelobes von Kanal 2 einen Einfluß haben.

Die Ergebnisse zeigen, daß mit den vorgeschlagenen Verfahren und insbesondere mit der Kombination von Fensterung und CC eine beachtliche Unterdrückung

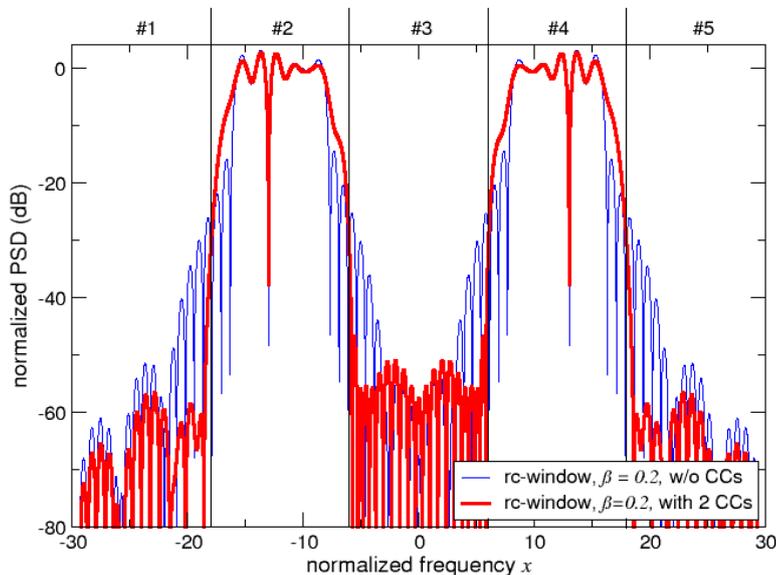


Abbildung 3.16: Spektrum mit zwei CC and RC-Fensterung,  $\beta = 0.2$ ;  $M = 2 \cdot 4 = 8$  CC, Leistung für CC auf 25% der Gesamtleistung beschränkt,  $T_{GI} = 0.04 T_S$ .

der Sidelobes erreicht werden kann. Die erwünschte Unterdrückung um 60 dB kann jedoch nicht ganz erzielt werden. Dennoch kann das Overlay-System parallel zu den bestehenden Hauptsystemen betrieben werden, ohne diese zu stören. Dies ist erstens damit zu begründen, daß für die Simulationen die ungünstigste Spektrumsbelegung angenommen wurde und somit in der Realität eher bessere Ergebnisse zu erwarten sind. Zweitens verursacht ein OFDM-Signal mit einer relativ konstanten Leistungsdichte keine signifikanten Störungen im DSB-AM System, da sich die Signalform stark von der des DSB-AM Signals unterscheidet, das durch den Träger dominiert wird. Eine Störung durch das OFDM-Signal ist somit im DSB-AM Empfänger lediglich als leichtes Rauschen wahrzunehmen.

### 3.6 Ausblick

Im weiteren Verlauf des TAKOKO-Projekts wird versucht, die Nebenaussendungen weiter zu reduzieren, indem beispielsweise günstigere Fensterfunktionen als das RC-Fenster verwendet werden. Darüberhinaus muß der Einfluß eines nicht-linearen Verstärkers auf die erzielbare Unterdrückung untersucht werden. Ein

### 3 Störminimierung auf das Hauptsystem

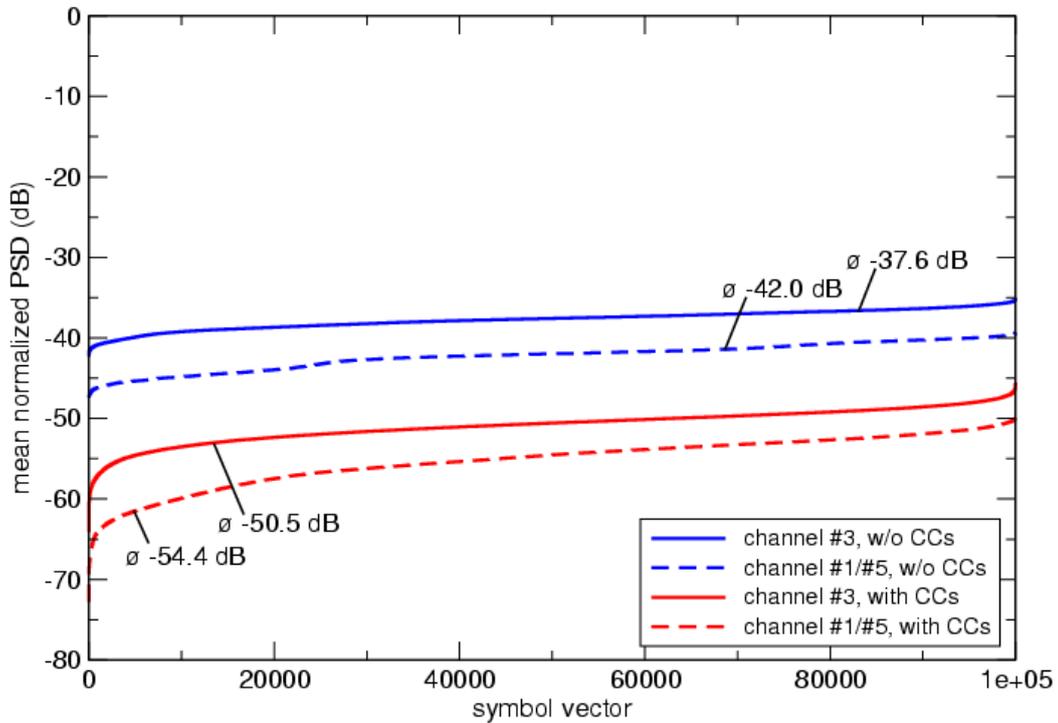


Abbildung 3.17: Mittlere Leistungsdichte in den Kanälen 1, 3 und 5 für verschiedene Symbolfolgen mit zwei CC and RC-Fensterung,  $\beta = 0.2$ ;  $M = 2 \cdot 4 = 8$  CC, Leistung für CC auf 25% der Gesamtleistung beschränkt,  $T_{GI} = 0.04 T_S$ .

weiterer Aspekt ist das sogenannte peak-to-average power ratio (PAPR), das ebenso wie die große Außerbandstrahlung ein Problem von OFDM ist. Hier muß analysiert werden, inwieweit Verfahren zur Reduzierung des PAPR die Sidelobe-Unterdrückung beeinträchtigen und wie ggf. ein Kompromiss zwischen beiden Anforderungen gefunden werden kann. Bei den Untersuchungen zur Sidelobe-Unterdrückung ist das Problem der Pulsverschmälerung durch das GI aufgetreten, die sich negativ auf die erreichbare Unterdrückung auswirkt. Ein Lösungsansatz wäre, im Zeitbereich ganz auf das GI zu verzichten und stattdessen einen Frequenzbereichsentzerrer zu verwenden. Gerade in einem Overlay-System bietet es sich an, nicht die Redundanz im Zeitbereich, sondern im Frequenzbereich mit Hilfe der Belegungslücken auszunutzen. Diese Aufgabe ist nicht für die ersten beiden Projektjahre vorgesehen, könnte aber in einem Nachfolgeprojekt bearbeitet werden.

## 4 MAC Design

In diesem Kapitel wird auf das Arbeitspaket 4 "MAC Design" eingegangen. Entsprechend dem Projektplan werden in diesem Jahresbericht insbesondere die ersten Ansätze des Teilpakets 4.1 "Grundstruktur MAC Protokoll" betrachtet. Weiterführende Untersuchungen sind für den zweiten Jahresbericht vorgesehen.

### 4.1 Reichweiten der koexistierenden Systeme

Ein wesentlicher Aspekt der das Design des MAC (medium access control) Protokolls beeinflusst sind die relativen Reichweiten des Haupt- und Overlay-Systems. Es ergeben sich verschiedene Möglichkeiten, die in den folgenden Unterabschnitten betrachtet werden. Die Reichweiten werden dabei vereinfachend als Radien betrachtet und mit  $R_{os}$  für die des Overlay-Systems bzw. mit  $R_{hs}$  für die des Hauptsystems bezeichnet.

#### 4.1.1 Overlay Ad-Hoc Netzwerk in einem Hotspot ( $R_{os} \ll R_{hs}$ )

Ist die Reichweite der Overlay-Stationen wesentlich kleiner als die des Hauptsystems entspricht dies einem Hotspot-Szenario. Der wesentliche Vorteil besteht darin, daß die Belegung durch das Hauptsystem für alle Stationen des Overlay-Systems identisch ist, vorausgesetzt der Hotspot befindet sich nicht am Rand einer Zelle des Hauptsystems. Abbildung 4.2a verdeutlicht das Szenario.

Im Fall eines Ad-Hoc Systems bedeutet dies, daß der gemeinsame Belegungsvektor innerhalb einer Region verteilt werden muß. Alle Terminals verwenden die gleichen OFDM-Unterträger zu Datenübertragung.

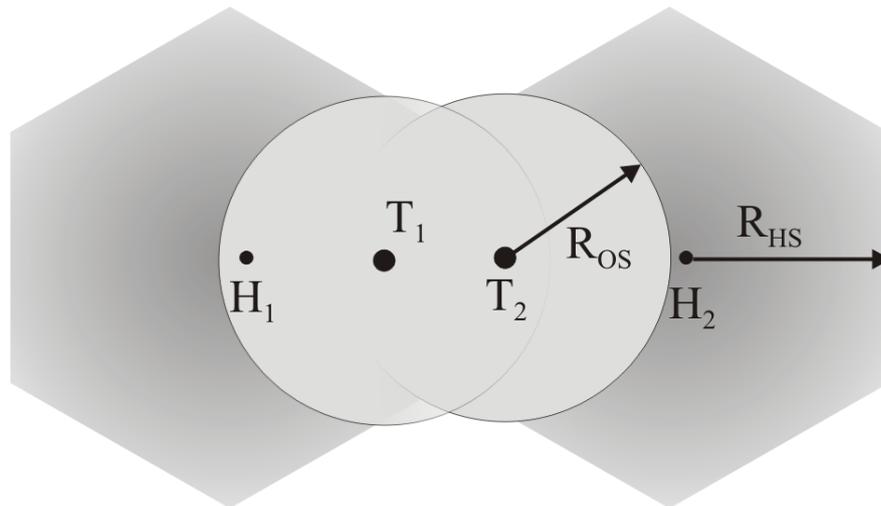


Abbildung 4.1: Reichweiten beider Systeme in gleicher Größenordnung.

#### 4.1.2 Reichweite des Overlay-Systems etwas kleiner als die des Hauptsystems ( $R_{os} < R_{hs}$ )

Im Gegensatz zum Hotspot-Szenario ist es nun möglich, daß sich zwei Overlay-Terminals in benachbarten Zellen des Hauptsystems befinden (Abbildung 4.1). Jedes Overlay-Terminal detektiert somit eine unterschiedliche Belegung des Hauptsystems. Eine Kommunikation darf jetzt nur über die Unterträger erfolgen, die in beiden Zellen des Hauptsystems unbelegt sind. Im optimalen Fall sind die Belegungen identisch, im schlechtesten Fall sind sie genau gegensätzlich mit der Folge, daß keine Kommunikation möglich ist, obwohl jedes Overlay-Terminal für sich gesehen freie Unterträger detektiert hat.

#### 4.1.3 Reichweite des Hauptsystems kleiner als die des Overlay-Systems ( $R_{os} > R_{hs}$ )

Dieser Fall ist prinzipiell ungeeignet für den Betrieb eines Overlay-Systems. Durch die geringere Reichweite des Hauptsystems kann dessen Detektion nicht mehr sichergestellt werden (Abbildung 4.2 b). In der Folge wird das Overlay-System Kanäle zur Übertragung verwenden die eigentlich durch das Hauptsystem belegt sind. Bedingt durch die größere Reichweite des Overlay-Systems kommt es zur Störung des Hauptsystems. Dieser Fall wird deswegen im Folgenden ausgeschlossen.

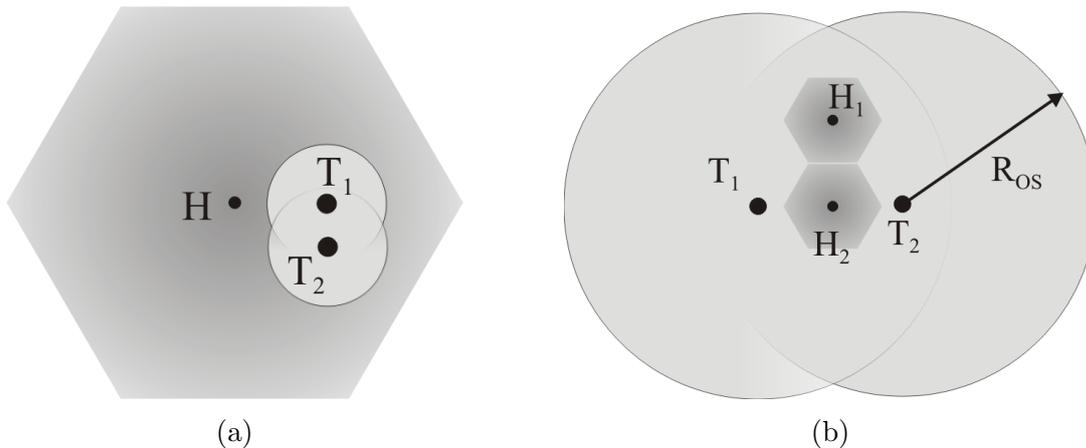


Abbildung 4.2: Hotspot-Szenario (a), relative Reichweite des Overlay-Systems zu groß (b).

## 4.2 Aufbau der Kommunikation im Overlay-System

Im Folgenden soll zunächst davon ausgegangen werden, daß die Belegung des Hauptsystems, bezogen auf das Overlay-System, sich nur sehr langsam ändert, so daß der Belegungsvektor vorerst als konstant betrachtet werden kann. Belegungsänderungen werden durch Meß- und Broadcastphasen berücksichtigt, die an das Verhalten des Hauptsystems angepaßt werden. Grundsätzlich gibt es zwei Phasen im Ablauf der Kommunikation in einem Ad-Hoc Overlay-System:

### 4.2.1 Assoziierungsphase

Das Overlay-Terminal hat noch keine Verbindung zu anderen Terminals aufgebaut. Es sendet in regelmäßigen Abständen Pilotsequenzen und wartet auf eine Antwort von sich in Reichweite befindlichen weiteren Terminals. Zusätzlich versucht es die Pilotsequenzen anderer Terminals zu detektieren. Dabei verwendet das Overlay-Terminal jeweils nur die OFDM-Unterträger, die es zuvor als unbesetzt detektiert hat. Das Ziel dieser Phase ist es, alle möglichen Kommunikationspartner in Reichweite zu detektieren um bei Bedarf eine Übertragung zu initiieren.

### 4.2.2 Übertragungsphase

Hier findet die eigentliche Datenübertragung statt. Zunächst müssen sich jedoch die Kommunikationspartner auf die verwendeten OFDM-Unterträger einigen. Im

#### 4 MAC Design

Hotspot-Szenario ist das relativ einfach - es werden alle unbelegten Unterträger verwendet.

Befinden sich hingegen die Overlay-Terminals in unterschiedlichen Zellen des Hauptsystems, muß die gemeinsame Schnittmenge der Belegungsvektoren festgestellt werden. Die nicht verwendeten Unterträger können dann für die Kommunikation mit einem Overlay-Terminal in einer weiteren Zelle verwendet werden, sofern sich eine entsprechende Anzahl von gemeinsamen Unterträgern ergibt.

## 5 Zusammenfassung

In diesem Bericht zum Abschluß des ersten Projektjahres von TAKOKO werden die (Zwischen-)Ergebnisse aus den bisher behandelten Arbeitspaketen vorgestellt.

In Arbeitspaket 1 wurden drei Frequenzbänder ausgewählt, in denen zusätzlich zu einem bereits existierenden Hauptsystem ein Overlay-System installiert werden kann. Die Ergebnisse dieser Untersuchungen wurden bereits im ersten Technischen Bericht vorgestellt und konnten daher in diesem Bericht als Grundlage für weitere Untersuchungen am Sender des Overlay-System und für die Entwicklung des MAC Protokolls verwendet werden.

Zu den Aufgaben in Arbeitspaket 2 gehörten die Detektion der Frequenzlücken in AP 2.1, die in Kapitel 2 behandelt worden ist, sowie die Störminimierung auf das Hauptsystem, mit der sich Kapitel 3 beschäftigt. Der Schwerpunkt des 2. Kapitels liegt in der Optimierung des Aufwands für die Signalisierung der verwendeten Spektrumsbelegung zwischen Sender und Empfänger des Overlay-Systems. Die Untersuchungen haben gezeigt, daß im Empfänger des Overlay-Systems eine gewisse Ungenauigkeit des Belegungsvektors akzeptiert werden kann, so daß der Overlay-Sender nicht jede Änderung in der Spektrumsbelegung an den Empfänger übertragen muß. Damit können die Übermittlungshäufigkeit des Belegungsvektors und gleichzeitig der Signalisierungsaufwand erheblich reduziert werden. In Kapitel 3 werden sowohl bekannte als auch neu entwickelte Verfahren zur Minimierung der Störungen auf das Hauptsystem vorgestellt. Simulationsergebnisse haben beispielhaft für das VHF-Szenario gezeigt, daß die strengen Anforderungen an die Unterdrückung der OFDM-Sidelobes mit einer Kombination aus Fensterung und Cancellation Carrier erfüllt werden können. Damit kann garantiert werden, daß die Übertragung im Hauptsystem nicht durch das Overlay-System beeinträchtigt wird.

Die ersten Zwischenergebnisse zu AP 4, das sich mit der MAC-Schicht befaßt, werden in Kapitel 4 vorgestellt. Eine besondere Herausforderung bei der Auslegung der MAC-Schicht stellt die Vereinbarung der zur Übertragung im Overlay-System verwendeten Träger dar. Dies ist besonders kritisch, wenn Overlay-Sender- und Empfänger eine unterschiedliche Spektrumsbelegung erkennen und somit ei-

## *5 Zusammenfassung*

ne Schnittmenge beider Belegungsvektoren bilden müssen, um eine störungsfreie Übertragung zu gewährleisten.

Die endgültigen Ergebnisse zu den einzelnen Arbeitspaketen werden in den Abschlußberichten zum jeweiligen Arbeitspaket zusammengefaßt, die am Ende des zweiten Projektjahres fällig sind.

## 6 Veröffentlichungen

Die folgenden Veröffentlichungen sind im Rahmen von TAKOKO entstanden:

U. Berthold, S. Brandes, M. Schnell and F.K. Jondral, "Performance of OFDM-CDMA Overlay Systems Considering Inaccurate Allocation Vectors," in *Proc. of 10th International OFDM Workshop*, Hamburg, Germany, August 2005.

U. Berthold, Friedrich K. Jondral, "Generalized System Model of an Overlay Environment," accepted for publication at *2005 Software Defined Radio Forum Technical Conference (SDR '05)*, Orange County, CA, USA, November 2005.

S. Brandes and M. Schnell, "Sidelobe Suppression with Cancellation Carriers for OFDM Based Overlay Systems," in *Proc. of 10th International OFDM Workshop*, Hamburg, Germany, August 2005.

S. Brandes, I. Cosovic and M. Schnell, "Sidelobe suppression in OFDM systems by insertion of cancellation carriers," in *Proc. of IEEE 62nd Semiannual Vehicular Technology Conference (VTC Fall '05)*, Dallas, TX, USA, September 2005.

S. Brandes, I. Cosovic and M. Schnell, "Reduction of Out-of-Band Radiation in OFDM Based Overlay Systems," submitted to *IEEE Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN 2005)*, Baltimore, MD, USA, November 2005.

I. Cosovic, S. Brandes, M. Schnell and B. Haindl, "Physical Layer Design for a Broadband Overlay System for ATC communications in the VHF Band," in *24th Digital Avionics Systems Conference (DASC 2005)*, Washington D.C., USA, October 2005.

I. Cosovic, S. Brandes and 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.

## 6 Veröffentlichungen

Piotr Rykaczewski, Jörg Brakensiek, Friedrich K. Jondral, “Decision Directed Methods of I/Q Imbalance Compensation in OFDM Systems”, in *Proceedings of the IEEE 60th Vehicular Technology Conference (VTC F’04)*, 26-29 September 2004, Los Angeles, CA, USA.

J. Schwarz and S. Brandes, “Leakage Compensation in an OFDM Overlay System for DSB-AM Aircraft Radio,” in *Proc. of 10th International OFDM Workshop*, Hamburg, Germany, August 2005.

Timo Weiss, Stephan Maas, Friedrich K. Jondral, “Bandwidth-based Handoff Algorithms for Spectrum Pooling Systems”, in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS) 2004*, 20-22 September, Port Louis, Mauritius.

Timo Weiss, Marcus Spiering, Friedrich K. Jondral, “Quality of Service in Spectrum Pooling Systems”, in *Proceedings of the 15th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC) 2004*, 5-8 September, Barcelona, Spain.