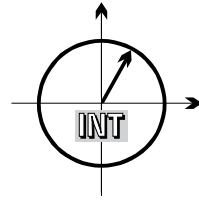


■ *Forschungsberichte aus dem  
Institut für Nachrichtentechnik  
der Universität Karlsruhe (TH)*



■ Martin Henkel

**Architektur eines  
DRM-Empfängers und  
Basisbandalgorithmen für  
Frequenzakquisition und  
Kanalschätzung**

Copyright:            Institut für Nachrichtentechnik  
                              Universität Karlsruhe (TH), 2008

Druck:                 Industrie Print Service GmbH  
                              Prittwitzstraße 10, 89075 Ulm

ISSN:                 1433-3821

Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik  
der  
Universität Karlsruhe (TH)

---

Herausgeber: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- Band 1      Marcel Kohl  
**Simulationsmodelle für die Bewertung von Satelliten-  
übertragungsstrecken im 20/30 GHz Bereich**
- Band 2      Christoph Delfs  
**Zeit-Frequenz-Signalanalyse: Lineare und quadratische  
Verfahren sowie vergleichende Untersuchungen zur Klas-  
sifikation von Klaviertönen**
- Band 3      Gunnar Wetzker  
**Maximum-Likelihood Akquisition von Direct Sequence  
Spread-Spectrum Signalen**
- Band 4      Anne Wiesler  
**Parametergesteuertes Software Radio für Mobilfunksys-  
teme**
- Band 5      Karl Lütjen  
**Systeme und Verfahren für strukturelle Musteranalysen  
mit Produktionsnetzen**
- Band 6      Ralf Machauer  
**Multicode-Detektion im UMTS**
- Band 7      Gunther M. A. Sessler  
**Schnell konvergierender Polynomial Expansion Multiu-  
ser Detektor mit niedriger Komplexität**
- Band 8      Henrik Schober  
**Breitbandige OFDM Funkübertragung bei hohen Teil-  
nehmergeschwindigkeiten**

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik  
der  
Universität Karlsruhe (TH)**

---

Herausgeber: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

- Band 9      Arnd-Ragnar Rhiemeier  
**Modulares Software Defined Radio**
- Band 10     Mustafa Mengüç Öner  
**Air Interface Identification for Software Radio Systems**
- Band 11     Fatih Çapar  
**Dynamische Spektrumverwaltung und elektronische  
Echtzeitvermarktung von Funkspektren in Hotspotnetzen**
- Band 12     Ihan Martoyo  
**Frequency Domain Equalization in CDMA Detection**
- Band 13     Timo Weiß  
**OFDM-basiertes Spectrum Pooling**
- Band 14     Wojciech Kuropatwiński-Kaiser  
**Messung von MIMO-Kapazitäten mit einem auf GSM-Komponenten basierendem Demonstrator**
- Band 15     Piotr Rykaczewski  
**Kompensierung hochfrequenzbedingter I/Q-Fehler in  
Software Defined Radio**
- Band 16     Michael Eisenacher  
**Kompensierung der stochastischen Eigenschaften von  
Ultra-Wideband-Signalen**

**Forschungsberichte aus dem Institut für Nachrichtentechnik  
der  
Universität Karlsruhe (TH)**

---

Herausgeber: Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

Band 17    Clemens Klöck  
**Auction-based Medium Access Control**

Band 18    Martin Henkel  
**Architektur eines DRM-Empfängers und Basisbandalgorithmen zur Frequenzakquisition und Kanalschätzung**



# Vorwort des Herausgebers

Für das Jahr 2010 ist in Deutschland die Abschaltung des analogen Fernsehens vorgesehen. Digitale Verfahren, wie Digital Video Broadcast (DVB), liefern qualitativ bessere Signale und nutzen die (wertvolle) Frequenzressource effizienter als die analoge Übertragung. Hieraus resultiert z.B. die "digitale Dividende", die es (nach einem Beschluss der World Radio Conference 2007) gestattet, ab dem Jahr 2012 den Frequenzbereich zwischen 790 und 862 MHz auch für bidirektionale Dienste (Mobilfunk) zu öffnen. Im Audio Rundfunkbereich arbeiten digitale Übertragungsverfahren, z.B. Digital Audio Broadcast (DAB), ebenfalls effizienter als die im Betrieb befindlichen Analogverfahren (Amplitudenmodulation auf der Lang-, Mittel- und Kurzwelle; Frequenzmodulation im Ultrakurzwellenband).

Die vorliegende Arbeit ist in ihren wesentlichen Teilen der Einführung der digitalen Übertragungstechnik in der Kurzwelle<sup>1</sup> (148,5 kHz - 27 MHz) und damit dem *Digital Radio Mondiale* (DRM) gewidmet. Der zu konzipierende Empfänger soll aber darüber hinaus dazu in der Lage sein, amplitudenmodulierte Signale (AM) im Mittelwellenbereich (526,5 kHz - 1606,5 kHz), frequenzmodulierte Signale (FM) im Ultrakurzwellenbereich und DAB (174 MHz - 230 MHz, 1452 MHz - 1492 MHz) zu empfangen.

DRM ist ein Kurzwellenrundfunksystem. Das heißt es muss mit allen Unwägbarkeiten dieses Mediums (Reflexion, Brechung, Mehrwegeausbreitung, Fading, Doppler usw.) auskommen. Daher wird als Übertragungsverfahren Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) eingesetzt. OFDM ist (durch die Einführung von Schutzintervallen) besonders geeignet, um Inter Symbol Interferenzen (ISI) in ihrer Wirkung zu unterdrücken. Allerdings ist es dazu wichtig, den Empfänger bezüglich der Frequenz genau zu synchronisieren und eine geeignete adaptive Kanalschätzung durchzuführen.

Die Aufgabe der vorliegenden Dissertation besteht darin, eine Multistandard-Empfängerarchitektur für AM-, FM-, DAB- und DRM-Signale und Algorithmen zur Synchronisierung und für die Kanalschätzung in DRM-Empfängern anzugeben, mit Simulationen und durch ein Labormuster eines DRM-Empfängers zu verifizieren und die erhaltenen Ergebnisse zu bewerten.

Die vorliegende Dissertation *Architektur eines DRM-Empfängers und Basisbandalgorithmen für Frequenzakquisition und Kanalschätzung* enthält folgende Beiträge zum Fortschritt von Technik und Wissenschaft:

---

<sup>1</sup>Das Band 148,5 kHz - 27 MHz umfasst Teile des Langwellenbereichs (30 kHz - 300 kHz), den Mittelwellenbereich (300 kHz - 3 MHz) und Teile des Kurzwellenbereichs (3 MHz - 30 MHz). Vereinfachend wird dieser Frequenzbereich hier als Kurzwelle bezeichnet

- Es wird eine Multi-Band, Multi-Standard Empfängerarchitektur für Rundfunksignale (AM, FM, DAB, DRM) angegeben und realisiert
- Ein neues Verfahren zur Frequenzsynchronisation in OFDM-Übertragungen, das den aus der Literatur bekannten Verfahren überlegen ist, wird dargestellt und implementiert
- Kanalschätzverfahren für OFDM-Empfänger werden für den DRM-Empfang verglichen und bewertet

Die Anfertigung der Dissertation von Herrn Martin Henkel wurde im Wesentlichen von Herrn Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Schroer an der Hochschule Ulm betreut und an der Universität Karlsruhe (TH) von mir begleitet.

Karlsruhe, im Mai 2008

Friedrich Jondral



# Architektur eines DRM-Empfängers und Basisbandalgorithmen für Frequenzakquisition und Kanalschätzung

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

von der Fakultät für  
Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Universität Fridericiana Karlsruhe

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Ing.(FH) Martin Henkel

aus

Memmingen

Tag der mündlichen Prüfung:

27.05.2008

Hauptreferent:

Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. habil. Klaus Dostert

Korreferent:

Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Schroer



# Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Angewandte Forschung der Hochschule Ulm. Mein größter Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Schroer der mich durch seine Art Wissen effektiv anzuwenden für den aufwändigen Weg der Promotion begeistert hat. Nicht zuletzt seiner Gabe als Motivator ist es zu verdanken, dass diese Arbeit zu einem erfolgreichen Abschluss kam.

Weiterhin bedanke ich mich sehr herzlich bei Herrn Prof. Dr. rer. nat. Friedrich Jondral der aufgrund seiner Begeisterung für die Kurzwelle und durch die Bekanntschaft mit Prof. Schroer die Funktion des Doktorvaters übernommen hat. Er war auch die entscheidende Person bei der Beseitigung sämtlicher Stolpersteine während des nicht ganz unkomplizierten Eignungsfeststellungsverfahrens. Ebenso danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. habil Klaus Dostert aus Karlsruhe für die Übernahme des Korreferats und seine umfassenden Korrekturhilfen.

Durch die Zusammenarbeit der Hochschule Ulm mit dem Design Center der Atmel Germany GmbH am Standort Ulm war es möglich, Erkenntnisse dieser Arbeit auf einem Demonstrator umzusetzen und funktional zu verifizieren. Mein besonderer Dank gilt hierbei dem Standortleiter Herrn Dipl.-Ing. Werner Brugger für anregende Diskussionen und für seine zahlreichen Kontakte die zur Lösung von vielen kleinen und großen Problemen beigetragen haben. Weiterhin bedanke ich mich bei allen Kollegen aus der Gruppe "Digital-Radio" für ihre Unterstützung während der Erstellung dieser Arbeit.

Bei Herrn Christoph Schilling bedanke ich mich für die tatkräftige Unterstützung bei der Erarbeitung und Umsetzung des Kapitels zur Kanalschätzung. Bei Herrn Helmut Alders bedanke ich mich für die angenehme Arbeitsatmosphäre an der Hochschule Ulm und für seine Unterstützung bei jeglichen Computer Problemen.

Nicht zuletzt gilt der Dank meinen Eltern Brigitte und Dietger Henkel, die mir während des Studiums, der Dissertation und im Laufe meiner beruflichen Tätigkeit stets den familiären Rückhalt gegeben haben.



# Zusammenfassung

Drahtlose Kommunikation hat an Bedeutung enorm zugenommen und findet nicht nur im industriellen Umfeld Verwendung, sondern nimmt Einfluss auf das tägliche Leben. Durch die schnelle technische Weiterentwicklung und den damit einhergehenden Preisverfall für Produkte aus dem Bereich der EDV und Unterhaltungselektronik werden die Anforderungen an die Leistungs- und die Kommunikationsfähigkeit von Endgeräten immer höher. Die notwendige Übertragungskapazität wird in vielen Fällen durch den Übertragungsstandard *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) realisiert. Für die mobile Kommunikation wird OFDM bei den Standards WLAN (IEEE 802.11), Hiperlan/2 und WiMAX (IEEE 802.16a/e) eingesetzt. Die eigentliche Pionierarbeit für die Realisierung eines OFDM-Netzwerks wurde beim terrestrischen Rundfunksystem *Digital Audio Broadcasting* (DAB), zu Beginn der neunziger Jahre, geleistet. Basierend auf den Erkenntnissen folgte *Digital Video Broadcasting Terrestrial* (DVB-T) für die terrestrische Fernsehübertragung.

1998 schlossen sich Rundfunk-Sendebetreiber zusammen, um für den Frequenzbereich von 300 kHz - 30 MHz ein Rundfunksystem mit dem Namen *Digital Radio Mondiale* zu definieren. Um im Konkurrenzkampf mit der Vielfalt weiterer Rundfunksysteme bestehen zu können, ist es notwendig leistungsfähige und vor allem kostengünstige Empfänger zu entwickeln. In vielen Situationen wird es sinnvoll sein, DRM gemeinsam mit den Standards DAB oder FM in einem Endgerät anzubieten.

Diese Arbeit stellt eine mögliche Architektur für einen Multi-Standard-Rundfunkempfänger (MSR) vor und beschäftigt sich mit der Realisierung des DRM-Empfängerteils. Hierbei liegt der Schwerpunkt auf der für OFDM-Systeme sehr wichtigen Frequenzsynchronisation. Um eine für Rundfunkgeräte erforderliche schnelle Dekodierung des Datenstroms zu ermöglichen, wird die Frequenzsynchronisation in zwei Funktionsblöcke, Akquisition und Tracking unterteilt. Aufgrund des kohärenten Modulationsverfahrens ist im Empfänger eine Kanal-Schätzung und -Entzerrung zwingend notwendig.

Hierzu werden verschiedene Methoden auf die DRM-spezifischen Signalformate angepasst und hinsichtlich ihrer Leistungsfähigkeit und des notwendigen Implementierungsaufwands in der gewählten Empfängerarchitektur verglichen. Alle Überlegungen werden durch eine System-Simulation und die Validierung auf einer Hardware-Plattform bestätigt.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Der Funkkanal</b>	<b>5</b>
2.1	Wellenausbreitung und Schichtenmodell . . . . .	5
2.1.1	Die Erdatmosphäre . . . . .	6
2.1.2	Ionisation innerhalb der Atmosphäre . . . . .	7
2.1.3	Wellenausbreitung . . . . .	10
2.2	Funkkanal bei DRM . . . . .	15
2.3	Mathematisches Modell des Kanals . . . . .	17
2.3.1	Darstellung im Basisband . . . . .	18
2.3.2	Stochastisches Kanalmodell . . . . .	23
2.3.3	Kanalmodellierung . . . . .	24
<b>3</b>	<b>DRM Standard und Modellierung</b>	<b>29</b>
3.1	OFDM-Übertragung . . . . .	30
3.1.1	Systembeschreibung . . . . .	30
3.1.2	Mathematische Beschreibung . . . . .	31
3.1.3	Vor- und Nachteile bei OFDM-Systemlösungen . . . . .	36
3.2	Der Systemstandard DRM . . . . .	37
3.2.1	Übertragungsmodi . . . . .	39
3.2.2	Kanalcodierung und Modulation . . . . .	43
3.2.3	Pilotstruktur . . . . .	45
<b>4</b>	<b>DRM Empfänger-Plattform</b>	<b>49</b>
4.1	Analoges Front-End . . . . .	50
4.1.1	Direct Sampling . . . . .	51
4.1.2	Homodyn-Konzept . . . . .	52
4.1.3	Heterodyn-Konzept . . . . .	53

4.2	Analog-Digital Wandler . . . . .	55
4.3	Digitales Front-End . . . . .	56
4.4	Realisierte Empfänger-Plattform . . . . .	57
4.4.1	Realisiertes analoges Front-End . . . . .	57
4.4.2	Auswahl des AD-Wandlers . . . . .	62
4.4.3	Realisiertes digitales Front-End . . . . .	64
4.4.4	Partitionierung und Basisband-Prozessor . . . . .	68
<b>5</b>	<b>DRM Basisband Algorithmen</b>	<b>75</b>
5.1	Systemmodell und Störgrößen . . . . .	76
5.2	Frequenzsynchronisation . . . . .	82
5.2.1	Prinzip der Frequenzsynchronisation . . . . .	82
5.2.2	Genauigkeitsanforderung für DRM . . . . .	83
5.2.3	Algorithmen zur Schätzung des Frequenzoffsets . . . . .	84
5.2.4	Ergebnisse . . . . .	97
5.3	Kanalschätzung . . . . .	105
5.3.1	Grundlage der Kanalschätzung . . . . .	107
5.3.2	Verfahren zur Kanalschätzung . . . . .	113
5.3.3	Ergebnisse . . . . .	121
<b>A</b>	<b>Doppler-Spread Rauschprozess</b>	<b>131</b>
<b>B</b>	<b>Integral über e-Funktion</b>	<b>135</b>
	<b>Abkürzungen, Notationen und Formelzeichen</b>	<b>137</b>
	Verwendete Formelzeichen . . . . .	137
	Abkürzungsverzeichnis . . . . .	144
	Verwendete Notationen . . . . .	148
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>149</b>
	<b>Lebenslauf</b>	<b>155</b>



# Kapitel 1

## Einleitung

Mehr als hundert Jahre nach der ersten Funkübertragung und über fünfzig Jahre nach der Einführung von UKW zeichnet sich mit der Digitalisierung ein Quantensprung in der Entwicklung des Rundfunks ab. Das System des analogen UKW-Radios besteht schon mehrere Jahrzehnte ohne wesentliche Veränderungen, während in anderen Bereichen der Kommunikation viele neue Techniken entstanden (ISDN, xDSL, GSM,...).

Die Verbreitung von Radioprogrammen über UKW stößt an ihre Grenzen. Die Frequenzen werden angesichts der Vielzahl von Anbietern knapp. Die Empfangsqualität kann mit der Entwicklung im Bereich der digitalen Aufnahmetechniken nicht mehr Schritt halten. Zudem können neue Funk- bzw. Fernmeldeangebote mit FM nur sehr beschränkt übertragen werden. Als Lösung bietet sich heute digitales Radio an, d.h. digitale Systeme zur terrestrischen Übertragung von Daten aller Art.

Seit der Definition des Rundfunkstandards *Digital Audio Broadcasting* (DAB) Ende der achtziger Jahre ist es möglich, nicht nur Audioinformationen mit hoher Qualität sondern auch programmbegleitende Informationen kostenfrei zu empfangen. Der Vielfalt an Anwendungen, wie z.B. Slideshows, Verkehrsinformationen und Video-Datenströmen sind hierbei keine Grenzen gesetzt.

Nach dem großen Erfolg des Übertragungsverfahrens *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) bei der Realisierung von DAB wurden weitere Standards für die terrestrische Übertragung von Rundfunk- und Fernsehsignalen definiert.

Das DRM-Projekt wurde im September 1996 bei einem informellen Treffen einiger großer internationaler Rundfunkanstalten in Paris aus der Taufe gehoben. Vertreten waren Radio France Internationale, TéléDiffusion de France, Deutsche Welle, Voice of America, Telefunken (neu: Transradio) und Thomcast (neu: THOMSON Broadcast & Multimedia). Die offizielle Gründung erfolgte am 5. März 1998 in Guangzhou, Volksrepublik China. Ziel des DRM-Projekts war die Nutzung von Frequenzbändern, die mit konventio-

neller analoger Rundfunkübertragung keine akzeptable Qualität zulassen.

Die verwendeten Frequenzbereiche von 30 kHz - 30 MHz zeichnen sich durch spezifische Übertragungseigenschaften aus, die sich wesentlich von denen höherfrequenter Systeme, z.B. DAB unterscheiden. Als Kanal-Szenarien fanden sie Eingang in den DRM-Standard. Der Beschreibung der Ausbreitungsbedingungen über Lang-, Mittel- und Kurzwelle ist daher der erste Teil dieser Arbeit gewidmet. Viele Erkenntnisse, bereits aus den Anfängen der Funkkanalanalyse [45],[41],[14], fließen hierbei in den Aufbau eines mathematischen Kanalmodells ein, das zur Entwicklung und zum Test von Algorithmen eines digitalen Empfängers eingesetzt wird.

Neben einigen PC-basierten Realisierungen von DRM-Empfängern [5],[7],[15] gibt es z.Z. nur wenige Hardwareplattformen, die zur Demodulation von DRM-Signalen geeignet sind. Hierbei handelt es sich zumeist um teure DSP- oder FPGA-basierte Funktionsmuster. Rundfunkempfänger sind jedoch Produkte eines Massenmarktes. Wirtschaftliche Überlegungen erzwingen den Einsatz von Techniken und Technologien, die den Bau preisgünstiger Empfänger ermöglichen. Die Verwendung billiger Bauelemente, insbesondere analoger Komponenten ist erforderlich. Dies hat, wie gezeigt wird, unmittelbar Einfluss auf die für OFDM-Systeme essentielle Synchronisation und stimulierte die Entwicklung besonders robuster, fehlertoleranter Synchronisationsalgorithmen. Zukünftige Rundfunkempfänger müssen - auch dies ist das Ergebnis wirtschaftlicher Überlegungen - nicht nur DRM, sondern alle üblichen Rundfunkstandards, insbesondere DAB und FM-Analog empfangen können. Daher war es das Ziel dieser Arbeit, eine Empfänger-Architektur für den Empfang von DRM-Signalen zu entwerfen, die auf weitere Rundfunk-Systemstandards ausbaubar ist. Dies erfordert neben dem Entwurf eines geeigneten Front-Ends insbesondere die Partitionierung von Hardware und Algorithmen in DRM-spezifische und für andere Standards geeignete Komponenten.

Die hier vorgelegte Arbeit konzentriert sich auf die DRM-Anteile, berücksichtigt aber insbesondere beim Hardware-Entwurf die Erweiterung auf andere Standards. Es werden neue DRM-spezifische Algorithmen zur Synchronisation und Kanalschätzung entwickelt und mit den aus der Literatur bekannten Verfahren verglichen. Mit einem Simulationsmodell wird zunächst die Leistungsfähigkeit der entwickelten Algorithmen getestet. Die Gesamtfunktion des Empfängers, insbesondere die Implementierung der Algorithmen wird mit einem Hardware-Prototypen verifiziert.

Die vorliegende Arbeit ist wie folgt gegliedert:

Die besonderen Ausbreitungsmechanismen im unteren Frequenzbereich machen es notwendig, im Kapitel 2 die physikalischen Eigenschaften des Funkkanals zu beschreiben und zu analysieren. Die Umsetzung in ein Simulationsmodell zur Beschreibung der Übertragung als Teil der Gesamt-System-Simulation wird vorgestellt.

Kapitel 3 fasst die wesentlichen Grundzüge eines OFDM-Systems, die für die Arbeit notwendig sind, zusammen. Darauf aufbauend wird der DRM-Systemstandard [4] mit den wesentlichen Systemparametern vorgestellt.

Da die Entwicklung eines Endgeräts für nur einen Systemstandard wenig sinnvoll erscheint, wird in Kapitel 4 eine mögliche Systemarchitektur für einen Multi-Standard-Rundfunkempfänger vorgestellt. Hierbei werden verschiedene Front-End-Konzepte diskutiert. Anforderungen an die Partitionierung und die Realisierung der nachfolgenden Basisband-Hardware werden beschrieben.

In Kapitel 5 wird die Frequenzsynchronisation und die Kanalschätzung innerhalb eines OFDM-Empfängers beschrieben. Ein neuartiges Verfahren zur schnellen Frequenz-Offset-Schätzung eignet sich zur Detektion von DRM-Signalen bei einem Suchlauf durch den kompletten Frequenzbereich. Eine Kanalschätzung ist notwendig, um die gravierenden, im DRM-Standard beschriebenen, Multipath-Effekte auszugleichen. Daher werden Algorithmen zur Kanalschätzung vorgestellt, die auf die DRM-spezifischen Signalformate angepasst wurden.

Der Nachweis der Implementierbarkeit der vorgestellten Architektur sowie der Algorithmen erfolgt mit einem zusammenfassend vorgestellten Empfänger-Prototypen.



# Kapitel 2

## Der Funkkanal

Aufgrund der geringen Nutzung des Funkkanals für die Übermittlung von Informationen in den LW-, MW- bzw. KW-Bändern und der Besonderheiten bei der Ausbreitung von Wellen innerhalb der Ionosphäre, beschreibt dieses Kapitel die physikalischen und systemtheoretischen Eigenschaften des Funkkanals.

Im Vergleich zu den wohl weitaus bekannteren Mobilfunksystemen der 2. Generation (GSM) bzw. 3. Generation (UMTS) arbeitet DRM mit wesentlich größeren Wellenlängen. Hierbei kann die Funkwellenausbreitung auch durch Reflexionen an der Ionosphäre (Raumwellen) stattfinden, was wesentlich höhere Reichweiten zur Folge hat.

Die mathematische Beschreibung bildet die Grundlage für die Implementierung des Kanalmodells innerhalb der Simulationsumgebung. Sie dient zur Verifikation der in dieser Arbeit dargestellten Algorithmen.

### 2.1 Wellenausbreitung und Schichtenmodell

Die Signalübertragung nach dem DRM-Standard findet im Frequenzbereich von 30 kHz bis 30 MHz statt. Dies entspricht großen Wellenlängen zwischen 10 km und 10 m, welche für die angestrebten hohen Reichweiten von Vorteil sind. Der Bereich umfasst die klassischen Frequenzbänder LW (Langwelle), MW (Mittelwelle) und KW (Kurzwelle). Der Kurzwellen (HF) Bereich wird nochmals in so genannte Sub-Bänder nach Tabelle 2.1 unterteilt.

In der Funktechnik findet die Übertragung von Informationen mit Hilfe elektromagnetischer Wellen statt. Bei der Übertragung in dem verwendeten Frequenzbereich kann zwischen der Ausbreitung mittels Boden- und Raumwellen unterschieden werden. Hohe Reichweiten werden durch Reflexionen der Wellen an der Ionosphäre möglich. Bestimmend hierfür sind die Eigenschaften der Atmosphäre, welche im Folgenden näher beschrieben werden.

Langwelle		153 - 279 kHz
Mittelwelle		500 - 1600 kHz
Kurzwelle	120-Meter-Band	2300 - 2495 kHz
	90-Meter-Band	3200 - 3400 kHz
	75-Meter-Band	3900 - 4000 kHz
	60-Meter-Band	4750 - 5060 kHz
	49-Meter-Band	5900 - 6200 kHz
	41-Meter-Band	7100 - 7350 kHz
	31-Meter-Band	9400 - 9990 kHz
	25-Meter-Band	11600 - 12100 kHz
	22-Meter-Band	13570 - 13870 kHz
	19-Meter-Band	15100 - 15800 kHz
	16-Meter-Band	17480 - 17900 kHz
	15-Meter-Band	18900 - 19020 kHz
13-Meter-Band	21450 - 21750 kHz	
11-Meter-Band	25600 - 26100 kHz	

**Tabelle 2.1** Unterteilung des benutzten Frequenzbereiches

### 2.1.1 Die Erdatmosphäre

Der Aufbau der Erdatmosphäre kann hinsichtlich mehrerer Parameter unterschieden werden. Für diese Arbeit stellt der Grad der Elektronendichte, innerhalb der verschiedenen Schichten den wesentlichen Differenzierungsfaktor dar. Um die Einordnung der Schichten zu vereinfachen, wird die Atmosphäre vorab anhand des Temperaturprofils beschrieben.

Die Atmosphäre der Erde reicht bis in eine Höhe von 2000 bis 3000 km und geht kontinuierlich in den luftleeren Weltraum über. Sie kann in fünf wesentliche Zonen unterteilt werden: Troposphäre, Stratosphäre, Mesosphäre, Thermosphäre und Exosphäre. Prinzipiell könnte man erwarten, dass beginnend von der Erdoberfläche die Temperatur kontinuierlich sinkt (auf dem Berg ist es bekanntlich meist kühler als im Tal). Falls Moleküle innerhalb einer Schicht einen Teil der Sonnenstrahlung absorbieren, kann sich der Temperaturgradient in diesem Bereich jedoch auch umkehren.

Die Troposphäre reicht bis in eine Höhe von etwa 11 km. Sie ist für das Wettergeschehen auf der Erde verantwortlich. Die Temperatur nimmt von der Erdoberfläche beginnend konstant mit ca. 6 bis 8°C je 1000 Höhenmeter ab, bis am oberen Ende der Schicht etwa eine Temperatur von -50°C erreicht wird. Die Troposphäre kann bei der Ausbreitung von Wellen im Bereich von

UHF (1 ... 0,1m) eine wesentliche Rolle spielen.

Oberhalb der Troposphäre befindet sich, bis in eine Höhe von ca. 50 km, die Stratosphäre. Innerhalb der Stratosphäre ist auch die Ozonschicht angesiedelt, die die ultraviolette (UV) Strahlung der Sonne herausfiltert. Diese Filterung ist gleichbedeutend mit der Absorption von Energie, was zu einer Erwärmung führt. Im Bereich von 11 - 20 km bleibt die Temperatur nahezu konstant und steigt dann, abhängig von der Jahreszeit (Intensität der Sonnenstrahlung), wieder bis auf 0°C an. Das Filtern der UV-Strahlung führt auch dazu, dass unterhalb der Stratosphäre der Grad der Ionisation gering ist und keine Auswirkung auf die Ausbreitung von elektromagnetischen Wellen hat. Das Prinzip bzw. die Ausprägung der Ionisation innerhalb der Atmosphäre wird in Kapitel 2.1.2 näher beschrieben.

Innerhalb der Mesosphäre (50 - 80 km) fällt die Temperatur bis auf etwa -100°C ab.

Für die Thermosphäre (85 - 500 km) werden oftmals Temperaturen von mehr als 1000°C angegeben. Im Vergleich zur Erdoberfläche ist die Massendichte an Molekülen sehr gering ( $< 10^{-6} \frac{kg}{m^3}$ ), wodurch die Anzahl der Stöße, bei denen ein Energieübertrag stattfindet, sehr niedrig ausfällt. Somit stellt die Angabe der Temperatur eher einen Wert für die Molekülenergie dar. Innerhalb der Thermosphäre absorbieren Stickstoff und Sauerstoff extrem kurzwelliges und energiereiches Ultraviolett-Licht der Sonne wodurch es zu einer Ionisierung kommen kann [57].

Die Exosphäre schließt sich je nach Definition in 500 - 1000 km Höhe an. Hier ist der Druck bereits so niedrig, dass von einem Vakuum gesprochen werden kann.

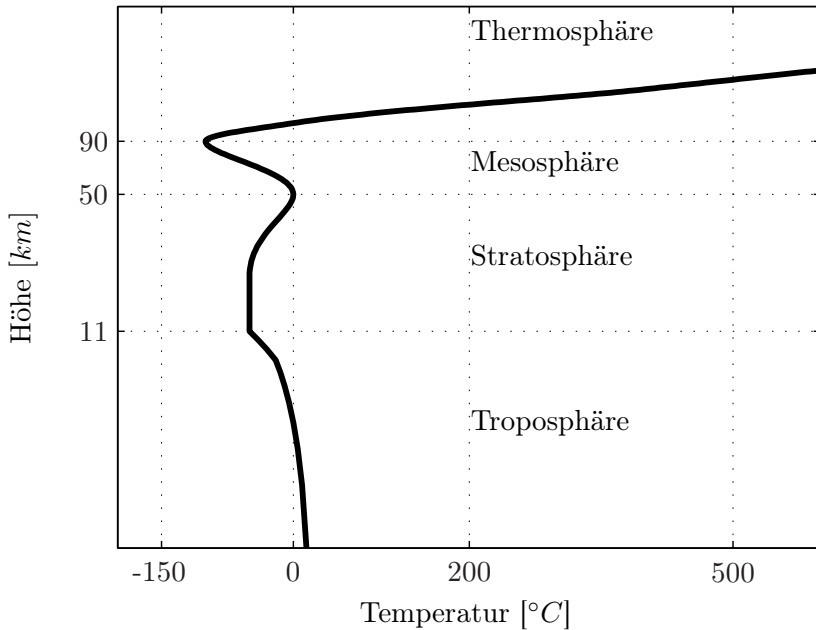
Bild 2.1 stellt den Temperaturverlauf innerhalb der Atmosphäre dar.

## 2.1.2 Ionisation innerhalb der Atmosphäre

Bei der Übertragung von Informationen mit Hilfe von elektromagnetischen Wellen im Bereich von etwa 1 MHz bis 30 MHz, spielt der Ionisationsgrad der Atmosphäre für die Ausbreitungsbedingungen eine entscheidende Rolle. Die Atmosphäre gliedert sich diesbezüglich in drei Bereiche.

Der Bereich von der Erdoberfläche bis hin zu einer Höhe von etwa 80 km wird als Neutrosphäre bezeichnet. Da dieser Teil unterhalb der Ozonschicht liegt, ist die Intensität der UV-Strahlung gering und somit eine Ionisation, die zur Reflexion von elektromagnetischen Wellen führt, nicht vorhanden.

Ab einer Höhe von ca. 1000 km spricht man von der sog. Protonosphäre.



**Bild 2.1** Temperaturprofil innerhalb der Atmosphäre nach [52]

Der Grad der Ionisation in diesem Bereich ist sehr hoch, allerdings spielt sie aufgrund der geringen Moleküldichte für die Reflexion von Radiowellen im betrachteten Frequenzbereich keine Rolle.

Zwischen Neutrosphäre und Protonosphäre liegt die Ionosphäre (80 km - 800 km), deren Eigenschaften entscheidend für die Signalübertragung bei DRM sind.

Die Ionosphäre enthält im Wesentlichen Sauerstoff, Stickstoff, Wasserstoff und Helium. Durch UV-Strahlung der Sonne werden den Gasmolekülen Elektronen entzogen. Es liegen somit negativ geladene freie Elektronen und positiv geladene Atomkerne (Ionen) vor. Beispielhaft lässt sich für molekularen Sauerstoff, welcher überwiegend in den untersten Schichten der Ionosphäre vorkommt, der Ionisationsvorgang wie folgt beschreiben:





$W$  ist die Ionisationsenergie, die zur Ionisierung notwendig ist.  $e^-$  bezeichnet das freigesetzte Elektron. Nimmt die Sonnenintensität nachts ab, rekombinieren die freien Elektronen und die Ionen zu elektrisch neutralen Molekülen.



Die Reflexion bzw. Beugung von elektromagnetischen Wellen innerhalb der Ionosphäre verhält sich nach den Gesetzmäßigkeiten der Optik. Dies bedeutet, dass jeweils an Grenzschichten, die sich durch eine Änderung der Elektronendichte auszeichnen, eine Beugung der elektromagnetischen Welle auftritt. Der Brechungsindex  $n_I$  ist abhängig von der Elektronendichte  $N_e$ , der Lichtgeschwindigkeit  $c_0$ , der Elementarladung  $e$ , der Elektronenmasse  $m_e$  und dem quadratischen Kehrwert der Sendefrequenz  $f_T$  [39],[41].

$$n_I = \sqrt{1 - 4\pi N_e \cdot \frac{c_0^2 e^2}{m_e 4\pi^2 f_T^2}} \quad (2.3)$$

(2.3) lässt sich umformen zu:

$$n_I = \sqrt{1 - \left(\frac{f_{kr}}{f_T}\right)^2} \quad \text{mit} \quad f_{kr} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{4\pi N_e \frac{e^2 c_0^2}{m_e}} \quad (2.4)$$

Da eine Reflexion nur auftreten kann, wenn die Sendefrequenz  $f_T$  größer als die kritische Frequenz  $f_{kr}$  ist, wird der Brechungsindex immer kleiner als 1. Je höher die Sendefrequenz ist, desto geringer ist die Änderung des Brechungsindex, weshalb die Welle auch weniger gebeugt wird. Eine in die Ionosphäre einfallende Welle wird bei Änderung des Brechungsindex vom Einfallslot weg gebrochen und zwar umso stärker, je größer  $N_e$  und je kleiner  $f_T$  ist. Ist die Brechung so stark, dass die Welle die aktuelle Schicht der Ionosphäre nicht mehr durchdringt, sondern zurückläuft, erscheint der Vorgang als Reflexion [46].

Umfangreiche Untersuchungen haben gezeigt, dass die Ionosphäre hinsichtlich der Elektronendichte in vier Schichten unterteilt werden kann [41], [52].

Die D-Region (Höhe 60 - 90 km) bildet für alle betrachteten Frequenzen (größer 3 MHz) kein Reflexionsmedium. Allein die Dämpfung der Schicht ändert sich abhängig von der Tageszeit bzw. Ionisation und der verwendeten Wellenlänge. Dies liegt daran, dass die elektromagnetischen Wellen die Ionen

bzw. freien Elektronen der Schicht zu Schwingungen anregen. Durch diese Bewegungen kommt es zu Kollisionen mit neutralen Luftpartikeln, wobei Schwingungsenergie in Wärme umgewandelt wird. Somit wirkt die D-Region dämpfend. Mit sinkender Wellenlänge nimmt dieser Effekt ab und die Dämpfung wird geringer.

Innerhalb der E-Schicht (90 - 150 km), ursprünglich nach ihrem Entdecker Heaviside Schicht benannt, werden tagsüber Frequenzen unterhalb von ca. 1,5 MHz reflektiert. Die Schicht ändert wie die D-Region ihre Ionisation während der Tageszeit und verschwindet in den Nachtstunden beinahe komplett.

Die F-Schicht lässt sich wiederum in zwei Teilbereiche zerlegen. Die F1-Schicht (170 - 220 km) verhält sich ähnlich wie die E-Schicht und ist nur während des Tages als Reflexionsmedium vorhanden. Aufgrund der geringen Moleküldichte verlangsamt sich der Rekombinationsprozess innerhalb der F2-Schicht (250 - 450 km), wodurch sie ständig präsent ist, d.h. sie wirkt auch nachts als Reflexionsschicht für Kurzwellensignale.

Die F-Schichten sind zeitlich instabil. Ihre Eigenschaften hängen von der tages- bzw. jahreszeitlichen Sonnenaktivität und von lokalen Veränderungen ab.

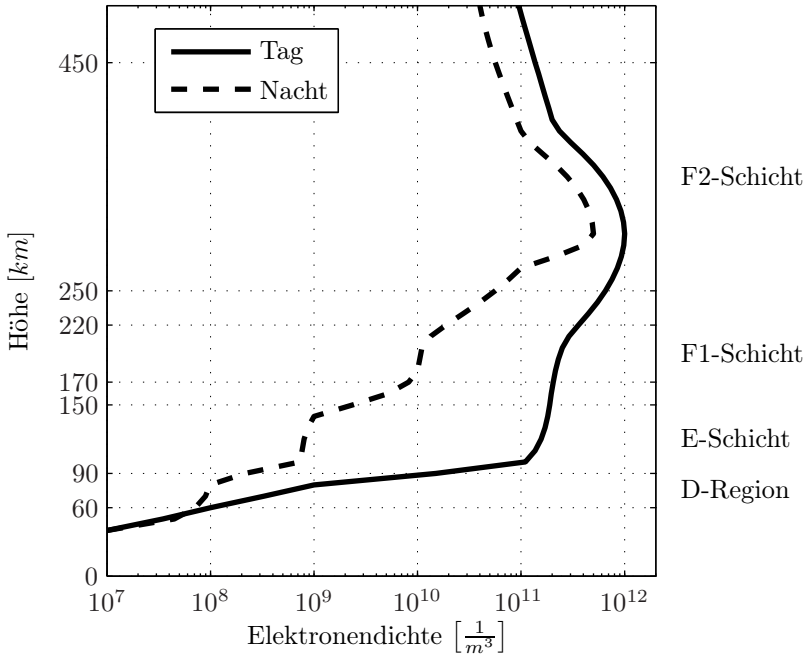
Bild 2.2 zeigt die stark vereinfachte Höhenabhängigkeit der Elektronendichte innerhalb der Ionosphäre.

### 2.1.3 Wellenausbreitung

Bei der Auswahl der Parameter für die Übertragung eines DRM-Signals ist die Distanz zwischen Sender und angestrebtem Zielgebiet der Sendung entscheidend. So kann beispielsweise ein lokaler Sender mit sehr geringer Leistung ein Stadtgebiet im Mittelwellenbereich versorgen (zum Beispiel Berlin). Oder es kann durch hohe Sendeleistung und Frequenzen aus dem Kurzwellenbereich die Versorgung von Gebieten in weit entfernten Ländern sichergestellt werden (z.B. Deutsche Welle).

Abhängig von der Wellenlänge, Antennen-Polarisation bzw. Elevation (Winkel zwischen abgestrahlter Wellenfront und Tangente an die Erdoberfläche), breiten sich elektromagnetische Wellen in zwei verschiedenen Varianten aus [41] und zwar

- als Bodenwelle
- als Raumwelle.



**Bild 2.2** Verlauf der Elektronendichte innerhalb der Ionosphäre nach [46]

Für die Frequenzen aus dem Bereich der Lang- bzw. Mittelwelle ( $< 1,6$  MHz), findet die Ausbreitung tagsüber über die Bodenwelle statt. Hierbei ist die Sendeantenne im Allgemeinen vertikal polarisiert. Die Reichweite für die Signalübertragung wird durch die verwendete Frequenz, die Höhe der Sendeantenne und die Sendeleistung bzw. Leitfähigkeit des Erdbodens zwischen Sender und Empfänger bestimmt. In der Literatur wird für Mittelwelle eine mittlere Reichweite von ca. 200 km [46] angegeben. Im 11 m Band nimmt die Reichweite der Bodenwelle auf bis zu 20 km ab, da die Absorption durch die Erdoberfläche stark zunimmt. In den Abendstunden wird durch die abnehmende Ionisation der unteren Schichten der Ionosphäre (D-Region bzw. E-Schicht) eine Reflexion an den höher gelegenen Schichten (F1-Schicht) möglich, was dann zu erhöhten Reichweiten bei der Signalübertragung führt. Da die betrachteten Frequenzen weiterhin einer hohen Dämpfung bei der Reflexion an der Ionosphäre unterliegen, beträgt die maximale Übertragungs-

reichweite etwa 1000 km.

Um den Signalweg für die Übertragung mit ionosphärischer Reflexion bestimmen zu können, müssen einige Randbedingungen berücksichtigt werden. Abhängig von der Elektronendichte  $N_e$  und somit von der Tageszeit, besitzt jede Schicht innerhalb der Ionosphäre eine kritische Frequenz  $f_{kr}$ . Sie gibt an, bis zu welcher Frequenz bei senkrechter Einstrahlung (Elevation  $\varphi_E = 90^\circ$ ) eine Reflexion auftreten kann. Um eine Übertragung zwischen zwei entfernten Punkten zu realisieren, muss  $\varphi_E$  reduziert werden. Davon abhängig ändert sich auch die maximal verwendbare Übertragungsfrequenz  $f_{MUF}$  (Maximum Usable Frequency) für eine bestimmte Schicht:

$$f_{MUF} = \frac{f_{kr}}{\sin(\varphi_E)} \quad [46] \quad (2.5)$$

Korrespondierend zu einer maximal verwendbaren Frequenz gibt es natürlich auch eine niedrigste nutzbare Frequenz  $f_{LUF}$  (*engl.*: Lowest Usable Frequency), bei der noch eine Reflexion innerhalb der Ionosphäre auftreten kann. Sie wird durch die Dämpfung innerhalb der D-Schicht bestimmt. Verschwindet z.B. die D-Schicht nach Sonnenuntergang, verringert sich auch die Dämpfung und es können niedrigere Frequenzen zur Übertragung mittels Raumwellen verwendet werden.

Da bei Rundfunkübertragungen ein großes Zielgebiet versorgt werden soll, ist die Öffnung der Antennenkeule, die Differenz zwischen kleinstem und größtem Elevationswinkel, verhältnismäßig hoch (einige Grad). Darum kann ein und dasselbe Signal zwischen Sender und Empfänger auf verschiedenen Pfaden übertragen werden. Dieser Sachverhalt wird als Multipath-Übertragung bezeichnet.

Mit kleinerem Elevationswinkel verschiebt sich bei gleichbleibender Sendefrequenz der Reflexionspunkt innerhalb der Ionosphäre nach unten, wodurch sich der Ausbreitungspfad und damit die Reichweite eines Hops (Bild 2.3) ändert. Verantwortlich ist hierfür die unterschiedliche MUF (Gl. (2.5)). Um die Distanz für die Übermittlung von Informationen im Voraus zu berechnen, wird ein Szenario wie in Bild 2.3 zu Grunde gelegt.

Das Signal wird vom Sender (Tx) hin zum Empfänger (Rx) über einen Pfad mit der Länge  $d_P$  für jeden Hop übertragen. Der Reflexionspunkt für die Übertragung liegt in einer Höhe von  $h_{Schicht}$ . Der Abstand zwischen Rx und Tx auf der Erdoberfläche wird mit  $d_E$  bezeichnet. Der mittlere Erdradius  $r_E$  wird mit 6371 km angesetzt.

Mit Hilfe des Sinussatzes können  $d_E$  bzw.  $d_P$  berechnet werden:

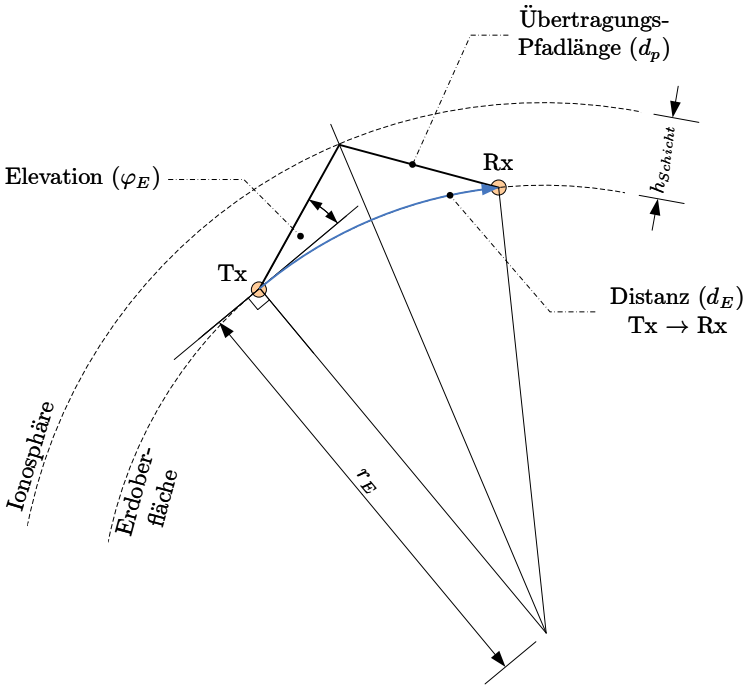


Bild 2.3 Schematische Pfadlängenberechnung

$$\begin{aligned}
 d_E &= 2 \cdot r_E \left[ \frac{\pi}{2} - \varphi_E - \arcsin \left( \frac{r_E}{r_E + h_{Schicht}} \cdot \cos(\varphi_E) \right) \right] \\
 d_P &= 2 \cdot (r_E + h_{Schicht}) \frac{\cos \left[ \varphi_E + \arcsin \left( \frac{r_E}{r_E + h_{Schicht}} \cdot \cos(\varphi_E) \right) \right]}{\cos(\varphi_E)}
 \end{aligned}
 \tag{2.6}$$

Anhand der Pfadlänge  $d_P$  und unter Zuhilfenahme der Ausbreitungsgeschwindigkeit für elektromagnetische Wellen von etwa  $c_0 = 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$  kann die Laufzeit einer Welle vom Sender zum Empfänger berechnet werden. Die absolute Zeit für die Übertragung ist häufig nicht von hoher Relevanz. Vielmehr stellt, innerhalb einer Multipath-Umgebung, die Zeitdifferenz zwischen erster und letzter eintreffender Welle einen wesentlichen Systemfaktor dar, welcher als maximaler Delay-Spread  $\tau_{max}$  bezeichnet wird.

Basierend auf Gleichung (2.6) soll ein einfaches Rechenbeispiel die Größenordnung der Laufzeitdifferenzen verdeutlichen. Es soll mit Hilfe ionosphärischer Reflexion eine Distanz zwischen Sender und Empfänger von  $d_E = 15000 \text{ km}$  überbrückt werden. Zum einen bildet sich ein Pfad aus, dessen Reflexionspunkt in einer Höhe von  $100 \text{ km}$  (E-Schicht) liegt. Hierbei wird eine Welle verwendet, die unter  $10^\circ$  zur Erdoberfläche abgestrahlt wird. Zum anderen bildet sich ein zweiter Pfad durch eine unter  $20^\circ$  abgestrahlte Welle aus, deren Reflexionspunkt in der F2-Schicht bei  $300 \text{ km}$  Höhe liegt.

	Pfad 1	Pfad 2
Höhe des Reflexionspunkts [km]	300	100
Elevation $\varphi_E$ [°]	20	10
Distanz eines Hops [km]	927	1374
Anzahl der Hops für $d_E$	16	11
Laufzeit [ms]	55,6	51,5

**Tabelle 2.2** Auswertung des Rechenbeispiels

Anhand von Tabelle 2.2 kann eine Laufzeitdifferenz  $\tau_k$ , unter Annahme dieses Zweipfad-Modells, von rund  $4,1 \text{ ms}$  beobachtet werden. Zu Beginn von Kapitel 2.2 werden in Tabelle 2.3 spezifizierte Parameter für DRM-Funkkanäle angegeben. Die Modellrechnung verdeutlicht hierbei die Größenordnung des Delay-Parameters  $\tau_k$ .

Gerade bei der Übertragung mit Hilfe einer Raumwelle wird das Sendesignal durch eine Reihe von Parametern [45] beeinflusst.

Bereits eingeführt wurde der Multipath-Effekt, wobei sich ein und die gleiche Signalform mit unterschiedlichen Laufzeiten  $\tau$  an der Empfangsantenne additiv überlagert.

Zusätzlich wird jeder Pfad ( $k$ ) der Übertragung (Bodenwelle, Raumwelle) mit einem relativen Dämpfungsfaktor  $\rho_k$ , bezogen auf den stärksten Pfad, gewichtet.

Beobachtet und im DRM-Standard spezifiziert werden Dopplerverschiebungen (Doppler-Shift) in der Größenordnung bis maximal  $3,6 \text{ Hz}$ . Diese sind nicht mehr nur durch eine Bewegung des Empfängers relativ zum Sender zu erklären. Eine Empfängergeschwindigkeit von  $200 \frac{\text{km}}{\text{h}}$  führt bei einer Sendefrequenz von  $10 \text{ MHz}$  zu einer maximalen Dopplerverschiebung von  $1,86 \text{ Hz}$ . Eine Erklärung für die Dopplerverschiebung in der genannten Größenordnung liefert eine zeitliche Änderung des Reflexionspunktes durch sich ändernde Ladungsträgerdichten. Als Extremwert für diesen Effekt wird etwa eine Dopplerverschiebung von  $1 \text{ Hz}$  pro  $1 \text{ MHz}$  Sendefrequenz

angegeben.

Zusätzlich beobachtet man den Effekt einer statistischen Variation der Doppler-Verschiebung (Doppler-Spread). Dies lässt sich mit einer entsprechenden Fluktuation des Reflexionspunktes erklären. Aus diesem Grund ändert sich zwischen zwei Betrachtungszeitpunkten die Weglänge Sender-Empfänger, was zu einem Doppler-Effekt führt. Die Variation des Dopplers ist normalverteilt [1] wobei die Varianz als Doppler-Spread  $D_{sp}$  bezeichnet wird.

## 2.2 Funkkanal bei DRM

Im Rahmen der Definition des DRM-Standards wurde eine Vielzahl von Messreihen zur Klassifizierung der Kanäle aufgenommen und ausgewertet. Anhand der Ergebnisse wurden die Parameter für sechs Referenzkanäle ermittelt und im System-Standard festgelegt [4]. Tabelle 2.3 zeigt die Zusammenstellung.

Kanal 1 charakterisiert den klassischen AWGN Kanal ohne Mehrwegeausbreitung. Dieses Modell kommt vor allem für die Ausbreitung im Nahbereich (Bodenwelle) zum Einsatz.

Kanal 2 ist ein einfaches Zweipfadmodell ohne Einfluss von Doppler-Verschiebungen. Dies lässt auf konstante Zustände innerhalb der Ionosphäre schließen und spricht für eine Reflexion an der zeitlich konstanten E-Schicht. Kanal 3 stellt ein Mehrwege-Szenario dar, wobei der direkte Pfad auch den stärksten Pfad darstellt.

Kanal 4 bzw. 5 stellen ebenfalls wieder Zweipfadmodelle dar. Die Besonderheit liegt darin, dass beide Signale sich mit gleicher Leistung an der Empfangsantenne überlagern. Daraus entstehen erhöhte Anforderungen an die Zeitsynchronisation.

Bei Kanal 6 handelt es sich wie bei Kanal 3 um ein Mehrwege-Szenario, wobei erhöhte Doppler auftreten. Zusätzlich ist der direkte Pfad nicht der stärkste, was ebenfalls wieder Einfluss auf das Synchronisationsverhalten bzw. die Kanalschätzung hat.

Nun noch ein paar Anmerkungen bezüglich der Klassifizierung des Mobilfunkkanals für DRM. Die wesentlichen Parameter hierfür stellen die Kohärenz-Bandbreite  $B_c$  bzw. Kohärenz-Zeit  $T_c$  des Kanals dar.

Die Kohärenz-Bandbreite gibt Aufschluss über die Frequenzselektivität des Kanals.  $B_c$  ist näherungsweise umgekehrt proportional zum maximalen De-

	Parameter	Pfad 1	Pfad 2	Pfad 3	Pfad 4
Kanal 1: AWGN	$\tau_k$	0			
	$\rho_k$	1			
	$D_{sh_k}$	0			
	$D_{sp_k}$	0			
Kanal 2: Rice mit Delay	$\tau_k$	0	1 ms		
	$\rho_k$	1	0,5		
	$D_{sh_k}$	0	0		
	$D_{sp_k}$	0	0,1 Hz		
Kanal 3: US Consortium	$\tau_k$	0	0,7 ms	1,5 ms	2,2 ms
	$\rho_k$	1	0,7	0,5	0,25
	$D_{sh_k}$	0,1 Hz	0,2 Hz	0,5 Hz	1,0 Hz
	$D_{sp_k}$	0,1 Hz	0,5 Hz	1,0 Hz	2,0 Hz
Kanal 4: CCIR Poor	$\tau_k$	0	2 ms		
	$\rho_k$	1	1		
	$D_{sh_k}$	0	0		
	$D_{sp_k}$	1,0 Hz	1,0 Hz		
Kanal 5:	$\tau_k$	0	4 ms		
	$\rho_k$	1	1		
	$D_{sh_k}$	0	0		
	$D_{sp_k}$	2,0 Hz	2,0 Hz		
Kanal 6:	$\tau_k$	0	2 ms	4 ms	6 ms
	$\rho_k$	0,5	1	0,25	0,0625
	$D_{sh_k}$	0	1,2 Hz	2,4 Hz	3,6 Hz
	$D_{sp_k}$	0,1 Hz	2,4 Hz	4,8 Hz	7,2 Hz

**Tabelle 2.3** Kanalparameter mit Verzögerung  $\tau_k$ , Pfaddämpfung  $\rho_k$ , Doppler-Verschiebung  $D_{sh}$  und Doppler-Verbreiterung  $D_{sp}$



lay Spread  $\tau_{max}$  des Kanals [19], [36], [47].

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{max}} \quad (2.7)$$

Ist der Quotient aus Signalbandbreite  $B_s$  und Kohärenz-Bandbreite größer als 1, wird der Kanal als frequenzselektiv bezeichnet, da es zu Fadingeinbrüchen innerhalb der Signalbandbreite kommt. Ist umgekehrt  $B_c$  wesentlich größer als  $B_s$ , ist die Übertragungsfunktion innerhalb der Signalbandbreite nahezu konstant und man spricht von Flat Fading.

Für den konkreten Fall von DRM liegt die minimale Signalbandbreite bei  $B_s = 4,5$  kHz und der minimale Delay Spread bei  $\tau_{min} = 0,7$  ms, was einer Kohärenz-Bandbreite von  $B_c \approx 1,4$  kHz entspricht. Da diese Konstellation das extreme Verhältnis darstellt, ist der Kanal bei DRM immer als frequenzselektiv zu betrachten.

Die Kohärenz-Zeit  $T_c$  gibt an, innerhalb welcher Zeit der Kanal als annähernd stationär betrachtet werden kann. Dies ist von besonderer Bedeutung, wenn zur Schätzung von Parametern die Ergebnisse aus mehreren dekodierten Symbolen gemittelt werden. Nach [19], [36] kann  $T_c$  aus dem Kehrwert der doppelten maximalen Doppler-Spread Frequenz berechnet werden. Da der Betrachtung ein Jakes-Spektrums als Dopplerleistungsdichtespektrum zu Grunde gelegt wurde, kann bei der Betrachtung eines gaußförmigen Leistungsdichtespektrums (vgl. Kapitel 2.3.3) der Faktor 2 entfallen und die Kohärenz-Zeit ergibt sich zu

$$T_c \approx \frac{1}{D_{spmax}}. \quad (2.8)$$

Bei DRM beträgt der maximale Doppler-Spread 7,2 Hz. Dies bedeutet, dass die kleinste Kohärenz-Zeit bei etwa 140 ms liegt. Das längste Symbol, bestehend aus Nutzinformation und Guard-Intervall, liegt bei ca. 27 ms. Dies bedeutet beispielsweise, dass zur Kanalschätzung etwa 5 Symbole herangezogen werden können, ohne dass sich die Eigenschaften des Kanals innerhalb dieser Betrachtungszeit zu stark ändern.

## 2.3 Mathematisches Modell des Kanals

Ziel der mathematischen Modellierung ist die Analyse bzw. Erfassung der wichtigsten Parameter zur Erstellung eines linearen, statistischen Kanal-

modells. Anhand der den Übertragungskanal beeinflussenden Parameter (vergleiche Kapitel 2.1.3) wurde von Watterson [1] ein Modell vorgestellt, das als Grundlage für den realisierten Kanalsimulator dienen soll. Mit Hilfe des Modells wurden die in Kapitel 5 beschriebenen Basisband-Algorithmen entworfen, validiert und optimiert.

### 2.3.1 Darstellung im Basisband

Die systemtheoretische Betrachtung findet im Basisband (Tiefpassdarstellung) statt. Aus diesem Grund treten komplexwertige Signale auf, die mit einem Unterstrich gekennzeichnet sind.  $\underline{s}_{BB}(t)$  stellt die komplexe Einhüllende des Sendesignals dar und setzt sich aus dem Inphase-  $I(t)$  und dem Quadraturanteil  $Q(t)$  zusammen, wobei  $a(t)$  den Betrag und  $\phi(t)$  die Phase des Signals beschreiben:

$$\begin{aligned}\underline{s}_{BB}(t) &= I(t) + jQ(t) \\ a(t) &= |\underline{s}_{BB}(t)| \\ \phi(t) &= \arg\{\underline{s}_{BB}(t)\}\end{aligned}\tag{2.9}$$

Unter Berücksichtigung der Eigenschaften des Mobilfunkkanals können sich zwischen Sender und Empfänger mehrere Übertragungspfade ( $k = 1, \dots, N$ ) ausbilden. Jeder einzelne dieser Pfade ( $k$ ) lässt sich mit den Parametern Dämpfung  $\rho_k$ , zeitliche Verzögerung  $\tau_k$  und einem stochastischem Prozess  $\underline{c}_k(t)$ , der die Doppler-Einflüsse beschreibt, definieren. Der Reflexionspunkt innerhalb der Ionosphäre unterliegt statistischen Schwankungen, welche durch die Varianz bzw. den Mittelwert von  $\underline{c}_k(t)$  modelliert werden (vergleiche Kapitel 2.1.3). Dies führt zu unabhängigen statistischen Frequenzverschiebungen bzw. Amplitudenänderungen jedes einzelnen Pfades des Modells.

Unter der Voraussetzung, dass  $\underline{s}_{BB}(t)$  das Sendesignal beschreibt und nur ein Übertragungspfad zwischen Sender und Empfänger ausgebildet ist, kann die Übertragungsstrecke nach Gl. (2.10) modelliert werden:

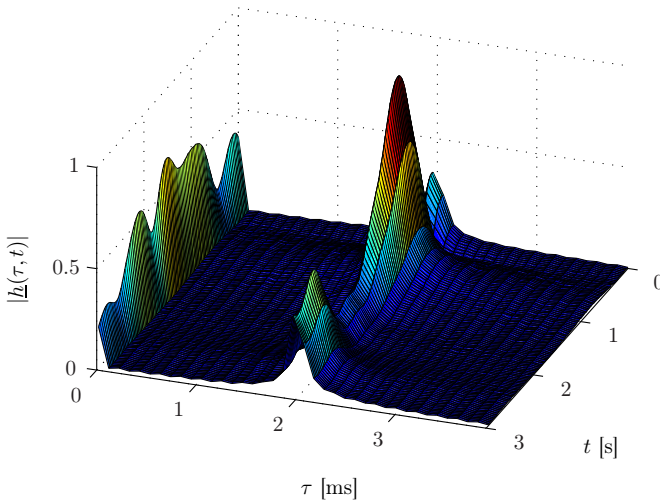
$$\underline{r}_{BB}(t) = \underline{s}_{BB}(t - \tau) \cdot \rho \cdot \underline{c}(t)\tag{2.10}$$

Da bei DRM das gleiche Signal über eine endliche Anzahl von verschiedenen Pfaden am Empfänger eintrifft, setzt sich das gesamte Empfangssignal  $\underline{r}_{BB}(t)$  aus den Anteilen aller Pfade zusammen [50]:

$$\underline{x}_{BB}(t) = \left( \sum_{k=0}^{N-1} \underline{s}_{BB}(t - \tau_k) \cdot \rho_k \cdot \underline{c}_k(t) \right) + \underline{n}(t) \quad (2.11)$$

Zusätzlich zu den Einflüssen der ionosphärischen Übertragung wird dem Sendesignal additives weißes Rauschen  $\underline{n}(t)$  überlagert. Anhand von Gl. (2.11) lässt sich die komplexe, zeitvariable Kanalimpulsantwort  $\underline{h}(\tau, t)$  ableiten. Sie beschreibt die Reaktion des Kanals zum Zeitpunkt  $t$  auf eine Erregung die zum Zeitpunkt  $t - \tau$  stattgefunden hat:

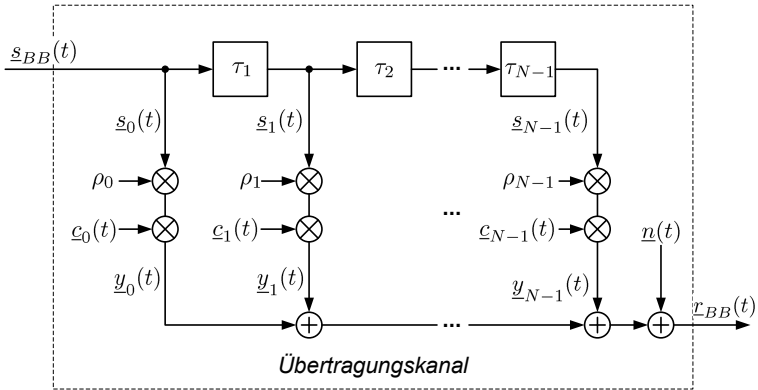
$$\underline{h}(\tau, t) = \sum_{k=0}^{N-1} \rho_k \underline{c}_k(t) \cdot \delta(\tau - \tau_k) \quad (2.12)$$



**Bild 2.4** Impulsantwort  $\underline{h}(\tau, t)$  des zeitvarianten Kanals 4

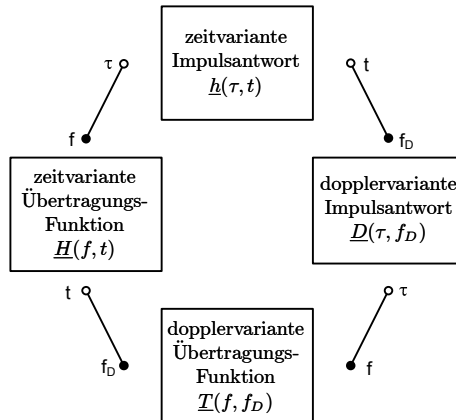
Um die Einflüsse eines Kanals dieser Form simulieren zu können, wird das Tapped Delay Line-Kanalmodell verwendet [36]. Bild 2.5 zeigt die Struktur der Implementierung. Kapitel 2.3.3 geht genauer auf die Realisierung eines einzelnen Pfads innerhalb der Simulationsumgebung ein.

Bild 2.4 zeigt die Kanalimpulsantwort für den nach Tabelle 2.3 definierten DRM-Kanal Nummer 4. Es lassen sich die zwei Pfade, mit einem Laufzeitunterschied von  $\Delta\tau = 2\text{ ms}$ , klar erkennen. Die zeitliche Fluktuation



**Bild 2.5** Tapped Delay Line Kanalmodell

der Impulsantworten lässt sich anhand der mittleren Doppler-Verbreiterung (Doppler-Spread) erklären. Um diesen Einfluss bei der Übertragung besser darstellen zu können, wird der Kanal hinsichtlich seines Frequenzverhaltens charakterisiert. Da  $\underline{h}(\tau, t)$  von zwei Parametern abhängt, gibt es drei weitere Darstellungsformen, die mittels Fourier-Transformation berechnet werden können (vergleiche Bild 2.6).

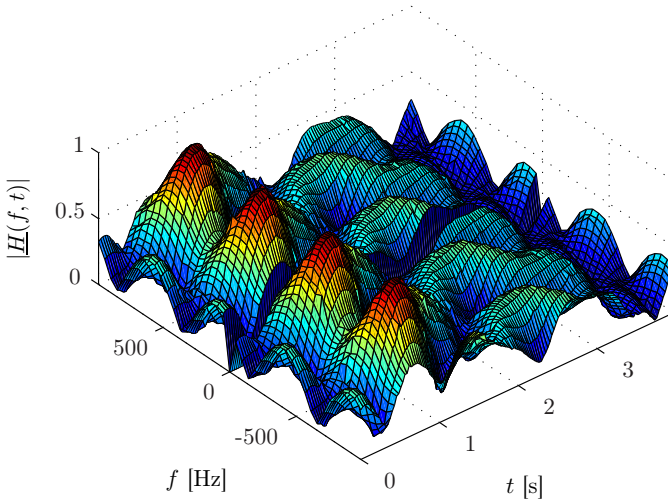


**Bild 2.6** Transformationspaare der Systemfunktionen nach Bello [10]

- $\underline{H}(f, t)$  beschreibt die zeitvariante Übertragungsfunktion (*engl.*: Channel Transfer Function (CTF)) und wird mittels Fourier-Transformation der zeitvarianten Impulsantwort hinsichtlich  $\tau$  berechnet. Sie bildet die Grundlage für die Algorithmen zur DRM-Kanalschätzung (Kapitel 5).

$$\underline{H}(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{h}(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.13)$$

In Bild 2.7 wird exemplarisch die zeitvariante Übertragungsfunktion für DRM-Kanal 4 aufgezeigt. Aufgrund der Frequenz- und Zeitabhängigkeit der Übertragungsfunktion kommt es zu frequenz- bzw. zeitselektivem Fading.

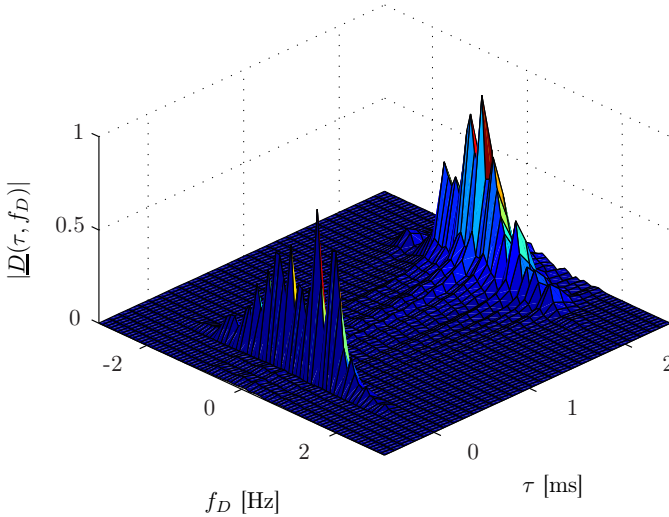


**Bild 2.7** Zeitvariante Übertragungsfunktion  $\underline{H}(f, t)$  von Kanal 4

- Durch die Doppler-Einflüsse wird das Sendesignal spektral gespreizt. Somit führt die Transformation der Kanalimpulsantwort hinsichtlich des Parameters  $t$  zur dopplervarianten Impulsantwort  $\underline{D}(\tau, f_D)$ :

$$\underline{D}(\tau, f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{h}(\tau, t) e^{-j2\pi f_D t} dt \quad (2.14)$$

Anhand der Funktion  $\underline{D}(\tau, f_D)$  für Kanal 4 (Bild 2.8) lässt sich die Doppler-Verbreiterung von  $D_{sp} = 1 \text{ Hz}$  bei den Verzögerungszeiten  $\tau_0 = 0 \text{ ms}$  und  $\tau_1 = 2 \text{ ms}$  erkennen.

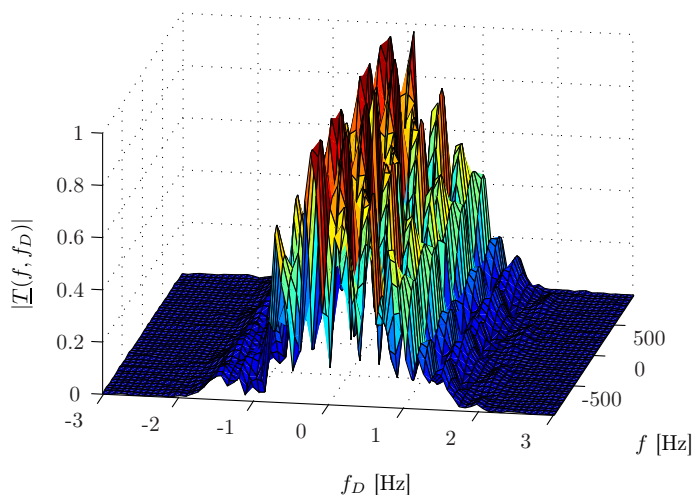


**Bild 2.8** Dopplervariante Impulsantwort  $\underline{D}(\tau, f_D)$  von Kanal 4

- Die letzte Funktion ist die dopplervariante Übertragungsfunktion  $\underline{T}(f, f_D)$  diese kann, mit der Transformation bezüglich  $t$ , anhand von  $\underline{H}(f, t)$  berechnet werden:

$$\underline{T}(f, f_D) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{H}(f, t) e^{-j2\pi f_D t} dt \quad (2.15)$$

Bild 2.9 veranschaulicht die Auswirkung der Doppler-Verbreiterung für jeden einzelnen Träger innerhalb der Nutzbandbreite des übertragenen Signals. Es können ebenfalls die frequenzselektiven Eigenschaften des Kanals beobachtet werden.



**Bild 2.9** Dopplervariante Übertragungsfunktion  $\underline{T}(f, f_D)$  von Kanal 4

### 2.3.2 Stochastisches Kanalmodell

Eine deterministische Beschreibung würde die exakte Kenntnis des Kanals zu jedem Zeitpunkt voraussetzen. Da die Ionosphäre als Reflexionsmedium ständigen Veränderungen unterliegt bzw. auch eine Bewegung des Empfängers vorliegen kann, ist dies praktisch unmöglich. Es bietet sich daher an, den Funkkanal als stochastisches System zu betrachten, das ausgehend von den Systemfunktionen aus Kapitel 2.3.1 ( $\underline{h}(\tau, t)$ ,  $\underline{H}(f, t)$ ,  $\underline{D}(\tau, f_D)$ ,  $\underline{T}(f, f_D)$ ) beschrieben werden kann. In den meisten Fällen sind die statistischen Eigenschaften des Kanals von höherem Interesse. Um die Konstanz des Kanals zu bewerten, interessieren zusätzlich die Autokorrelationsfunktionen der Systemfunktionen. Die grafische Zusammenfassung zeigt Bild 2.10. Bei Kenntnis einer der beschriebenen Funktionen kann rechnerisch auf alle anderen rückgeschlossen werden.

Grundlage für diese Betrachtungsweise ist die Tatsache, dass es sich um einen Kanal handelt, der den WSSUS-Eigenschaften (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering) genügt. Durch eine Vielzahl von Untersuchungen und Messungen wurde gezeigt [1], [4], dass diese Eigenschaften für den Kurzwellen-Funkkanal zutreffen.

WSS (Wide Sense Stationary) besagt hierbei, dass der multiplikativ überla-

gerte Rauschprozess  $\underline{c}_k(t)$  als schwach stationär angenommen wird. Dies bedeutet, dass die Mittelwertfunktion eine zeitunabhängige Konstante ist und die Autokorrelationsfunktion  $\varphi_{\underline{h}\underline{h}(\tau,t)}$  nur von der Zeitdifferenz  $\Delta t = t_1 - t_2$  abhängt. [35], [42]

$$\varphi_{\underline{h}\underline{h}(\tau,t)}(\tau_1, \tau_2, t_1, t_2) = E \{ \underline{h}(\tau_1, t_1) \underline{h}^*(\tau_2, t_2) \}$$

$$\Delta t = t_1 - t_2 \quad (2.16)$$

$$\varphi_{\underline{h}\underline{h}(\tau,t)}(\tau_1, \tau_2, t, t - \Delta t) = \varphi_{\underline{h}\underline{h}(\tau,t)}(\tau_1, \tau_2, \Delta t)$$

US (Uncorrelated Scattering) bedeutet, dass die Leistungen der Echos auf unterschiedlichen Pfaden, das heißt zu den unterschiedlichen Laufzeiten, unkorreliert sind. Dies ist plausibel, da jeder Laufzeit ein eigener Ausbreitungspfad zuzuordnen ist. Aus diesem Grund liefert die Kreuzkorrelation von  $\underline{c}_k(t)$  nur bei  $\tau_1 = \tau_2$  einen Beitrag. Basierend auf Gl. (2.16) ergibt sich die Autokorrelationsfunktion zu:

$$\varphi_{\underline{h}\underline{h}(\tau,t)}(\tau, \tau - \Delta\tau, t, t - \Delta t) = \varphi_{\underline{h}\underline{h}(\tau,t)}(\tau, \Delta t) \delta(\Delta\tau)$$

$$\Delta\tau = \tau_1 - \tau_2 \quad (2.17)$$

$\varphi_{\underline{h}\underline{h}(\tau,t)}(\tau, \Delta t)$  wird als Verzögerungs-Zeit-Korrelationsfunktion bezeichnet.

Die im DRM-Kanal (Kapitel 2.2) beschriebenen Parameter, Kohärenz-Bandbreite und Kohärenz-Zeit, können von den Korrelationsfunktionen abgeleitet werden. Die Zeit-Frequenz-Korrelationsfunktion  $\varphi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta f, \Delta t)$  gibt an, wie stark sich die zeitvariante Übertragungsfunktion  $\underline{H}(f, t)$  innerhalb eines Zeitabstandes  $\Delta t$  bzw. eines Frequenzabstandes  $\Delta f$  im Mittel ändert. Setzt man hierbei den Zeitabstand zu Null, kann auf die Kohärenz-Bandbreite  $B_c$  geschlossen werden.

Setzt man in der Zeit-Frequenz-Korrelationsfunktion  $\Delta f = 0$ , erhält man die Zeit-Korrelationsfunktion  $\varphi_{\underline{H}\underline{H}}(0, \Delta t)$ , anhand derer die Kohärenz-Zeit  $T_c$  des Kanals bestimmt werden kann.

### 2.3.3 Kanalmodellierung

Bei der Realisierung einer Simulationsumgebung für DRM spielt die Umsetzung des Kanalmodells eine wichtige Rolle, da die dabei verwendeten Parameter direkten Einfluss auf die Güte der entwickelten Basisband-Algorithmen haben. Machauer [44] zeigt, dass das Tapped Delay Line-Modell



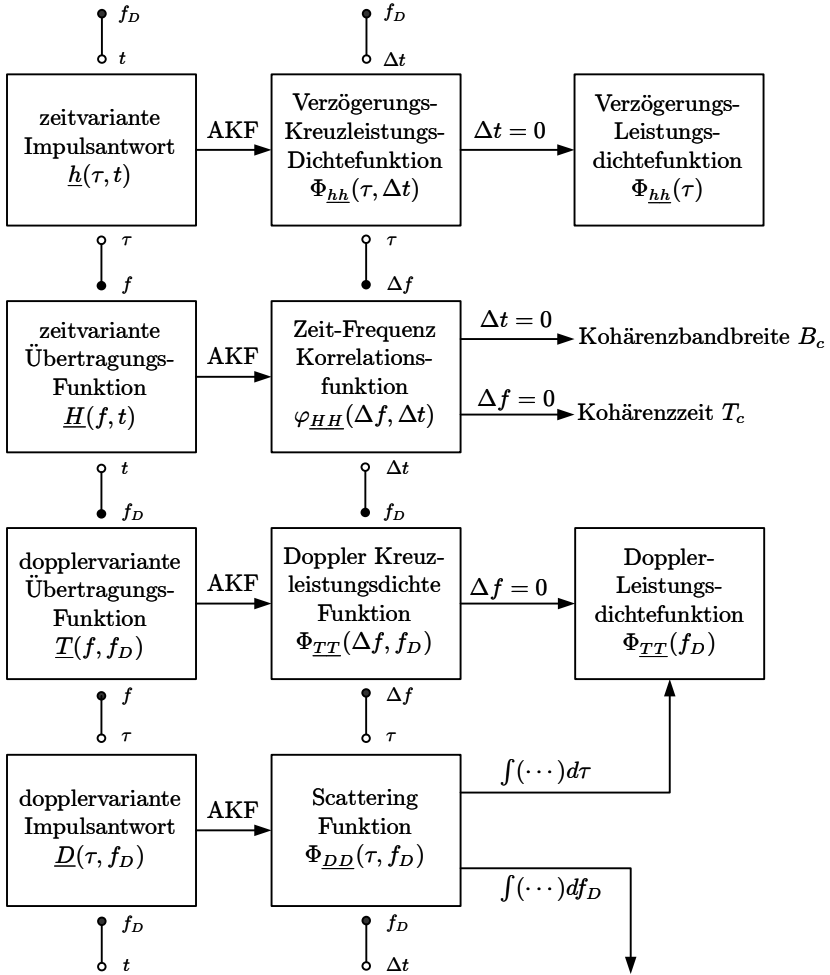


Bild 2.10 Zusammenhang zwischen System- und Korrelationsfunktionen

nach Bild 2.5, als grundlegendes Modell für die Realisierung eines WSSUS-Kanals verwendet werden kann.

Da bei DRM im Allgemeinen von einer ionosphärischen Übertragung ausgegangen wird, kann bzgl. der Einfallsrichtung des Signals eine statische Empfangssituation angenommen werden: Die Doppler-Komponenten, durch

eine Änderung der Pfadlänge hervorgerufen, folgen nicht dem ab UHF-Band gültigem COST 207 Modell [13] (alle Einfallsrichtungen sind gleichwahrscheinlich) sondern werden anhand [1] modelliert.

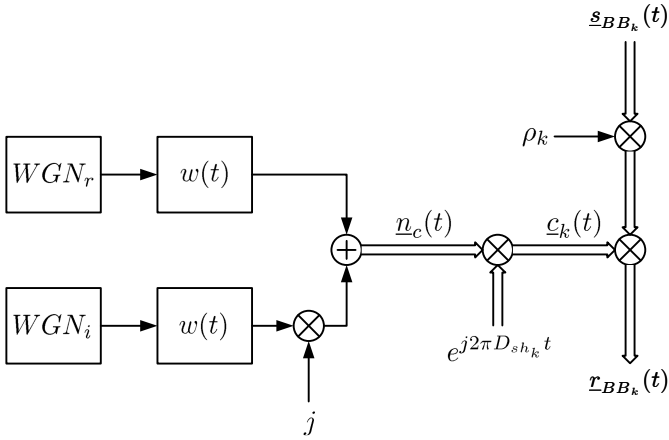
Der Einfluss des Dopplers wird allgemein durch den komplexen Gaußschen Zufallsprozess  $\underline{c}_k(t)$  modelliert. Jedem einzelnen Pfad wird eine Realisierung des Zufallsprozesses multiplikativ überlagert.  $|\underline{c}_k(t)|$  folgt hierbei einer Rayleigh-Verteilung und die Phasen  $\arg\{\underline{c}_k(t)\}$  sind gleichverteilt. Jeder stochastische Prozess wird anhand seiner mittleren Leistung und der Form des Leistungsdichtespektrums ( $\Phi_{\underline{c}_t, \underline{c}_t}(f)$  *engl.*: Power Density Spectrum (PDS)) definiert.  $\rho_k$  (vergleiche (2.11)) ist ein Maß für die mittlere Leistung, welche über einen Pfad am Empfänger eintrifft. Anhand des PDS wird die zeitliche Varianz des Kanals charakterisiert. Die Breite des PDS wird durch den Parameter Doppler-Spread  $D_{sp}$  definiert. Das Leistungsdichtespektrum ist symmetrisch bezüglich des Parameters Doppler-Shift  $D_{sh}$ . Das Spektrum auf jedem Pfad wird mittels geeigneter Filterung eines weißen Zufallsprozesses realisiert. Die Filterung hat hierbei keinen Einfluss auf die Amplitudendichte des Prozesses. Sie wird durch

$$\Phi_{\underline{c}_t, \underline{c}_t}(f) = \underline{N}_0 \cdot |W(f)|^2 \quad (2.18)$$

ausgedrückt.  $W(f)$  ist die Übertragungsfunktion für das verwendete Filter. Basierend auf dem Tapped Delay-Modell von Bild 2.5 zeigt Bild 2.11 eine Methode, das komplexe Gewicht  $\underline{c}_k(t)$  eines einzelnen Pfades  $k$  zu erzeugen. Ausgehend von den statistisch unabhängigen Rauschquellen  $WGN_r$  und  $WGN_i$ , wird mit Hilfe eines reellen FIR-Filters mit der Impulsantwort  $w(t)$  die Färbung des weißen Leistungsdichtespektrums realisiert. Anschließend werden beide Signale zu einer komplexen Variablen  $\underline{n}_c(t)$  kombiniert. Der so erzeugte Rauschprozess wird mit Hilfe einer komplexen e-Funktion um den Doppler-Shift verschoben und anschließend dem mit  $\rho_k$  gewichteten Sendesignal multiplikativ überlagert.

Die Aufgabe bei der Implementierung eines Kanalmodells besteht darin, anhand der Übertragungsfunktion  $W(f)$  die Impulsantwort des Filters  $w(t)$  zu bestimmen. Der DRM-Standard definiert  $|W(f)|^2$  wie folgt:

$$|W(f)|^2 = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_d^2}} \cdot e^{-\frac{(f-D_{sh})^2}{2\sigma_d^2}}. \quad (2.19)$$



**Bild 2.11** Blockschaltbild eines Übertragungspfades

Hierbei beschreibt  $D_{sh}$  die mittlere Doppler-Verschiebung eines Pfades, der durch die Reflexion innerhalb der Ionosphäre auftritt.  $\sigma_d$  beschreibt die Varianz des Prozesses, aus der der Doppler-Spread  $D_{sp}$  abgeleitet werden kann ( $D_{sp} = 2\sigma_d$ ).

Anhand von  $|W(f)|^2$  aus Gl. (2.19) kann mittels inverser Fourier-Transformation die Impulsantwort berechnet werden. Die Herleitung von  $w(t)$  befindet sich im Anhang A. Als Impulsantwort erhält man

$$w(t) = \sqrt[4]{2\pi} \sqrt{D_{sp}} \cdot e^{-\pi^2 t^2 D_{sp}^2} \tag{2.20}$$



# Kapitel 3

## DRM Standard und Modellierung

Seit der Einführung der Rundfunkübertragung mit Hilfe von Amplituden-Modulation (AM) im Jahre 1921 gab es bei der Rundfunkübertragung im Bereich bis 30 MHz keine wesentlichen Neuerungen.

1998 fand sich eine Gruppe von Senderbetreibern (DRM-Konsortium) zusammen, um ein universelles, für alle gängigen Senderaster adaptierbares, digitales System für die Übertragung im Frequenzbereich bis 30 MHz zu definieren. Dieses umfasst, wie bereits in Kapitel 2.1 aufgeführt, die für AM-Übertragung verwendeten LW-, MW- bzw. KW-Frequenzbänder. Im Juni 2005 umfasste das Konsortium 90 ordentliche Mitglieder aus 30 Ländern.

Aufgrund der hohen Störanfälligkeit und somit einer mäßigen Audioqualität leidet die Popularität für Rundfunksendungen via AM erheblich. Mit Hilfe des hochratigen Audio-Komprimierungsverfahrens MPEG4-AAC lässt sich bereits mit sehr geringen Datenraten, d.h. trotz der niedrigen zur Verfügung stehenden Bandbreite, ein Höreindruck ähnlich dem konventionellen UKW-Rundfunk erzielen. Die maximale DRM-Signalbandbreite liegt bei 20 kHz. Da die Einführung von DRM im Regelbetrieb nur schleppend voran kam, wurden zu Beginn nur einige wenige Sendefrequenzen verwendet. Zurzeit gibt es auf jedem Kontinent Betreiber, die Teile ihres Programmangebotes im Regelbetrieb unter Verwendung von DRM zur Verfügung stellen.

Abhängig von der Ausrichtung der Sendeantenne bzw. der verwendeten Sendeleistung ergeben sich unterschiedliche Übertragungsszenarien. Beispielsweise ist es möglich, mit geringer Leistung auf einer Sendefrequenz aus dem MW-Band ein Stadtgebiet mit Hilfe der Ausbreitung über die Bodenwelle zu versorgen. Andererseits können mit starken Sendern Übertragungsstrecken von mehreren 1000 km mit Hilfe ionosphärischer Reflexionen überwunden werden. Es ist nachvollziehbar, dass die Raumwellen stärkeren Störungen unterliegen als die Bodenwelle. Aus diesem Grund definiert der DRM-Standard [4] vier verschiedene Übertragungsmodi, die jeweils an die zu erwartenden Kanaleigenschaften angepasst sind.

Grundlage der Informations-Übertragung bildet das OFDM Verfahren, welches unter anderem bereits von dem 1993 definierten Rundfunkstandard DAB bzw. dem Fernsehstandard DVB-T her bekannt ist.

Zu Beginn des Kapitels werden die wesentlichen Eigenschaften des OFDM-Übertragungsverfahrens dargestellt. Anschließend werden die wichtigsten Inhalte des DRM-Standards präsentiert, welche für die in dieser Arbeit entwickelten Algorithmen von Bedeutung sind.

## 3.1 OFDM-Übertragung

### 3.1.1 Systembeschreibung

Liegt bei der Übertragung von Informationen über die Luftschnittstelle ein Mehrwegeszenario vor, kommt es zwangsläufig zu Inter-Symbol-Interferenz (ISI) beim Empfänger. Es überlagern sich hierbei Symbole von unterschiedlichen Sendezeitpunkten an der Empfängerantenne. Je kürzer die Dauer eines Symbols  $T_U$  ist, umso größer ist, bei gleichbleibender Verzögerung, die Anzahl der von der Überlappung betroffenen Symbole. Erhöht sich die maximale Laufzeitdifferenz  $\tau_{max}$ , so kommt es zunehmend zu Störungen durch frequenzselektives Fading innerhalb der Signalbandbreite  $B_s$ . Aufgrund des hohen empfängerseitig erforderlichen Aufwands zur Kompensation von ISI wird der Datenstrom beim Sender auf unterschiedliche Frequenzträger aufgeteilt, womit die Symboldauer erhöht werden kann. Wegen der endlichen Genauigkeit bzw. des vertretbaren Aufwandes bei der Bandbegrenzung der Informationen auf jedem einzelnen Träger müssten so genannte Schutzabstände eingeführt werden. Diese, für die Übertragung nutzlose Bandbreite, reduziert die spektrale Effizienz und somit die maximal mögliche Datenrate der Übertragung.

Chang bzw. Saltzberg [54] stellten Ende der 60er Jahre ein Frequenzmultiplex-Verfahren vor, bei dem sich zwar die einzelnen Träger überlappen, aber aufgrund ihrer Orthogonalität zueinander nicht gegenseitig beeinflussen. Dieses Verfahren wird als Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) bezeichnet. Zu Beginn ging man zur Erzeugung der einzelnen Träger von  $N$  parallelen und synchronisierten Oszillatoren aus, was technisch äußerst aufwändig und kompliziert zu realisieren ist. Weinstein und Ebert [66] bzw. Hirosaki [28] zeigten, dass die Fourier-Transformation zur Erzeugung des OFDM-Signals verwendet werden kann. Aufgrund der stetigen Weiterentwicklung in der Mikroelektronik war es möglich, geeignete

Signalverarbeitungs-Algorithmen für OFDM-basierte Systeme auf hierfür geeigneten Prozessoren zu implementieren. Dadurch wurde in den letzten Jahren eine Vielzahl weiterer Übertragungs-Standards für kommerzielle Systeme definiert.

Hierzu zählt das bereits angesprochene digitale Rundfunk-System DAB bzw. die Klasse der digitalen Verfahren zur Fernsehübertragung (DVB-T). Des Weiteren findet OFDM für die leitungsgebundene Datenübertragung unter der Bezeichnung xDSL Anwendung. Man spricht hier allerdings nicht von OFDM sondern von Discrete Multitone Technology (DMT). Im Bereich der datengebundenen Funknetzwerke (WLAN) hielt OFDM Einzug bei den Systemstandards IEEE 802.11 und Hiperlan/2. Bei den Mobilfunkanwendungen kommt mit dem IEEE 802.16a/e (WiMAX) Standard ebenfalls ein OFDM-basiertes System zum Einsatz.

### 3.1.2 Mathematische Beschreibung

Bei OFDM teilt man den zu übertragenden Datenstrom auf  $N$  zueinander orthogonale Frequenzen  $f_0 \dots f_{N-1}$  auf. Allgemein kann die Orthogonalität zwischen dem Trägerpaar  $(f_m, f_n)$  folgendermaßen formuliert werden:

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(t)^2 \cdot e^{-j2\pi f_m t} e^{-j2\pi f_n t} dt = C \delta(m - n) \quad \forall \quad 0 \leq m, n < N \quad (3.1)$$

wobei  $g(t)$  eine bestimmte reellwertige Impulsantwort beschreibt. Für OFDM wählt man die kausale Rechteckfunktion der Form

$$g(t) = \begin{cases} 1, & \text{wenn } 0 \leq t < T_U \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (3.2)$$

Die Träger werden zueinander mit einem regelmäßigen Abstand von  $\Delta f_k$  angeordnet, der dem Kehrwert der Symboldauer  $T_U$  entspricht. D.h., die Frequenz eines bestimmten Unterträgers  $f_k$  im System berechnet sich zu

$$f_k = k \cdot \Delta f_k = k \cdot \frac{1}{T_U}, \quad \text{mit } 0 \leq k < N. \quad (3.3)$$

Wendet man (3.2) und (3.3) auf die Orthogonalitätsbedingung (3.1) an, dann gilt:

$$\int_0^{T_U} e^{-j2\pi m \Delta f_k t} \cdot e^{-j2\pi n \Delta f_k t} dt = 0 \quad \forall \quad m \neq n \quad (3.4)$$

Die Zeitfunktion eines OFDM-Signals bildet sich somit aus der Superposition von  $N$  zueinander orthogonalen Sinusschwingungen (vergleiche (3.3)). Das Zeitsignal wird auf die Symboldauer  $T_U$  begrenzt, was auch als Multiplikation mit der Rechteck-Funktion  $g(t)$  (3.2) interpretiert werden kann. Im Frequenzbereich kann dies somit als Faltung von periodischen Dirac-Pulsen mit der  $\sin(x)/x$ -Funktion dargestellt werden.

$$S(f) = \left( \sum_{k=0}^{N-1} \delta(f - f_k) * \frac{\sin(\pi f T_U)}{\pi f T_U} \right) \cdot \text{rect} \left( f - \frac{B_s}{2} \right) \quad (3.5)$$

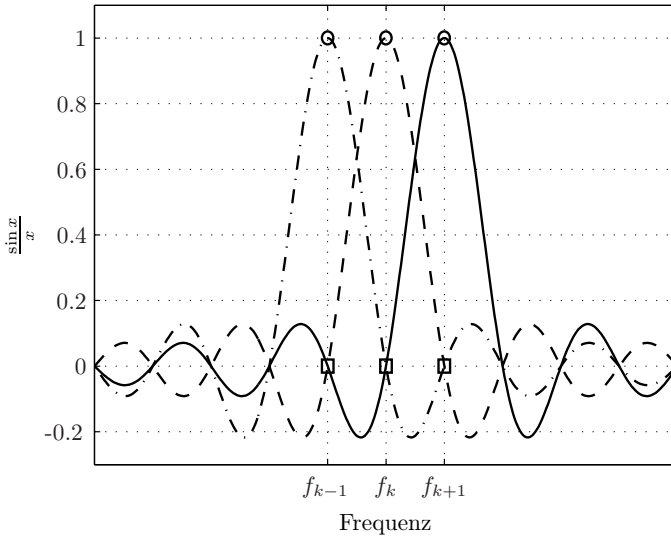
Die  $\text{rect}$ -Funktion begrenzt das Faltungsergebnis noch auf die zur Verfügung stehende Sendebandbreite  $B_s$ . Bild 3.1 zeigt eine optimale Konstellation ohne ICI (Inter Carrier Interference). Bei jedem diskreten Frequenzpunkt wirkt nur der Anteil einer  $\sin(x)/x$ -Funktion (Kreis), alle anderen Signale haben an dieser Stelle einen Nulldurchgang (Quadrat).

## OFDM-Senderstruktur

Der in gängigen Kommunikationssystemen zu übertragende Datenstrom  $b(k)$  besteht im Wesentlichen aus einem quell- bzw. kanalcodierten Strom an Binärdaten. Diese Daten werden, abhängig von der angestrebten Robustheit der Übertragung, moduliert. Hierbei spielen  $X$ -QAM (Quadratur Amplituden Modulation) Verfahren eine wesentliche Rolle. Für den hier betrachteten DRM-Standard werden bis zu 6 bit zu einem Modulationswert ( $\underline{d}(k)$ ) zusammengefasst (64-QAM). Abhängig von der Tiefe  $X$  des Modulationsverfahrens wird die zu übertragende Datenrate um den Faktor  $\log_2(X)$  reduziert. Die somit gewonnenen komplexen Werte  $\underline{d}_k$  werden als Konstellationspunkte bezeichnet und auf die zur Verfügung stehenden Träger aufgeteilt. Diese werden somit in Betrag und Phase moduliert.

Die gängigen OFDM-Verfahren arbeiten mit einer großen Anzahl von Frequenzen  $N$ , bei DVB-T sind es maximal 6817. Wie bereits angesprochen ist es technisch nicht möglich, die Träger mit Hilfe von Oszillatorbänken zu erzeugen. [66] zeigt, dass eine IDFT zur Erzeugung eines OFDM-Sendesignals verwendet werden kann. Somit lässt sich jeder am Ausgang des IDFT-Blocks vorliegende diskrete Zeitwert wie folgt ausdrücken:





**Bild 3.1** Darstellung der Orthogonalität im Frequenzbereich

$$\underline{s}_{BB}(l) = \sum_{k=0}^{N-1} \underline{d}(k) \cdot e^{j2\pi kl \Delta f_k T_U / N} \quad \text{mit } l = 0 \dots N-1 \quad (3.6)$$

Unter Einbeziehung des Orthogonalitätskriteriums,  $\Delta f_k \cdot T_U = 1$ , lässt sich (3.6) zu

$$\underline{s}_{BB}(l) = \sum_{k=0}^{N-1} \underline{d}(k) \cdot e^{j2\pi kl / N} \quad \text{mit } l = 0 \dots N-1 \quad (3.7)$$

vereinfachen.

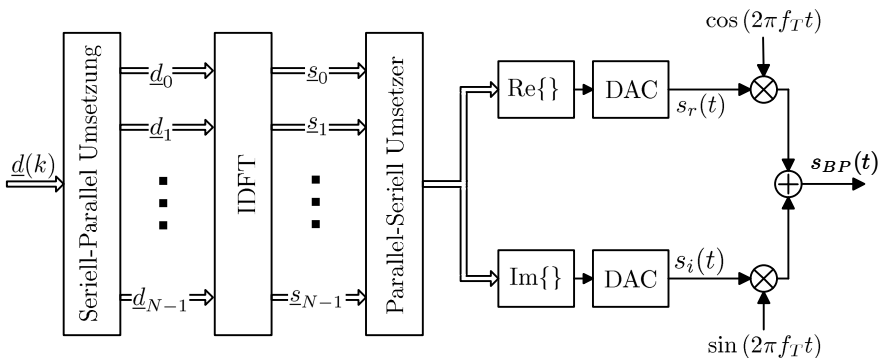
Bei der Realisierung von OFDM-Systemen wird zur Realisierung der IDFT die mit weniger Rechenaufwand verbundene IFFT eingesetzt. Hierbei muss sich die Trägeranzahl als Zweierpotenz darstellen lassen. Ist dies nicht der Fall, kann das Spektrum bei  $f_s/2$  mit Nullen auf die nächsthöhere Zweierpotenz aufgefüllt werden. Eine weitere Möglichkeit bietet die Primfaktor-FFT wobei  $N$  als Multiplikation einer Zweierpotenz  $N_1$  und einer Primzahl  $N_2$  dargestellt werden kann. ( $N = N_1 \cdot N_2$ ) Durch geeignete Kombination einer

Radix-2 FFT ( $N_1$ ) und einer möglichst kleinen DFT ( $N_2$ ) kann die DFT des  $N$ -Punkte Spektrums berechnet werden.

Um das Zeitsignal als eine Sequenz übertragen zu können, findet nach der IDFT Berechnung eine Parallel-Seriell Wandlung statt. Da es sich bei  $\underline{s}(l)$  um ein komplexwertiges Signal handelt, werden Real- bzw. Imaginärteil separaten DA-Wandlern zugeführt. Der IQ-Modulator (*engl.*: Inphase/Quadrature) mischt das Basisbandsignal ( $\underline{s}_{BB}(t) = s_r(t) + js_i(t)$ ) auf die vorgegebene Sendefrequenz  $f_T$  und bildet das reelle Sendesignal  $s_{BP}(t)$ .

$$s_{BP}(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_T t} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} \underline{d}(k) \cdot e^{j2\pi k l / N} \right\} \quad \text{mit } l = 0 \dots N - 1 \quad (3.8)$$

In Bild 3.2 ist die vollständige Signalverarbeitungskette in einem OFDM-Sender dargestellt. Doppelpfeile symbolisieren in diesem Zusammenhang komplexwertige Signale.

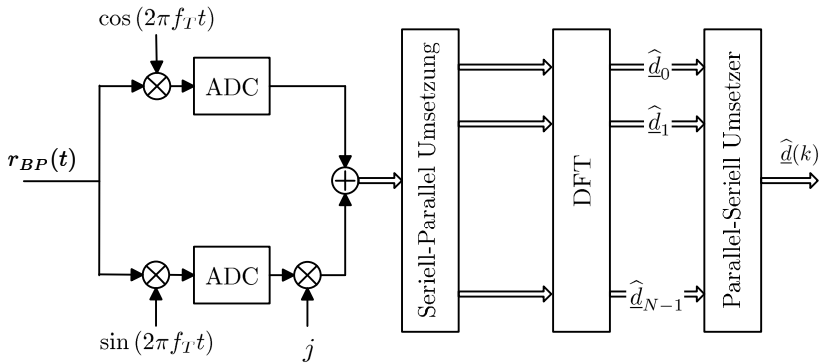


**Bild 3.2** OFDM-Senderstruktur für komplex modulierte Daten  $\underline{d}(k)$

Der OFDM-Empfänger (vergleiche Bild 3.3) kann mit Hilfe der inversen Funktionseinheiten des Senders aufgebaut werden. Das Empfangssignal am Antenneneingang wird mit  $r_{BP}(t)$  bezeichnet. An welcher Stelle im System die Analog-Digital-Wandlung stattfindet, hängt von der gewählten Empfängerarchitektur ab. Mögliche Systeme werden in Kapitel 4 vorgestellt und diskutiert. Nach der Mischung in das Basisband und der Digitalisierung des Signals, puffert der Seriell-Parallel-Wandler  $N$  Abtastwerte, um daraus die Frequenzbereichsdarstellung mit Hilfe der DFT zu berechnen. Ähnlich wie im Sender kann die empfängerseitige DFT durch geeignete Manipulation (zero

padding bzw. Primfaktor-FFT) mit Hilfe einer FFT berechnet werden. Der Parallel-Seriell-Wandler setzt die Werte der Konstellationspunkte wieder in einen kontinuierlichen Datenstrom um.  $\hat{d}_k$  stellt hierbei den Schätzwert für den detektierten Konstellationspunkt am Frequenzträger  $k$  im Empfänger dar.

Um Störungen innerhalb des Senders zu vermeiden, ist eine optimale Synchronisation bzw. Kanalschätzung notwendig. Diese Blöcke werden im Kapitel 5 ausführlich beschrieben, analysiert und diskutiert. Für die momentane Betrachtung wird ein optimal synchronisierter Empfänger vorausgesetzt und es liegt keine Beeinflussung des Empfangssignals durch den Funkkanal vor.



**Bild 3.3** OFDM-Empfängerstruktur

## OFDM-Schutzintervall

OFDM wurde eingeführt, um im Gegensatz zu Einzelträger-Verfahren, eine Beeinflussung des aktuellen Symbols durch mehrere zurück liegende Symbole zu vermeiden. Natürlich wird, unter Einfluss von Mehrwegeausbreitung, das aktuelle Symbol durch das direkt vorangegangene gestört, was, wie in der Einleitung des Kapitels beschrieben, als ISI bezeichnet wird.

Um ISI vollständig zu vermeiden, wird dem Nutzsymbol (*engl.*: useful part) der Länge  $T_U$  ein sog. Schutzintervall (*engl.*: guard interval) vorangestellt. Die Länge wird mit  $T_G$  definiert. Somit setzt sich die Länge eines OFDM-Symbols zusammen aus:  $T_S = T_U + T_G$ . Die Länge des Schutzintervalls sollte so gewählt werden, dass sie größer als die Laufzeit  $\tau_{max}$  des letzten

eintreffenden Echos, relativ zum ersten Signal, über den zeitvarianten Kanal  $\underline{h}(\tau, t)$  ist.

Da  $T_G$  keine Nutzinformation enthält, wird die Nutzdatenrate um den Faktor  $T_G/T_S$  reduziert. Ziel ist es, das Schutzintervall natürlich so kurz wie möglich zu wählen.

Der Einfluss des Funkkanals auf das zeit-kontinuierliche Informationssignal kann mit Hilfe der Faltung des Sendesignals und der Kanalimpulsantwort ausgedrückt werden. Dies entspricht im Frequenzbereich einer Multiplikation mit der Kanalübertragungsfunktion. Nach der Abtastung (Diskretisierung) des analogen Zeitsignals ist dies nur gültig, wenn es sich als Signal unendlicher Länge bzw. als periodisches Signal darstellen lässt. Aus diesem Grund kopiert man die Länge des Schutzintervalls  $T_G$  vom Ende des Nutzanteils  $T_U$  in den Bereich des Schutzintervalls. Hiermit erreicht man eine Periodizität des Sendesignals während der Einflusslänge des Funkkanals. Die Orthogonalität der Unterträger bleibt erhalten, man vermeidet den Leck-Effekt bei der DFT-Berechnung, und somit kommt es zu keiner ICI (*engl.*: Inter-Carrier-Interference). Positioniert man den Anfang des FFT-Fensters im Empfänger nicht direkt am Beginn des Nutzanteils sondern innerhalb des Schutzintervalls, so kommt es, aufgrund der weiterhin bestehenden Orthogonalität, zu einer konstanten Phasendrehung aller Träger im Frequenzbereich, was mit wenig Aufwand wieder kompensiert werden kann.

Abhängig von den zu erwartenden Laufzeiten innerhalb des Funkkanals werden unterschiedliche Konstellationen für Nutzanteil- bzw. Schutzintervall-Länge gewählt. Für DRM gibt es 4 Möglichkeiten (*engl.*: Robustness Modes) bei denen  $T_G$ , je nach den zu erwartenden Ausbreitungsbedingungen, im Bereich von ca. 10% bis 44% der Gesamtsymbollänge  $T_S$  liegt (vergleiche Tabelle 3.2).

### 3.1.3 Vor- und Nachteile bei OFDM-Systemlösungen

Als Übersicht bzw. Zusammenfassung der vorgestellten Eigenschaften von OFDM-Systemen wird in diesem Unterkapitel nochmals auf die wesentlichen Vorteile des Übertragungsverfahrens hingewiesen bzw. die Schwierigkeiten bei der Realisierung werden angesprochen.

Zu den Vorteilen zählen:

- Bei geeigneter Wahl der Länge des Schutzintervalls kann ISI vollständig vermieden werden, womit sich die Kanalverzerrung vereinfacht.

- Aufgrund der Anordnung der Träger (ohne Schutzabstände) erhält man mit dem OFDM-Signal ein annähernd konstantes Leistungsdichtespektrum, was zu einer hohen spektralen Effizienz führt.
- Hohe Robustheit wird gegenüber schmalbandigen Störern erreicht, da immer nur einzelne Träger betroffen sind. Durch geeignete Kanalschätzung und die Kanalcodierung kann die Information auf diesen Trägern wieder rekonstruiert werden.

Beim Einsatz von OFDM kommt es jedoch zu erhöhten Anforderungen an den Empfänger bzw. zu folgenden Problemen:

- Es ist ein hohes Maß an Synchronität, in Bezug auf Zeit und Frequenz, zwischen Sender und Empfänger notwendig. Fehlerhafte bzw. mangelhafte Synchronisation zerstört die Orthogonalität der Unterträger und führt zu additivem Rauschen im Empfänger, was dessen Güte verschlechtert.
- Durch die Superposition vieler, durch die Modulation gewichteter Einzelträger, kommt es zu einem großen Verhältnis zwischen Spitzenleistung und mittlerer Leistung (*engl.*: Peak to Average Power Ratio (PAPR)). Dies stellt hohe Anforderungen an die Linearität der Verstärker im analogen Front-End.

Trotz der erhöhten Anforderungen an den Empfänger hat OFDM Einzug bei vielen kommerziellen Rundfunk- bzw. Kommunikationsstandards gehalten. Durch den ständig wachsenden Grad an Integration für digitale Signalverarbeitungs-komponenten wird OFDM auch weiterhin bei der Diskussion neuer Standards mit einbezogen werden.

## 3.2 Der Systemstandard DRM

In diesem Kapitel werden Teilaspekte des DRM Systemstandards näher vorgestellt. Sie sind die notwendige Grundlage für die in Kapitel 5 dargestellten Basisbandalgorithmen.

Bild 3.4 zeigt das im DRM-Standard [4] definierte Blockschaltbild eines DRM Senders.

Der vom Sender generierte Datenstrom setzt sich aus drei logischen Kanälen und einer Pilotsignal-Sequenz zusammen.

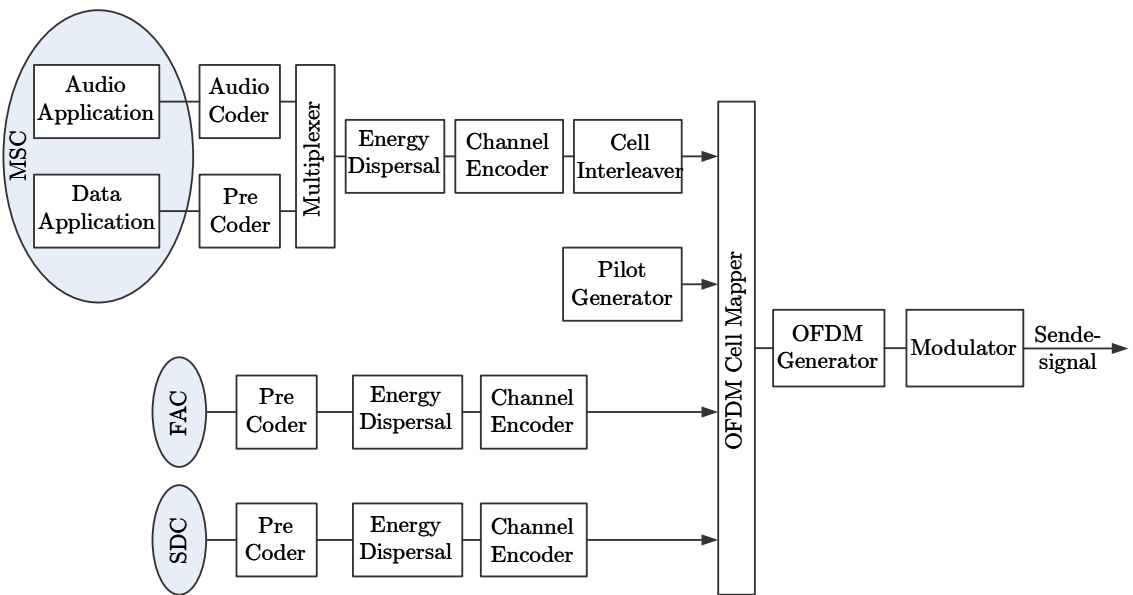


Bild 3.4 Blockschaltbild eines DRM Senders

Der MSC-Multiplex (*engl.*: Main Service Channel) setzt sich aus bis zu vier Services zusammen. Hierbei kann es sich um komprimierte Audiosignale (Musik oder Sprache) bzw. Datenservices handeln. Jeder einzelne Service kann, abhängig von der Sensitivität der Daten, in zwei Einheiten zerlegt werden, die bei der Übertragung unterschiedlich stark geschützt werden (*engl.*: UEP Unequal Error Protection). Der Multiplexer fasst die Services zum DRM-Multiplex Strom zusammen.

Der FAC (*engl.*: Fast Access Channel) FAC beinhaltet die wichtigsten Daten, um den Empfänger grundlegend zu parametrieren. Die Daten des FAC werden in einer bestimmten Sequenz regelmäßig wiederholt gesendet. Hierbei handelt es sich um Werte, welche die Signalbandbreite, das Modulationsverfahren für MSC und SDC, den Interleavermodus, sowie die Anzahl der Services des MSC Nutzdatenkanals definieren.

Der SDC (*engl.*: Service Description Channel) parametrieren die im MSC enthaltenen Services und beschreibt somit, wie der MSC Datenstrom zu dekodieren ist. Er informiert über alternative Frequenzen, auf denen dieselben Daten zeitgleich empfangen werden können und enthält zusätzliche Informationen, welche die Multiplexströme näher beschreiben. Die SDC Daten werden ebenfalls periodisch wiederholt.

Die vorgestellte Struktur erfordert im Empfänger eine sequenzielle Dekodierung. Das heißt anhand der FAC Daten kann der SDC dekodiert werden, der seinerseits wiederum beschreibt, in welcher Form die Services innerhalb des MSC dekodiert werden können. Da alle Träger des FAC-Informationskanals ständig mit 4-QAM moduliert sind, ist er am sichersten gegenüber den Einflüssen des physikalischen Kanals geschützt.

### 3.2.1 Übertragungsmodi

Die Idee bei der Definition des DRM-Standards bestand darin, ein System zu spezifizieren, welches Senderbetreiber befähigt, in einem kontinuierlichen Prozess vom herkömmlichen AM Sendeverfahren zu DRM zu wechseln. Dabei ist es ein wesentliches Kriterium, die vorhandene Rasterung innerhalb der verwendeten Frequenzbänder beizubehalten. In Europa, Afrika, Russland (ITU Region 1) bzw. Asien und Australien (ITU Region 3) wird ein Kanalaraster von 9 kHz verwendet, während in Nord- bzw. Südamerika (ITU Region 2) der Frequenzplan auf einer Rasterung im 10 kHz Abstand beruht. Für jeden Bereich wurden 3 Signalbandbreiten  $B_s$  (*engl.*: Spectrum Occupancy) definiert, um auf die unterschiedlichen Qualitätsansprüche reagieren zu können. Für Region 1 und 3 sind dies 4,5 kHz, 9 kHz bzw. 18 kHz, während

in Region 2 die Bandbreiten 5 kHz, 10 kHz und 20 kHz zur Auswahl stehen.

	Spectrum Occupancy ( $B_s$ )					
	0	1	2	3	4	5
Bandbreite	4,5 kHz	5 kHz	9 kHz	10 kHz	18 kHz	20 kHz

**Tabelle 3.1** Spectrum Occupancy und zugehörige Bandbreite

Für die Übergangszeit vom analogen zum rein digitalen Betrieb definiert der DRM-Standard einen so genannten Simulcast Betrieb, bei dem zusätzlich, in einem definierten Abstand zum DRM Signal, das gleiche Programm mittels AM übertragen wird. Bei schwierigen Empfangsbedingungen für DRM kann somit auf das konventionelle AM-Verfahren umgeschaltet werden. Die Signalisierung für Simulcast findet über einen bestimmten Teil des SDC Datenstroms statt.

Abhängig von der angestrebten Übertragungsdistanz  $d_e$  und dem zu erwartenden Kanalverhalten zur Zeit der Übertragung definiert der DRM-Standard vier mögliche Übertragungsmodi (*engl.*: Robustness Modes).

- Mode A wurde für überwiegend Gaußsche Rauschkanäle definiert und eignet sich für die Übertragung mittels Bodenwelle. Überwiegend wird dieser Mode für Frequenzen aus den LW- bzw. MW- Bändern verwendet.
- Werden Signale unter dem Einfluss von frequenzselektivem Fading übertragen bzw. die Umwegelauzeiten erhöhen sich, eignet sich Mode B. Dies trifft zum Beispiel bei nächtlicher Übertragung auf MW bzw. KW zu.
- Im Rahmen der Evaluierungsphase von DRM wurde eine Vielzahl von Messungen unter realistischen Bedingungen durchgeführt [11]. Es zeigte sich, dass gerade bei Verwendung von NVIS (*engl.*: Near Vertical Incidence Skywave) Mode B hinsichtlich der Parameter Delay- bzw. Doppler-Spread nicht ausreichend dimensioniert ist. Aus diesem Grund wurden Mode C bzw. D eingeführt.

Im Wesentlichen unterscheiden sich die Modi hinsichtlich der Wahl von OFDM-Symbol- bzw. Schutzintervall-Länge. Weiterhin unterscheidet sich die Anordnung und die Anzahl der ins Signal eingefügten Gain Piloten (ver-



gleiche Kapitel 3.2.3). Die OFDM-Parameter der vier verschiedenen Modi sind in Tabelle 3.2 zusammengefasst.

	Mode A	Mode B	Mode C	Mode D
$T_U$	24 ms	$21\frac{1}{3}$ ms	$14\frac{2}{3}$ ms	$9\frac{1}{3}$ ms
$T_G$	$2\frac{2}{3}$ ms	$5\frac{1}{3}$ ms	$5\frac{1}{3}$ ms	$7\frac{1}{3}$ ms
$\frac{T_G}{T_G+T_U}$	0,100	0,200	0,267	0,440
$N_U$	288	256	176	112
$N_G$	32	64	64	88
Symbole pro Rahmen	15	15	20	24

**Tabelle 3.2** OFDM-Parameter bei DRM, ( $T_U$ : zeitliche Länge des Nutzanteils,  $T_G$ : zeitliche Länge des Schutzintervalls,  $N_U$ : Anzahl der Abtastwerte innerhalb des Nutzanteils,  $N_G$ : Anzahl der Abtastwerte innerhalb des Schutzintervalls)

Abhängig von der gewählten Bandbreite bei der Übertragung (Spectrum Occupancy) wird nur eine bestimmte Anzahl von OFDM-Trägern verwendet.  $N_U$  stellt, bei einem Unterträgerabstand von  $\Delta f_k = 1/T_U$  ( $T_U$  ist der Nutzanteil des gesamten OFDM-Symbols der Länge  $T_s = T_U + T_G$ ), eine Bandbreite von 12 kHz zur Verfügung. Für die Übertragungsbandbreiten 18 kHz bzw. 20 kHz (Spectrum Occupancy 4/5) muss im Empfänger die Abtastfrequenz von  $f_s=12$  kHz auf  $f_s=24$  kHz erhöht werden. Tabelle 3.3 zeigt, welche Träger innerhalb der OFDM-Symbole verwendet werden. Will man auf die Träger mit negativem Index nach der FFT zugreifen, gilt die Rechenvorschrift:

$$k = k + N_U. \quad \forall k < 0 \quad (3.9)$$

Manche Kombinationen von Mode und Bandbreite sind nicht spezifiziert und werden dementsprechend in der Tabelle mit einem Strich gekennzeichnet.

Abhängig vom Mode wird eine bestimmte Anzahl von Symbolen zu einem Rahmen (*engl.*: Frame) zusammengefasst. Der Frame hat, unabhängig vom Mode, immer eine Dauer von 400 ms. Da sich die SDC Informationen nicht permanent ändern, werden sie nur zu Beginn eines jeden dritten Frames,

Mode	Carrier	Spectrum Occupancy ( $B_s$ [kHz])					
		4,5	5	9	10	18	20
A	$k_{min}$	2	2	-102	-114	-98	-110
	$k_{max}$	102	114	102	114	314	350
	genutzte Träger	101	113	202	226	410	458
B	$k_{min}$	1	1	-91	-103	-87	-99
	$k_{max}$	91	103	91	103	279	311
	genutzte Träger	91	103	182	206	366	410
C	$k_{min}$	-	-	-	-69	-	-67
	$k_{max}$	-	-	-	69	-	213
	genutzte Träger	-	-	-	138	-	280
D	$k_{min}$	-	-	-	-44	-	-43
	$k_{max}$	-	-	-	44	-	135
	genutzte Träger	-	-	-	88	-	178

**Tabelle 3.3** Anzahl und Nummerierung der OFDM-Träger, abhängig von der Bandbreite

dem Beginn des so genannten Super-Frames (1,2 s), gesendet. Der Zusammenhang zwischen den verschiedenen Rahmengrößen und deren wesentlichen Inhalten wird in Bild 3.5 dargestellt. Die FAC-Daten befinden sich für alle möglichen Bandbreiten immer im Bereich von 0 - 4,5 kHz. Dies ermöglicht es dem Empfänger, bevor die Spectrum Occupancy bekannt ist, die Bandbreite des Eingangsfilters auf 4,5 kHz zu begrenzen. Erst nach der Auswertung der FAC-Informationen wird dann entsprechend die Empfangsbandbreite angepasst.

Es bleibt zu erwähnen, dass alle OFDM-Symbole sowohl Daten- als auch Referenz-Informationen enthalten. Im Gegensatz zu DAB steht kein alleiniges Referenzsymbol zur Verfügung. Die Daten-Informationen werden nochmals in tatsächliche Daten (MSC) bzw. Kontroll-Daten (FAC/SDC) unterteilt. Die Referenz-Informationen bestehen aus Piloten (*engl.*: reference cells) innerhalb des Signals, mit denen sich Kapitel 3.2.3 näher beschäftigt.

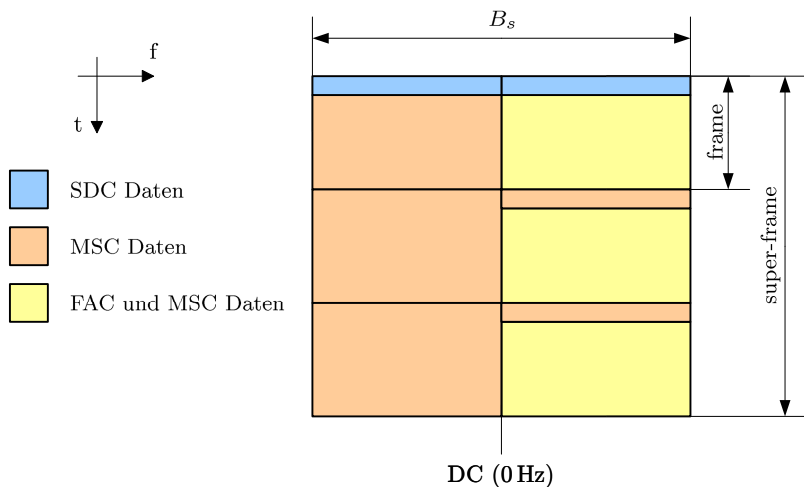


Bild 3.5 DRM Rahmen-Architektur

### 3.2.2 Kanalcodierung und Modulation

Da innerhalb des DRM Systems drei verschiedene Datenströme (MSC, FAC, SDC) mit verschiedenen Bedeutungen übertragen werden, gibt es unterschiedliche Anforderungen hinsichtlich Kanalcodierung bzw. Modulation.

#### Energy Dispersal

Bevor der Datenstrom dem Faltungscoder zugeführt wird, werden die Daten verwürfelt (*engl.*: scramble). Damit wird die Energie des Signals möglichst gleichmäßig auf alle Träger verteilt, um zum Beispiel lange Nullfolgen zu vermeiden (*engl.*: energy dispersal). Dies wird durch eine logische XOR-Verknüpfung des Datenstroms mit einer PRBS (*engl.*: Pseudo-Random Binary Sequence) im Sender realisiert. Durch empfängerseitige Kombination mit derselben Sequenz kann die Verwürfelung rückgängig gemacht werden. Die PRBS lässt sich durch rückgekoppelten Schieberegister erzeugen und wird durch das Polynom

$$P(x) = x^9 + x^5 + 1 \quad (3.10)$$

beschrieben [4].

## Kanalcodierung

Für die Kanalcodierung werden punktierte Faltungscodes eingesetzt, die auf den Generatorpolynomen (133, 171, 145, 133) beruhen. Um die bestmögliche Übertragungsqualität zu erreichen, wird zusätzlich Multilevel Codierung verwendet. Die Idee hierbei besteht darin, dass man fehleranfälligeren Positionen im Konstellationsdiagramm des Modulationsverfahrens einen höheren Fehlerschutz zukommen lässt [56],[65].

Im konkreten Fall werden Multilevel Coder mit bis zu 3 Levels eingesetzt. Die unterschiedlichen Coderaten werden mittels Punktierung [22] des Ausgangssignals des Faltungscoders erzeugt. Eine Vielzahl von spezifizierten Punktierungsraten [4] führt zu einer Fülle von möglichen Übertragungsraten, die an die jeweilige Applikation adaptiert werden können. Das Zusammenspiel zwischen Codierung und Punktierung ist immer so ausgelegt, dass die notwendige Datenmenge für einen kompletten Übertragungs-Rahmen entsteht.

## Interleaver

Innerhalb des DRM Systems gibt es zwei Arten von Interleavern.

- Um den Einfluss von Bündelfehlern auf Bitebene zu reduzieren, wird innerhalb der verschiedenen Level des Multilevel-Coders ein Bit-Interleaver eingesetzt. Die Permutation umfasst ebenfalls den Inhalt eines Übertragungsrahmens.
- Vor der OFDM-Symbolgenerierung mittels IFFT werden die bereits modulierten Träger nochmals verwürfelt (*engl.*: cell interleaver). Abhängig von dem zu erwartenden Verhalten des Kanals, insbesondere der Zeitselektivität, erstreckt sich die Interleavertiefe über zwei Übertragungsrahmen (*engl.*: short interleaving (0,8s)) oder sechs Rahmen (*engl.*: long interleaving (2,4s)). Dies hat natürlich im Empfänger eine gewisse Grundverzögerung bei der Demodulation zur Folge.

## Modulation

Bei der Modulation werden die drei Datenpfade (FAC, SDC, MSC) unabhängig voneinander behandelt.

- Für den FAC Kanal wird immer ein 4-QAM Verfahren verwendet, da die enthaltenen Informationen für eine schnelle Demodulation im Empfänger nötig sind. Deshalb müssen sie besonders gut geschützt sein.
- Für den SDC kann entweder 4-QAM oder 16-QAM verwendet werden. Das höherwertige Modulationsverfahren bietet die Möglichkeit, mehr Zusatzinformationen für den aktuellen MSC Multiplex zu übertragen.
- Bei MSC-Daten bietet sich die Möglichkeit einer 16-QAM bzw. 64-QAM. Es ist ebenfalls wieder notwendig, eine Abwägung zwischen möglicher zu übertragender Datenmenge und der Übertragungssicherheit durchzuführen. Für das 64-QAM Verfahren stehen drei Möglichkeiten (SM, HMix, HMsym) zur Abbildung der Binärfolge auf den entsprechenden Datenpunkt im Konstellationsdiagramm zur Verfügung. Eine genauere Beschreibung mit entsprechenden Abbildungen kann dem DRM-Standard [4] entnommen werden.

### 3.2.3 Pilotstruktur

Bei der Definition der Pilot-Signale standen zwei wesentliche Aspekte im Vordergrund:

- Es soll anhand der Piloten die Möglichkeit geschaffen werden, einen synchronisierten Zustand des Empfängers bzgl. des Senders zu erreichen. Hierzu müssen mehrere Synchronisationsprozeduren im Frequenz- und Zeitbereich ablaufen.
- Die Piloten sollen weiterhin zur Schätzung der Kanalübertragungsfunktion dienen. Anhand dieser Information kann dann eine geeignete Kanalentzerrung realisiert werden.

Ein Pilot entspricht einem Träger an einer definierten Position innerhalb eines OFDM-Symbols (*engl.*: cell). Allgemein kann der Referenzträger wie folgt definiert werden:

$$\underline{P}_{l,k} = a \cdot e^{j2\pi\vartheta(l,k)} \quad (3.11)$$

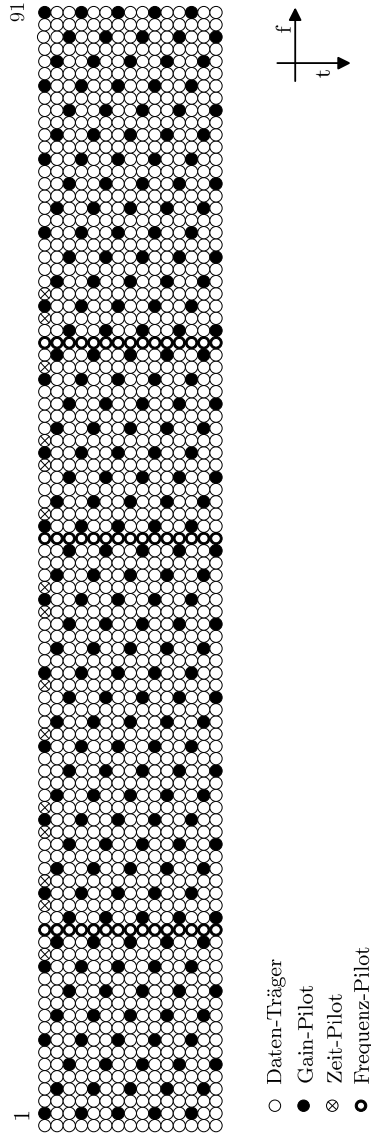
$l$  beschreibt das aktuelle OFDM-Symbol relativ zum Rahmenbeginn.  $k$  gibt die Position des Piloten innerhalb des OFDM-Symbols wieder.  $a$  definiert den Betrag des Piloten und liegt gewöhnlich bei  $\sqrt{2}$ . Am Rand des Spektrums

bzw. in der Nähe des Nullträgers ( $f_k = 0$ ) wird der Wert auf  $a = 2$  gesetzt.  $\vartheta(l, k)$  beschreibt die vom DRM-Standard definierte Phasenlage des Piloten.

Zur Realisierung der vielfältigen Aufgaben innerhalb des Empfängers stehen drei Arten von Piloten zur Verfügung.

- **Frequenz-Piloten:** Sie sind unabhängig vom gewählten Robustness Mode und befinden sich in jedem OFDM-Symbol immer an den gleichen Frequenzpositionen (750, 2250 und 3000 Hz). Nach der Einführung des Schutzintervalls bilden sie immer noch phasenkontinuierliche Schwingungen. Aus diesem Grund eignen sie sich besonders gut zur initialen Schätzung ( $\tilde{f}_{akq}$ ) einer Frequenzverschiebung  $\Delta f_{off}$  zwischen Sender und Empfänger.
- **Zeit-Piloten:** Sie befinden sich nur jeweils im ersten Symbol eines Rahmens (vergleiche Bild 3.6) und eignen sich damit besonders zur Rahmendetektion. Zusätzlich können sie auch, in Kombination mit den Frequenz-Piloten, zur verbesserten Schätzung der Frequenzverschiebung zwischen Sender und Empfänger herangezogen werden.
- **Gain-Piloten:** Sie werden in regelmäßigen Abständen innerhalb des OFDM-Rahmens angeordnet. Da es sich bei DRM um ein kohärentes OFDM-System handelt, ist es notwendig, im Empfänger eine Kanalschätzung bzw. Entzerrung zu realisieren. Die wesentliche Funktion der Piloten besteht darin, definierte Messwerte des Kanals zu liefern, um anschließend durch Interpolation bzw. Filterung eine Rekonstruktion der Übertragungsfunktion des Kanals an den Positionen der Datenträgern zu erhalten. Signifikant für die Qualität der Kanalschätzung ist der Abstand der Piloten in Zeit- bzw. Frequenzrichtung. Der Abstand der Piloten legt ebenfalls fest, vergleiche Kapitel 5.3, mit welchen maximalen Einflüssen hinsichtlich Mehrwegeverzögerung bzw. Doppler-Verbreiterung die Schätzung gerade noch zurecht kommen kann.

Bild 3.6 stellt das Pilot Muster für den Robustness Mode B dar. Ein Frame im Mode B besteht aus 15 OFDM-Symbolen.



**Bild 3.6** Pilotstruktur im Robustness Mode B und Spectrum Occupancy 0 (4,5 kHz)

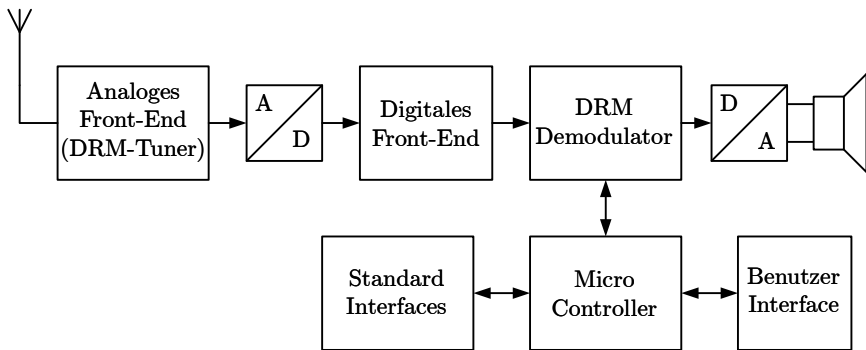




# Kapitel 4

## DRM Empfänger-Plattform

Zur Verifikation und Demonstration der Funktionalität der in Kapitel 5 beschriebenen Algorithmen wurde eine Hardware-Plattform zum Empfang von DRM-Signalen entwickelt.



**Bild 4.1** Vereinfachte Darstellung der Empfängerarchitektur

Da die Hardware-Plattform für den Empfang weiterer Rundfunkstandards (AM, FM, DAB) verwendet werden soll, wurde eine heterodyne Empfängerarchitektur mit Zwischenfrequenz-Digitalisierung gewählt (Bild 4.1). Eine weiterführende Diskussion der unterschiedlichen Implementierungsansätze für das analoge Front-End findet sich in Kapitel 4.1. Nach der Zeitdiskretisierung mit Hilfe des AD-Wandlers wird das ZF-Signal im digitalen Front-End in die komplexe Basisbanddarstellung transponiert (vgl. Kapitel 4.3).

Die Demodulation findet mit Hilfe einer kombinierten Hardware/Software Implementierung statt, bevor die decodierten Audiodaten oder Applikationsdaten zur Verfügung stehen. Zur Steuerung des DRM-Demodulators steht eine API zur Verfügung. Ein Datenaustausch mit dem Empfänger findet über die Standard-Schnittstellen UART (RS232), USB oder I<sup>2</sup>S statt. Für die benutzerfreundliche Bedienung bietet die Plattform ein Bedienfeld mit

Display.

Zusätzlich zu den konzeptionellen Ansätzen und der Realisierung der Plattform beschreiben die einzelnen Unterkapitel typische Ungenauigkeiten, die bei der Umsetzung eines Empfängerkonzepts auftreten und mit Hilfe geeigneter Algorithmen so gut wie möglich kompensiert werden müssen. Im letzten Abschnitt wird die Partitionierung des DRM-Systems für die realisierte Plattform beschrieben.

## 4.1 Analoges Front-End

Aufgrund der immer besseren Möglichkeiten bei der Integration funktionaler Blöcke eines Systems in kostengünstigen Technologien hat sich die Anzahl an diskreten Komponenten eines Empfängers drastisch reduziert. Hierdurch können nicht nur Gesamtkosten eingespart, sondern auch die Leistungsaufnahme verringert werden. Gerade bei der Realisierung eines Multi-Standard-Rundfunkempfängers (MSR) kann es jedoch hinsichtlich der Realisierbarkeit des analogen Front-Ends zu Einschränkungen kommen.

Für den konkreten Fall sollen die analogen Empfangssignale der Rundfunkstandards AM/FM/DRM/DAB in geeigneter Form am Eingang des AD-Wandlers zur Verfügung stehen. Die folgende Aufstellung gibt die verwendeten Frequenzbereiche der einzelnen Standards wieder.

AM:	526,5 kHz - 1606,5 kHz
FM:	65,9 MHz - 108 MHz (OIRT, Japan, Europa)
DRM:	148,5 kHz - 27 MHz
DAB:	174 MHz - 230 MHz (Band III) 1452 MHz - 1492 MHz (L-Band)

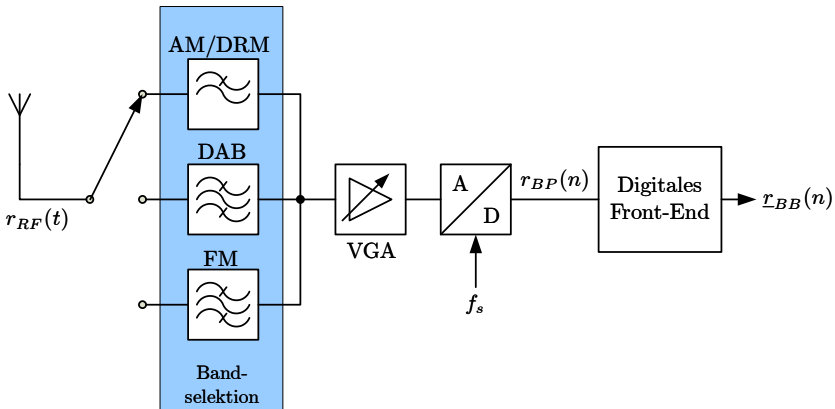
**Tabelle 4.1** Übersicht der zu verarbeitenden Frequenzbänder des Multi-Standard-Rundfunkempfängers

OIRT

Die folgenden Abschnitte beschreiben unterschiedliche Prinzipien für den Empfang der angesprochenen Frequenzbänder und stellen jeweils die Vorteile bzw. Nachteile hinsichtlich der Implementierung dar.

### 4.1.1 Direct Sampling

Wie der Name schon ausdrückt, wird bei diesem Konzept eine direkte Digitalisierung des Antennensignals durchgeführt. Mit Hilfe eines analogen Filters vor dem AD-Wandler findet eine Vorselektion des zu digitalisierenden Frequenzbandes statt. Folgt man dem klassischen Abtastkonzept nach Shannon [58] ( $f_{RF} < f_s/2$ ), sind AD-Wandler mit hohen Abtastraten und damit korrespondierendem hohem Energieverbrauch notwendig. Um die Abtastrate ( $f_s$ ) zu verkleinern, kann auch auf das Prinzip der Bandpass-Unterabtastung zurückgegriffen werden [48], [64]. Die Abwärtsmischung ins Basisband und Selektion des eigentlichen Nutzsignals sowie die Dezimation finden innerhalb des digitalen Front-Ends statt. Da am Eingang des AD-Wandlers eine Superposition aller Signale innerhalb des selektierten Bandes anliegt, besteht die Gefahr einer Übersteuerung (*engl.*: clipping). Diesem Effekt kann mit Hilfe eines adaptiven Verstärkungsgliedes (VGA) begegnet werden. Die Ansteuerung des VGA erfolgt mit Hilfe einer AGC Regelschleife.



**Bild 4.2** Vereinfachte Darstellung des Direct Sampling Prinzips

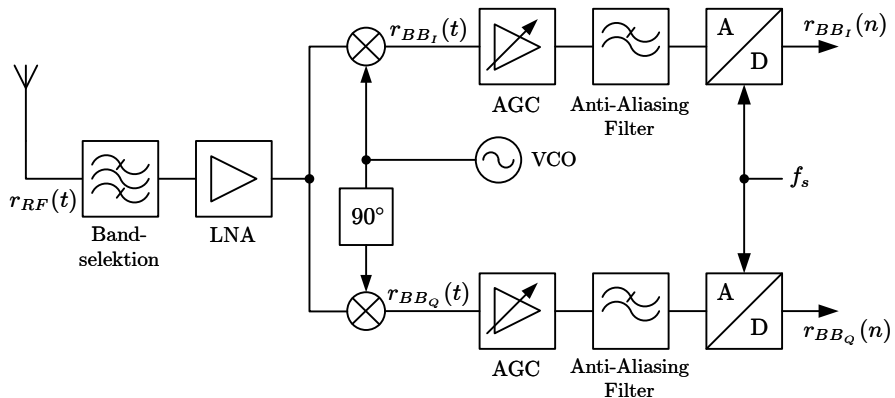
Da die maximale Aussteuerung wesentlich durch den stärksten Sender innerhalb des gesamten Bandes bestimmt wird, muss der AD-Wandler eine höhere Auflösung (mehr effektive Bits) im Vergleich zu dem später vorgestellten Heterodyn-Konzept besitzen, um auch schwache Sender auflösen zu können.

Der wesentliche Vorteil dieser Implementierungsvariante liegt bei der sehr geringen Anzahl an diskreten Komponenten. Gerade bei der Umsetzung von

AFS (*engl.*: Automatic Frequency Switching) Konzepten, d.h. Empfang der aktuellen Sendung auf einer anderen Frequenz, kann mit Direct Sampling parallel für zwei bzw. mehr Frequenzen eine Bewertung der einzelnen Signale durchgeführt werden. Im Gegensatz zum Heterodyn-Konzept (Kapitel 4.1.3) verringern sich die Einflüsse des Phasenrauschens [40]. Für die Umsetzung in kommerziellen Empfängern stellen die höheren Anschaffungskosten sicher ein Problem dar. Bei portablen Geräten muss ebenfalls die erhöhte Leistungsaufnahme des AD-Wandlers berücksichtigt werden.

## 4.1.2 Homodyn-Konzept

Der Homodyn-Empfänger beruht auf dem Prinzip der direkten Umsetzung des Empfangssignals in die Basisband-Lage. Hierbei wird das Empfangssignal mit der Sendefrequenz gemischt, wodurch keine Zwischenfrequenz auftritt. Homodyn-Empfänger eignen sich sehr gut für die Integration auf Halbleiter-Bausteinen, da nur moderate Anforderungen an die Filterdämpfungen bestehen. Weiterhin spielt, aufgrund des komplexwertigen Mischvorgangs, die Spiegelfrequenz-Unterdrückung keine so ausgeprägte Rolle wie beim Heterodyn-Empfänger. Bild 4.3 zeigt die wesentlichen Komponenten dieser Architektur.



**Bild 4.3** Blockschaltbild eines Homodyn-Empfängers

Nach der Antenne befindet sich im Allgemeinen ein analoges Bandpassfilter, das zur Selektion des aktuellen Frequenzbandes dient. Da analoge Mischer zumeist eine hohe Rauschzahl besitzen, wird ein rauscharmer Verstärker

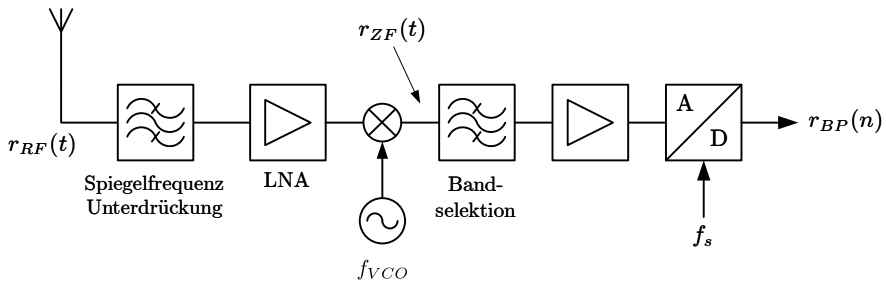
LNA (*engl.*: Low Noise Amplifier) vorgeschaltet. Der Quadraturmischer erzeugt die Quadraturkomponenten I bzw. Q und sorgt für die Spiegelfrequenz-Unterdrückung. Um, wie bereits im vorherigen Kapitel erläutert, den AD-Wandler nicht zu übersteuern, folgt in beiden Empfangszweigen eine Verstärkungsregelung. Die Regelschleife kann entweder vom Analog- oder vom Digitalteil her geschlossen werden. Um unerwünschte Faltungsprodukte im Ausgangsspektrum nach dem AD-Wandler zu vermeiden, folgt der AGC-Stufe (*engl.*: Automatic Gain Control) ein geeigneter Anti-Aliasing Tiefpass. Abhängig von der gewünschten bzw. erreichten Nachbarkanalunterdrückung durch die analogen Filter muss die Abtastrate für den AD-Wandler gewählt werden. In vielen Fällen liegt sie bei etwa der vierfachen Bandbreite des Nutzsignals oder auch darüber. Dem AD-Wandler folgt direkt die digitale Signalverarbeitung.

Die Vorteile des Homodyn-Konzepts liegen im Wesentlichen beim hohen Integrationspotential. Weiterhin sind die Anforderungen an die Spiegelfrequenz-Unterdrückung nicht sehr hoch. Bezüglich der Implementierung werden für das Konzept zwei separate AD-Wandler für I- und Q-Signalfad verwendet, was zu Mehrkosten führt. Durch begrenzte Isolation zwischen dem lokalen Oszillator (LO) und dem HF-Eingang kann es zu unerwünschten Einkopplungen kommen. Daraus resultierende Abstrahlung und Wiederempfang der LO-Frequenz führt zu einer DC-Spannung, die Sättigungen in einzelnen Stufen des Empfängers hervorrufen kann. [18] zeigt beispielsweise eine Methode, die zur einer Reduzierung der DC-Problematik führen. Gerade bei digitalen Übertragungsverfahren kann es zu Verzerrungen des Konstellationsdiagramms kommen, was als IQ-Imbalance bezeichnet wird. Diese wird hauptsächlich durch Amplituden- und Phasenabweichungen zwischen den Lokaloszillatorpfaden, sowie durch Fehlanpassungen der IQ-Pfade hervorgerufen. Mögliche Methoden zur Kompensation werden z.B. in [53] beschrieben.

### 4.1.3 Heterodyn-Konzept

Das wohl immer noch am weitesten verbreitete Prinzip des Zwischenfrequenz-Empfängers wurde bereits 1918 von Edwin Armstrong zum Patent angemeldet. Mit Hilfe einer lokal generierten Trägerschwingung ( $f_{VCO}$ ) wird die gewünschte Empfangsfrequenz ( $f_{RF}$ ) so gemischt, dass eines der Mischprodukte genau bei einer festen Zwischenfrequenz ( $f_{ZF}$ ) zu liegen kommt.

Der Vorgang der Mischung kann auf zwei verschiedene Arten ausgeführt werden. Es besteht die Möglichkeit, die Referenzfrequenz höher als die ge-



**Bild 4.4** Blockschaltbild eines Heterodyn-Empfängers

wünschte Empfangsfrequenz zu wählen. Man spricht hier von Aufwärtsmischung. Die notwendige lokale Oszillatorfrequenz errechnet sich wie folgt:

$$f_{VCO} = f_{RF} + f_{ZF} \quad (4.1)$$

Wählt man im Gegensatz hierzu die Oszillatorfrequenz unterhalb der Empfangsfrequenz, so spricht man von Abwärtsmischung.

$$f_{VCO} = f_{RF} - f_{ZF} \quad (4.2)$$

Eine wesentliche Schwierigkeit bei der Realisierung des Heterodyn-Konzepts liegt in einer geeigneten Spiegelfrequenz-Unterdrückung. Als Spiegelfrequenz (*engl.*: image frequency) bezeichnet man die Frequenz im Eingangsspektrum, die nach dem Mischprozess ebenfalls auf die ZF führt.

$$f_{sp} = 2f_{ZF} + f_{RF} \quad (\text{Aufwärtsmischung}) \quad (4.3)$$

$$f_{sp} = f_{RF} - 2f_{ZF} \quad \forall f_{RF} > 2f_{ZF} \quad (\text{Abwärtsmischung})$$

Es ist somit notwendig, die Spiegelfrequenz vor dem Mischer bereits zu unterdrücken. Aufgrund der hohen Anforderungen an die Dämpfungseigenschaften werden diese Filter meist diskret aufgebaut und können nicht integriert werden. Je höher die ZF gewählt wird, desto besser wird im Allgemeinen die Spiegelfrequenz-Unterdrückung. Die Bandselektion des Senders erfolgt über das ZF-Filter. Abhängig von der angestrebten Applikation werden diese Filter als Quarz-, Keramik- oder SAW-Filter ausgeführt, die ebenfalls nicht integriert werden können.

Im Vergleich zu den Konzepten aus Kapitel 4.1.1 und 4.1.2 ist der Implementierungs- bzw. Kostenaufwand für einen Heterodyn-Empfänger höher. Vorteile des Konzepts liegen bei der Separation der Signalverstärkung in mehreren Stufen innerhalb verschiedener Frequenzbänder. Die Umsetzung des Signals ins komplexe Basisband erfolgt im Digitalbereich nach dem AD-Wandler. Somit lässt sich der Einfluss von IQ-Imbalance reduzieren, da Mischer im Digitalbereich mit Hilfe eines NCO (*engl.*: Numerically Controlled Oscillator) mit höherer Genauigkeit implementiert werden können.

## 4.2 Analog-Digital Wandler

Der Analog-Digital-Wandler spielt innerhalb eines Multi-Standard Empfängers eine entscheidende Rolle. Gerade bei Ansätzen, die nur eine sehr geringe Kanalselektion bzw. Anti-Aliasing-Filterung im analogen Teil durchführen (vgl. 4.1.1 und 4.1.2), muss ein hochauflösender AD-Wandler mit hoher Abtastrate gewählt werden. Abhängig vom Systemstandard wird das diskretisierte Signal im digitalen Front-End einer geeigneten Filterung unterworfen. Da die Signalbandbreite des ZF-Signals im Allgemeinen wesentlich geringer als die ZF ist, kann man eine Unterabtastung vornehmen. Dies bedeutet, dass die Abtastfrequenz ( $f_s$ ) kleiner als die ZF gewählt werden kann, ohne das Abtasttheorem ( $f_s > 2B_{ZF}$ ) zu verletzen [62], [64]. Gerade für Systeme mit geringen Signalbandbreiten (AM, DRM, FM) kann jedoch durch hohe Abtastraten ein Gewinn hinsichtlich des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses (SNR) erzielt werden, wenn die Übertragungsbandbreite erst im digitalen Bereich dezimiert wird. Die Überabtastung (*engl.*: oversampling ratio (OSR)) ist definiert als

$$\text{OSR} = \frac{f_s}{2 \cdot f_{max}}, \quad (4.4)$$

wobei  $f_{max}$  die größte im Signal auftretende Nutzfrequenz ist.

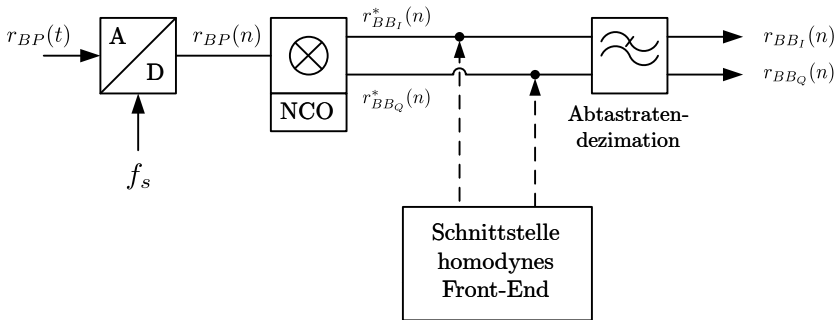
Entscheidend für die Wahl eines geeigneten AD-Wandlers ist der notwendige Dynamikbereich für den jeweiligen Systemstandard. In die Berechnung des Dynamikbereichs müssen neben dem notwendigen Signal-zu-Rausch-Verhältnis auch die Ungenauigkeiten der analogen Komponenten, Quantisierungseffekte und nicht optimale Signalrekonstruktion (Synchronisation, Kanalschätzung) mit einbezogen werden. Die notwendige Auflösung des AD-Wandlers lässt sich nach [34] wie folgt berechnen:

$$b_{eff} = \frac{SNR[dB] - 1,76 - 10 \log OSR}{6,02} \quad (4.5)$$

Es ist zu beachten, dass es sich hier um die effektive Auflösung des AD-Wandlers handelt. Sie liegt in der Regel 1-1,5 bit unterhalb der nominellen Auflösung.

### 4.3 Digitales Front-End

Die wesentlichen Aufgaben des digitalen Front-Ends liegen in der Transposition des diskretisierten Signals in die Basisbandlage. Hierzu wird ein digitaler Mischer mit Hilfe eines NCO verwendet. Weiterhin liegt die Abtastfrequenz des AD-Wandlers meistens weit oberhalb der doppelten Bandbreite, die nach Nyquist mindestens zur korrekten Rekonstruktion verwendet werden muss, so dass die Abtastrate dezimiert werden kann. Hierdurch erreicht man einen Gewinn des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses, da die Rauschleistung auf eine höhere Bandbreite gespreizt wird. Die Reduktion der Abtastrate kann nach dem bekannten Prinzip der Bandbreitenbegrenzung und anschließender Heruntertastung des Signals realisiert werden.



**Bild 4.5** Schematische Darstellung des digitalen Front-Ends

Für den Fall eines homodynen Empfangskonzepts wird das digitalisierte Signal direkt nach dem NCO eingespeist, da es sich ja bereits im Basisband befindet. Die konkrete Implementierung wird in Kapitel 4.4.3 beschrieben.



## 4.4 Realisierte Empfänger-Plattform

Dieser Abschnitt beschreibt, basierend auf den vorangegangenen Überlegungen, die tatsächlich realisierte MSR-Plattform. Aufgrund des notwendigen L-Band Empfangs für DAB wurden die Front-End Funktionalitäten für DAB bzw. AM/FM/DRM auf zwei unterschiedliche Einheiten aufgeteilt. Eine Zusammenfassung der Vorüberlegungen für DAB und DRM findet sich auch in [26].

### 4.4.1 Realisiertes analoges Front-End

Das DAB-Front-End (vgl. Bild 4.6 oberer Teil) basiert im Wesentlichen auf einem Heterodyn-Ansatz, der Band-III-Signale auf eine feste Zwischenfrequenz von 38,912 MHz umsetzt. Um L-Band Signale empfangen zu können, wird der Frequenzbereich von 1,452 - 1,492 GHz mit einer festen Mischerfrequenz auf das Band III umgesetzt. Die Kanalselektion findet mit Hilfe eines diskreten SAW-Filters auf der Zwischenfrequenzebene statt. Abhängig von der Konfiguration des Empfängers wird das entsprechende analoge Signal auf den Eingang des AD-Wandlers geschaltet.

Für AM/FM/DRM wurde ein kombiniertes heterodynes Front-End realisiert, das auf der gängigen Zwischenfrequenz von 10,7 MHz arbeitet. Die ZF wurde gewählt, um Teile des Empfängers wie Front-End bzw. Basisband-IC mit kommerziellen Produkten zu vergleichen und die Güte der realisierten Komponenten zu bewerten. Der Signalpfad für FM besteht aus einem mitlaufendem Selektionsfilter, das abhängig von der aktuellen VCO-Frequenz bzw. Steuerspannung, auf die jeweilige Empfangsfrequenz abgestimmt wird. Dieses Filter dient ebenfalls zur Spiegelfrequenz-Unterdrückung. Eine RF-AGC-Stufe regelt den Strom für eine Pin-Diode, um den Pegel am Mischereingang auf einen einstellbaren Maximalwert zu begrenzen.

FM verwendet das Prinzip der Aufwärtsmischung (4.1), wobei die Mischerfrequenz mit einem VCO generiert wird. Die Erzeugung der Mischerfrequenz wird im Kapitel 4.4.1 genauer beschrieben. Zur Kanalselektion wird ein keramisches Bandpassfilter auf 10,7 MHz mit einer Bandbreite von 180 kHz eingesetzt. Die Selektionseigenschaften des Filters reichen bereits aus, um auf ein Anti-Aliasing-Filter vor dem AD-Wandler zu verzichten. Mit Hilfe einer weiteren AGC Stufe, diesmal basierend auf dem ZF-Signal, wird der Pegel ab einem definierten Schwellwert abgeregelt, um den folgenden AD-Wandler nicht zu übersteuern.

Da für AM/DRM die gleiche ZF eingesetzt werden soll, entstehen erhöh-

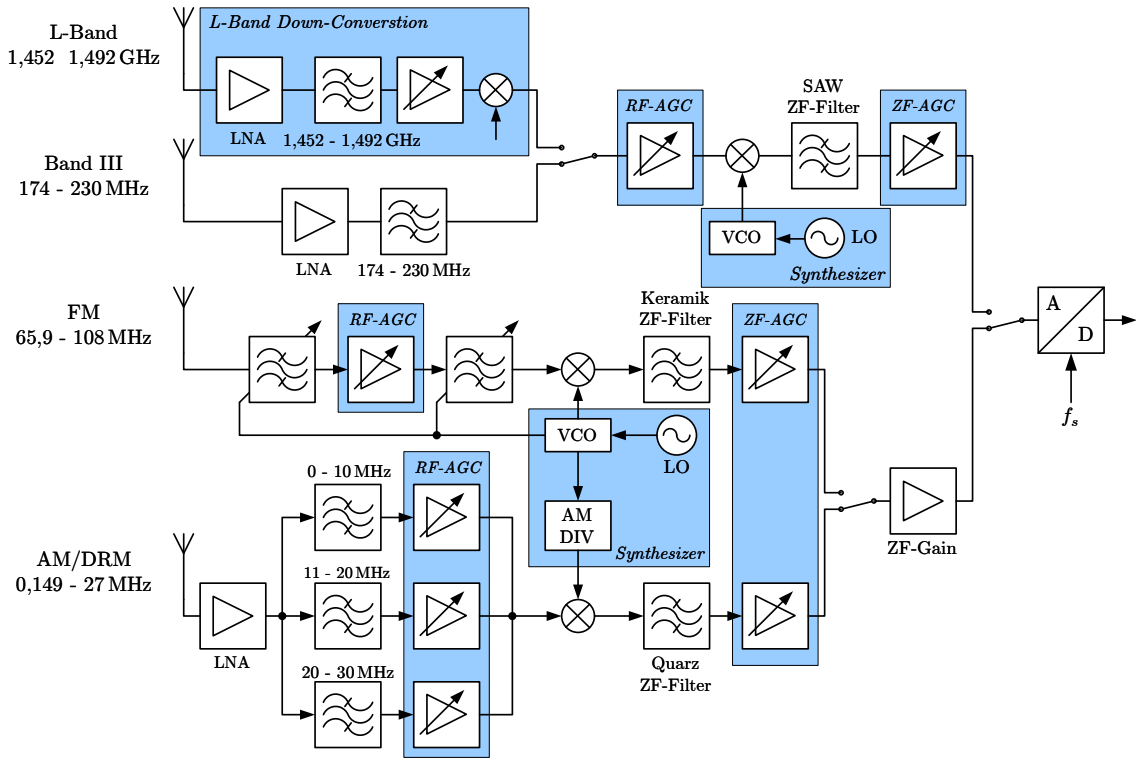


Bild 4.6 Realisierte Front-End Architektur für die MSR-Plattform

te Anforderungen an die Spiegelfrequenz-Unterdrückung, weil die Spiegelfrequenzen im Signal-Nutzbereich des DRM-Spektrums liegen. Tabelle 4.2 gibt die Empfangsbereiche, die notwendigen Mischerfrequenzen, die zu unterdrückenden Spiegelfrequenz-Bereiche und das Empfangskonzept (Aufwärts-/Abwärtsmischung) an.

Empfangsfrequenz	VCO-Frequenz	Spiegelfrequenz	
100 kHz - 10,3 MHz	10,8 MHz - 21 MHz	21,5 MHz - 31,7 MHz	ab
11 MHz - 20 MHz	21,7 MHz - 31,7 MHz	32,4 MHz - 41,4 MHz	ab
20 MHz - 30 MHz	9,3 MHz - 19,3 MHz	-1,4 MHz - 8,6 MHz	auf

**Tabelle 4.2** Spiegelfrequenz-Bereiche für den jeweiligen Empfangsbereich

Wie mit den drei Zeilen in Tabelle 4.2 schon angedeutet, wird der Empfangsbereich in drei Bereiche unterteilt. Aufgrund der niedrigen Frequenzen und der daraus resultierenden großen Induktivitäten für passive LC-Filter, sind die Bandpassfilter diskret aufgebaut. Abhängig von der gewählten Empfangsfrequenz wird das Signal vorselektiert und auf den Eingang des Mixers geschaltet.

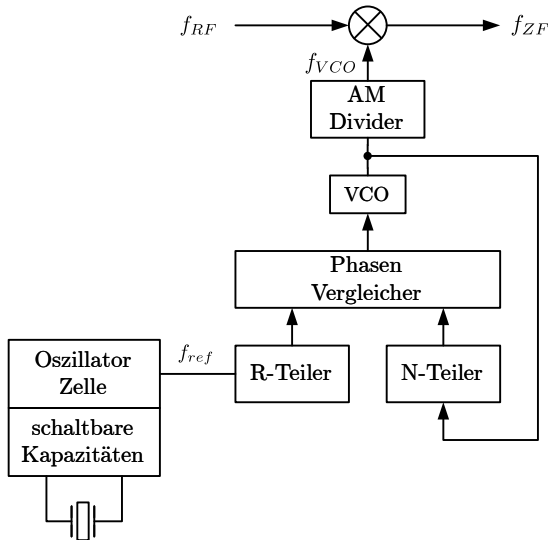
Das auf 10,7 MHz gemischte Signal durchläuft für AM/DRM ein externes Quarzfilter. Da der DRM Standard neben der 9 kHz Bandbreite, die auch für AM gültig ist, weitere Signalbandbreiten (Tabelle 3.1) definiert, wurde ein umschaltbares ZF-Filter mit Bandbreiten zwischen 10 bzw. 20 kHz implementiert. Standardmäßig ist das 10 kHz Filter in den Signalpfad geschaltet. Wird bei der Dekodierung des FAC (vgl. Kapitel 3.2) für DRM festgestellt, dass Spectrum Occupancy 4 oder 5 verwendet wird, findet die Umschaltung zum 20 kHz Filter statt. Für die Amplitudenregelung des ZF-Signals wird dieselbe AGC-Struktur wie im FM-Zweig verwendet.

Abhängig vom gewählten Empfangsmodus wird entweder das analoge DAB oder das AM/FM/DRM Signal auf den Eingang des AD-Wandlers geschaltet.

### Mischerfrequenz-Erzeugung für AM/FM/DRM

Zur Erzeugung der Frequenz für den Mischer ( $f_{VCO}$ ) wird das Prinzip eines Frequenz-Synthesizers eingesetzt. Basierend auf der Frequenz eines lokalen Oszillators ( $f_{ref}$ ) wird mittels des R-Teilers (Bild 4.7) eine niederfrequente Schwingung, die als Referenz für eine Phasenregelschleife (*engl.*: Phase

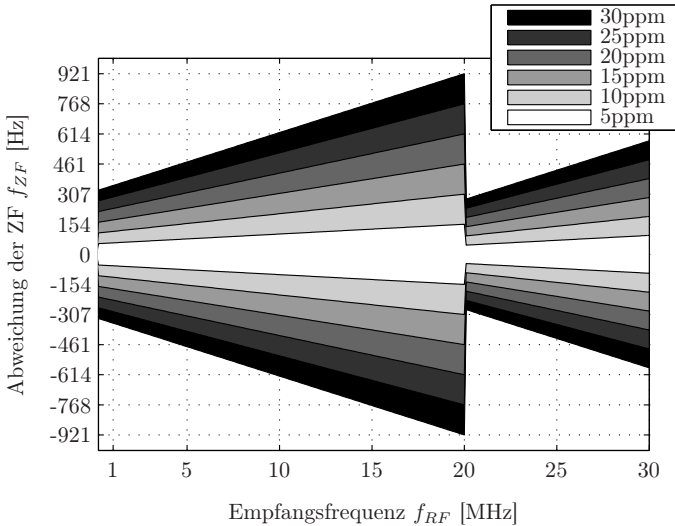
Locked Loop (PLL)) dient, erzeugt. Abhängig von der Phasendifferenz zwischen dem Referenztakt und der heruntergeteilten Frequenz des VCO (N-Teiler) wird die Steuerspannung für den VCO nachgeregelt. Das Konzept ist für FM bzw. AM/DRM nahezu gleich, mit dem Unterschied, dass für die niedrigeren VCO-Frequenzen von AM/DRM ein separater Teiler nach dem VCO verwendet wird. Mit Hilfe eines schaltbaren Kapazitäten-Arrays in der Oszillator-Zelle des integrierten Schaltkreises, lässt sich die Frequenz des LOs noch leicht verstimmen.



**Bild 4.7** Erzeugung der lokalen Mischerfrequenz

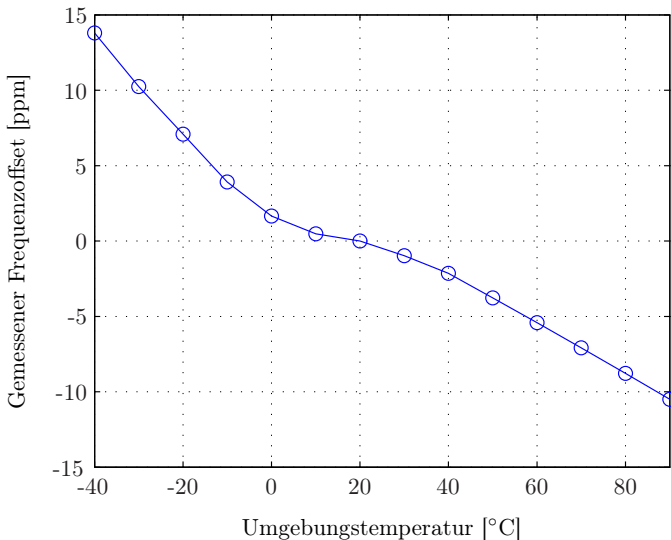
Die Problematik dieses Konzepts liegt in der Instabilität des lokalen Oszillators. Im Normalfall weicht die tatsächliche Frequenz von der nominellen Frequenz innerhalb eines definierten Bereiches ab. Es hat sich gezeigt, dass der Großteil aller Quarze, die aus einem Produktionsprozess stammen, eine ähnliche Abweichung aufweisen. Somit ist es möglich, mit Hilfe von Tabellen, bei der Programmierung des Front-Ends bereits eine grobe Korrektur durchzuführen. Weiterhin unterliegt der Quarz einer hohen Temperaturabhängigkeit. Da in kommerziellen Empfängern aus Kostengründen keine temperaturstabilisierten Oszillatoren eingesetzt werden können, muss diese Abweichung beherrscht werden. Aufgrund der Struktur des Synthesizers wirkt sich eine Abweichung von  $f_{ref}$  in gleichem Maße auf die VCO-Frequenz  $f_{VCO}$  aus.

Wie in Kapitel 4.4 beschrieben, arbeitet das Front-End für AM bzw. DRM im Bereich von 100 kHz bis etwa 20,1 MHz nach dem Prinzip der Aufwärtsmischung (4.1). Im restlichen Bereich, 20,1 MHz bis 27 MHz, wird Abwärtsmischung (4.2) verwendet. Ein wichtiger Grund hierfür lässt sich aus Bild 4.8 erkennen.



**Bild 4.8** Abweichung der ZF Frequenz über der eingestellten Empfangsfrequenz in Abhängigkeit von der nominellen Abweichung des lokalen Oszillators

Setzte man für den Bereich oberhalb von 20,1 MHz ebenfalls Abwärtsmischung ein, würde die mögliche Abweichung der ZF ebenfalls ansteigen. Um dem entgegen zu wirken, wurde für diesen Bereich Aufwärtsmischung verwendet, wobei die VCO Frequenz wieder geringer wird. Es wurde der Einfluss einer Abweichung bis maximal 30 ppm untersucht. Dies entspricht auch der Güte des verwendeten Oszillators auf der realisierten Plattform. Zur Verifikation wurden Messreihen durchgeführt (Bild 4.9), bei denen die Abweichung der Oszillatorfrequenz in einem Temperaturbereich von  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $90^{\circ}\text{C}$  gemessen wurde.



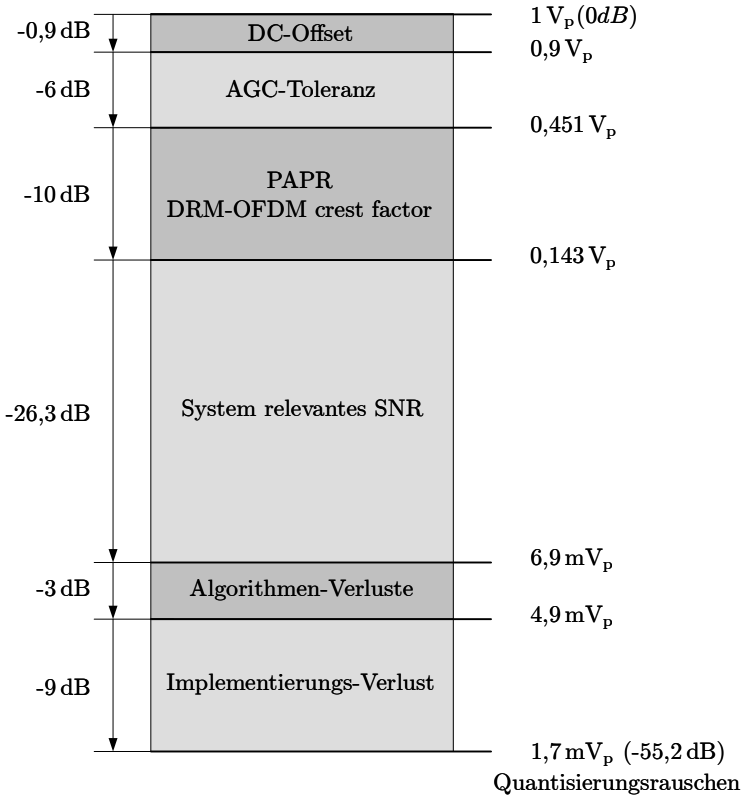
**Bild 4.9** Gemessener und auf VCO-Frequenz normierter Frequenzoffset bei verschiedenen Umgebungstemperaturen. Die Empfangsfrequenz beträgt  $f_{RF}=6,095$  MHz

#### 4.4.2 Auswahl des AD-Wandlers

In Kapitel 4.2 wurde bereits auf die Bedeutung des AD-Wandlers innerhalb des gesamten Systems hingewiesen. Für die Definition der MSR-Plattform ist es notwendig, die Anforderungen aller Systemstandards in Betracht zu ziehen. Da sich diese Arbeit überwiegend auf den Systemstandard DRM bezieht, wird die Auswahl des AD-Wandlers hierfür (Bild 4.10) dargestellt.

Im Idealfall kann der AD-Wandler eine zu 0V symmetrische Wechselspannung mit  $\pm 1$  V (2 Vpp (peak-peak) = 1 Vp (peak)) in ein binäres Codewort wandeln, ohne dabei übersteuert zu werden. Für die Implementierung des analogen Front-Ends wurde die Möglichkeit eines Gleichspannungs-Offsets von maximal 0,1 V in Betracht gezogen. Dieser verschiebt die Symmetrie des Spannungsbereichs, womit sicher gestellt werden muss, dass der Eingangspegel nunmehr 0,9 Vp nicht übersteigt.

Das analoge Front-End enthält, wie bereits dargestellt, einstellbare Regelschleifen (AGC), um die Amplitude auf einen maximalen Wert zu begrenzen, ohne dabei das Signal zu verzerren. Implementierungsbedingte Ungenauig-



**Bild 4.10** Pegelplan für Abschätzung der Leistungsfähigkeit des AD-Wandlers

keiten von ca. 3 dB für jede AGC-Stufe wurden angesetzt. Da in allen Konzepten jeweils eine AGC-Stufe im RF- und eine Stufe in ZF-Teil realisiert wurde, ist eine Toleranz von 6 dB erforderlich.

Gerade bei OFDM-basierten Systemen stellt das PAPR-Problem (Kapitel 3.1.3) sehr hohe Anforderungen an den Dynamikbereich des AD-Wandlers. Untersuchungen haben gezeigt, dass für DRM eine durchschnittliche PAPR von etwa 10 dB angenommen werden kann [32].

Um die Qualität eines Empfängers bzw. implementierter Algorithmen zu bewerten, findet ein Vergleich auf Basis der Bitfehlerrate (*engl.*: Bit Error Rate BER) von  $10^{-4}$  statt [4]. In der ITU Empfehlung BS.1615 [2] finden sich

darüber hinaus Tabellenwerke, die Auskunft darüber geben, welches Signal-zu-Rausch-Verhältnis (*engl.*: Signal-to-Noise Ratio SNR) notwendig ist, um bei eingestelltem Modulationsverfahren, verwendeter Punktierungsrate, benutzter Signalbandbreite bzw. vorliegendem Kanalmodell eine Bitfehlerrate von  $10^{-4}$  zu erreichen. Zieht man nur die zur Übertragung empfohlenen Kombinationen in Betracht, zeigt sich, dass ein minimales SNR von 26,3 dB notwendig ist.

Da alle implementierten Algorithmen, z.B. Synchronisation, Kanalschätzung, Nachbarkanalunterdrückung nie ideal realisiert werden können, führen sie zu einer Degradation der SNR-Performance. Hinsichtlich der realisierten Algorithmen auf dem Zielsystem wird ein Implementierungs-Verlust von 3 dB bei der Abschätzung berücksichtigt.

Zwischen dem nun berechneten Pegel und dem Quantisierungsrauschen des AD-Wandlers wird im Allgemeinen noch etwas Spielraum vorgesehen, der gerade durch die Realisierung auf einer Fixed-Point-Architektur gerechtfertigt werden kann [20]. Für das DRM System wurde der Wert auf 9 dB festgelegt.

Werden die genannten Einflüsse aufsummiert, so zeigt sich, dass der AD-Wandler einen Dynamikbereich von 55,2 dB abdecken muss. Mit Hilfe von (4.5) und bei  $OSR = 1$  sieht man, dass der AD-Wandler eine effektive Auflösung von ca. 8,9 bit benötigt. Aus diesem Grund wurde ein kommerzieller 10 bit AD-Wandler, der sowohl für das Homodyn- wie auch das Heterodyn-Konzept geeignet ist, ausgewählt. Weiterhin wurde eine maximal mögliche Abtastfrequenz ( $f_s$ ) von 32 MHz gewählt, um weiterhin flexibel gegenüber Veränderungen des Abtastkonzepts zu sein.

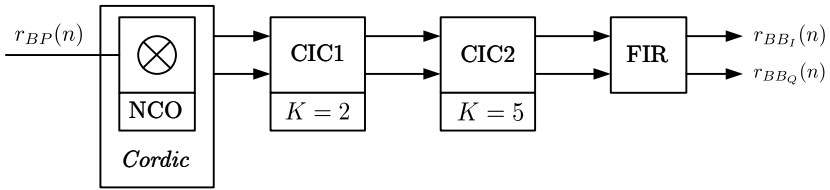
### 4.4.3 Realisiertes digitales Front-End

Ausgehend von der in Kapitel 4.3 eingeführten Struktur des digitalen Front-Ends (Bild 4.5) wird nun die Realisierung vorgestellt. Da der Misch- bzw. Dezimationsprozess während des laufenden Betriebs permanent durchgeführt werden muss, wurde das digitale Front-End als Hardware-Komponente innerhalb des integrierten Schaltkreises realisiert.

Um den Gewinn beim Signal-zu-Rausch-Verhältnis, hervorgerufen durch die Überabtastung des ZF-Signals, wirklich nutzbar zu machen, muss innerhalb des digitalen Front-End die Wortbreite der einzelnen Dezimations-Stufen entsprechend angepasst sein. Bevor dezimiert werden kann, ist das Bandpass-Signal mit der ZF-Frequenz zu mischen.

Je nach Wahl der Abtastfrequenz ( $f_s$ ), des Abtastkonzepts und unter Ausnutzung der Symmetrie des digitalisierten Spektrums, kann der digitale Mi-





**Bild 4.11** Blockschaltbild des realisierten digitalen Front-Ends

schon auch auf der gespiegelten ZF ( $\tilde{f}_{ZF}$ ) arbeiten.

$$\tilde{f}_{ZF} = f_s - f_{ZF} \quad (4.6)$$

Um eine möglichst flächen- bzw. energiesparende Implementierung zu erreichen, wurde für den digitalen Mischer eine Cordic-Struktur (*engl.*: COordinate Rotation DIGital Computer) im Rotationsmodus umgesetzt. Abhängig vom aktuellen Phasenargument der Mischerfrequenz ( $\phi_M$ ), wird der reelle Abtastwert des AD-Wandlers innerhalb der komplexen Ebene rotiert. Da der Cordic-Algorithmus auf einer Iteration ( $i = 1 \dots K$ ) weniger Berechnungsvorschriften beruht [9], kommt die Realisierung mit einer geringeren Anzahl von arithmetischen Operationen aus.

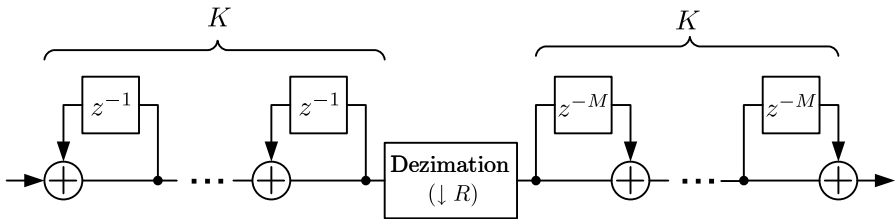
$$\begin{aligned} r_{BB_I,i+1}(n) &= r_{BB_I,i}(n) - r_{BB_Q,i}(n) \cdot d_i \cdot 2^{-i} \\ r_{BB_Q,i+1}(n) &= r_{BB_Q,i}(n) + r_{BB_I,i}(n) \cdot d_i \cdot 2^{-i} \\ \phi_{M_{i+1}}(n) &= \phi_{M_i} - d_i \cdot \arctan(2^{-i}) \\ d_i &= -1 \text{ wenn } \phi_{M_i} < 0, \quad +1 \text{ sonst} \end{aligned} \quad (4.7)$$

(4.7) spiegelt die Cordic-Berechnungsvorschrift wider, bei der der komplexe Zeiger  $\underline{r}_{BB}$  iterativ gegen die reelle Achse gedreht wird. Bei der Berechnung kommt es, abhängig von der Anzahl der Iterationen, zu einem Amplitudenfehler, der mittels Multiplikation im Signalprozessor wieder kompensiert wird. Da die Werte der arctan-Funktion unabhängig vom Eingangssignal bzw. vom Phasenargument des Mixers sind, können diese in einem Speicher fest abgelegt werden und müssen nicht während des laufenden Betriebs berechnet werden. Da die Multiplikationen mit  $2^{-i}$  durch Schiebe-Operationen

realisiert werden können, kommt man bei der Berechnung ohne Multiplikationen bzw. Divisionen aus. Die hier beschriebene Methode des Cordic-Algorithmus wird auch bei der automatischen Frequenzkorrektur (*engl.*: Automatic Frequency Correction AFC) des geschätzten Frequenzoffsets in der Software für den Fixed-Point Signalprozessor eingesetzt.

Nach der Umsetzung des digitalisierten ZF-Signals in die Basisband-Lage kann die Abtastrate, abhängig von der Signalbandbreite, reduziert werden (4.4). Da die Überabtastrung für eine Abtastrate von  $f_s=14,4$  MHz bei den Systemstandards AM bzw. DRM sehr hoch ist, wird die Dezimation auf mehrere Stufen aufgeteilt. Würde man für die Reduktion der Abtastrate ausschließlich Filter mit einer FIR-Struktur einsetzen, wäre, aufgrund der geforderten Steilheit der Übertragungsfunktion, eine kosteneffiziente Realisierung nicht möglich. In der vorgeschlagenen Lösung werden für die ersten beiden Stufen der Dezimation CIC-Filter eingesetzt. Lediglich die letzte Stufe, welche überwiegend zu Selektion bzw. Nachbarkanalunterdrückung konzipiert ist, wurde als FIR-Filter realisiert.

CIC-Filter (*engl.*: Cascaded Integrator-Comb) [16] eignen sich, aufgrund ihrer einfachen Struktur, bei der keine Multiplikatoren verwendet werden, besonders gut zur Umsetzung in Hardware-Strukturen (Bild 4.12).



**Bild 4.12** CIC-Filterstruktur

$R$  gibt den Dezimationsfaktor an, während die Anzahl der Integratoren bzw. Differentiatoren die Ordnung des Filters ( $K_{CIC}$ ) bestimmt.  $M$  wird als differenzielle Verzögerung bezeichnet und hat für praktische Realisierung meist den Wert 1. Die  $z$ -Übertragungsfunktion eines CIC-Filters lässt sich wie folgt angeben:

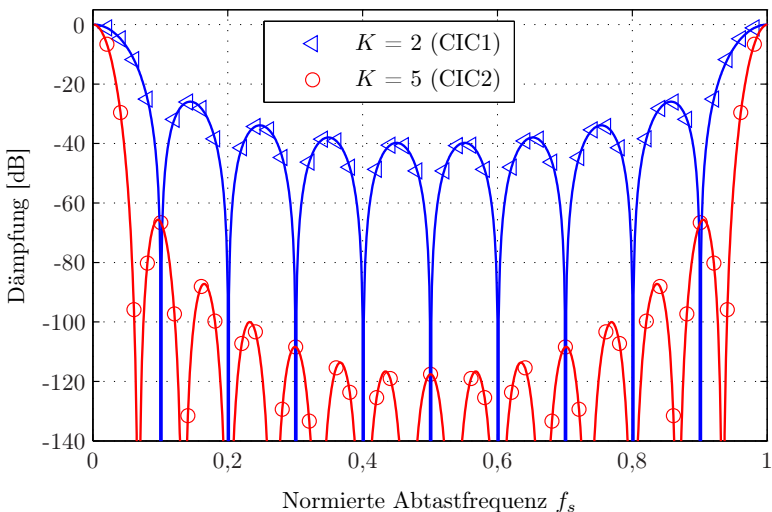
$$H_{CIC}(z) = \frac{(1 - z^{-RM})^K}{(1 - z^{-1})^K} \tag{4.8}$$

Für die Realisierung wurden zwei CIC-Filter nach dem digitalen Mischer implementiert. Um den Rechenaufwand zu reduzieren, wurde die Dezimation auf 2 CIC-Filter und ein nachfolgendes FIR-Filter verteilt. Die gesamte Dezimation innerhalb des digitalen Front-Ends errechnet sich aus der Multiplikation der Dezimationen der einzelnen Stufen.

$$R_{total} = R_{CIC1} \cdot R_{CIC2} \cdot R_{FIR} \quad (4.9)$$

Für den Fall von DRM wird das abgetastete ZF-Signal ( $f_s=14,4$  MHz) um den Faktor 600 auf eine Abtastfrequenz von 24 kHz reduziert. Die Aufteilung auf die einzelnen Filter erfolgt in drei Stufen:

- CIC1: Dezimation um den Faktor 10,
- CIC2: Dezimation um den Faktor 15,
- FIR: Dezimation um den Faktor 4.



**Bild 4.13** Dämpfung der CIC-Filter für die realisierte DRM-Anwendung

Bild 4.13 zeigt einen Vergleich der Übertragungsfunktion der beiden CIC-Filter. Aufgrund der niedrigeren Ordnung ist die Dämpfung des CIC1-Filters

geringer. Nach (4.8) ergeben sich sehr hohe Dämpfungen an den Stellen, die nach der Heruntertastung durch die Spiegel des Nutzsignals belegt werden. Aufgrund der nicht konstanten Dämpfung innerhalb des Nutzbandes eignen sich CIC-Filter nur für die Abtastraten-Reduktion bis hin zu einer begrenzten Überabtastrate. Die endgültige Dezimation wird mit Hilfe eines FIR-Filters durchgeführt, das im Bereich des Nutzsignals einen annähernd konstanten Dämpfungsverlauf aufweist.

Das FIR-Filter ist mit Hilfe einer seriellen Architektur implementiert und arbeitet mit der Abtastrate des AD-Wandlers. Somit ist die maximale Anzahl an Filterkoeffizienten durch die Dezimationsrate der beiden CIC-Filter begrenzt. Aufgrund der internen binären Adressierung steht die nächst kleinere Zweierpotenz an Koeffizienten zur Verfügung. Für die DRM-Applikation beträgt die Dezimation der CIC-Filter:  $R_{CIC1} \cdot R_{CIC2} = 150$ . Aufgrund der Begrenzung bei der Speicheradressierung stehen somit 128 Filterkoeffizienten zur Verfügung.

Für die gewählte Dezimation bei DRM von  $R_{total} = 600$  ergibt sich ein Signal-zu-Rausch-Verhältnis-Gewinn von 27,78 dB, was nach (4.5) einer Erhöhung der Auflösung um 4,6 Bit entspricht. Zusammen mit dem 10-bit AD-Wandler (vgl. Abschnitt 4.4.2) am Eingang wurde die Ausgangswortbreite des digitalen Front-End mit 16-bit realisiert. Diese Zahlendarstellung eignet sich auch gut für die weitere Verarbeitung innerhalb des Signalprozessors. Für DRM könnte somit ein AD-Wandler mit geringerer Wortbreite verwendet werden. Aufgrund der gewünschten Flexibilität gegenüber weiteren Rundfunkstandards wurde die Plattform mit einem 10-bit Wandler realisiert.

#### 4.4.4 Partitionierung und Basisband-Prozessor

Prinzipiell wäre es möglich, den Digitalteil des DRM-Empfängers vollständig auf einem Prozessor mit Hilfe von Software nachzubilden [5], [7]. Diese Varianten enthalten allerdings kein digitales Front-End, das den Anforderung aus Kapitel 4.3 entspricht. Weiterhin setzen sie einen PC mit nicht zu vernachlässigender Leistungsfähigkeit voraus. Da der Multi-Standard-Rundfunkempfänger bereits für den mobilen Einsatz, es wurde über ein Szenario für die Verifikation im Automobil nachgedacht, geeignet sein soll, wurde die DRM-Applikation nach der in Bild 4.14 gezeigten Struktur partitioniert.

Gerade das digitale Front-End ist aufgrund seiner Struktur gut für die Realisierung innerhalb eines integrierten Schaltkreises geeignet. Die Rekonfigu-

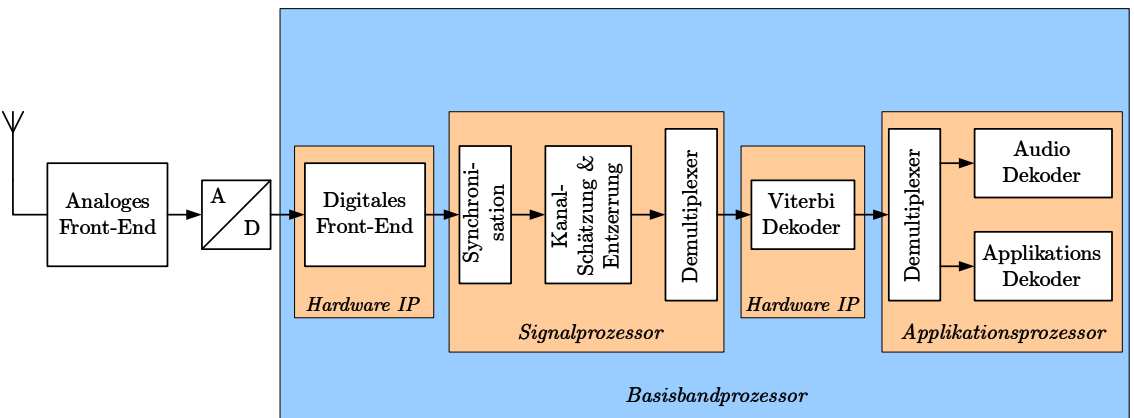
rierbarkeit hinsichtlich der verschiedenen Standards erreicht man durch Skalierung der einzelnen Filterstrukturen (vgl. Bild 4.12) und flüchtige Speicher für die Filterkoeffizienten.

Ähnlich verhält es sich mit dem Viterbi-Dekoder, der zur Kanaldekodierung bzw. Fehlerkorrektur eingesetzt wird. Seine Struktur beruht auf dem für DRM spezifizierten Faltungskodierer (Kapitel 3.2.2). Da für DAB ein Kodierer mit denselben Generatorpolynomen verwendet wird, ist der Viterbi-Dekoder so aufgebaut, dass er auch für diesen Standard eingesetzt werden kann. Die Hardware-Realisierung enthält ebenfalls eine Depunktierungs-Einheit, deren Muster bis zu einer Maximallänge von 32-bit frei programmierbar ist.

Die weiteren Funktionseinheiten des DRM-Empfängers werden mit Hilfe von Software-Blöcken realisiert. Da neben der Signalverarbeitung die Audio-Dekodierung (MPEG4-AAC, CELP, HVXC) auf dem Prozessorkern erfolgt, sind die Anforderungen an die Leistungsfähigkeit des Prozessors weiterhin hoch. Darum wurde durch die Integration von zwei Prozessorkernen auf dem integrieren Schaltkreis in gewissem Maße eine Parallelisierung erreicht. Funktionale Schnittstelle zwischen den zwei Prozessoren stellt der Viterbidekoder dar, der mit Hilfe eines dualen Speicherbereichs arbeitet. Als Zeitbasis zur Abarbeitung der einzelnen Funktionen dient der Interrupt des digitalen Front-Ends, der durch die Aufzeichnung einer bestimmten Anzahl von OFDM-Symbolen (*engl.*: Frames) (vgl. 3.2.1) ausgelöst wird.

Die wesentlichen Bestandteile des Digitalteils, das digitale Front-End, zwei Prozessorkerne (Signalprozessor, Applikationsprozessor) und der Viterbi-Dekoder zeigt Bild 4.15. Weiterhin wurden zwei Bus-Systeme implementiert, zum einen für die internen Kommunikation bzw. den Datentransport und zum anderen für die Verbindung zu allen externen Schnittstellen. Der interne Bus ist, hinsichtlich der Datenkommunikation, als Matrix ausgeführt, die dem Master-Slave-Prinzip folgt. Während des Betriebes kann innerhalb der Matrix jeder Master nur eine Kommunikation mit einem exklusiven Slave betreiben. Als Master des Systems fungieren die beiden Prozessorkerne, der Viterbi-Dekoder sowie ein DMA-Controller (*engl.*: Direct Memory Access). Für Funktionen mit einer hohen Anzahl von Speicherzugriffen kann ein interner Speicher verwendet werden, das ebenfalls an die Datenmatrix angeschlossen ist. Für alle anderen Funktionen wird der externe parallele Speicher verwendet, der durch den externen Memory-Controller verwaltet wird.

Jede extern zugängliche Schnittstelle wird intern durch ein IP (*engl.*: Intellectual Property) repräsentiert, das die Konfiguration, den Datentransfer bzw. die Protokollgenerierung für die jeweilige Schnittstelle übernimmt. Für



**Bild 4.14** Funktionale Aufteilung im Basisband-Prozessor

Messzwecke und Applikationen, die nicht für die mobile Umgebung ausgelegt sind, wird eine USB- oder UART-Schnittstelle verwendet, über die Daten und Steuerbefehle mit einem externen PC ausgetauscht werden können. Die standardisierte I<sup>2</sup>S-Schnittstelle wird zum Transport der Audiodaten an den DA-Wandler verwendet. Die Steuerung des DA-Wandlers, in Bezug zur Abtastrate ( $f_{s_{DAC}}$ ) bzw. zur gewünschten Lautstärke, erfolgt über die ebenfalls spezifizierte I<sup>2</sup>C-Schnittstelle. Zur Konfiguration des analogen Front-Ends wird die seriell orientierte SPI-Schnittstelle (*engl.*: Serial Peripheral Interface) verwendet. I<sup>2</sup>C I<sup>2</sup>S

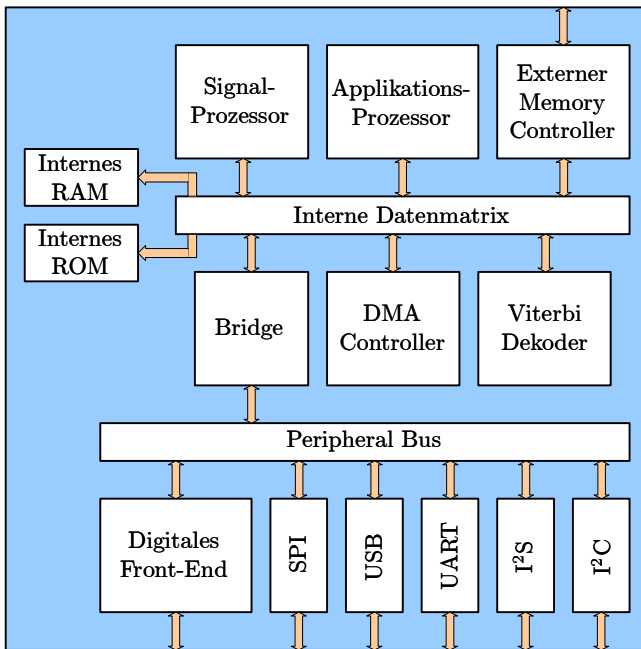


Bild 4.15 Aufbau des Basisbandprozessors

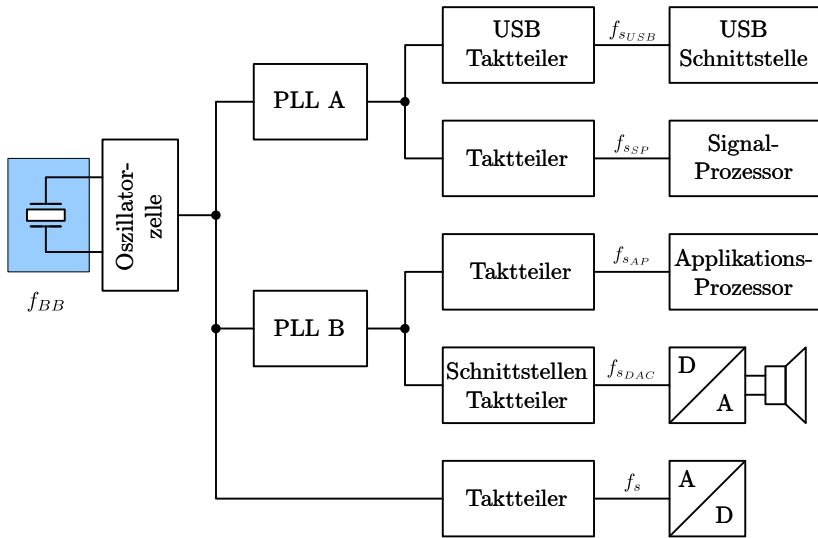
### Abtastkonzept

Entscheidend für die Wahl der Taktsignale innerhalb eines Empfänger-systems ist die angestrebte Audiotaktrate am Eingang des DA-Wandlers ( $f_{DAC}$ ). Sie kann für die analogen Systeme AM bzw. FM prinzipiell frei

gewählt werden. Für die digitalen Systeme DRM und DAB wird die Rate durch den festgeschriebenen Audiocodec vorgegeben.

- DRM/DRM+: 8, 12, 16 und 24 kHz
- DAB: 24, und 48 kHz
- DAB+: 16, 24, 32 und 48 kHz

Um unnötigen Aufwand in Bezug auf Abtastraten-Konvertierung bei der Realisierung der Empfänger-Plattform zu vermeiden, sollte die Taktfrequenz des Applikationsprozessors ein Vielfaches aller möglichen Audiotaktraten sein. Beim Digitalteil des Empfängers handelt es sich um eine SOC-Lösung (*engl.*: System-on-a-Chip). Das integrierte System stellt neben einer Oszillatorzelle auch zwei PLLs zur Verfügung.



**Bild 4.16** Generierung der unterschiedlichen Taktraten im Digitalteil des DRM-Empfängers

Der Schnittstellen-Taktteiler in Bild 4.16 ist während des laufenden Betriebs frei konfigurierbar, wobei die Ausgangsfrequenz der PLL B ein Vielfaches aller notwendigen Audiotaktraten sein muss. Heutzutage wird überwie-



gend die USB-Schnittstelle (*engl.*: Universal Serial Bus) für den Datenaustausch zwischen Geräten verwendet. Darum wird sie auch als Steuerungs- bzw. Transfer-Schnittstelle für die MSR-Plattform eingesetzt. Da für die Schnittstelle, unabhängig von der momentanen Applikation, eine Taktrate ( $f_{s_{USB}}$ ) von 48 MHz notwendig ist, wird im System eine separate PLL hierfür eingesetzt. Die Signalverarbeitung im Bereich des Physical Layers kann unabhängig von den Taktanforderungen des Applikationsprozessors ausgeführt werden. Um eine Limitierung bei der Realisierung von leistungsfähigen Basisband-Algorithmen zu vermeiden, wird der Signalprozessor mit einer höheren Taktrate als der Applikationsprozessor betrieben und der Takt ( $f_{s_{SP}}$ ) ebenfalls von PLL A abgeleitet. Das Taktsignal für den AD-Wandler ( $f_s$ ) wird direkt von der Oszillator-Zelle bezogen. [51]



# Kapitel 5

## DRM Basisband Algorithmen

Aufgrund der Eigenschaften des beschriebenen Übertragungskanals aus Kapitel 2.2 und den Ungenauigkeiten bei der Implementierung des Empfängers nach Kapitel 4.4, wird das übertragene OFDM-Signal in Amplitude und Phase gestört. Um trotz dieser Einflüsse die Demodulation des Signals im Empfänger mit einer vertretbaren Fehlerwahrscheinlichkeit durchzuführen, ist es notwendig, das Maß der Einflüsse zu schätzen, um diese entsprechend zu kompensieren.

Die wesentlichen Aufgaben im Empfänger lassen sich in folgende Teilfunktionen separieren:

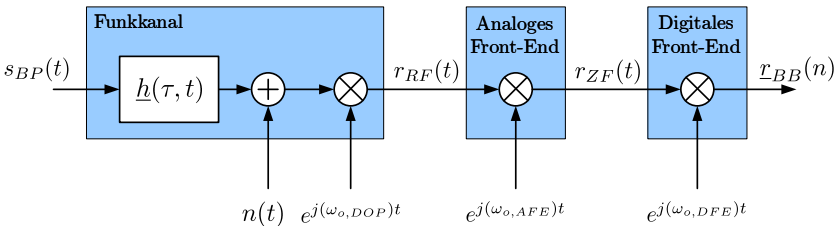
- **Zeit-/Rahmensynchronisation:** Hierbei muss die Position des FFT-Fensters optimal bestimmt werden, um keine Signalanteile vorangegangener OFDM-Symbole, bedingt durch Signal-Echos (Multipath), in die aktuelle Betrachtung mit einfließen zu lassen. Eng verbunden mit der Zeitsynchronisation ist die Rahmensynchronisation, bei der das erste OFDM-Symbol eines Rahmens identifiziert wird.
- **Frequenzsynchronisation:** Aufgrund von Verschiebungen zwischen der Sende- und Empfangsfrequenz kommt es zu einem Orthogonalitätsverlust innerhalb der OFDM-Symbole, was wiederum zu einer Verschlechterung des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses führt. Abhängig von der maximal zulässigen Degradation der Systemleistung (vgl. Minimum Receiver Requirements [8]) im Empfänger, kann die notwendige Güte der Frequenzoffset-Schätzung abgeleitet werden.
- **Kanalschätzung/entzerrung:** Aufgrund des frequenzselektiven und zeitvarianten Übertragungsverhaltens des Funkkanals kommt es zu Signaleinbrüchen bzw. Phasenverschiebungen in Zeit- sowie in Frequenzrichtung hinsichtlich der OFDM-Symbole. Anhand geeigneter Algorithmen gilt es, die Kanalübertragungsfunktion zu rekonstruieren und die Einflüsse wieder auszugleichen.

In dieser Arbeit werden verschiedene Methoden untersucht bzw. vorgestellt, mit denen die Aufgaben der Frequenzsynchronisation und Kanalschätzung gelöst werden können. Eine geeignete Methode zur Zeitsynchronisation in pilotbasierten OFDM-Systemen kann [31] entnommen werden.

Anhand der Referenzen (Piloten) innerhalb der einzelnen OFDM-Symbole kann mit weniger Aufwand eine höhere Genauigkeit der Schätzmethode erreicht werden, als dies bei blinden Methoden der Fall wäre.

Bevor die Algorithmen zur Frequenzsynchronisation bzw. Kanalschätzung genauer beschrieben bzw. die Ergebnisse analysiert und diskutiert werden, wird am Anfang dieses Kapitels noch ein detaillierteres Systemmodell hinsichtlich der Störgrößen vorgestellt.

## 5.1 Systemmodell und Störgrößen



**Bild 5.1** Modell der untersuchten Kanal-/Frequenzoffset-Einflüsse

In dem Systemmodell werden alle relevanten Störeinflüsse und Systemparameter berücksichtigt, die während der Realisierung des Empfängers bzw. Verifikation der DRM-Kanalmodelle analysiert wurden.

**Funkkanal:** Die Einflüsse des Funkkanals, beschrieben in Kapitel 2, werden mit Hilfe der zeitvarianten und frequenzselektiven Kanalimpulsantwort  $\underline{h}(\tau, t)$  simuliert. Sie bestimmt einerseits das notwendige Vorgehen bei der Kanalentzerrung, hat andererseits auch Einfluss auf die Algorithmen der Frequenzsynchronisation (5.1) innerhalb des Empfängers.

Betrachtet man das diskretisierte Empfangssignal ( $\underline{r}_{BB}(k, l)$ ) eines optimalen Empfängers im Frequenzbereich, lässt sich schreiben:

$$\underline{r}_{BB}(k, l) = \underline{s}_{BB}(k, l) \cdot \underline{H}(k, l) + \underline{N}(k, l). \quad (5.1)$$

Beim untersuchten Übertragungs-Standard DRM werden, wie in Kapitel 3.2 beschrieben, Referenzdaten innerhalb jedes OFDM-Symbols eingefügt. Mit Hilfe dieser Piloten kann im Frequenzbereich eine Schätzung der Kanalübertragungsfunktion ( $\tilde{H}(k, l)$ ) durchgeführt werden.

**Frequenzoffset:** Der gesamte Frequenzoffset, der sich auf das zu demodulierende Basisbandsignal  $r_{BB}(n)$  auswirkt, lässt sich auf verschiedene Komponenten innerhalb der Übertragungstrecke zurückführen. Die wesentlichen Faktoren dabei sind:

- Durch die Fluktuation der Reflexionsschicht innerhalb der Ionosphäre kann es zu statischen Dopplerverschiebungen kommen. Dieser Parameter kann sich hinsichtlich einer Bewegung des Empfängers und einer daraus resultierenden Dopplerverschiebung ändern. Der Einfluss wird im Weiteren als  $\omega_{O,DOP}$  bezeichnet.
- Abhängig von der Güte des lokalen Oszillators, der als Referenz bei der Umsetzung der Empfangs- auf die Zwischenfrequenz dient, kann es zu Abweichungen kommen. Sie werden durch die Variable  $\omega_{O,AFE}$  gekennzeichnet.
- Durch den Einsatz einer Fixed-Point-Architektur im Digitalteil des Basisband-Empfängers kommt es zu einer Limitierung der möglichen Genauigkeit bei der Realisierung des digitalen Mischers. Die hieraus resultierende Abweichung spiegelt sich in  $\omega_{O,DFE}$  wider.

Die beschriebenen Effekte lassen sich zu einem gemeinsamen Frequenzoffset  $\omega_O$  zusammenfassen ( $\omega_O = \omega_{O,DOP} + \omega_{O,AFE} + \omega_{O,DFE}$ ). Dabei sind die Offsets des analogen bzw. digitalen Frontends, bezüglich der zeitlichen Dauer eines DRM-Symbolrahmens (0,4 s), als konstant zu betrachten. Die mittlere Dopplerverschiebung ( $\omega_{O,DOP}$ ) wird durch das Tracking der Frequenzsynchronisation kompensiert. Die verbleibende Dynamik wird durch die Kanalschätzung ausgeglichen.

Im Folgenden wird kurz beschrieben wie ein Frequenzoffset die Leistungsfähigkeit eines OFDM-Systems beeinflusst.

Abhängig vom aktuellen Trägerabstand  $\Delta f_k$  (3.3) lässt sich der Frequenzoffset wie folgt unterteilen:

$$\begin{aligned}\omega_O &= m \cdot \Delta\omega_k + \delta \cdot \Delta\omega_k \\ \omega_{O,m} &= m \cdot \Delta\omega_k \\ \omega_{O,\delta} &= \delta \cdot \Delta\omega_k \quad m \in \mathbb{Z}, \delta \in \mathbb{R} \quad \text{und} \quad -0,5 \leq \delta < 0,5\end{aligned}\tag{5.2}$$

(5.2) zeigt, dass sich jeder Frequenzoffset aus einem ganzzahligen Vielfachen des Trägerabstandes und einem partiellen Teil zusammensetzt. Der ganzzahlige Anteil erzeugt eine Verschiebung des gesamten OFDM-Symbols, wobei die Träger wieder auf dem Frequenzraster zu liegen kommen. Der partielle Anteil zerstört die Orthogonalität des OFDM-Signals und es kommt zu ICI-Störungen, die nicht mehr kompensiert werden können. Somit muss die Kompensation vor der OFDM-DFT innerhalb des Empfängers ausgeführt werden.

Zur Verdeutlichung der Einflüsse des Frequenzoffsets findet eine Betrachtung im Basisband statt. Ausgehend von (3.7) kann das analoge Signal  $\underline{s}_{BB}(t)$  wie folgt dargestellt werden:

$$\underline{s}_{BB}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \underline{d}(n) e^{jn\Delta\omega_k t}\tag{5.3}$$

Unter den Einflüssen des Frequenzoffsets (5.2) kann (5.3) umgeformt werden.

$$\begin{aligned}\underline{s}_{BB}(t) &= \sum_{n=0}^{N-1} \underline{d}(n) e^{jn\Delta\omega_k t} \cdot e^{-j(\omega_{O,m} + \omega_{O,\delta})t} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \underline{d}(n) e^{j((n-m)\Delta\omega_k - \omega_{O,\delta})t} \Big|_{\omega_{O,m} = m \cdot \Delta\omega_k}\end{aligned}\tag{5.4}$$

Betrachtet man nun mittels kontinuierlicher Fourier-Transformation einen einzelnen Träger ( $\underline{Y}_l$ ) im Frequenzbereich, ergibt sich:

$$\underline{Y}_l = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} \sum_{n=0}^{N-1} \underline{H}_n \underline{d}(n) e^{j((n-l-m)\Delta\omega_k - \omega_{O,\delta})t}\tag{5.5}$$

$\underline{H}_n$  beschreibt in diesem Zusammenhang den wirksamen Abtastwert der Kanalübertragungsfunktion für den jeweiligen Wert von  $n$ . Für den trivialen

Fall ( $\omega_{O,m} = \omega_{O,\delta} = 0$ ) bleibt die Orthogonalität erhalten und das Sendesignal kann, unter Annahme einer idealen Kanalverzerrung, fehlerfrei rekonstruiert werden.

Bei einer Verschiebung von einem ganzzahligen Vielfachen ( $\omega_{O,\delta} = 0$ ) des Unterträgerabstandes kommt der gewünschte Träger ( $\underline{Y}_l$ ) an der Stelle  $\underline{Y}_{l+m}$  zu liegen. Es findet somit ebenfalls keine Störung der Orthogonalität statt. Die ganzzahlige Verschiebung der Träger im Spektrum nach der OFDM-DFT kann mit Hilfe der Piloten detektiert und mittels Umadressierung korrigiert werden.

Wird ein partieller Anteil des Unterträgerabstandes beim Frequenzoffset wirksam und setzt man  $n = l + m$  ergibt sich aus (5.5) und unter Zuhilfenahme von (B.1):

$$\underline{Y}_l = e^{-j\omega_{O,\delta} \frac{T_S}{2}} \left( \underline{H}_n \underline{d}(l+m) \cdot \text{sinc} \left( -\frac{\omega_{O,\delta}}{\Delta\omega_k} \right) + \text{ICI} \right) \quad (5.6)$$

Aufgrund des Verlusts der Orthogonalität kommt es zum Übersprechen der einzelnen Träger (ICI). Dabei liefert jede belegte Trägerfrequenz des OFDM-Spektrums, je nach Abstand, einen gewissen Störanteil zum momentan betrachteten Träger. Somit ergibt sich der Störanteil zu:

$$\text{ICI} = \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq l+m}}^{N-1} \underline{H}_n \underline{d}(n) (-1)^{n-l-m} \text{sinc} \left( n - l - m - \frac{\omega_{O,\delta}}{\Delta\omega_k} \right) \quad (5.7)$$

Sind die komplexen Daten  $\underline{d}(n)$  voneinander unabhängig, kann der ICI-Einfluss als weißes Rauschen behandelt werden. Die Leistung des durch ICI verursachten zusätzlichen Rauschens (5.8) definiert sich über die Summe der Varianzen des Real- bzw. Imaginärteils.

$$N_{\text{ICI}} = \sigma_R^2 \cdot \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq l+m}}^{N-1} \text{sinc}^2 \left( n - l - m - \frac{\omega_{O,\delta}}{\Delta\omega_k} \right) \quad (5.8)$$

Die Signalleistung  $S$  errechnet sich aus dem Quadrat des ungestörten Anteils aus (5.6).

$$S = \sigma_R^2 \cdot \text{sinc}^2 \left( -\frac{\omega_{O,\delta}}{\Delta\omega_k} \right) \quad (5.9)$$

Bestimmt man nun das Verhältnis zwischen Signalleistung  $S$  (5.9) und dem durch einen Frequenzoffset hervorgerufenen additiven Rauscheterm  $N_{ICI}$  für ein OFDM-Signal (5.8), erhält man

$$\left. \frac{S}{N} \right|_{ICI} = \frac{\text{sinc}^2 \left( -\frac{\omega_{O,\delta}}{\Delta\omega_k} \right)}{\sum_{\substack{n=0 \\ n \neq l+m}}^{N-1} \text{sinc}^2 \left( n - l - m - \frac{\omega_{O,\delta}}{\Delta\omega_k} \right)}. \quad (5.10)$$

[61] zeigt für kleine Werte von  $\frac{\omega_{O,\delta}}{\Delta\omega_k}$ , dass für das Signal-zu-Rausch-Verhältnis, unter dem Einfluss von ICI, für nicht unmittelbar am Rand des OFDM-Spektrums liegende Träger gilt:

$$\left. \frac{S}{N} \right|_{ICI} \approx \frac{1}{\sum_{\substack{n=0 \\ n \neq l+m}}^{N-1} \left( \frac{-\omega_{O,\delta}}{\Delta\omega_k} \right)^2} \approx \frac{3}{\left( \frac{-\omega_{O,\delta}}{\Delta\omega_k} \right)^2 \pi^2}. \quad (5.11)$$

Bild 5.2 zeigt das maximal zu erreichende Signal-zu-Rausch-Verhältnis für ein System unter dem Einfluss von ICI. Es wird die Näherung des Signal-zu-ICI-Rausch-Verhältnisses mit dem tatsächlichen Verlauf verglichen. Man erkennt, dass für kleine Abweichungen die Näherung sehr gut konvergiert. Des Weiteren zeigt das Bild, dass bereits sehr kleine Frequenzoffsets zu einer hohen Degradation des gesamten Systems führen.

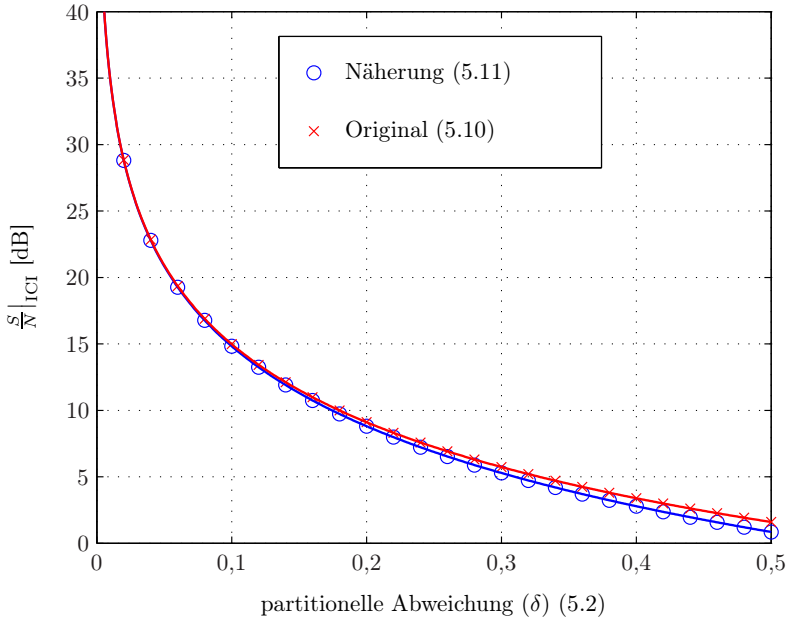
Um die notwendige Genauigkeit der Frequenzsynchronisation für ein OFDM-System zu bestimmen, müssen Signal-zu-Rausch-Verhältnis-Eckwerte ( $\gamma_{\text{opt}}$ ) bekannt sein, bei denen das System eine bestimmte Bitfehlerrate erreicht. Abhängig von diesem Wert und der maximal zulässigen Degradation ( $\Delta\gamma_{\text{max}}$ ) der Leistungsfähigkeit des Empfängers, kann der größtmögliche zulässige relative Synchronisationsfehler (5.12) berechnet werden.

$$\left. \frac{\omega_{O,\delta}}{\Delta\omega_k} \right|_{\text{max}} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{\frac{1}{\gamma_{\text{opt}}} \left( 1 - \frac{1}{\Delta\gamma_{\text{max}}} \right)} \quad [59], [60] \quad (5.12)$$

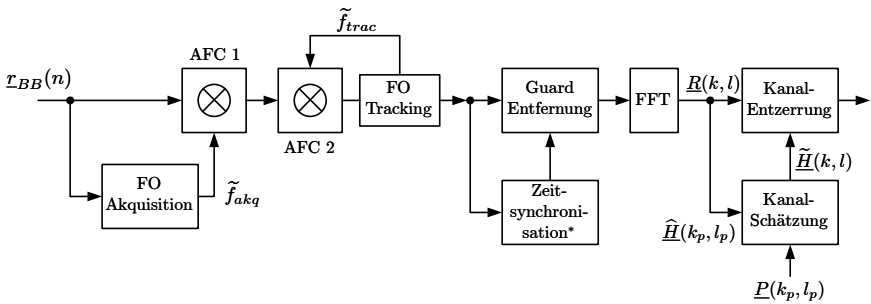
Die Signalverarbeitungskette des Empfängers nach dem digitalen Front-End, bis hin zur Demodulation der Informationen der einzelnen Träger innerhalb des OFDM-Spektrums, wird in Bild 5.3 dargestellt.

Die Schätzung des Frequenzoffsets wird in zwei separate Stufen aufgeteilt. Eine genauere Beschreibung findet im Kapitel 5.2 statt. Innerhalb der AFC-





**Bild 5.2** Signal-zu-ICI-Rausch-Verhältnis in Abhängigkeit vom partitionellen Frequenzoffset



**Bild 5.3** Frequenzsynchronisation und Kanalschätzung innerhalb des DRM Systems

Blöcke (*engl.*: Automatic Frequency Correction) wird der geschätzte Offset kompensiert.

## 5.2 Frequenzsynchronisation

### 5.2.1 Prinzip der Frequenzsynchronisation

Der Prozess zur Frequenzsynchronisation wird, wie auch vielfach in der Literatur beschrieben [21], in zwei Stufen aufgeteilt.

- Akquisition ( $\tilde{f}_{akq}$ ): Zunächst soll eine schnelle Schätzung des Frequenzoffsets durchgeführt werden. Die Genauigkeit hierbei muss besser als der halben Unterträgerabstand ( $\frac{\Delta f_k}{2}$ ) sein [23]. Im Gesamtsystem kann die Auswertung des Akquisitionsergebnisses auch als Detektor für DRM-Signale genutzt werden.
- Tracking ( $\tilde{f}_{trac}$ ): Basierend auf dem Startwert der Akquisition soll das Tracking den verbleibenden Frequenzoffset so akkurat wie möglich feststellen bzw. ausgleichen. Beim Entwurf des Trackers ist die Zeitkonstante auf die Reglergeschwindigkeit anzupassen.

Der DRM-Standard beschreibt drei sog. Frequenzpiloten  $f_{FP_k}$  (vgl. Kapitel 3.2.3), die für alle vier möglichen Übertragungsmodi bei den gleichen Frequenzen ( $f_{FP_1} = 750$  Hz,  $f_{FP_2} = 2250$  Hz und  $f_{FP_3} = 3000$  Hz) liegen. Im Rahmen der Akquisitionsphase wird mit Hilfe einer FFT versucht, im Frequenzspektrum die drei Frequenzpiloten zu detektieren. Durch eine erhöhte Auflösung kann der durch ICI entstehende Leck-Effekt dazu benutzt werden, den Grad der Frequenzverschiebung zu bestimmen.

Um bei der Frequenzsynchronisation nicht ständig jeglichen Frequenzänderungen, hervorgerufen durch den Doppler-Spread, zu folgen (dies ist Aufgabe der Kanalschätzung), ist die Zeitkonstante des Frequenzoffset-Trackers hoch. Aus diesem Grund ist es notwendig die Genauigkeit der Akquisition so gut wie möglich zu verbessern, um einen möglichst akkuraten Startpunkt für den Frequenzoffset-Tracker zu erhalten. Der hierfür entwickelte Algorithmus wird mit dem Stand der Technik (Hanzo *et al.* [23] und Keller *et al.* [38]) verglichen, um die Leistungsfähigkeit der Methode zu demonstrieren.

## 5.2.2 Genauigkeitsanforderung für DRM

Für die Umsetzung der Synchronisations-Algorithmen auf die Hardware ist es erforderlich, Genauigkeitsanforderungen festzulegen. Der verbleibende Frequenzoffset nach Akquisition und Tracking wird im Folgenden als Frequenzfehler ( $\omega_e = 2\pi f_e$ ) bezeichnet (5.13). Die Akquisition wird hierbei zu Beginn des Demodulationsprozesses einmalig durchgeführt und bildet den Startpunkt für das Tracking. Für jedes OFDM-Symbol wird anschließend ein neuer Tracking-Wert berechnet und über eine Regelschleife der Frequenzkorrektur zugeführt.

$$f_e(t) = f_O - \left( \tilde{f}_{akq} + \tilde{f}_{trac}(t) \right) \quad (5.13)$$

Umfangreiche Untersuchungen des DRM-Systems [2] haben gezeigt, dass für die ungünstigsten Übertragungsbedingungen ein Signal-zu-Rausch-Verhältnis von 23,2 dB ( $\gamma_{opt}$ ) notwendig ist, um bei der Demodulation innerhalb des Empfängers eine Bitfehlerrate (BER) von  $10^{-4}$  zu erreichen. Mit der Forderung, dass die Systemdegradation ( $\Delta\gamma_{max}$ ) durch einen verbleibenden Frequenzfehler geringer als 0,1 dB sein soll, ergibt sich, unter der Verwendung von (5.12) für die Genauigkeit der Schätzung ein Faktor von:

$$\frac{\tilde{f}_{akq} + \tilde{f}_{trac}}{\Delta f_k} = 0,00575. \quad (5.14)$$

Wendet man die Anforderung auf die vier verschiedenen Übertragungsmodi des DRM-Standards an, bekommt man die in Tabelle 5.1 dargestellten Anforderungen an die Genauigkeit.

Ausgehend von (5.11) lässt sich der relative Pegel des additiven Rauschens, hervorgerufen durch die fehlerhafte Synchronisation, berechnen zu

$$\gamma_{ICI} = \frac{\pi^2}{3} \left( \frac{f_{e_{max}}}{\Delta f_k} \right)^2. \quad (5.15)$$

Für DRM und die genannten Forderungen ergibt sich ein Rauschpegel der in etwa 39,63 dB unterhalb des Signalpegels liegt.

In Bild 5.4 wird dargestellt, wie der Zusammenhang für die an das System gestellten Anforderungen interpretiert werden kann. Ausgehend von einem Signal-zu-Rausch-Verhältnis  $\gamma_{opt}$  am Eingang der Basisband-Signalverarbeitung wird dieses aufgrund von Ungenauigkeiten innerhalb der

	$K$	$T_s$	$0,00575 \cdot \Delta f_k$
DRM Mode A	288	24 ms	0,2396 Hz
DRM Mode B	256	21,33 ms	0,2695 Hz
DRM Mode C	176	14,66 ms	0,3920 Hz
DRM Mode D	112	9,33 ms	0,6161 Hz

**Tabelle 5.1** Anforderungen an die Genauigkeit der Frequenzsynchronisation, abhängig vom DRM-Übertragungsmodus mit der OFDM-Trägeranzahl  $K$  und der Symboldauer  $T_s$ .

Synchronisation um den Wert  $\Delta\gamma_{max}$  reduziert. Anhand von  $\Delta\gamma_{max}$  und  $\gamma_{opt}$  kann der maximal zulässige Fehler der Frequenzsynchronisation berechnet werden. Die fehlerhafte Frequenzsynchronisation resultiert in einem Signal-zu-ICI-Rausch-Verhältnis ( $\gamma_{ICI}$ ) (5.11).

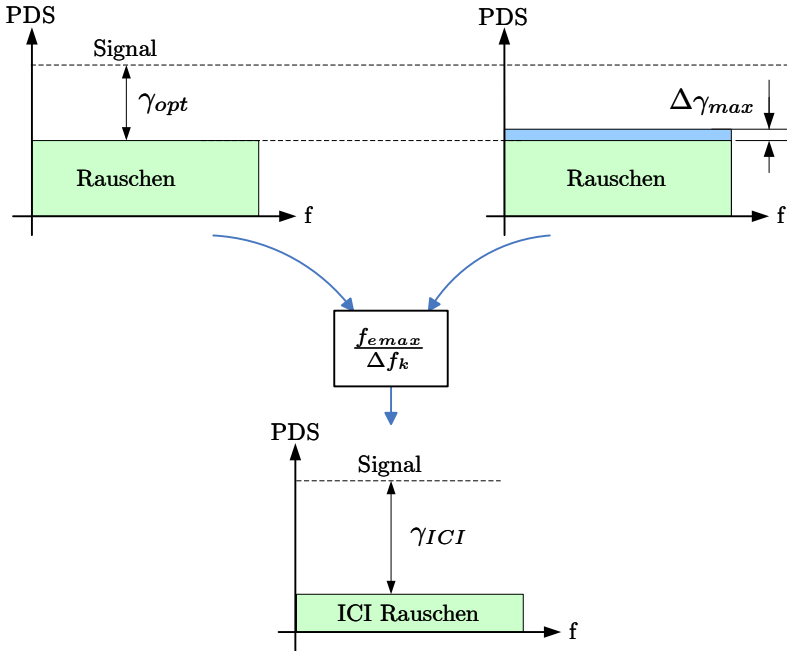
### 5.2.3 Algorithmen zur Schätzung des Frequenzoffsets

Die Frequenzsynchronisation wird in zwei Stufen ausgeführt (Bild 5.3). Da die Zeitkonstante des Frequenz-Trackings groß gegenüber der Variation des Kanals ist, muss die Akquisition so akkurat wie möglich den zu Beginn vorhandenen Frequenzoffset schätzen. Aus diesem Grund liegt das Hauptaugenmerk dieses Kapitels auf der Akquisitionsphase. Für das Tracking wird ein aus der Literatur bekannter und untersuchter Algorithmus eingesetzt. Da dieser den nach der Akquisition verbleibenden Frequenzfehler ausgleichen muss, kann der Tracker als eigenständige Einheit der Signalverarbeitungskette betrachtet werden und wird im zweiten Teil des Kapitels separat vorgestellt.

#### Frequenzoffset-Akquisition

Wie aus Bild 5.3 ersichtlich ist, bildet die Frequenzoffset-Akquisition den ersten Funktionsblock der Signalverarbeitungskette innerhalb des DRM-Empfängers. Die Akquisition ist somit unabhängig von jeder zeitlichen Synchronisation und kann aus diesem Grund auch zur DRM-Signalerkennung, beispielsweise bei einem automatischen Suchlauf, verwendet werden.

Unabhängig von den Übertragungsmodi A-D enthält das DRM-Signal drei



**Bild 5.4** Veranschaulichung der ICI-Degradation aufgrund eines Frequenzfehlers

festen Frequenzpiloten deren Positionen in Tabelle 5.2 zusammengefasst sind. Die Frequenzpiloten stellen im Zeitbereich, über die Grenzen eines OFDM-Symbols beziehungsweise des Schutzintervalls hinweg, stetige Schwingungen dar. Gegenüber den Datenträgern des OFDM-Symbols haben die Frequenzpiloten eine Leistungsverstärkung um den Faktor  $\sqrt{2}$ . Zusätzlich haben die drei Piloten eine definierte Phasenlage [4].

Pilot	Formelzeichen	Frequenz
FP <sub>1</sub>	$f_{FP_1}$	750 Hz
FP <sub>2</sub>	$f_{FP_2}$	2250 Hz
FP <sub>3</sub>	$f_{FP_3}$	3000 Hz

**Tabelle 5.2** Positionen der Frequenzpiloten im Spektrum des DRM-Signals

Zur Akquisition wird eine Analyse des Signal-Spektrums im Frequenzbereich durchgeführt. Dazu wird eine FFT mit  $N_{akq}$  Punkten berechnet. Um Leck-Effekte bezüglich der zeitlich kontinuierlichen Frequenzpiloten zu vermeiden wird  $N_{akq}$  so gewählt, dass ganzzahlige Perioden  $\left(\frac{f_s}{f_{FPx}}\right)$  der drei Frequenzpiloten erfasst werden ( $\underline{X}_{akq}(k) = \sum_{l=0}^{N_{akq}-1} \underline{x}_{BB}(l) \cdot e^{-jl \frac{2\pi k}{N_{akq}}}$ ). Des Weiteren wird  $N_{akq}$  so gewählt, dass die Länge mindestens ein- und einhalb mal so groß wie das längste OFDM-Symbol ist (5.16). Dies hat zur Folge, dass aufgrund der normalerweise wechselnden Symbole auf den Datenträgern die kontinuierlichen Frequenzpiloten mit einer höheren Leistung im Spektrum auftreten.

Die spektrale Auflösung wird durch die Zahl  $N_{akq}$  der Abtastwerte festgelegt:

$$\Delta f_{k,akq} = \frac{f_s}{N_{akq}} \leq \frac{2}{3} \cdot \frac{f_s}{N_{U_{max}}} \quad (5.16)$$

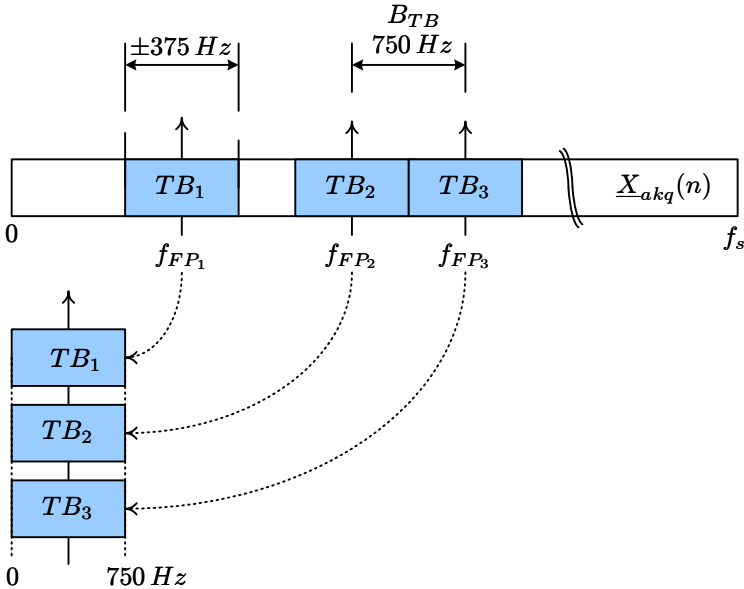
$N_{U_{max}}$  gibt dabei die maximale Anzahl der Abtastwerte eines OFDM-Symbols wieder. Für den Fall von DRM sind dies 288 Werte (OFDM-Übertragungsmodus A, vgl. Tabelle 3.2). Aufgrund der festen Frequenz für die Frequenzpilote ist die nominelle Lage der Piloten innerhalb von  $\underline{X}_{akq}(n)$  bekannt und lässt mit

$$k_{FP_n} = \frac{f_{FP_n}}{f_s} \cdot N_{akq} \quad \text{mit } n = 1, 2, 3 \quad (5.17)$$

bestimmen.

Um bei der spektralen Suche nach den drei Piloten bzw. der ersten Schätzung des Frequenzoffsets die Ergebnisse leichter vergleichen zu können, werden aus dem Signal  $\underline{X}_{akq}(n)$  drei gleichgroße Signalbänder extrahiert. Diese Teilbänder ( $TB_n$ ) liegen symmetrisch zu den nominellen Positionen (5.17) der Frequenzpilote und besitzen die Bandbreite  $B_{TB}$ . Die maximal mögliche Bandbreite wird durch den minimalen Abstand der Frequenzpilote zueinander bestimmt und liegt beim DRM-System bei 750 Hz. Um die Ergebnisse der Einzelbänder besser vergleichen zu können, werden die Teilbänder auf die selbe Frequenzachse ( $0 \cdots 750$  Hz) abgebildet (vgl. Bild 5.5).

Da der erste Träger eines jeden Teilbandes als Gleichspannungsanteil (0 Hz) im zugehörigen Zeitsignal verstanden wird, findet durch Hochpassfilterung (5.18) eine Vorselektion des in der Mitte des Bandes erwarteten Frequenzpilote statt. Weiterhin kann, durch Vermeidung eines Gleichanteils, der durch die Festkommadarstellung auf dem Zielprozessor begrenzte Zahlen- bzw. Dynamikbereich besser ausgenutzt werden.



**Bild 5.5** Selektion der Teilbänder  $TB_1 - TB_3$  aus dem Spektrum des Akquisitionssignals  $\underline{X}_{akq}(n)$

$$\underline{X}_{TB_n,HP}(k) = \underline{X}_{TB_n}(k) - \frac{1}{2} [\underline{X}_{TB_n}(k-1) + \underline{X}_{TB_n}(k+1)], \quad (5.18)$$

mit  $n = 1, 2, 3$ .

Da die Teilbänder in das Gesamtsignal eingebettet sind, ist es kein Problem, bei der Berechnung der Randwerte des gleitenden Mittelwertes auf Werte außerhalb der Teilbänder zuzugreifen.

Anschließend findet eine separate Rücktransformation (5.19) der Teilbänder ( $TB_1 \dots TB_3$ ) in den Zeitbereich statt.

$$\underline{x}_{FP_n}(l) = \frac{1}{N_{TB}} \sum_{k=k_{FP_n} - \frac{N_{TB}}{2}}^{k_{FP_n} + \frac{N_{TB}}{2} - 1} \underline{X}_{TB_n,HP}(k) \cdot e^{jk \frac{2\pi l}{N_{TB}}} \quad (5.19)$$

mit  $n = 1, 2, 3$

Da mit Hilfe von  $N_{TB}$  Werten noch keine zuverlässige Schätzung durchgeführt werden kann (vgl. Bild 5.7), findet im Zeitbereich eine Betrachtung über jeweils  $N_{akq,avg}$  aufeinander folgender Teilbänder statt. Durch die Fensterung von Datensegmenten, ähnlich, wie sie bei der spektralen Periodogramm-Schätzung nach Welch eingesetzt wird [37], wird durch Aneinanderreihung ein längerer Signalvektor gebildet. Das hieraus resultierende Zeitsignal wird im Weiteren als  $\underline{x}_{FP_n,avg}(l)$  bezeichnet. Bei einer Überlappung von  $\frac{N_{TB}}{2}$  Werten kann die Varianz der späteren Schätzung etwa halbiert werden. Zur Gewichtung der Datensegmente werden Hamming-Fenster eingesetzt. Der Ablauf für ein Teilband wird schematisch in Bild 5.6 dargestellt.  $\underline{x}_{FP_n}$  beschreibt darin den Signalvektor aller Werte des Teilbandes  $TB_n$ .

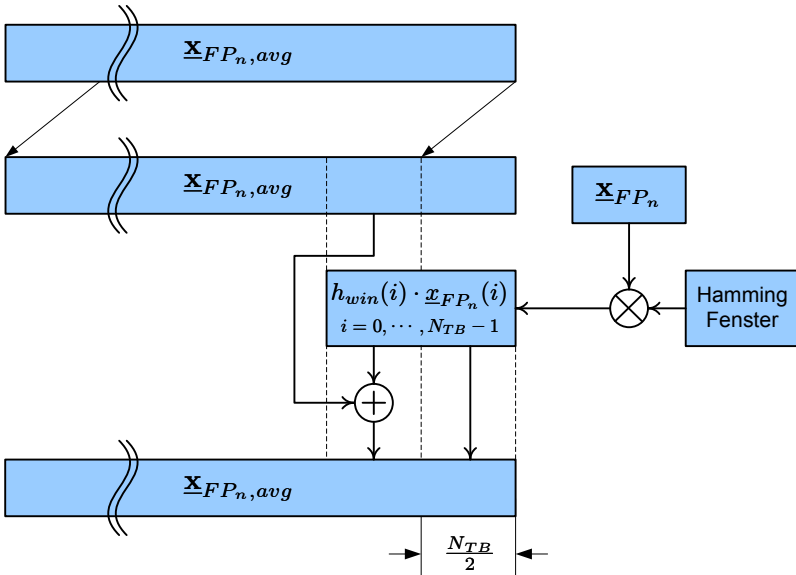
Zur Überlappung wird im ersten Schritt der Signalvektor  $\underline{x}_{FP_n,avg}$  um  $\frac{N_{TB}}{2}$  Positionen im Speicherbereich nach links verschoben. Nun wird der mit der Fensterfunktion gewichtete Signalanteil des jeweiligen Frequenzpiloten zur einen Hälfte ( $l = 0 \dots \frac{N_{TB}}{2} - 1$ ) dem verschobenen Signal additiv überlagert. Der andere Teil ( $l = \frac{N_{TB}}{2} \dots N_{TB} - 1$ ) wird direkt in den hinteren Teil des gemittelten Signalvektors übernommen.

Bild 5.7 zeigt den Vergleich zwischen den Spektren eines einzelnen Teilsignals  $\underline{X}_{FP_n}$  und dem Signal  $\underline{X}_{FP_n,avg}$ . Es lässt sich gut erkennen, dass innerhalb eines einzelnen Teilbandes (Bild 5.7 oben) und bei simuliertem Funkkanal keine signifikante Aussage zur Position des Piloten innerhalb des Signals getroffen werden kann. Durch die Mittelung über mehrere Teilbänder kann hingegen, selbst unter dem Einfluss eines realen Übertragungs-Szenarios, eine genaue Detektion hinsichtlich des Maximums stattfinden.

Ausgehend von (5.16) verbessert sich die spektrale Auflösung  $\Delta f_{k,avg}$  innerhalb des Spektrums von  $\underline{X}_{FP_n,avg}$  nochmals um den Faktor  $\frac{N_{TB}}{N_{akq,avg}}$ ,

$$\Delta f_{k,avg} = \frac{f_s}{N_{akq}} \cdot \frac{N_{TB}}{N_{akq,avg}}. \quad (5.20)$$





**Bild 5.6** Ablauf zur Generierung des gemittelten Signalvektors  $\underline{\mathbf{x}}_{FP_n,avg}$  aus der mit einem Fenster gewichteten Zeitfunktion von  $\underline{\mathbf{x}}_{FP_n}$

Somit lässt sich durch die Bestimmung der Position des Maximums innerhalb von  $\underline{\mathbf{x}}_{FP_n,avg}$  bereits eine weitaus höhere Genauigkeit erzielen als der für die sichere Funktion des Frequenz-Trackings erforderliche halbe Unterträgerabstand [23].

Es stehen nun die 3 Spektren in der Umgebung der Frequenzpiloten zur Verfügung, die grundsätzlich die gleiche Charakteristik aufweisen. Da die Datenträger aufgrund der zufälligen Verteilung der Eingangsdaten ständig wechseln, kann durch eine Mittelung der drei Signale  $\underline{\mathbf{x}}_{FP_1,avg} \cdots \underline{\mathbf{x}}_{FP_3,avg}$  eine zusätzliche Unterdrückung von starken Trägern erreicht werden, die nicht von den Frequenzpiloten herrühren. Mit Hilfe dieser Mittelung kommt es zu einer besseren Ausgangssituation bei der Suche nach der Position des Maximums. Zur Berechnung eines Datenpunkts werden 4 Werte des jeweiligen Frequenzsignals herangezogen.

Anhand von  $\overline{\underline{\mathbf{x}}}_{FP_n,avg}$  wird nun zum einen die Position des jeweiligen Maximums bestimmt. Zum anderen kann mit Hilfe des Vergleichs der Maxima zueinander festgestellt werden, welches Teilband die geringste Leistung



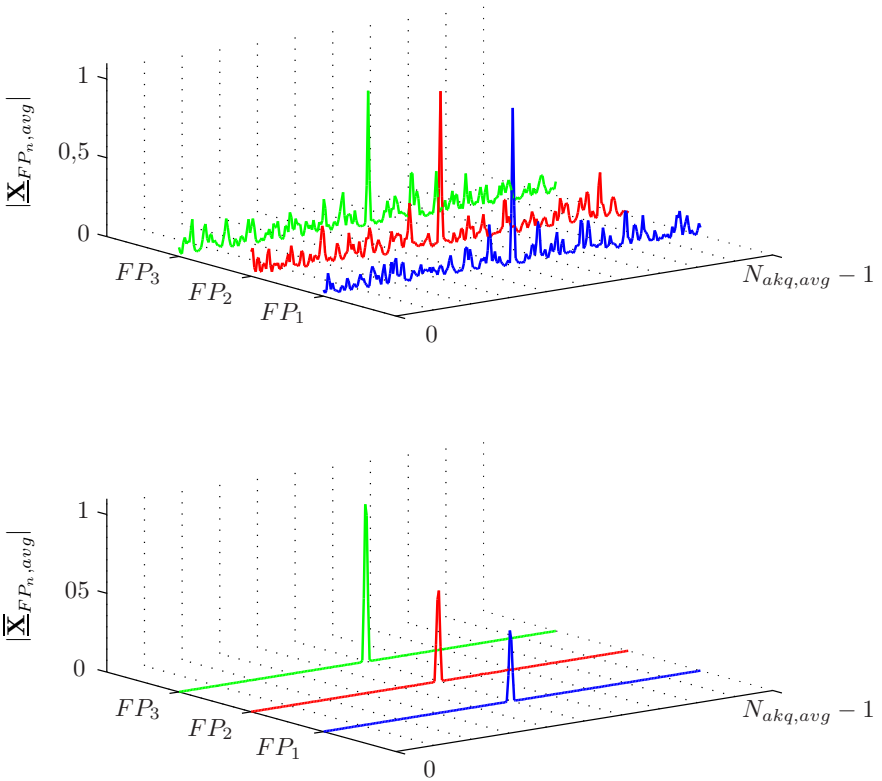
**Bild 5.7** Vergleich der Spektren des Signalvektors  $\underline{\mathbf{X}}_{FP_n}$  (oben) und  $\underline{\mathbf{X}}_{FP_n,avg}$  (unten) bei einer Übertragung nach DRM-Kanalmodell 1 und einem Signal-zu-Rausch-Verhältnis von 30 dB

( $P_{min}$ ) des jeweiligen Piloten aufweist und es kann mit den zwei verbleibenden Signalen die Position des tatsächlichen Maximums ( $n_{akq,max}$ ) bestimmt werden. Für die endgültige Bestimmung des Frequenzoffsets innerhalb der Akquisition wird folgendes Signal berechnet:

$$V(k) = \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq p_{min}}}^3 |\underline{\mathbf{X}}_{FP_n,avg}(k)|^2. \tag{5.21}$$

$$k = n_{akq,max} - 1, n_{akq,max}, n_{akq,max} + 1$$

Durch das vom Frequenzoffset hervorgerufene ICI konzentriert sich die Leistung des ursprünglichen Frequenzpiloten nun nicht mehr an der nominellen Position des Piloten, sondern die Leistung verteilt sich überwiegend auf die beiden benachbarten Träger. Aufgrund der Entfernung der Piloten zueinander und unter der Annahme, dass der partielle Frequenzoffset  $\omega_{O,\delta}$  sich auf



**Bild 5.8** Vergleich der Spektren der Signale  $\underline{X}_{FP_n,avg}$  (oben) und nach der Mittelung  $\overline{X}_{FP_n,avg}$  (unten) bei einer Übertragung nach DRM-Kanalmodell 1 und einem Signal-zu-Rausch-Verhältnis von 30 dB

alle Piloten annähernd gleich auswirkt, lässt sich (5.21) durch

$$V(k) \approx 2 \cdot \text{sinc}^2 \left( k + \frac{\omega_{O,\delta}}{\Delta\omega_k} \right) \quad (5.22)$$

darstellen [38]. Für die weitere Betrachtung werden folgende Substitutionen eingeführt.

$$\begin{aligned}
 \rho_- &= \sqrt{V(n_{akq,max} - 1)} \\
 \rho_0 &= \sqrt{V(n_{akq,max})} \\
 \rho_+ &= \sqrt{V(n_{akq,max} + 1)}
 \end{aligned} \tag{5.23}$$

Hanzo *et al.* [23] geben damit folgende Berechnungsvorschrift für die verfeinerte Schätzung des Frequenzoffsets an.

$$\tilde{\nu} = \begin{cases} -\sqrt{\frac{\rho_+ - \rho_-}{\rho_+ - \rho_- + 2\rho_0}} & -1 < \nu < 0 \\ \sqrt{\frac{\rho_+ - \rho_-}{\rho_+ - \rho_- - 2\rho_0}} & 0 \leq \nu < 1 \end{cases} \tag{5.24}$$

$$\tilde{\nu} = \text{Schätzwert von } \left( \frac{\omega_{O,\delta}}{\Delta\omega_{k,avg}} \right)$$

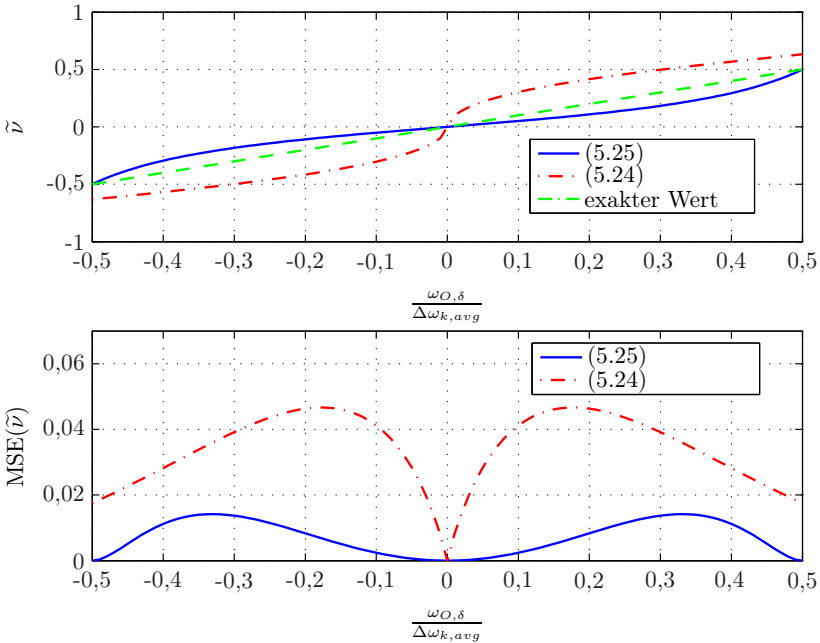
(5.24) stellt im Prinzip einen Vergleich des aus der Steigung zwischen  $\rho_-$  bzw.  $\rho_+$  linear interpolierten Wertes und des Maximums ( $V(n_{akq,max})$ ) dar. Zur Vermeidung der Fallunterscheidung aus (5.24) und zur Verbesserung der fehlerhaften Schätzung in den Randbereichen des möglichen Wertebereichs von  $\omega_{0,\delta}$  wurde die Berechnung in folgende Form abgeändert:

$$\tilde{\nu} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\rho_+ - \rho_-}{2\rho_0 - \rho_- - \rho_+} \tag{5.25}$$

Bild 5.9 zeigt den Vergleich der hier vorgestellten Akquisitionsmethode (5.25) und des Verfahrens nach (5.24). Im oberen Teil sind die Ergebnisse der Schätzung ( $\tilde{\nu}$ ) der beiden Verfahren gegenübergestellt. Als tatsächlicher Frequenzoffset wurde dem Empfangssignal  $\pm 50\%$  vom Abstand zweier Frequenzträger überlagert.

Es lässt sich gut erkennen, dass gerade an den Intervallgrenzen der Fehler der Schätzmethode nach Hanzo reduziert werden konnte.

Anhand der aus der Funktion  $\overline{\mathbf{X}}_{FP_n,avg}$  detektierten Position des Maximums und des daraus resultierenden Abstandes zur nominellen Lage des Frequenzpiloten kann mit Hilfe von  $\tilde{\nu}$  der endgültige Akquisitions-Wert  $\tilde{f}_{akq}$  des Frequenzoffsets berechnet werden, es ist



**Bild 5.9** Vergleich der entwickelten Akquisitionsmethode (5.25) mit dem nach [23] vorgestellten Verfahren (5.24)

$$\tilde{f}_{akq} = \left( n_{akq,max} - \frac{N_{akq,avg}}{2} \right) \cdot \Delta f_{k,avg} + \tilde{\nu} \cdot \Delta f_{k,avg}. \quad (5.26)$$

### Erweiterung des Synchronisationsbereichs

Der beschriebene Algorithmus für die Frequenzakquisition hat, aufgrund der Teilband-Bandbreite ( $B_{TP}$ ), die Fähigkeit Frequenzoffsets von  $\pm 375$  Hz zu detektieren bzw. zu kompensieren. Die von der ETSI definierten minimalen Anforderungen an einen DRM-Empfänger [8] definieren einen Fangbereich der Frequenzsynchronisation von  $\pm 500$  Hz. Dieser Offset rührt von der Realisierung von Simulcast-Systemen her. Dies bedeutet, dass bei der Kombination eines DRM-Signals und eines AM-Signals mit gleichem Informationsinhalt das DRM-Signal hinsichtlich der nominellen Empfangsfrequenz eine

Verschiebung von 500 Hz aufweist. Ein Beispiel hierfür ist der Simulcast-Betrieb in Australien.

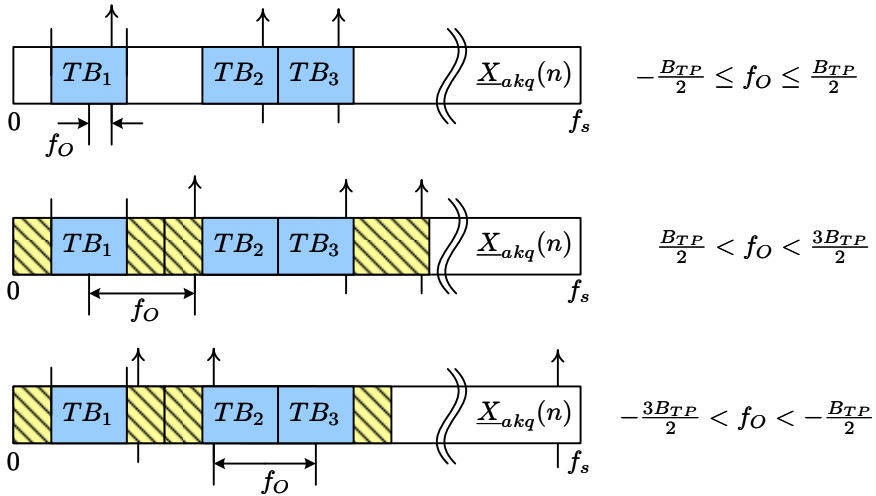


Bild 5.10 Erweiterung des Fangbereichs der Frequenzakquisition

Bild 5.10 spiegelt die drei möglichen Situationen wider, in denen sich der Empfänger beim Start der Synchronisation befinden kann.

- Liegt der Frequenzoffset im Wertebereich  $-\frac{B_{TFP}}{2} \leq f_O \leq \frac{B_{TFP}}{2}$  (obere Grafik), befindet sich, nach der Mittelung, in jedem Teilband-Signal  $\underline{X}_{FP_n,avg}$  ein deutliches Maximum und der Wert der Akquisition kann berechnet werden.
- Für Frequenzoffsets, die sich im Bereich  $\frac{B_{TFP}}{2} < f_O < \frac{3B_{TFP}}{2}$  (mittlere Grafik) bewegen, findet sich nach der Mittelung nur ein deutliches Maximum im Teilband-Signal  $\underline{X}_{FP_3,avg}$ . Unterscheidet sich das Ergebnis nach dem Neustart nicht vom Vorhergehenden, wird die Mischfrequenz am analogen Front-End ( $f_{VCO}$ ), abhängig vom momentan verwendeten Mischungskonzept (Aufwärtsmischung (4.1) oder Abwärtsmischung (4.2)), um  $\pm \frac{B_{TFP}}{2}$  korrigiert. Danach wird die Akquisition neu gestartet. Maximal wiederholt sich dieser Vorgang ein weiteres Mal.
- Für den Fall einer Verschiebung im Bereich von  $-\frac{3B_{TFP}}{2} < f_O < -\frac{B_{TFP}}{2}$  (untere Grafik), liegt das einzige signifikante Maximum in  $\underline{X}_{FP_2,avg}$

und es wird ebenfalls eine Korrektur an der Mischerfrequenz des analogen Front-Ends durchgeführt.

Somit erhöht sich der Bereich für zulässige Frequenzoffsets auf  $\pm \frac{3B_{TF}}{2}$ . Für den konkreten Fall sind dies  $\pm 1125$  Hz, womit die minimale Anforderung an den DRM-Empfänger von  $\pm 500$  Hz erfüllt werden.

Basierend auf dem verbleibenden Rest-Frequenzoffset ( $f_O - \tilde{f}_{akq}$ ) wird nun das Frequenzoffset-Tracking ausgeführt.

### Frequenzoffset-Tracking

Ohne jegliche zeitliche Synchronisation startet die Trackingphase zum Zeitpunkt  $n_t$ . Basierend auf der Redundanz eines OFDM-Signals, die auf der Einführung des Schutzintervalls beruht, befinden sich innerhalb eines OFDM-Symbols zwei gleiche Signalanteile. Bei bekanntem Übertragungsmodus und somit bekannter Länge des Schutzintervalls ( $N_G$ ) bzw. des Nutzanteils ( $N_U$ ), lässt sich folgende Differenz berechnen:

$$\lambda(n_t) = 2 \left| \sum_{k=n_t}^{n_t+N_G-1} \underline{r}^*(k)\underline{r}(k+N_U) \right| - \sum_{k=n_t}^{n_t+N_G-1} (|\underline{r}(k)|^2 + |\underline{r}(k+N_U)|^2). \quad (5.27)$$

Der erste Wert der Differenz beschreibt die Kreuzkorrelation zwischen dem vermeintlichen Schutzintervall und dessen Kopie im Nutzanteil. Bei ungestörter Übertragung handelt es sich um die Autokorrelation und somit um die Energie des Schutzintervalls. Den zweiten Teil bildet die Summe der Energien aus dem Schutzintervall und dem Originalsignal. Bei fehlender Störung nimmt die Differenz den Wert Null an. In allen anderen Fällen ist der Wert der Kreuzkorrelation geringer und das Ergebnis wird negativ.

In [31], [49], [55] wird gezeigt, dass sich eine Suche nach Maxima mit regelmäßigen Abständen innerhalb der Funktion  $\lambda(n_t)$  (5.27) dazu eignet, den Beginn eines OFDM-Symbols zu detektieren. Die Position eines Maximums ( $\hat{n}_{t_{max}}$ ) kann somit wie folgt definiert werden:

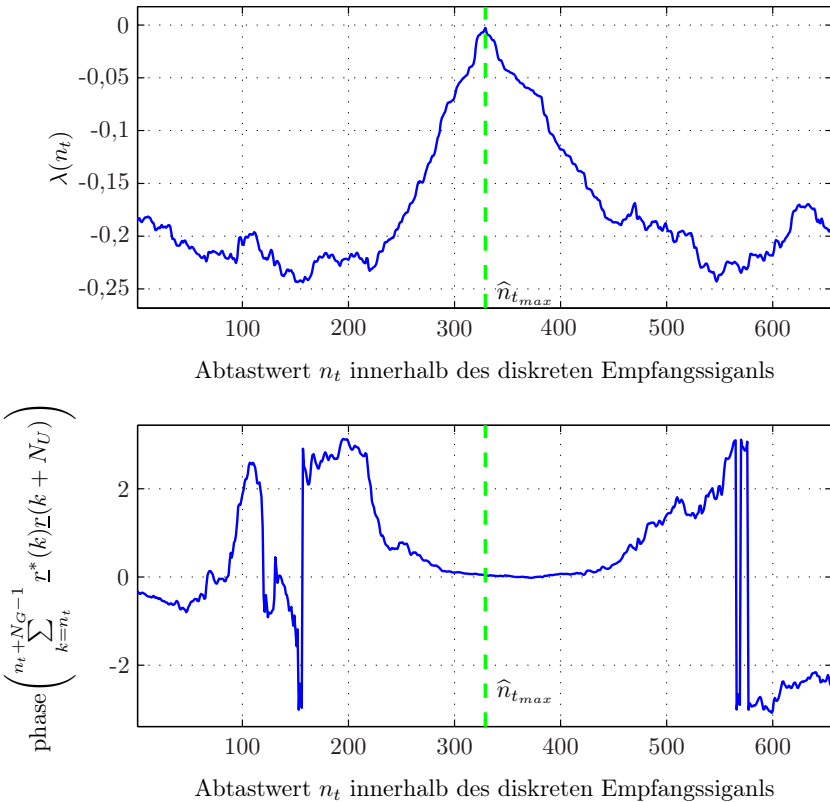
$$\hat{n}_{t_{max}} = \arg \max_{n_t} \lambda(n_t). \quad (5.28)$$

Weiterhin kann anhand der Position des Maximums die Phase der Kreuzkorrelation zwischen Schutzintervall und Originalsignal berechnet werden. Bei ungestörtem Empfang ist das Ergebnis der Korrelation reell und somit

die Phase gleich Null. Ansonsten kann nach [55] mit Hilfe des Phasenteils der Frequenzoffset  $\tilde{f}_{trac,est}$  für das aktuelle Symbol bestimmt werden zu

$$\tilde{f}_{trac,est} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{T_U} \cdot \text{phase} \left( \sum_{k=\hat{n}_{t,max}}^{\hat{n}_{t,max}+N_G-1} \underline{r}^*(k) \underline{r}(k+N_U) \right). \quad (5.29)$$

In Bild 5.11 werden die Ergebnisse des Frequenztrackings zusammengefasst. Im oberen Teil sieht man den Verlauf der Energiedifferenzen nach (5.27).



**Bild 5.11** Ergebnis des Frequenztrackings für ein DRM-System im Robustness-Mode B, AWGN-Kanal und 20 dB Signal-zu-Rausch-Verhältnis. Im unteren Bild wird die Phase in [rad] dargestellt.



Nach der Detektion des Maximums von  $\lambda(n_t)$  kann die Phase des Korrelationsergebnisses bestimmt werden. Zur Veranschaulichung ist im unteren Teil von Bild 5.11 der Phasenverlauf über mehrere Werte von  $n_t$  dargestellt. Für den Fall, dass bei der Korrelation keine Werte des eigentlichen Schutzintervalls in die Berechnung einfließen, kommt es zu schlagartigen Schwankungen der Phase. Im Bereich des Schutzintervalls verhält sich der Phasenverlauf annähernd konstant.

Bei ungünstigen Funkkanal-Bedingungen und hohem Rauschen liefert die Schätzung des Trackers stark schwankende Werte. Durch den Einsatz eines Reglers (Differenzgleichung (5.30)) wird nur ein geringer Teil des aktuellen Schätzwerts auf den Korrekturwert zurückgekoppelt. Durch den Faktor  $a$  wird die Zeitkonstante des Reglers bzw. die Konvergenz-Geschwindigkeit der Regelung eingestellt.

$$\tilde{f}_{trac}(k) = \tilde{f}_{trac}(k-1) + a \cdot \tilde{f}_{trac,est}(k) \quad (5.30)$$

## 5.2.4 Ergebnisse

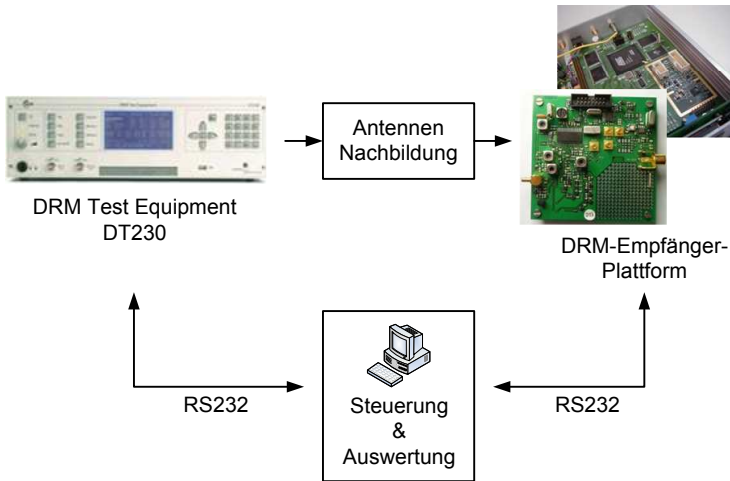
Dieser Teilabschnitt beschreibt die Qualität der unter Abschnitt 5.2.3 vorgestellten Algorithmen zur Frequenzoffset-Schätzung. Dabei liegt das Hauptaugenmerk auf dem entwickelten Akquisitions-Algorithmus. Zur Vervollständigung der Betrachtung wird das bereits bekannte Tracking nach [31] mit einbezogen.

### Simulations- und Verifikationsumgebung:

Die Verifikation findet einerseits innerhalb der realisierten DRM-Simulationsumgebung statt. Dabei werden die Störungen durch den Kanal nach dem in 2.3.3 beschriebenen Kanalmodell modelliert. Die Einflüsse des analogen Front-Ends, hinsichtlich des Frequenzoffsets, werden durch eine Anordnung ähnlich Bild 5.1 innerhalb der Simulationsumgebung berücksichtigt.

Auf der anderen Seite findet die Verifikation der Simulationsergebnisse durch Messungen mit dem nach Kapitel 4 realisierten DRM-Empfänger statt. Die Stimulation bzw. Auswertung erfolgt nach einer in Bild 5.12 dargestellten Anordnung. Als Signalgenerator bzw. Kanalsimulator wird ein spezielles DRM-Testequipment [6] eingesetzt. Es besteht die Möglichkeit, die durch den ETSI-Standard definierten Kanalmodelle [4] zu simulieren, aber auch

jegliche weitere Kombination von realistischen Kanalparametern zu untersuchen. Des Weiteren verfügt das Gerät über eine Schnittstelle für das spezifizierte RSCI-Protokoll [3], mit dessen Hilfe der Empfänger gesteuert werden kann, aber auch Messwerte auf einem externen PC aufgezeichnet werden können.



**Bild 5.12** Verifikationsumgebung für die Analyse der entwickelten Algorithmen auf der DRM-Empfänger-Plattform

### Signal-zu-Rausch-Verhältnis-Definition:

Neben den definierten Kanalmodellen und dem Frequenzoffset des analogen Teils des DRM-Empfängers spielt der Einfluss von additivem weißem Rauschen für die Beurteilung der Leistungsfähigkeit der entwickelten Algorithmen eine große Rolle. Für die theoretischen Untersuchungen wäre eine Definition des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses über das Verhältnis  $\frac{E_h}{N_0}$  sinnvoll. Da die Untersuchungen am realen Empfänger keine Möglichkeit zur Definition bzw. Messung des  $\frac{E_h}{N_0}$ -Verhältnisses bietet, wird die Rauschleistung hinsichtlich der Signalleistung innerhalb der Signalbandbreite definiert.

$$\text{SNR} = \frac{|\underline{s}_{BB}(t)|^2}{|\underline{n}(t)|^2} \Bigg|_{\text{bandbegrenz auf } B_s} \quad (5.31)$$

**DRM-Systemparameter:**

Der DRM-Standard erlaubt eine hohe Anzahl an Konfigurationsmöglichkeiten für das gesamte System. Für eine übersichtliche Darstellung der Ergebnisse beschränkt sich die Simulation bzw. Verifikation anhand des realisierten DRM-Empfängers auf folgende Systemparameter:

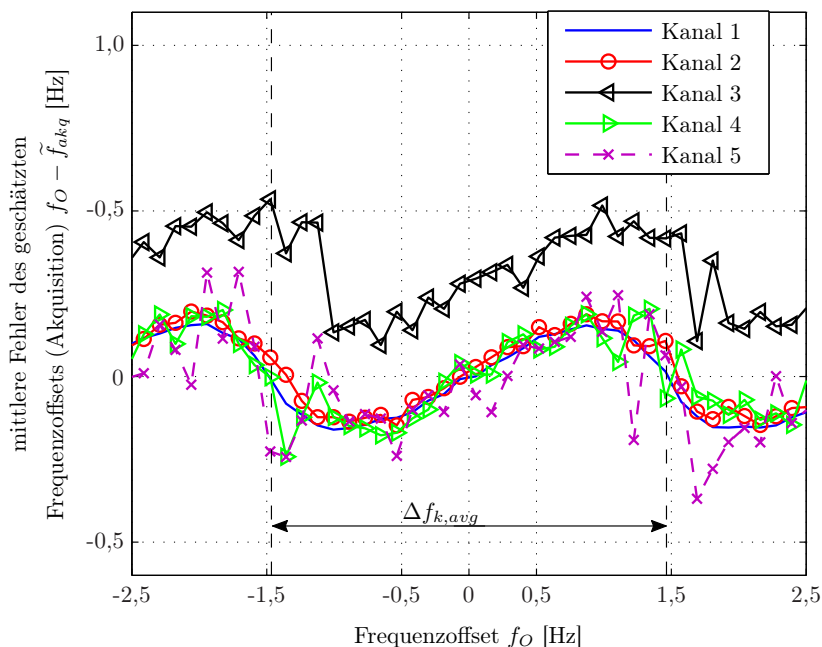
Parameter	Wert
Mode	B
Spectrum Occupancy	3 (10 kHz)
Symboldauer $T_S$	24 ms
OFDM-Trägerabstand $\Delta f_k$	46,88 Hz
Kanal-Modelle	1-5
Interleaving	long (2,4 s)
Modulation	64-QAM
Protection Level	0
Average Coding Rate	0,5

**Tabelle 5.3** Verwendete Systemparameter für die Simulation bzw. die Verifikation des realisierten DRM-Empfängers

**Charakterisierung des Synchronisationsbereichs:**

Im ersten Schritt findet die Untersuchung der Genauigkeit der Akquisition unter Einfluss der DRM-Kanalmodelle 1-5 statt. Dazu wurde unter einem konstanten Signal-zu-Rausch-Verhältnis von 50 dB simuliert. Da die Akquisition unabhängig vom verwendeten Übertragungsmodus ist, gelten für die Simulation folgende Parameter: die FFT-Akquisitionslänge ( $N_{akq}$ ) beträgt 1024 Punkte, die Teilbandlänge ( $N_{TB}$ ) ist 32 und die gemittelten Akquisitionslänge ( $N_{akq,avg}$ ) hat einen Wert von 256. Hieraus ergibt sich nach (5.20) das Periodizitätsintervall ( $\Delta f_{k,avg}$ ) der Akquisition von  $\pm 1,46$  Hz.

Das Ergebnis (Bild 5.13) bestätigt das auf Grund theoretischer Überlegungen Vorausgesagte und in Bild 5.9 dargestellte Ergebnis. Da für den DRM-Kanal 3 ein zusätzlicher Frequenzoffset innerhalb des Funkkanals vor-



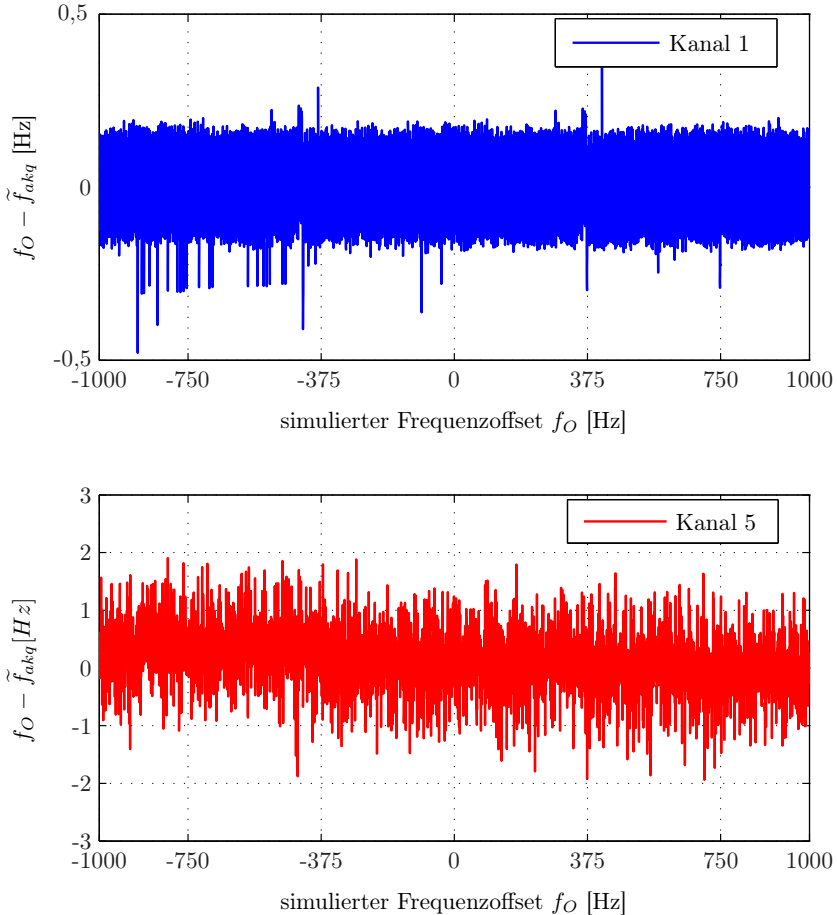
**Bild 5.13** Mittlerer Fehler der Frequenzoffset-Akquisition bzgl. eines definierten Frequenzoffsets bei 50 dB Signal-zu-Rausch-Verhältnis und DRM-Kanalmodellen 1-5

handen ist, verschiebt sich die Fehlerkurve um den mittleren Offset des Funkkanals. Die Schwankungen des mittleren Fehlers (z.B. Kanal 5) lassen sich durch die vorhandene Inter-Symbol-Interferenz (ISI) erklären, da das OFDM-Schutzintervall für die Akquisitionsphase nicht aus dem Datenstrom herausgetrennt wird.

### Überprüfung des gesamten Akquisitionsbereichs:

Für die Zuverlässigkeit des DRM-Empfängers ist eine schnelle bzw. vom Signal-zu-Rausch-Verhältnis weitgehend unabhängige Frequenzoffset-Akquisition notwendig. Zusätzlich sollte der Empfänger für einen weiten Temperaturbereich (für Automobil-Anwendungen  $-40^{\circ}\text{C}$  bis  $85^{\circ}\text{C}$ ) einsetzbar sein. Hieraus resultieren, bezogen auf die Bandbreite  $B_S$  des Signals,

hohe Anforderungen an den Synchronisationsbereich des Empfängers.



**Bild 5.14** Typische Werte des Schätzfehlers der Akquisition bei einem Frequenzoffset im Bereich von  $\pm 1$  kHz bei einem Signal-zu-Rausch-Verhältnis von 50 dB.

Die minimalen Anforderungen an den Synchronisationsbereich eines DRM-Empfängers [8], sie befinden sich momentan noch in der Spezifikationsphase, werden hierzu einen Wert von  $\pm 500$  Hz vorschreiben. Für die Simulation und die Betrachtung innerhalb des realen Empfängers wurden die DRM-

Kanalmodelle 1 (AWGN) und 5 ausgewählt. Aufgrund der Unabhängigkeit vom Übertragungsmodus wurde der in Tabelle 5.3 beschriebene Robustness-Mode B gewählt. Da die Abhängigkeit vom tatsächlichen wirksamen Signal-zu-Rausch-Verhältnis erst im nächsten Abschnitt untersucht werden soll, wird für die aktuelle Untersuchung ein konstanter Wert von 50 dB verwendet.

Anhand von Bild 5.14 (oben) lässt sich erkennen, dass die Akquisition für einen Frequenzoffset aus dem Bereich von  $\pm 1$  kHz ausnahmslos zur erfolgreichen Synchronisation führt. Für einen im DRM-System möglichen Frequenzoffset von  $\pm 500$  Hz (vgl. 5.2.3) kann somit der Empfänger einen durch das analoge Front-End hervorgerufenen Offset von weiteren  $\pm 500$  Hz kompensieren.

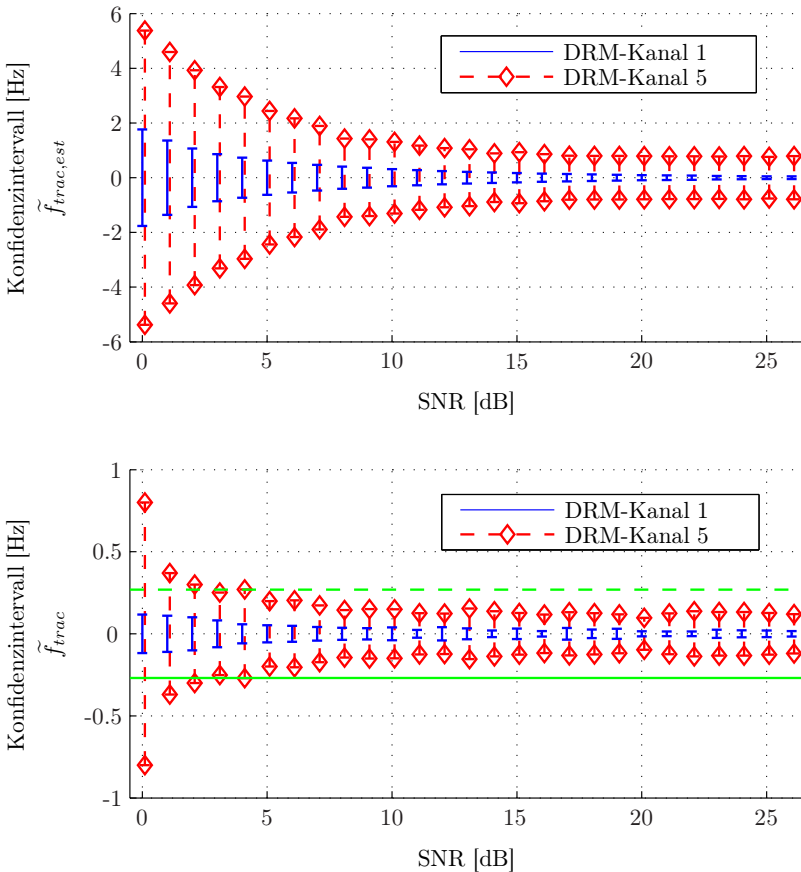
In Bild 5.14 ist der nach der Akquisition verbleibende Frequenzfehler ( $f_O - \tilde{f}_{akq}$ ) beispielhaft für die beiden verwendeten Kanalmodelle aufgetragen. Es zeigt sich, dass die Anforderung für die Akquisition, den tatsächlichen Offset besser als einen halben Unterträgerabstand zu ermitteln, sicher erfüllt wird. Durch die sehr genauen Werte der Akquisition wird die Konvergenzzeit des anschließenden Frequenz-Trackings reduziert, was somit zu einer, gegenüber anderen bekannten Methoden, sehr kurzen Synchronisationszeit führt.

### **Verifikation der Signal-zu-Rausch-Verhältnis-Degradation:**

Zu Beginn des Kapitels wurde gezeigt, dass ein verbleibender Frequenzoffset bei der Demodulation eines OFDM-Signals zu additivem Rauschen führt (Gleichung (5.8)). In diesem Abschnitt wird untersucht, wie sich bei idealer Kanalschätzung die Bitfehlerrate für ein System mit bzw. ohne Frequenzoffset verhält. Nach der in Abschnitt 5.2.2 aufgestellten Anforderung an die Genauigkeit der Frequenzoffset-Schätzung findet die Betrachtung für verschiedene Frequenzoffsets statt. Als Basis des Vergleichs wird ein AWGN-Kanal bzw. DRM-Kanal 5 und 64-QAM verwendet.

Vor der Bitfehlerraten-Betrachtung wird die Variation der Schätzwerte der gesamten Frequenzsynchronisation untersucht. Hierzu wird der Synchronisationsfehler am Ausgang des Frequenzoffset-Trackers analysiert. Im realen System wird dieser Wert über einen Tiefpass auf die vorgeschaltete Frequenzoffset-Korrektur (AFC2 vgl. Bild 5.3) rückgekoppelt. Aufgabe des Tiefpasses ist es, hochfrequente Störungen im Schätzwert des Offset-Trackers zu unterdrücken.

Bild 5.15 zeigt jeweils das  $2\sigma$ -Konfidenzintervall für die Frequenzfehler in Abhängigkeit vom Signal-zu-Rausch-Verhältnis und für die DRM-Kanalmodelle 1 und 5. Das Konfidenzintervall ist jeweils um den Mittelwert des Schätzfeh-



**Bild 5.15** Konfidenzintervall des Schätzwerts der Frequenzsynchronisation, abhängig vom Signal-zu-Rausch-Verhältnis. Die Grafik zeigt das Simulationsergebnis für die DRM-Kanalmodelle 1 und 5 bei einem Umfang von 10000 Schätzwerten pro Signal-zu-Rausch-Verhältnis-Wert.

lers aufgetragen. Anhand der oberen Grafik zeigt sich, dass im AWGN-Kanal der nach der Synchronisation verbleibende Frequenzfehler nahezu verschwindet. Durch die Superposition von zwei Signalpfaden beim DRM-Kanal 5 verbleibt, selbst bei hohen Signal-zu-Rausch-Verhältnissen, eine annähernd konstante Standardabweichung des Frequenzfehlers. In der unteren Grafik

ist das Konfidenzintervall am Ausgang der rückgekoppelten Regelschleife dargestellt. Die gestrichelten grünen Linien geben hierbei die Grenzen des maximal tolerierbaren Frequenzfehlers nach Kapitel 5.2.2 Tabelle 5.1 an. Für ein Signal-zu-Rausch-Verhältnis größer als 5 dB liegt das Synchronisationsergebnis mit ausreichend hoher Wahrscheinlichkeit innerhalb der vorgegebenen Toleranzmaske.

Nun findet die Untersuchung der Bitfehler-Abhängigkeit des Gesamtsystems hinsichtlich des verbleibenden Frequenzfehlers nach der Frequenzsynchronisation statt. Wie bei der vorherigen Betrachtung werden wieder 64-QAM und die DRM-Kanalmodelle 1 und 5 verwendet.

Im oberen Teil von Bild 5.16 wird die Bitfehlerrate des DRM-Systems für den AWGN-Kanal und den DRM-Kanal 5 dargestellt. Zum einen wird das System ohne Frequenzoffset ( $f_O = 0$ ) und ausgeschalteter Frequenzsynchronisation simuliert. Im zweiten Fall wird die gleiche Simulation für einen Frequenzoffset, 10% des Unterträgerabstands  $\Delta f_{k,akq}$  nach Gleichung (5.16), untersucht. In den beiden unteren Grafiken wird der Bereich der jeweiligen Bitfehler-Kurve im Bereich um eine Rate von  $10^{-4}$  vergrößert dargestellt. Anhand der gemessenen Degradation der Dekodierungs-Güte ( $\Delta\gamma_1$  und  $\Delta\gamma_5$ ) zeigt sich, dass das Entwurfskriterium aus Kapitel 5.2.2 ( $\Delta\gamma < 0,1$  dB) ebenfalls erreicht wird.

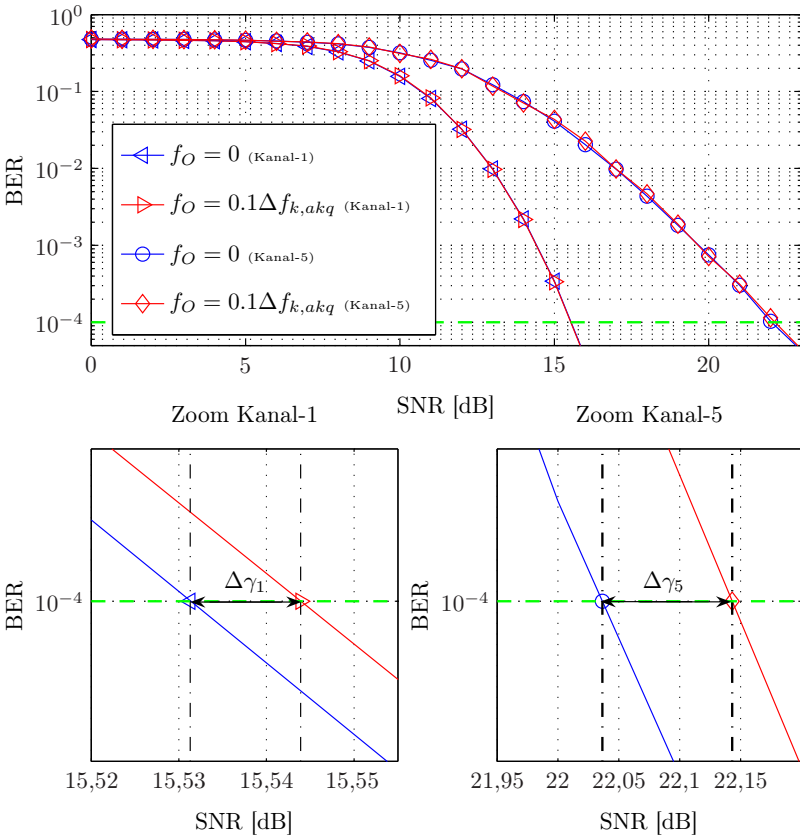
### **Frequenzsynchronisation im realen Empfänger:**

Zur Demonstration und Validierung der Funktion der gesamten Frequenzsynchronisation wird der Schätzwert  $f_{akq} + f_{trac}$  über eine längere Zeit aufgezeichnet. Um die Einflüsse einer sich ändernden Umgebungstemperatur auszuschließen, wird der DRM-Empfänger innerhalb einer Wärmekammer bei konstanter Temperatur von 20°C betrieben.

Bild 5.17 zeigt das Ergebnis der Frequenzoffset-Schätzung beim realen Empfang eines DRM-Signals. Die Übertragung fand zwischen Sines in Portugal und Ulm in Deutschland (Entfernung 2600 km) statt, was mindestens eine Reflexion innerhalb der Ionosphäre zur Folge hat. Die Übertragung nutzte eine Mittenfrequenz von  $f_{RF} = 15,44$  MHz. Da das Ergebnis der Schätzung keine wesentliche mittlere Verschiebung aufweist, kann davon ausgegangen werden, dass keine Doppler-Verschiebung ( $D_{sh}$ ) wirksam ist. Die Schwankungen des Schätzwerts sind auf die Varianz der wirksamen Doppler-Verschiebung, den Doppler-Spread  $D_{sp}$  zurückzuführen.

Weitere Ergebnisse und Betrachtungen zur realisierten Synchronisation des DRM-Empfängers finden sich in [27] und [25].

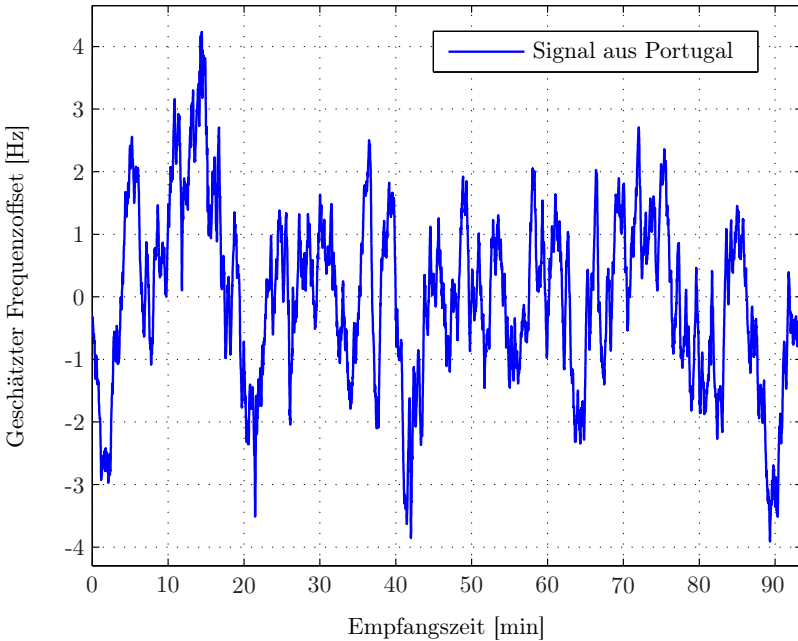




**Bild 5.16** (Oben) Bitfehlerratenmessung für einen AWGN-Kanal bei idealer Kanalschätzung und inaktiver Synchronisation bzw. aktiver Synchronisation. (Unten) Vergrößerung zur Analyse der Signal-zu-Rausch-Verhältnis-Degradation für aktive Synchronisation.

### 5.3 Kanalschätzung

Aufgrund der in Kapitel 2 vorgestellten Eigenschaften des Mobilfunkkanals kommt es zu frequenz- bzw. zeitsektivem Fading. Dies führt zu Signaleinbrüchen sowohl in Zeit- wie auch in Frequenzrichtung der eintreffenden OFDM-Symbole. Da in den meisten modernen Kommunikationssystemen,



**Bild 5.17** Gemessene Werte der Frequenzoffset-Schätzung bei einer Signalübertragung von Sines (Portugal) nach Ulm (Deutschland) bei einer Sendefrequenz von  $f_{RF}=15,44$  MHz

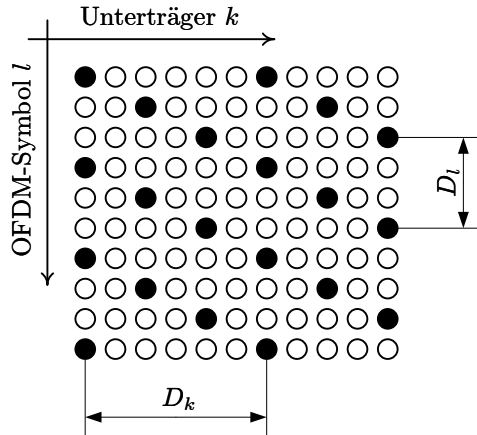
aufgrund der für die jeweilig angestrebten Applikationen notwendigen hohen Datenraten, kohärente Modulationsverfahren eingesetzt werden, ist eine Kanalentzerrung zwingend notwendig. Die hierfür erforderlichen Koeffizienten für das Entzerrersystem können einerseits ohne jegliches Wissen des Kanals anhand von geeigneten Fehlerfunktionen ("blinde" Methoden) geschätzt werden. Andererseits können zur Kanalschätzung Referenzdaten, die vom Sender in das übertragene Signal eingebettet werden, herangezogen werden. Man erhält hieraus Messwerte des Übertragungskanals. Ziel ist es, das Verhalten des Kanals an den Stellen der Nutzträger zu ermitteln bzw. zu schätzen. Die Ermittlung der Kanalübertragungsfunktion erfolgt mit Hilfe von Interpolation oder Filterung der bekannten Messwerte. Abhängig von den aktuellen bzw. den zu erwartenden Änderungen der den Kanal beeinflussenden Parameter Delay-Spread und Doppler-Spread, wird eine geeignete

Methode im Empfänger ausgewählt.

Dieser Abschnitt beschreibt den Vergleich verschiedener referenzdatengestützter Kanalschätzmethode hinsichtlich ihres verbleibenden Restfehlers bzw. des für die jeweilige Methode notwendigen Berechnungsaufwandes bei der Umsetzung auf der Empfänger-Plattform aus Kapitel 4.

### 5.3.1 Grundlage der Kanalschätzung

Die Entzerrung des Kanals erfolgt mit Hilfe der diskreten Kanalübertragungsfunktion  $\underline{H}(k, l)$  bzw. deren Schätzung  $\tilde{\underline{H}}(k, l)$  an den Stellen des  $k$ -ten Unterträgers im  $l$ -ten OFDM-Symbol. Zur Schätzung der CTF sind an den Positionen  $(k_p, l_p)$  sog. Piloten (Referenzdaten) in die OFDM-Symbole integriert. Die Piloten sind in regelmäßigen Abständen, hinsichtlich der Träger der OFDM-Symbole, angeordnet. Abhängig vom Übertragungsmodus (A-D) erhöht sich die Anzahl der Piloten, um die Interpolationsreichweite zu verkleinern. Bild 5.18 zeigt einen Auszug aus der Rahmenstruktur für den Übertragungsmodus B. Die schwarzen Kreise symbolisieren die Position der Piloten.



**Bild 5.18** Anordnung der Piloten für die Kanalschätzung beim Übertragungsmodus B

**Einhaltung des Abtasttheorems**

Die Abstände der Piloten für die vier möglichen Übertragungsmodi in Zeitrichtung ( $D_l$ ) bzw. in Frequenzrichtung ( $D_k$ ) sind in Tabelle 5.4 zusammengefasst. Abhängig vom Abstand der Piloten kann auf die maximal zulässigen Werte der Kanalparameter Delay-Spread und Doppler-Spread, die anhand der Piloten rekonstruiert werden können, geschlossen werden. Dabei wird anfangs davon ausgegangen, dass durch die vorgegebenen Abstände der Piloten das Abtasttheorem bzgl. der maximalen Werte der Kanalparameter eingehalten wird.

Übertragungsmodus	$D_k$	$D_l$
A	20	5
B	6	3
C	4	2
D	3	3

**Tabelle 5.4** Abstände der Pilot-Träger in Frequenz- und Zeitrichtung

In Kapitel 2.2 wurde gezeigt, dass die Kohärenz-Bandbreite für die Frequenzselektivität des Kanals verantwortlich ist. Sie wird bestimmt durch die maximal vorhandene Umwegelaufzeit. Legt man für eine kausale Darstellung die Verzögerungszeit  $\tau'_{max}$  zu Grunde [29] ( $\tau'_{max} = \frac{\tau_{max}}{2}$ ), muss zur Einhaltung des Abtasttheromes in Frequenzrichtung gelten:

$$\tau'_{max} \Delta f_k \cdot D_k \leq \frac{1}{2}. \quad (5.32)$$

Ähnliches wie für die Kohärenz-Bandbreite gilt für die Kohärenz-Zeit des Funkkanals, die durch den maximal vorhandenen Doppler-Spread  $D_{sp_{max}}$  bestimmt wird. Hierbei wird ein zweiseitiger Doppler-Spread zu Grunde gelegt, wodurch für das Abtasttheorem in Zeitrichtung

$$D_{sp_{max}} T_S \cdot D_l \leq \frac{1}{2} \quad (5.33)$$

gilt. Unter Bezug auf die Tabellen 3.2 und 5.4 bzw. die Formeln (5.32) und (5.33) lassen sich für den jeweiligen Übertragungsmodus folgende Grenzwerte hinsichtlich Delay-Spread und Doppler-Spread angeben.

Übertragungsmodus	$\Delta f_k$	$T_S$	$\tau_{max}$	$D_{sp_{max}}$
A	41,64 Hz	26,67 ms	1,2 ms	3,75 Hz
B	46,88 Hz	26,67 ms	3,6 ms	6,25 Hz
C	68,18 Hz	20 ms	3,7 ms	12,5 Hz
D	107,14 Hz	16,67 ms	3,1 ms	10,0 Hz

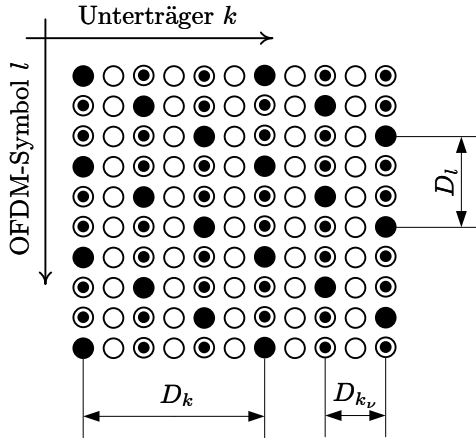
**Tabelle 5.5** Maximal zulässige Werte für die Parameter Delay-Spread und Doppler-Spread

Tabelle 5.5 zeigt, dass im Prinzip kein Übertragungsmodus für die Kanalmodelle 5 bzw. 6 (Tabelle 2.3) geeignet wäre, die eine maximale relative Umwegelaufzeit von 4 bzw. 6 ms aufweisen. Der maximale Doppler-Spread von 7 Hz lässt sich jedoch mit dem Pilotmuster beherrschen. Es besteht die Möglichkeit, bei der Berechnung der pilotgestützten Kanalschätzung, auf der Basis von OFDM-Rahmen, prinzipiell eine zweidimensionale Methode zur Kanalschätzung einzusetzen bzw. Zeit- und Frequenzrichtung separat zu betrachten [30], [23]. Wird die Interpolation in Zeitrichtung zuerst ausgeführt, ergibt sich für die nachfolgende Schätzung in Frequenzrichtung eine ausreichende Anzahl von Interpolationsstützstellen, durch die eine Reduzierung des jeweiligen Abstandes von  $D_k$  nach  $D_{k_\nu}$  (Bild 5.19) möglich wird. Dadurch können mit Hilfe der Kanalschätzung auch höhere Delay-Spreads kompensiert werden.

Die nun zulässigen Kanalparameter, bei gleichbleibender Symboldauer  $T_S$  bzw. Trägerabstand  $\Delta f_k$ , sind in Tabelle 5.6 zusammengefasst.

Übertragungsmodus	$D_{k_\nu}$	$\tau_{max}$	$D_{sp_{max}}$
A	4	6,0 ms	3,75 Hz
B	2	10,7 ms	6,25 Hz
C	2	7,3 ms	12,5 Hz
D	1	9,3 ms	10,0 Hz

**Tabelle 5.6** Maximal zulässige Werte für die Parameter Delay-Spread und Doppler-Spread mit zuerst durchgeführter Interpolation in Zeitrichtung



**Bild 5.19** Anordnung der Piloten und interpolierten Träger für die Kanalschätzung in Frequenzrichtung nach der zeitlichen Interpolation für den Übertragungsmodus B

### Struktur innerhalb des Empfängers

Es werden in dieser Arbeit Methoden für zwei unabhängige, eindimensionale Interpolationen für Zeit- bzw. Frequenzrichtung untersucht. Bezeichnet man das Empfangssignal im Frequenzbereich mit  $\underline{R}(k, l)$ , das Sendesignal mit  $\underline{S}(k, l)$ , die Übertragungsfunktion des Kanals mit  $\underline{H}(k, l)$  und das additive weiße Rauschen mit  $\underline{N}(k, l)$  so lässt sich schreiben:

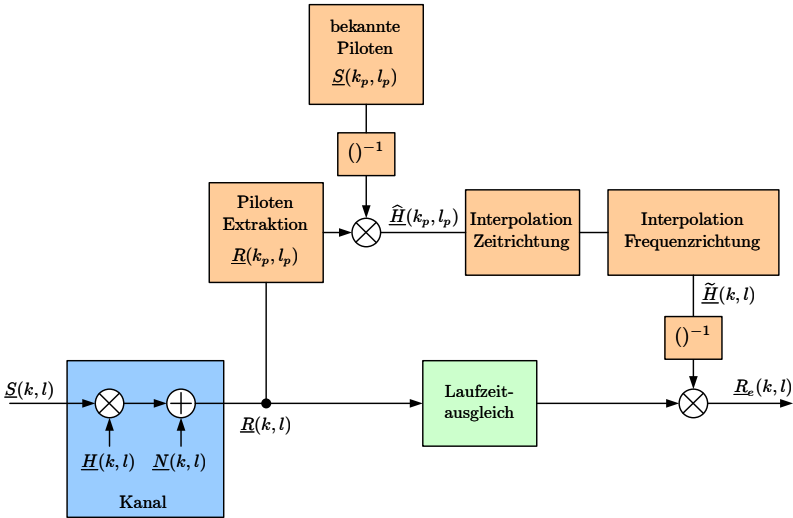
$$\underline{R}(k, l) = \underline{S}(k, l) \cdot \underline{H}(k, l) + \underline{N}(k, l) \tag{5.34}$$

Die Pilot-Träger befinden sich dabei an den Stellen  $k_p$  und  $l_p$  im jeweiligen OFDM-Rahmen (vgl. Bild 5.18). Da im synchronisierten Empfänger die Piloten  $\underline{R}(k_p, l_p)$  und die gesendeten Werte  $\underline{S}(k_p, l_p)$  bekannt sind, kann die durch additives weißes Rauschen überlagerte Kanalübertragungsfunktion  $\hat{\underline{H}}(k_p, l_p)$  berechnet werden, es ist

$$\hat{\underline{H}}(k_p, l_p) = \frac{\underline{R}(k_p, l_p)}{\underline{S}(k_p, l_p)} = \underline{H}(k_p, l_p) + \frac{\underline{N}(k_p, l_p)}{\underline{S}(k_p, l_p)}. \tag{5.35}$$

Durch die abgetastete CTF  $\hat{H}(k_p, l_p)$  und unter Einhaltung des Abtasttheorems lässt sich die geschätzte CTF  $\tilde{H}(k, l)$  an allen Stellen  $k$  und  $l$  durch Interpolation berechnen. Abhängig vom verwendeten Interpolationsverfahren verändert sich die empfangenseitige Bitfehlerrate (BER).

Um das Empfangssignal  $\underline{R}(k, l)$  kohärent demodulieren zu können, muss eine Entzerrung mit der geschätzten CTF stattfinden. Das Blockdiagramm in Bild 5.20 verdeutlicht die Anordnung der einzelnen Funktionen innerhalb der Kanalschätzung. Die Entzerrung des Empfangssignals lässt sich mathematisch durch die Multiplikation von  $\underline{R}(k, l)$  mit der Inversen der geschätzten CTF  $\tilde{H}^{-1}(k, l)$  realisieren.



**Bild 5.20** Realisierte Kanalschätzung und Kanalentzerrung im DRM-Empfänger

### Bewertung der Interpolationsverfahren

Es werden zwei Bewertungskriterien für die Qualität der untersuchten Algorithmen zur Interpolation verwendet.

Zum einen wird die simulierte Bitfehlerrate innerhalb des Empfängers ermittelt. Verglichen wird der Wert dann mit der Bitfehlerkurve bei idealer Kanal-

schätzung und gleichem Rauscheinfluss. Die Simulation des Mobilfunkkanals bei DRM erfolgt mit Hilfe des Tapped-Delay-Line Kanalmodells (Bild 2.5). Da bei der Simulation keine deterministischen Rauschquellen zur Erzeugung des Doppler-Spreads und des AWGN-Rauschens verwendet werden, ist die tatsächliche CTF  $\underline{H}(k, l)$  nicht bekannt.

Da das Sendesignal innerhalb der Simulation aber bekannt ist, kann im Empfänger die verrauschte Kanalübertragungsfunktion  $\widehat{\underline{H}}(k, l)$  an allen Positionen  $k$  und  $l$  berechnet werden. Um die exakte CTF  $\underline{H}(k, l)$  zu erhalten, wird dem Empfänger das vom Kanal verzerrte Sendesignal ohne Rauschen (AWGN) zugeführt. Der Zusammenhang zwischen Sendesignal  $\underline{S}(k, l)$  und rauschfreiem Empfangssignal  $\underline{R}_{nn}(k, l)$  lässt sich folgendermaßen ausdrücken:

$$\underline{R}_{nn}(k, l) = \underline{S}(k, l) \cdot \underline{H}(k, l) \quad (5.36)$$

Da im Gegensatz zu (5.34) das AWGN hier nicht auftritt, kann  $\underline{H}(k, l)$  direkt berechnet werden. Nach der Entzerrung erhält man das Empfangssignal bei idealer Kanalschätzung  $\underline{R}_{e,ideal}(k, l)$ , das jetzt nur noch vom Systemrauschen  $\underline{N}(k, l)$  abhängig ist, d.h. es gilt

$$\underline{R}_{e,ideal}(k, l) = \underline{S}(k, l) + \frac{\underline{N}(k, l)}{\underline{H}(k, l)}. \quad (5.37)$$

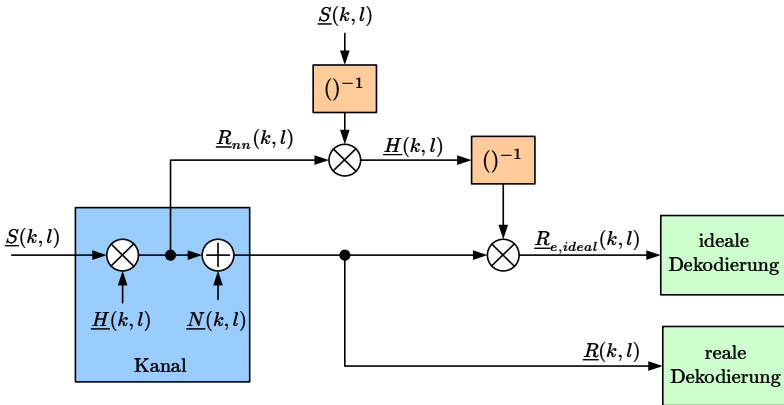
Hieraus lässt sich die ideale Bitfehlerkurve, abhängig vom eingestellten Signal-zu-Rausch-Verhältnis-Wert, berechnen und als Referenz zur Bitfehlerkurve des jeweils untersuchten Interpolationsverfahrens darstellen.

Zum anderen findet auch noch eine Betrachtung hinsichtlich des mittleren quadratischen Fehlers MSE (*engl.*: Mean Square Error) bei der Interpolation statt. Dieser wird nach folgender Vorschrift berechnet:

$$MSE = \frac{1}{K \cdot L} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \left[ \left| \underline{H}(k, l) - \widetilde{\underline{H}}(k, l) \right|^2 \right] \quad (5.38)$$

Hierbei beschreibt  $K$  die Anzahl der verwendeten Datenträger, also ohne Piloten, innerhalb eines OFDM-Symbols.  $L$  gibt an, über wieviele OFDM-Symbole der MSE berechnet wird. Bild 5.21 zeigt den Signalpfad der idealen Kanalschätzung, aus dem die ideale Bitfehlerkurve und die Referenz zur Berechnung des MSE gewonnen werden kann.





**Bild 5.21** Blockdiagramm der idealen Kanalschätzung innerhalb des Empfängers. Sie wird nur zur Ermittlung des idealen Verlaufs der Bitfehlerkurven benötigt.

### 5.3.2 Verfahren zur Kanalschätzung

Zur Interpolation von unbekanntem Werten zwischen Stützstellen gibt es eine Vielzahl von Verfahren. Werden keine zusätzlichen Informationen über die statistischen Eigenschaften des Kanals genutzt bzw. sind keine Informationen bekannt, so bieten sich die Verfahren der linearen bzw. kubischen Interpolation sowie die Interpolation mittels DFT-Methode an. Bei geeigneter Implementierung von Schätzverfahren für die den Kanal beschreibenden Parameter Delay-Spread und Doppler-Spread stellt das Wienerfilter das optimale lineare Filter zur Interpolation zwischen den Stützstellen dar. Es wird hierbei von einer optimalen Parameterschätzung ausgegangen und Einflüsse hinsichtlich der verwendeten Filterlänge, Neuberechnungsrate der Filterkoeffizienten und Implementierungsaufwand werden verglichen. Die Güte des jeweiligen Algorithmus wird anhand des MSE bzw. der resultierenden Bitfehlerquote verglichen. Grundsätzlich können alle angesprochenen Verfahren jeweils für die Interpolation sowohl in Zeit- als auch Frequenzrichtung verwendet werden. Die DFT-Methode eignet sich allerdings nur für die Frequenzrichtung; dies wird im zugehörigen Teilabschnitt näher erläutert.

## Lineare Interpolation

Die lineare Interpolation stellt, für nicht allzu schnelle Änderungen des Funkkanals, eine zuverlässige Schätzmethode bei vergleichsweise geringem Rechenaufwand dar. Die zu schätzenden Positionen der CTF werden hierbei durch lineare Interpolation der beiden am nächsten gelegenen Pilotwerte, jeweils für Zeit- oder Frequenzrichtung, ermittelt.

Für die zuerst durchgeführte Interpolation in Zeitrichtung gilt

$$\tilde{\underline{H}}(k, l) = \hat{\underline{H}}(k_p, l_p) + \frac{\hat{\underline{H}}(k_p, l_{p+1}) - \hat{\underline{H}}(k_p, l_p)}{l_{p+1} - l_p} \cdot (l - l_p), \quad (5.39)$$

$$\text{mit } k = k_p \text{ und } l_p < l < l_{p+1}.$$

Da durch die geringen Abstände der Piloten in Zeitrichtung zumeist eine Überabtastung der Kanalübertragungsfunktion vorliegt, liefert die lineare Interpolation gerade bei der Schätzung in Zeitrichtung gute Ergebnisse.

Die anschließende Interpolation in Frequenzrichtung wird nach

$$\tilde{\underline{H}}(k, l) = \hat{\underline{H}}(k_\nu, l) + \frac{\hat{\underline{H}}(k_{\nu+1}, l_p) - \hat{\underline{H}}(k_\nu, l_p)}{k_{\nu+1} - k_\nu} \cdot (k - k_\nu), \quad (5.40)$$

$$\text{mit } k_\nu < k < k_{\nu+1}$$

berechnet.

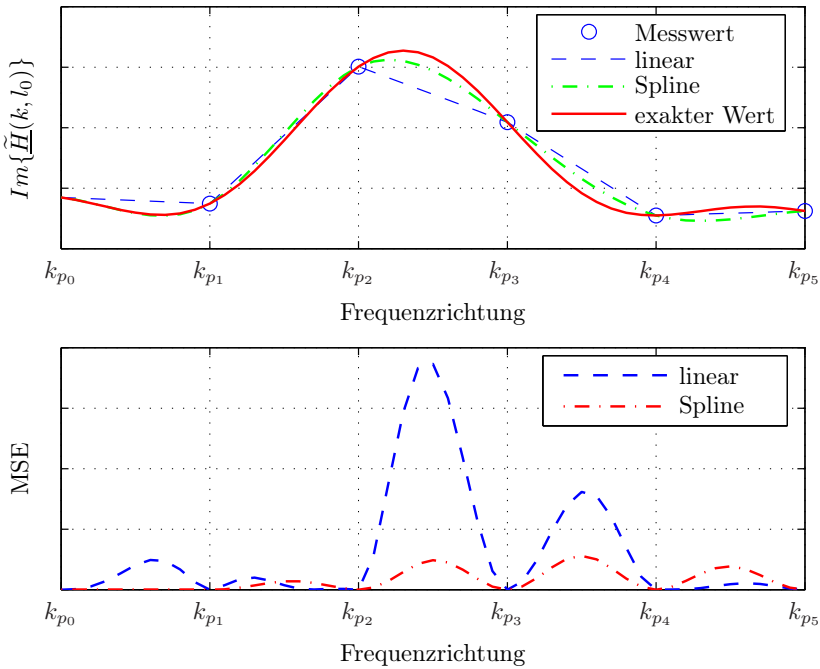
Der rechnerische Aufwand bei der Implementierung der linearen Interpolation liegt bei 2 Multiplikationen und 4 Additionen pro zu interpolierender Stützstelle.

## Spline Interpolation

Diese Interpolation teilt das zu schätzende Signal in kleine, gleich große Intervalle auf. Auf jedes wird eine Interpolation mit Hilfe eines Polynoms 3. Ordnung angewendet [63]. Dabei wird berücksichtigt, dass die Kurve, welche durch die Polynome berechnet wurde, die Randpunkte jedes Intervalls kontinuierlich durchläuft. Die vier Bedingungen zur Lösung des charakteristischen Polynoms 3. Ordnung erhält man zum einen aus den beiden Werten der Randpunkte, zum anderen muss die Funktion mindestens zweimal stetig differenzierbar sein, um einen glatten Kurvenverlauf zu erhalten, wodurch die

Werte der ersten bzw. zweiten Ableitung an den Randpunkten des jeweiligen Intervalls übereinstimmen.

Gerade durch den Einfluss der Frequenzselektivität des Kanals liefert die Spline-Methode für die Interpolation in Frequenzrichtung bessere Ergebnisse als die vorher beschriebene lineare Interpolation. Ein Vergleich der Methoden ist in Bild 5.22 dargestellt.



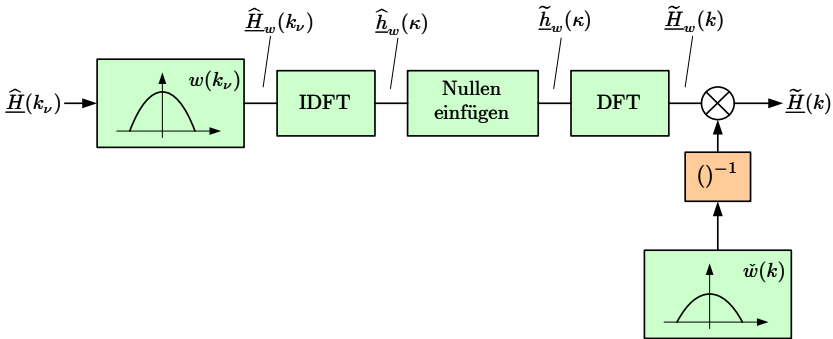
**Bild 5.22** Vergleich der linearen bzw. Spline Interpolation für die Kanalschätzung in Frequenzrichtung

Der Rechenaufwand für die Spline Berechnung ist im Gegensatz zur linearen Interpolation wesentlich höher und lässt sich mit 14 Multiplikationen und 17 Additionen pro Punkt der Kanalschätzung angeben.

### DFT-Interpolation

Die Interpolation mit Hilfe der DFT-Methode wird, aufgrund des erhöhten Rechenaufwandes, nur für die Schätzung der CTF in Frequenzrichtung verwendet. Das nach der Kanalschätzung in Zeitrichtung vorliegende Signal  $\hat{H}(k_\nu, l)$  wird mit Hilfe der IDFT in den Zeitbereich transformiert. Man erhält hieraus die unterabgetastete Kanalimpulsantwort (*engl.*: Channel Impulse Response CIR). Nach dem Einfügen von Nullen, was einer zeitlichen Verlängerung der CIR entspricht, wird unter Verwendung der DFT die CTF mit einer höheren Auflösung berechnet. Da die Umweglaufzeiten des Kanals nicht zwangsläufig Vielfache der Abtastzeit darstellen, wird durch geeignete Fensterung der Leck-Effekt gemindert.

Weil die Interpolation in Frequenzrichtung für jedes OFDM-Symbol separat erfolgt, wird bei der folgenden Beschreibung des Algorithmus auf den Zeitindex  $l$  verzichtet. Bild 5.23 zeigt den Ablauf der DFT-Interpolation.



**Bild 5.23** Blockdiagramm der Kanalschätzung mit Hilfe der DFT-Interpolation

Die abgetastete und zeitlich interpolierte CTF  $\hat{H}(k_\nu)$  wird zur Vermeidung des Leck-Effekts mit einer Fensterfunktion  $w(k_\nu)$  gewichtet.

$$\hat{H}_w(k_\nu) = \sum_{k_\nu=0}^{K_\nu-1} \hat{H}(k_\nu) \cdot w(k_\nu) \tag{5.41}$$

Hierfür wurde als Fenster eine Gaußfunktion mit  $\alpha = 1,6$  gewählt [33].

$$w(k_\nu) = e^{-\frac{1}{2}(\alpha \frac{k_\nu - K_\nu/2}{K_\nu/2})^2} \quad \text{mit} \quad 0 \leq k_\nu \leq K_\nu - 1 \tag{5.42}$$

Untersuchungen mit weiteren Fensterfunktionen sind in [67] zu finden. Mit Hilfe der IDFT wird die CTF in den Zeitbereich (CIR) transformiert und man erhält

$$\hat{h}_w(\kappa) = \frac{1}{K_\nu} \sum_{k_\nu=0}^{K_\nu-1} \hat{H}_w(k_\nu) e^{j2\pi k_\nu \kappa / K_\nu}, \quad \text{mit } \kappa = 0, \dots, K_\nu - 1. \quad (5.43)$$

Um die Auflösung im Frequenzbereich zu erhöhen, werden in das Zeitsignal Nullen eingefügt (5.44), deren Anzahl gleich der benutzten Unterträgeranzahl  $K$  (vergleiche Tabelle 3.3) minus der Stützstellenanzahl  $K_\nu$  ist.

$$\tilde{h}_w(\kappa) = \begin{cases} \hat{h}_w(\kappa) & \text{für } 0 \leq \kappa \leq (K_\nu/2) - 1, \\ 0 & \text{sonst,} \\ \hat{h}_w(\kappa - K + K_\nu) & \text{für } K - K_\nu/2 \leq \kappa \leq K - 1. \end{cases} \quad (5.44)$$

$\tilde{h}_w(\kappa)$  wird mit Hilfe einer DFT wieder in den Frequenzbereich überführt (5.45), was die interpolierten Werte der CTF liefert.

$$\tilde{H}_w(k) = \sum_{\kappa=0}^{K-1} \tilde{h}_w(\kappa) e^{-j2\pi k \kappa / K}, \quad k = 0, \dots, K - 1 \quad (5.45)$$

Um die geschätzte Übertragungsfunktion zu erhalten, muss die Gewichtung durch die Fensterfunktion mit Hilfe der Division

$$\tilde{H}(k) = \frac{\tilde{H}_w(k)}{\tilde{w}(k)}, \quad (5.46)$$

$$\text{mit } \tilde{w}(k) = e^{-\frac{1}{2}(\alpha \frac{k-K/2}{K/2})^2} \quad \text{und} \quad 0 \leq k \leq K - 1$$

rückgängig gemacht werden.

Der Berechnungsaufwand für die DFT-Methode ist wesentlich höher als bei der linearen bzw. Spline Interpolation. Bei sich sehr schnell ändernden Kanälen liefert die DFT-Methode vergleichbare Ergebnisse dem Wienerfilter (vgl. Kapitel 5.3.3).

## Wienerfilter

Die genaueste Möglichkeit für die Interpolation der zweidimensionalen Kanalübertragungsfunktion ist das 2D-Wienerfilter. Das Wienerfilter ist ein

Optimalfilter, dessen Entwurfskriterium auf der Minimierung des MSE zwischen der tatsächlichen und der geschätzten CTF beruht. Um den Schätzwert für eine Stützstelle der CTF zu ermitteln, wird ein gewichtetes Mittel der am nächsten liegenden Piloten berechnet. Piloten, die der zu schätzenden Position am nächsten liegen, werden stärker gewichtet. Die Gewichtung nimmt mit der Entfernung ab. Die Anzahl der verwendeten Piloten kann bei der Berechnung der CTF unterschiedlich sein, wobei die Genauigkeit mit der Anzahl der Piloten steigt. Im gleichen Maße steigt jedoch auch der Berechnungsaufwand. Allgemein lässt sich sagen, dass der Aufwand für die Berechnung einer 2D-Kanalschätzung sehr hoch ist.

Um den Aufwand der Filterung zu reduzieren, kann das zweidimensionale Filter in zwei eindimensionale Filter zerlegt werden [29], [23]. Es findet dabei eine separate Filterung für Zeit- und Frequenzrichtung statt, was der Anordnung aus Bild 5.20 entspricht. Der Qualitätsverlust gegenüber der zweidimensionalen Filterung wird zu Gunsten des reduzierten Berechnungsaufwands in Kauf genommen.

Das Wienerfilter berücksichtigt bei der Schätzung die Eigenschaften des Übertragungskanals. Da es sich hier um ein WSSUS-Kanalmodell (vgl. Kapitel 2.3) handelt, können die Kanaleigenschaften mit Hilfe der Zeit-Frequenz-Korrelationsfunktion

$$\varphi_{\underline{HH}}(\Delta f, \Delta t) = E \{ \underline{H}(f, t) \cdot \underline{H}^*(f - \Delta f, t - \Delta t) \} \quad (5.47)$$

$\varphi_{\underline{HH}}(\Delta f, \Delta t)$  (vergleiche Bild 2.10) bestimmt werden.

Setzt man  $\Delta f = 0$ , erhält man die Zeit-Korrelationsfunktion  $\varphi_{\underline{HH}}(\Delta t)$ , welche die inverse Fouriertransformierte des Dopplerleistungsdichtespektrums  $\Phi_{\underline{TT}}(f_D)$  ist.

Setzt man hingegen  $\Delta t = 0$ , erhält man die Frequenz-Korrelationsfunktion  $\varphi_{\underline{HH}}(\Delta f)$ , welche die Fouriertransformierte des Verzögerungsleistungsdichtespektrums  $\Phi_{\underline{hh}}(\tau)$  darstellt.

Es kann gezeigt werden, dass sich die Zeit-Frequenz-Korrelationsfunktion in Form eines Produkts der Frequenz- und der Zeit-Korrelationsfunktion separieren lässt [17], d.h. es gilt

$$\varphi_{\underline{HH}}(\Delta f, \Delta t) = \varphi_{\underline{HH}}(\Delta f) \cdot \varphi_{\underline{HH}}(\Delta t). \quad (5.48)$$

Dies ist die Voraussetzung für die Aufteilung des zweidimensionalen in zwei eindimensionale Filter.

**Wienerfilter in Zeitrichtung:** Im Folgenden wird der Ansatz des eindimensionalen Wienerfilters in Zeitrichtung erläutert. Da bei der Betrachtung in Zeitrichtung die Unterträger  $k$  ohne Relevanz sind, wird dieser Index nicht beachtet.

Die geschätzte Kanalübertragungsfunktion in Zeitrichtung  $\tilde{\underline{H}}(l)$  berechnet sich mit Hilfe des Wienerfilters wie folgt.

$$\tilde{\underline{H}}(l) = \underline{\mathbf{w}}^T(l) \cdot \underline{\mathbf{p}}(l) \quad (5.49)$$

Hierbei ist  $\underline{\mathbf{w}}^T(l)$  ein Filterkoeffizientenvektor der Dimension  $(1 \times N)$  und  $\underline{\mathbf{p}}(l)$  ein Pilotenvektor der Dimension  $(N \times 1)$ . Für die Schätzung werden  $N$  Piloten in der Nähe des zu schätzenden Wertes  $\tilde{\underline{H}}(l)$  ausgewählt. Die Filterkoeffizienten berechnen sich folgendermaßen:

$$\underline{\mathbf{w}}^T(l) = \underline{\mathbf{r}}_{HH_P}^T(l) \cdot [\mathbf{R}_{H_P H_P}(l) + \sigma_n^2 \cdot \mathbf{I}]^{-1} \quad (5.50)$$

$\underline{\mathbf{r}}_{HH_P}^T(l)$  ist der Kreuzkorrelationsvektor der Dimension  $(1 \times N)$ . Er beschreibt die Korrelation zwischen der idealen CTF  $\underline{H}(l)$  und der abgetasteten CTF  $\hat{\underline{H}}(l_p)$ .  $\mathbf{R}_{H_P H_P}(l)$  ist die Autokorrelationsmatrix der Dimension  $(N \times N)$ , welche die Korrelation von  $\hat{\underline{H}}(l_p)$  mit sich selber beschreibt.  $\sigma_n^2$  ist die Rauschleistung des additiven Rauschens und  $\mathbf{I}$  die Einheitsmatrix der Dimension  $(N \times N)$ .

Da die ideale CTF nicht bekannt ist, wird zur Berechnung von  $\underline{\mathbf{r}}_{HH_P}^T(l)$  und  $\mathbf{R}_{H_P H_P}(l)$  die statistische Beschreibung des WSSUS-Kanals herangezogen. Wie oben schon erwähnt, ist die Zeit-Korrelationsfunktion die inverse Fouriertransformation des Dopplerleistungs dichtespektrums. Das Dopplerleistungs dichtespektrum ist bei einem DRM-System gaußverteilt [4], woraus sich die Zeit-Korrelationsfunktion

$$\varphi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta l) = e^{-2(\sigma_d \pi T_S \Delta l)^2} \quad (5.51)$$

ergibt.

Daraus ergibt sich der Kreuzkorrelationsvektor  $\underline{\mathbf{r}}_{HH_P}^T(l)$  für die zu schätzende Stelle  $l$  und mit dem Einfluss von  $N$  Stützstellen wie folgt:

$$\underline{\mathbf{r}}_{HH_P}^T(l) = \left( \varphi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta l p_1) \quad \varphi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta l p_2) \quad \dots \quad \varphi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta l p_{N-1}) \quad \varphi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta l p_N) \right)$$

(5.52)

$\Delta lp_n$  ist der Abstand zwischen der zu schätzenden Zelle an der Position  $l$  und dem  $n$ -ten, in die Schätzung mit einbezogenen Piloten an der Position  $p_n$ .

Die Autokorrelationsmatrix lässt sich folgendermaßen ausdrücken:

$$\mathbf{R}_{H_P H_P}(l) = \begin{pmatrix} \varphi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta p_1 p_1) & \varphi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta p_2 p_1) & \dots & \varphi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta p_N p_1) \\ \varphi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta p_1 p_2) & \varphi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta p_2 p_2) & \dots & \varphi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta p_N p_2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \varphi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta p_1 p_N) & \varphi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta p_2 p_N) & \dots & \varphi_{\underline{H}\underline{H}}(\Delta p_N p_N) \end{pmatrix} \quad (5.53)$$

$\Delta p_i p_j$  ist der Abstand zwischen dem  $i$ -ten und  $j$ -ten Piloten der Schätzung.

Im Gegensatz zu den anderen Methoden interpoliert das Wienerfilter nicht nur die Stellen zwischen den Piloten, sondern reduziert auch das den Piloten überlagerte Rauschen [63]. Aus diesem Grund werden die Piloten mit gefiltert. Das bedeutet, dass die geschätzte Kanalübertragungsfunktion weitgehend vom Rauschen befreit wird. Der Algorithmus realisiert ein Tiefpassfilter. Anhand des Optimierungskriteriums zur Minimierung des MSE der CTF werden die Filterkoeffizienten jeweils neu berechnet. Wird die Grenzfrequenz des Filters zu gering gewählt, indem  $\sigma_d$  in (5.51) zu groß angenommen wird, reduziert sich einerseits die Rauschleistung und andererseits wird die originale CTF nicht mehr so gut interpoliert. Im Gegenzug erhöht sich die Rauschleistung, falls die Grenzfrequenz wesentlich höher als der maximale Doppler-Spread gewählt wird.

**Wienerfilter in Frequenzrichtung:** Die Interpolation in Frequenzrichtung erfolgt im Prinzip gleich wie die Interpolation in Zeitrichtung. Anstatt des Index  $l$  wird der Index  $k$  verwendet. Da die Interpolation in Zeitrichtung der in Frequenzrichtung vorausgeht, basiert die Schätzung auf  $\tilde{\underline{H}}(k_\nu)$ . Hierbei handelt es sich um die Kanalübertragungsfunktion an den Positionen der Piloten und der Stützstellen, welche durch die Zeitinterpolation hinzugekommen sind.

$\tilde{\underline{H}}(k)$  berechnet sich entsprechend (5.49) und  $\mathbf{w}^T(k)$  entsprechend (5.50).

Zur Berechnung von  $\mathbf{r}_{H_P H_P}^T(k)$  und  $\mathbf{R}_{H_P H_P}(k)$  wird die Frequenz-Korrelationsfunktion, welche die Fouriertransformierte des Verzögerungsleistungsdichtespektrums ist, herangezogen. Dieses ist bei einem DRM-System im



Bereich  $0 \leq \tau \leq \tau_{max}$  annähernd gleichverteilt und außerhalb dieses Intervalls Null. Daraus ergibt sich durch Fouriertransformation die Frequenz-Korrelationsfunktion

$$\varphi_{HH}(k) = \text{sinc}(2\pi\tau_{max}\Delta f k). \quad (5.54)$$

Aus der Frequenz-Korrelationsfunktion lässt sich, analog zu (5.52) und (5.53), der Kreuzkorrelationsvektor  $\mathbf{r}_{HH_P}^T(k)$  und die Autokorrelationsmatrix  $\mathbf{R}_{H_P H_P}(k)$  berechnen.

Da für die Interpolation in Frequenzrichtung eine feste Kanalbandbreite und somit eine endliche Anzahl von Unterträgern auszugleichen ist, lässt sich ein Rand-Interpolations-Problem hier nicht vermeiden. Die Filterung in Frequenzrichtung ist daher in zwei Fälle unterteilbar.

- Der erste Fall entspricht genau der Vorgehensweise wie bei der Filterung in Zeitrichtung. Es werden immer nur die Stellen, welche in unmittelbarer Nähe der Mitte des Filters liegen, geschätzt. Dieser Fall kann angewandt werden, solange zur Schätzung der jeweiligen Position links- und rechtsseitig genügend Piloten zur Verfügung stehen.
- Fall zwei tritt ein, wenn sich die Schätzposition einem Rand nähert. Das Filter kann nun nicht mehr weiter verschoben werden. Dies führt dazu, dass sich die Schätzposition immer weiter aus der Filtermitte entfernt. Mit steigender Filterordnung nimmt dieses Problem zu.

### 5.3.3 Ergebnisse

Beim Vergleich der Ergebnisse wird auf die bekannten Kanalmodelle aus Kapitel 2 und die Definition des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses aus Kapitel 5.2.4 zurückgegriffen. Es wird untersucht in wie weit es sinnvoll ist, rechenintensive Methoden zur Interpolation einzusetzen, um eine Reduktion der Bitfehlerrate zu erreichen. Um einen umfassenden Überblick zu erlangen, werden folgende Kombinationen von Methoden für die Interpolation in Zeit- bzw. Frequenzrichtung untersucht.

Die Ergebnis-Kurven der nächsten Abschnitte zeigen die Bitfehlerraten, abhängig vom Signal-zu-Rausch-Verhältnis und den DRM-Kanalmodellen. Dabei wurden für jeden dargestellten Wert im Minimum 10000 Bitfehler simuliert. Dies bedeutet einen Umfang von 100 Millionen simulierter Bits für eine Bitfehlerrate von  $1 \cdot 10^{-4}$ . Die Legenden der einzelnen Grafiken setzen sich

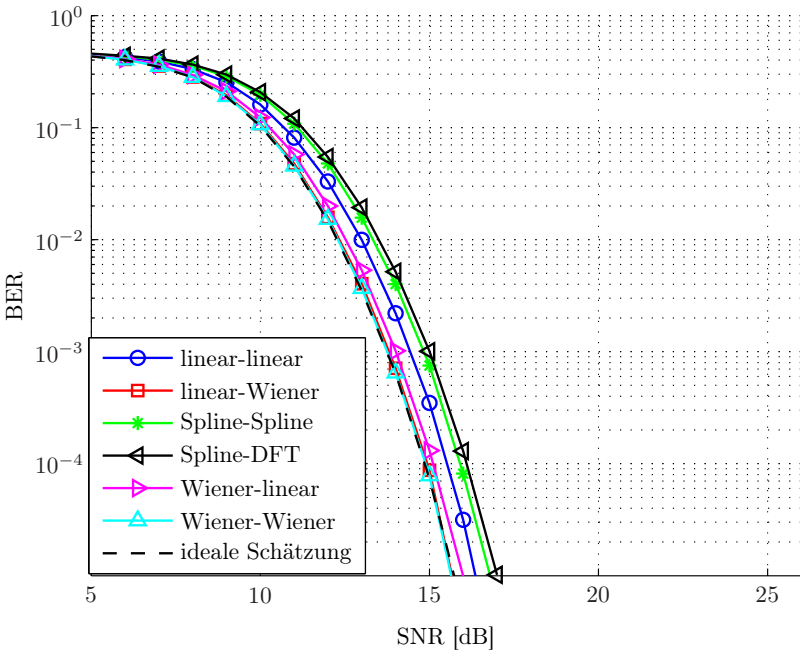
Methode	Interpolation in Zeitrichtung	Interpolation in Frequenzrichtung
1	linear	linear
2	linear	Wiener
3	Spline	Spline
4	Spline	DFT
5	Wiener	linear
6	Wiener	Wiener

**Tabelle 5.7** Aufstellung der untersuchten Interpolations-Methoden für Zeit- und Frequenzrichtung als Basis für die Kanalschätzung

immer aus der Methode für die Interpolation in Zeit- und Frequenzrichtung zusammen.

### Kanal 1

Für die simulierten Bitfehlerraten im DRM-Kanal 1, der dem klassischen AWGN-Kanal entspricht, lassen sich nur geringe Unterschiede der einzelnen Verfahren erkennen. Es zeigt sich, dass die Spline-Interpolations-Methode, unabhängig davon ob eine Anwendung in Zeit- oder Frequenzrichtung stattfindet, zu den schlechtesten Ergebnissen führt. Da im AWGN-Kanal alle Stützstellen der abgetasteten Übertragungsfunktion unabhängig voneinander sind und nur vom Rauschen beeinflusst werden, lieferte die Interpolation mit Hilfe eines kontinuierlichen Kurvenzuges ein unbefriedigendes Ergebnis. Sämtliche Untersuchungen, unter Zuhilfenahme der Wiener-Methoden, zeigen die niedrigsten Werte bei der Bitfehlerrate. Durch Einbezug des geschätzten Signal-zu-Rausch-Verhältnis-Wertes bei der Berechnung der Wiener-Koeffizienten (5.50) wird die Grenzfrequenz des Interpolations-Filters so angepasst, dass so wenig Rauschen wie möglich berücksichtigt wird. Aufgrund der geringen Unterschiede wäre die lineare Interpolations-Methode für Zeit- und Frequenzrichtung im Kanal 1 vollkommen ausreichend. Zugleich erfordern diese Methoden den geringsten Rechenaufwand und somit den kürzesten Zeitaufwand für die Berechnung auf dem Prozessor des realen

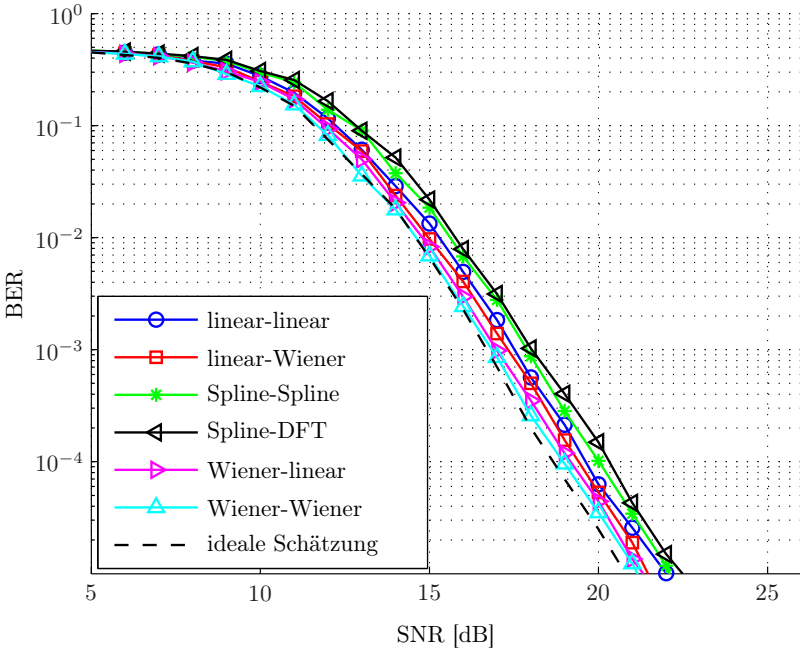


**Bild 5.24** Vergleich verschiedener Interpolations-Methoden bei der Kanalschätzung für DRM-Kanalmodell 1

DRM-Empfängers.

## Kanal 2

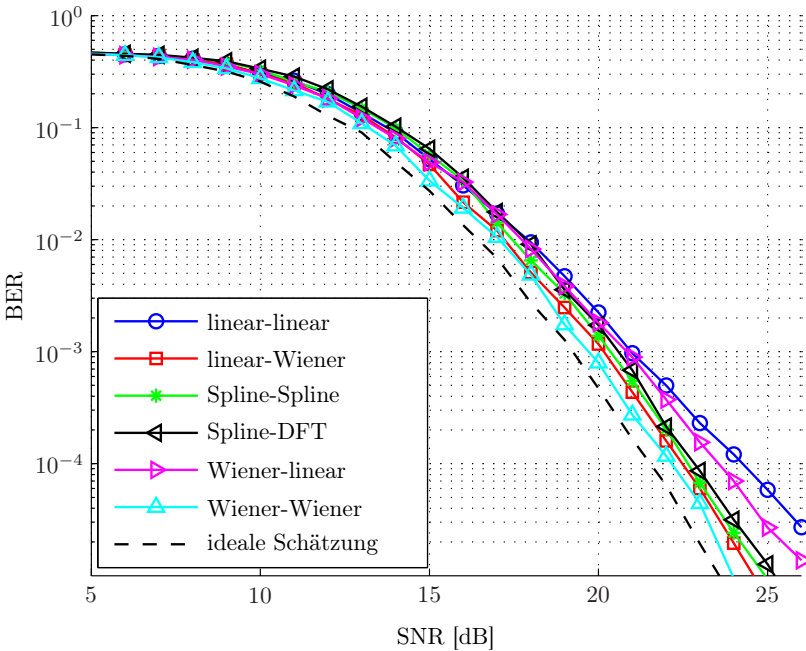
Bei den im DRM-Kanal 2 wirksamen zwei Übertragungspfaden ist der Doppler-Einfluss sehr gering, weswegen eine regelmäßige und zeitlich konstante Interferenzstruktur für die Kanalübertragungsfunktion auftritt. Somit ist das additive Rauschen bei der Übertragung der wesentlich beeinflussende Faktor. Aus diesem Grund gelten die selben Schlussfolgerungen wie bei DRM-Kanal 1.



**Bild 5.25** Vergleich verschiedener Interpolations-Methoden bei der Kanalschätzung für DRM-Kanalmodell 2

### Kanal 3

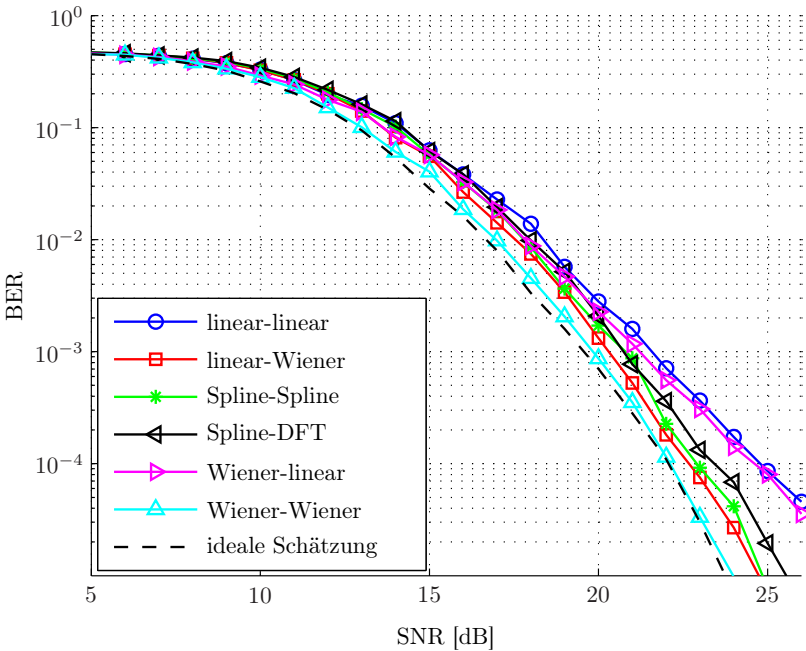
Die Anforderungen an die Kanalschätzung sind im DRM-Kanal 3 äußerst hoch. Hier setzt sich das Empfangssignal aus vier Komponenten von vier unabhängigen Übertragungspfaden zusammen. Folgt man den Signal-zu-Rausch-Verhältnis-Werten der Planungsparameter für ein DRM-System [2], so spiegeln diese ebenso die Schwierigkeiten dieses Funkkanals wider. Anhand von Bild 5.26 ist bereits eine leichte Tendenz zu erkennen, dass eine lineare Interpolation in Frequenzrichtung zu höheren Fehlerraten führt. Durch die größeren Umwegelauferzeiten im DRM-Kanal 3 verringert sich die Kohärenzbandbreite  $B_c$ , wodurch sich die Anzahl von Fading-Einbrüchen innerhalb des Spektrums der Kanalübertragungsfunktion erhöht. Somit wird durch die lineare Interpolation, im Vergleich zu den weiteren Methoden, eine Degradation hervorgerufen.



**Bild 5.26** Vergleich verschiedener Interpolations-Methoden bei der Kanalschätzung für DRM-Kanalmodell 3

#### Kanal 4

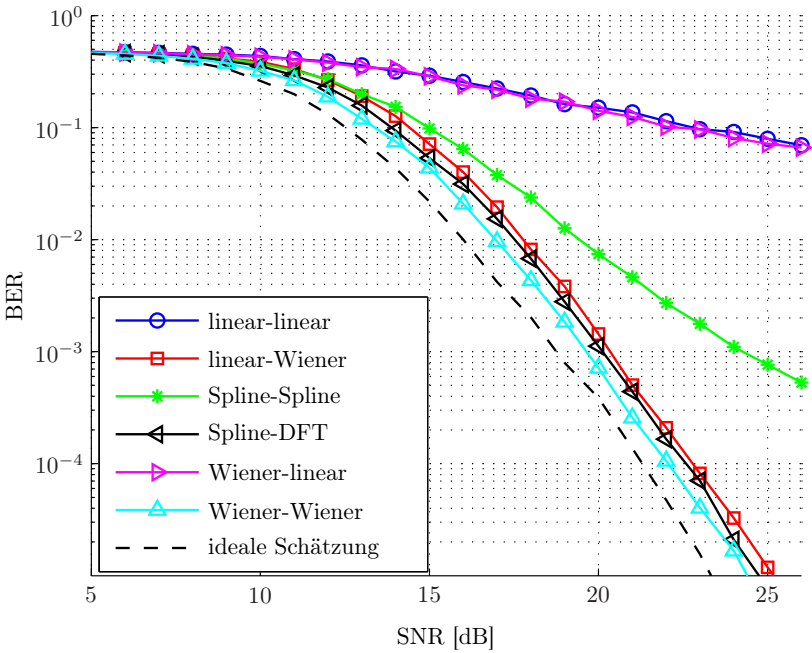
Beim DRM-Kanal 4 sind, wie bei Kanal 2, nur zwei Übertragungspfade wirksam, jedoch erhöht sich der Einfluss der Doppler-Spreizung  $D_{sp}$ . Aufgrund der regelmäßigeren Einbrüche im Frequenzbereich, gegenüber Kanal 3, verbessern sich die Simulationsergebnisse etwas. Ansonsten ähneln die Ergebnisse denen aus der vorherigen Betrachtung. Allgemein lässt sich feststellen, dass die Spline-Interpolations-Methode nun zu besseren Ergebnissen führt und nur eine unwesentliche Verschlechterung gegenüber den Wiener-Methoden zu erkennen ist.



**Bild 5.27** Vergleich verschiedener Interpolations-Methoden bei der Kanalschätzung für DRM-Kanalmodell 4

### Kanal 5

Beim DRM-Kanal 5 verdoppeln sich, gegenüber Kanal 4, die Einflüsse der Umwegelaufzeit sowie des Doppler-Spreads. Anhand von Bild 5.28 lassen sich nun drei Gruppen von Interpolations-Methoden unterscheiden. Die Unterteilung basiert auf der Interpolations-Methode in Frequenzrichtung. Die lineare Interpolation erweist sich hierbei als völlig unzureichend und liefert selbst bei sehr hohen Signal-zu-Rausch-Verhältnis-Werten noch Bitfehlerraten von mehr als  $1 \cdot 10^{-2}$ . Die Spline-Methode erreicht bereits bessere Ergebnisse, erfüllt allerdings die Anforderungen an eine befriedigende Audio-Qualität ebenfalls nicht. Nur eine Kanalschätzung mit Wiener- oder DFT-Interpolation im Frequenzbereich liefert die von der Spezifikation geforderten Bitfehlerraten für diesen Kanal.

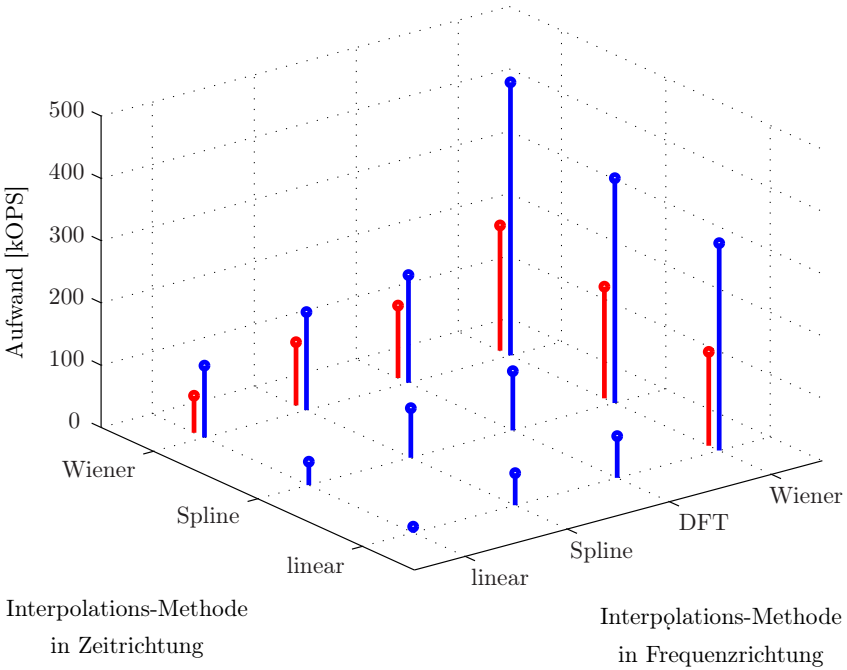


**Bild 5.28** Vergleich verschiedener Interpolations-Methoden bei der Kanalschätzung für DRM-Kanalmodell 5

### Umsetzung im realen DRM-Empfänger

Wie bereits mehrfach erwähnt, gilt es bei der Implementierung eines kommerziellen DRM-Empfängers den Rechenaufwand hinsichtlich einer geringen Leistungsaufnahme bzw. Rechenzeit des eingesetzten Prozessors zu minimieren. Dabei sollte sich jedoch die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems nicht wesentlich verschlechtern.

In Bild 5.29 findet sich eine Gegenüberstellung des Berechnungsaufwands für jede mögliche Kombination aus Interpolation in Zeit- und Frequenzrichtung. Für die Betrachtung wurde jeweils die Summe aller Additionen und Multiplikationen (jeweils eine Operation) für die Interpolation eines OFDM-Symbols gebildet. Für die Interpolation mit Hilfe des Wiener-Verfahrens wird zunächst davon ausgegangen, dass für jedes Symbol ein neuer Satz Filterkoeffizienten berechnet wird. Die Anzahl der Filterkoeffizienten in Zeitrichtung



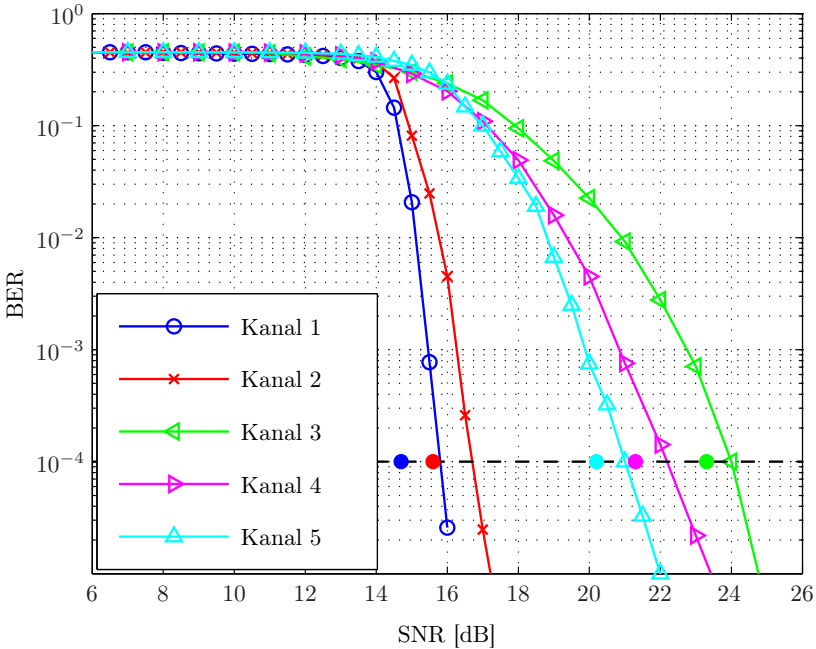
**Bild 5.29** Vergleich des Berechnungsaufwands der einzelnen Kombinationen für die Interpolations-Methoden in Zeit- und Frequenzrichtung.

beträgt 9 und in Frequenzrichtung 15. Um die direkte Berechnung einer Matrixinversion nach (5.50) zu umgehen, wurde die Levinson-Durbin Rekursion implementiert und deren Berechnungsaufwand zusätzlich zum FIR-Filturvorgang bewertet. Es lässt sich leicht erkennen, dass der Aufwand für eine Wiener-Filterung mit kontinuierlicher Koeffizientenberechnung einen erheblich höheren Aufwand gegenüber den anderen Methoden darstellt. Umfangreiche Simulationen und Messungen am DRM-Empfangssystem haben gezeigt, dass eine Neuberechnung der Filterkoeffizienten, basierend auf dem Abstand  $D_l$  des wiederkehrenden Pilotmusters, zu nahezu identischen Ergebnisse wie die kontinuierliche Koeffizienten-Berechnung führt. Der somit reduzierte Berechnungsaufwand ist ebenfalls in Bild 5.29 dargestellt. Die Kanalschätzung mit Hilfe des Wiener-Ansatzes wurde in dieser Form bei der



Realisierung des DRM-Empfängers umgesetzt.

Die folgende Grafik zeigt die Bitfehlerratenbetrachtung des realen DRM-Empfängers. Die nach [2] minimal erreichbaren Signal-zu-Rausch-Verhältnis-Werte, bei einer Bitfehlerrate von  $1 \cdot 10^{-4}$ , sind farblich gekennzeichnet.



**Bild 5.30** Messung am realen DRM-Empfänger für eine Kanalschätzung mit Wiener-Interpolation in Zeit- und Frequenzrichtung

Vergleicht man die Ergebnisse mit den in [43] dargestellten Werten, zeigt sich eine verbesserte Leistungsfähigkeit des hier vorgestellten DRM-Empfängersystems.

Weitere Ergebnisse und Betrachtungen zur realisierten Kanalschätzung innerhalb des DRM-Empfängers finden sich in [24].

Im Rahmen des Forschungsprojekts wurden die in dieser Arbeit vorgestellten Erkenntnisse in einer DRM-Empfängerplattform realisiert. Aufgrund der Rahmenbedingungen des Projekts wurde der Formfaktor eines Autoradios gewählt. Bild 5.31 zeigt den DRM-Empfänger mit den wesentlichen Kom-

ponenten analoges Front-End, AD-Wandler und Basisband-Prozessor. Die funktionale Validierung unter Laborbedingungen ist, wie durch die Ergebnisse bestätigt, abgeschlossen. Zurzeit finden weitere Untersuchungen im Freifeld bzw. bei mobilem Empfang statt.

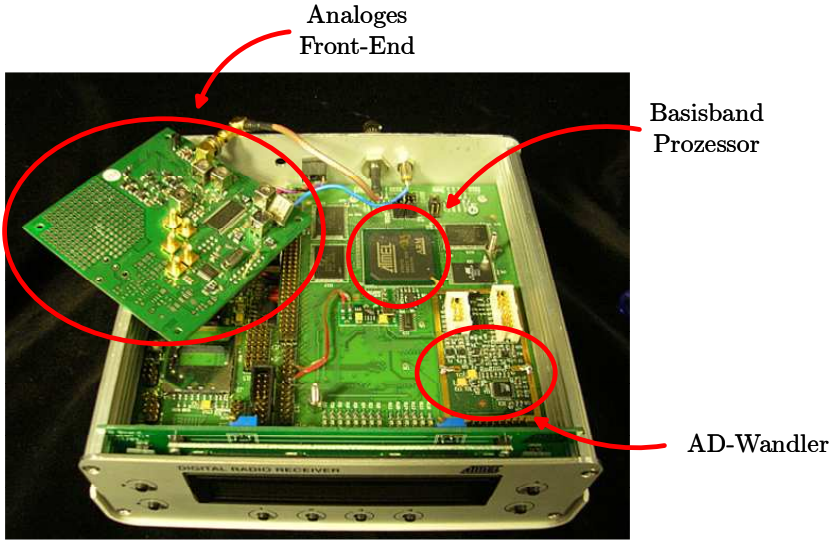


Bild 5.31 Realisierter DRM-Empfänger

# Anhang A

## Doppler-Spread Rauschprozess

Basierend auf der Definition des Leistungsdichtespektrums, Gl. (2.18), kann die Impulsantwort für die Realisierung des Kanalmodells abgeleitet werden.

$$\Phi_{\underline{c}_t, \underline{c}_t}(f) = \underline{N}_0 \cdot |W(f)|^2$$

$$|W(f)|^2 = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_d^2}} \cdot e^{-\frac{(f-D_{sh})^2}{2\sigma_d^2}} \quad (\text{A.1})$$

Mit Hilfe des Zusammenhangs  $D_{sp} = 2\sigma_d$  lässt sich A.1 umschreiben in:

$$|W(f)|^2 = \frac{2}{\sqrt{2\pi D_{sp}^2}} \cdot e^{-2\frac{(f-D_{sh})^2}{D_{sp}^2}}$$

$$|W(f)| = \sqrt{\frac{2}{\sqrt{2\pi D_{sp}^2}}} \cdot e^{-\frac{(f-D_{sh})^2}{D_{sp}^2}} \quad (\text{A.2})$$

Mittels inverser Fourier-Transformation lässt sich anhand von Gl. (A.2) die Impulsantwort des Filters zur Generierung des farbigen Rauschens ableiten.

Wie in Bild 2.11 dargestellt ist, wird der komplexe Rauschprozess durch reelle Filterung zweier unabhängiger Rauschquellen erzeugt. Des weiteren wird angenommen, dass die Übertragungsfunktion nur positive Werte annimmt. Aus diesen Gründen wird  $|W(f)| = W(f)$  gesetzt. Es findet somit die Formung des Leistungsdichtespektrums statt. Die geforderten statistischen Eigenschaften, rayleighverteilter Betrag bzw. gleichverteilte Phase, werden durch die Kombination der beiden reellen Rauschprozesse erreicht. Es folgt nun die Rücktransformation in den Zeitbereich.

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} W(f) \cdot e^{j2\pi ft} df$$

$$w(t) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\sqrt{2\pi} D_{sp}}} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{(f-D_{sh})^2}{D_{sp}^2} + j2\pi ft} df$$
(A.3)

Im nächsten Schritt wird folgende Substitution durchgeführt

$$u = \frac{f - D_{sh}}{D_{sp}} - j\pi t D_{sp}$$

$$\frac{du}{df} = \frac{1}{D_{sp}}$$

$$df = du \cdot D_{sp}$$
(A.4)

Umformung und Erweiterung des Substitutionsausdrucks

$$u^2 = \frac{(f - D_{sh})^2}{D_{sp}^2} - \frac{j2\pi t D_{sp} (f - D_{sh})}{D_{sp}} - \pi^2 t^2 D_{sp}^2$$

$$u^2 = \frac{(f - D_{sh})^2}{D_{sp}^2} - j2\pi t f + 2j\pi t D_{sh} - \pi^2 t^2 D_{sp}^2$$
(A.5)

$$-\frac{(f - D_{sh})^2}{D_{sp}^2} + j2\pi t f = -u^2 + 2j\pi t D_{sh} - \pi^2 t^2 D_{sp}^2$$

$$e^{-\frac{(f-D_{sh})^2}{D_{sp}^2} + j2\pi t f} = e^{-u^2 + 2j\pi t D_{sh} - \pi^2 t^2 D_{sp}^2}$$

Es folgt nun die Anwendung der Substitution auf das Fourier Integral Gl. (A.3)

$$w(t) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\sqrt{2\pi}D_{sp}}} \cdot \int_{-\infty-j\pi tD_{sp}}^{\infty-j\pi tD_{sp}} e^{-u^2} \cdot e^{2j\pi tD_{sh}} \cdot e^{-\pi^2 t^2 D_{sp}^2} du \cdot D_{sp} \quad (\text{A.6})$$

$$w(t) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\sqrt{2\pi}}} \sqrt{D_{sp}} \cdot e^{2j\pi tD_{sh}} \cdot e^{-\pi^2 t^2 D_{sp}^2} \cdot \int_{-\infty-j\pi tD_{sp}}^{\infty-j\pi tD_{sp}} e^{-u^2} du$$

Mit Hilfe des Cauchy-Integral-Theorems lässt sich das Integral (A.6) umformen. Integriert man die e-Funktion entlang eines geschlossenen Weges, dessen eingeschlossene Fläche keine Pole enthält, gilt:

$$\oint_{\gamma} f(u) du = \oint_{\gamma} e^{-u^2} du = 0 \quad (\text{A.7})$$

Somit kann entlang des folgenden Weges integriert werden ( $b = \pi t D_{sp}$ ):

$$\int_{-a-jb}^{a-jb} e^{-u^2} du = \int_{-a}^a e^{-u^2} du - \int_{a-jb}^a e^{-u^2} du - \int_{-a}^{-a-jb} e^{-u^2} du \quad (\text{A.8})$$

Für  $\lim a \rightarrow \infty$  vereinfacht sich (A.8) zu:

$$\int_{-\infty-jb}^{\infty-jb} e^{-u^2} du = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-u^2} du \quad (\text{A.9})$$

Es gilt [12]

$$\int_0^{\infty} e^{-c^2 u^2} du = \frac{\sqrt{\pi}}{2c} \quad (\text{A.10})$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-u^2} du = 2 \cdot \int_0^{\infty} e^{-u^2} du = 2 \frac{\sqrt{\pi}}{2} = \sqrt{\pi}$$

ergibt sich aus (A.6) mit Hilfe von (A.9) bzw. (A.10)

$$\begin{aligned}
 w(t) &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\sqrt{2\pi}}} \sqrt{D_{sp}} \cdot e^{2j\pi t D_{sh}} \cdot e^{-\pi^2 t^2 D_{sp}^2} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} e^{-u^2} du \\
 w(t) &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\sqrt{2\pi}}} \sqrt{D_{sp}} \cdot e^{2j\pi t D_{sh}} \cdot e^{-\pi^2 t^2 D_{sp}^2} \cdot \sqrt{\pi} \\
 w(t) &= \sqrt[4]{2\pi} \sqrt{D_{sp}} \cdot e^{2j\pi t D_{sh}} \cdot e^{-\pi^2 t^2 D_{sp}^2}
 \end{aligned} \tag{A.11}$$

# Anhang B

## Integral über e-Funktion

$$\begin{aligned} & \frac{1}{\tau} \int_T^{T+\tau} e^{jxt} dt \\ &= \frac{1}{\tau jx} e^{jxt} \Big|_T^{T+\tau} \\ &= \frac{1}{\tau jx} \left( e^{jx(T+\tau)} - e^{jxT} \right) \\ &= e^{jx(T+\frac{\tau}{2})} \cdot \left( \frac{e^{jx\frac{\tau}{2}} - e^{-jx\frac{\tau}{2}}}{2jx\frac{\tau}{2}} \right) \\ &= e^{jx(T+\frac{\tau}{2})} \cdot \frac{\sin\left(x\frac{\tau}{2}\right)}{x\frac{\tau}{2}} \\ &= e^{jx(T+\frac{\tau}{2})} \cdot \operatorname{sinc}\left(x\frac{\tau}{2}\right) \end{aligned} \tag{B.1}$$





## Verwendete Formelzeichen

Abkürzung	Beschreibung
$B_c$	Kohärenz-Bandbreite
$B_s$	Signalbandbreite
$B_{TB}$	Bandbreite der Synchronisationsteilbänder
$B_{ZF}$	Bandbreite des ZF-Signals
$b_{eff}$	Effektive Auflösung des AD-Wandlers
$b(k)$	Binärer Datenstrom
$c_0$	Lichtgeschwindigkeit
$\underline{c}_k(t)$	Doppler-Spread Rauschprozess des $k$ -ten Pfads
$D_k$	Abstand der Pilotträger in Frequenzrichtung
$D_{k\nu}$	Abstand der Pilotträger in Frequenzrichtung nach Interpolation in Zeitrichtung
$D_l$	Abstand der Pilotträger in Zeitrichtung
$D_{sh_k}$	Mittlere Doppler-Verschiebung des $k$ -ten Pfads (Doppler-Shift)
$D_{sp_k}$	Mittlere Doppler-Verbreiterung des $k$ -ten Pfads (Doppler-Spread)
$D_{sp_{max}}$	Maximale Doppler-Verbreiterung aller vorhandenen Pfade
$\underline{D}(\tau, f_D)$	Dopplervariante Impulsantwort

<b>Abkürzung</b>	<b>Beschreibung</b>
$\delta(t)$	Dirac-Impuls
$d_e$	Entfernung Sender zu Empfänger
$\underline{d}(k)$	Modulierter Datenstrom
$\widehat{\underline{d}}(k)$	Detektierter Datenstrom
$\underline{d}_k$	Konstellationspunkt
$d_p$	Pfadlänge
$E_b$	Energie pro gesendetem Bit
<b>e</b>	Elementarladung
$\Phi_{\mathcal{L}_t \mathcal{L}_t}(f)$	Leistungsdichtespektrum des Prozesses $c$
$\Phi_{DD}(\tau, f_D)$	Scattering Funktion
$\Phi_{\underline{hh}}(\tau, \Delta t)$	Verzögerungs-Kreuzleistungsdichtefunktion
$\Phi_{\underline{hh}}(\tau)$	Verzögerungs-Leistungsdichtefunktion
$\Phi_{TT}(\Delta f, f_D)$	Doppler-Kreuzleistungsdichtefunktion
$\Phi_{TT}(f_D)$	Doppler-Leistungsdichtefunktion
$\widetilde{f}_{akq}$	Schätzwert der Frequenzakquisition
$f_{bb}$	Referenztakt für den Basisbandprozessor
$f_{DAC}$	Audiotaktrate am DA-Wandler Eingang
$\varphi_E$	Elevationswinkel des Senders
$f_e$	Frequenzfehler nach der Synchronisation
$f_{e_{max}}$	Maximal tolerierbarer Frequenzfehler
$f_{FP_k}$	Frequenz des $k$ -ten Frequenzpiloten
$\varphi_{HH}(\Delta f, \Delta t)$	Zeit-Frequenz-Korrelationsfunktion
$\varphi_{\underline{hh}(\tau, t)}(\tau, \Delta t)$	Verzögerungs-Zeit-Korrelationsfunktion
$f_k$	Frequenz eines OFDM-Trägers
$\Delta f_{k, akq}$	Erhöhte Auflösung für die Frequenzoffset-Akquisition

Abkürzung	Beschreibung
$\Delta f_{k,avg}$	Trägerabstand für die finale Frequenzoffset-Akquisition
$\Delta f_k$	Unterträgerabstand innerhalb eines OFDM-Symbols
$f_{kr}$	Kritische Frequenz der Ionosphäre
$f_{LUF}$	Niedrigste verwendbare Übertragungsfrequenz
$f_{max}$	Maximaler Frequenzanteil im Nutzsignal
$f_{MUF}$	Maximal verwendbare Übertragungsfrequenz
$f_O$	Gesamter Frequenzoffset im Empfänger
$\Delta f_{off}$	Tatsächliche Frequenzverschiebung zwischen Tx und Rx
$f_{ref}$	Referenztakt des lokalen Oszillators
$f_{RF}$	Empfangsfrequenz am Antenneneingang
$f_s$	Abtastfrequenz ( <i>engl. sampling rate</i> )
$f_{sAP}$	Taktrate des Applikationsprozessors
$f_{sBB}$	Abtastrate des dezimierten Basisband-Signals
$f_{sDAC}$	Taktrate für den Audio DA-Wandler
$f_{sp}$	Spiegelfrequenz
$f_{sSP}$	Taktrate des Signalprozessors
$f_{sUSB}$	Taktrate für die USB-Schnittstelle
$f_T$	Sendefrequenz
$\phi(t)$	Argument des jeweilig komplexen Signals
$\tilde{f}_{trac,est}$	Schätzwert des Frequenztrackings innerhalb eines OFDM-Symbols
$\tilde{f}_{trac}$	Finaler Schätzwert des Frequenztrackings
$f_{VCO}$	Lokal generierte Mischerfrequenz
$f_{ZF}$	Zwischenfrequenz
$\gamma_{ICI}$	Maximal erreichbares Signal-zu-Rausch-Verhältnis bei Frequenzfehler $f_{e_{max}}$

<b>Abkürzung</b>	<b>Beschreibung</b>
$\Delta\gamma_{max}$	Maximal zulässige Reduktion des Signal-zu-Rausch-Verhältnisses
$\gamma_{opt}$	Gefordertes Signal-zu-Rausch-Verhältnis für eine Bitfehlerrate von $10^{-4}$
$H_{CIC}$	Übertragungsfunktion des CIC-Filters
$\tilde{H}(k, l)$	Schätzwert der Kanalübertragungsfunktion
$\underline{H}(f, t)$	Zeitvariante Übertragungsfunktion
$\hat{H}(k_p, l_p)$	Messwert der Kanalübertragungsfunktion
$h_{Schicht}$	Höhe der Reflexionsschicht
$\underline{h}(\tau, t)$	Zeitvariante Kanalimpulsantwort
$I(t)$	Inphase-Teil des jeweilig komplexen Signals
$K$	Anzahl der genutzten Träger in einem OFDM-Symbol
$k$	Index in Frequenzrichtung
$k_{FP_n}$	Position des n-ten Frequenzpiloten
$k_{max}$	Index für OFDM-Träger am linken Rand des Spektrums
$k_{min}$	Index für OFDM-Träger am rechten Rand des Spektrums
$l$	Index in Zeitrichtung
$m_e$	Elektronenmasse
$N$	Rauschleistung
$N_0$	Rauschleistungsdichte
$N_{akq,avg}$	Signallänge des gemittelten Signals $\underline{x}_{FP_n,avg}$

<b>Abkürzung</b>	<b>Beschreibung</b>
$N_{akq}$	Signallänge für die Frequenzoffset-Akquisition
$N_e$	Elektronendichte
$N_{FIR}$	Anzahl der FIR-Filterkoeffizienten im digitalen Front-End
$N_G$	Anzahl Abtastwerte im Schutzintervall
$N_{ICI}$	Rauschanteil, hervorgerufen durch ICI
$N_{TB}$	Länge eines Synchronisationsteilbandes
$N_U$	Anzahl Abtastwerte im Nutzteil eines OFDM-Symbols
$n_{akq,max}$	Position des Maximums im Signal $V(k)$
$n_I$	Brechungsindex
$\underline{n}(t)$	AWGN im Basisband
$\tilde{\nu}$	Bewertungsfaktor zur Berechnung von $\tilde{f}_{akq}$
$\omega_O$	Gesamter Frequenzoffset im Empfänger
$\omega_{O,AFE}$	Frequenzoffset des analogen Front-Ends
$\omega_{O,\delta}$	Partioneller Anteil des Frequenzoffsets
$\omega_{O,DFE}$	Frequenzoffset des digitalen Front-Ends
$\omega_{O,DOP}$	Frequenzoffset des Kanals
$\omega_{O,m}$	Ganzzahliger Anteil des Frequenzoffsets
$\underline{P}_{l,k}$	Pilot-Träger
$\underline{\mathbf{p}}$	Pilotenvektor
$Q(t)$	Quadratur-Teil des jeweilig komplexen Signals
$\underline{R}_{BB}(k, l)$	Empfangenes OFDM-Symbol im Frequenzbereich
$R_{CIC}$	Dezimationsrate des CIC-Filters

<b>Abkürzung</b>	<b>Beschreibung</b>
$\underline{R}_{e,ideal}(k, l)$	Empfangssignal bei idealer Kanalschätzung
$R_{FIR}$	Dezimationsrate des FIR-Filters
$\mathbf{R}_{H_P H_P}^T$	Autokorrelationsmatrix der Pilotträger
$\underline{R}_{mn}(k, l)$	Kanalbehaftet und rauschfreies Empfangssignal
$\rho_k$	Relative Verstärkung des $k$ -ten Pfads
$\underline{r}_{BB}(t)$	Empfangssignal im komplexen Basisband
$r_{BP}(t)$	Empfangssignal in Bandpasslage
$r_e$	Erdradius
$\mathbf{r}_{H_P H_P}$	Kreuzkorrelationsvektor
$r_{RF}$	Empfangssignal am Antenneneingang
$r_{ZF}(t)$	Empfangssignal auf Zwischenfrequenz $f_{ZF}$
$S$	Signalleistung
$\underline{S}_{BB}(k, l)$	Gesendetes OFDM-Symbol im Frequenzbereich
$\frac{S}{N_{ICI}}$	Signal-zu-ICI-Rausch-Verhältnis
$\underline{s}_{BB}(t)$	Sendsignal im komplexen Basisband
$s_{BP}(t)$	Sendsignal in Bandpasslage
$\sigma_d$	Varianz des Doppler-Spread Rauschprozesses
$T_c$	Kohärenz-Zeit
$\underline{T}(f, f_D)$	Dopplervariante Übertragungsfunktion
$T_G$	Zeitliche Länge des OFDM-Schutzintervalls
$T_S$	Zeitliche Länge des gesamten OFDM-Symbols
$T_U$	Zeitliche Länge des Nutzanteils eines OFDM-Symbols
$\Delta\tau$	Laufzeitdifferenz zweier Übertragungspfade
$\tau_{max}$	Maximale Laufzeitdifferenz aller Pfade
$\tau_{min}$	Kürzeste Laufzeitdifferenz aller Pfade

<b>Abkürzung</b>	<b>Beschreibung</b>
$\tau_k$	Laufzeitverzögerung über den $k$ -ten Pfad (Delay-Spread)
$\vartheta(l, k)$	Phasenlage eines DRM-Pilotträgers
$V(k)$	Signal zur Berechnung des Akquisitionswertes
$W(f)$	Übertragungsfunktion des Doppler-Spread Rauschfilters
$\underline{\mathbf{w}}^T$	Filterkoeffizientenvektor
$w(t)$	Impulsantwort des Doppler-Spread Rauschfilters
$X$	Tiefe des Modulationsverfahrens
$\underline{X}_{akq}$	Spektrum der Frequenzoffset-Akquisitions Berechnung
$\overline{X}_{FP_n, avg}$	Gemittelte Darstellung der Frequenzpiloten
$\underline{X}_{TB_n}$	Teilbandsignale der Akquisitionsphase
$\underline{x}_{FP_n}$	Teilbandsignal der Akquisitionsphase im Zeitbereich
$\underline{x}_{FP_n, avg}$	Gemittelttes Teilbandsignal der Akquisitionsphase im Zeitbereich
$\underline{Y}_l$	Einzelner Träger im OFDM-Symbol

## Abkürzungsverzeichnis

<b>Abkürzung</b>	<b>Beschreibung</b>
AD	Analog-to-Digital
AFC	Automatic Frequency Correction
AFS	Automatic Frequency Switching
AGC	Automatic Gain Control
AM	Amplitudenmodulation
API	Application Programming Interface
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BB	Baseband
BER	Bit Error Rate
Cordic	COordinate Rotation DIGital Computer
CTF	Channel Transfer Function
DA	Digital Analog
DAB	Digital Audio Broadcasting
DC	Direct Current
DMA	Direct Memory Access
DMT	Discrete Multitone Technology
DRM	Digital Radio Mondiale
DVB	Digital Video Broadcasting
FAC	Fast Access Channel
FIR	Finite Impulse Response
FP	Frequenz Pilot
GSM	Global System for Mobile Communication



<b>Abkürzung</b>	<b>Beschreibung</b>
I <sup>2</sup> C	Inter-Integrated-Circuit
I <sup>2</sup> S	Inter-IC-Sound
IC	Integrated Circuit
ICI	Inter-Carrier Interference
IP	Intellectual Property
IQ	Inphase/Quadrature
ISI	Inter-Symbol Interference
ITU	International Telecommunication Union
KW	Kurzwellen
LNA	Low Noise Amplifier
LO	Local Oscillator
LW	Langwellen
MSC	Main Service Channel
MSR	Multi-Standard-Rundfunkempfänger
MW	Mittelwellen
NCO	Numerically Controlled Oscillator
NVIS	Near Vertical Incidence Skywave
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OIRT	Organisation Internationale de Radiodiffusion et de Télévision
OSR	Oversampling Ratio
PAPR	Peak to Average Power Rate

<b>Abkürzung</b>	<b>Beschreibung</b>
PB	Passband
PDS	Power Density Spectrum
PLL	Phase Locked Loop
PRBS	Pseudo-Random Binary Sequence
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
RF	Radio Frequency
Rx	Empfänger
SAW	Surface Acoustic Wave
SDC	Service Description Channel
SNR	Signal-zu-Rausch-Verhältnis
SOC	System on a Chip
SPI	Serial Peripheral Interface
TB	Teilband
Tx	Sender
UEP	Unequal Error Protection
UHF	Ultra High Frequency
UKW	Ultrakurzwelle
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
USB	Universal Serial Bus
UV	Ultraviolett
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VGA	Variable Gain Amplifier

**Abkürzung**    **Beschreibung**

WLAN            Wireless Access Network

WSSUS          Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering

ZF                Zwischenfrequenz

## Verwendete Notation

<b>Notation</b>	<b>Beschreibung</b>
$X(f)$	Fourier-Transformierte von $x(t)$
$\mathbf{X}$	Matrix
$\mathbf{x}$	Vektor
$\underline{x}(n)$	komplexwertiges Signal
$\hat{x}$	Messwert der Variablen $x$
$\tilde{x}$	Schätzwert für die Variable $x$
$x$	Variable
$x(n)$	abgetastetes Signal
$x(t)$	kontinuierliche Zeitfunktion
$\text{Im}(x)$	Imaginärteil
$\text{Re}(x)$	Realteil

# Literaturverzeichnis

- [1] *Testing of HF Modems with bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric channel simulators*, 2000. Rec. ITU-R F.1487.
- [2] *"Planning parameters" for digital sound broadcasting at frequencies below 30 MHz*, 2002. Rec. ITU-R BS.1615.
- [3] *Digital Radio Mondiale(DRM); Receiver Status and Control Interface(RSCI)*, 2005. ETSI TS 102 349 V1.2.1.
- [4] *Digital Radio Mondiale(DRM); System Specification*, 2005. ETSI ES 201 980 V2.2.1.
- [5] *Dream DRM Receiver*. <http://drm.sourceforge.net/>, 2007.
- [6] *DRM Test Equipment DT230*. <http://www.iis.fraunhofer.de/bf/db/produkte/drmte.jsp>, 2007.
- [7] *Fraunhofer Software Radio*. <http://www.iis.fraunhofer.de/fhg/iis/bf/db/produkte/swradio.jsp>, 2007.
- [8] *Minimum Receiver Requirements for DRM-Receiver*, 2007. to be published by DRM Consortium.
- [9] R. Andraka: *A survey of CORDIC algorithms for FPGA based computers*. In: *Proc. 1998 ACM/SIGDA sixth international symposium on Field programmable gate arrays*, S. 191–200, Monterey, CA, Feb. 1998.
- [10] P. Bello: *Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels*. IEEE Trans. on Communications, Bd. 11, Nr. 4, S. 360–393, Dez. 1963.
- [11] J. Briggs: *DRM - A summary of field trails*. EBU Technical Review, Okt. 2003.
- [12] I. Bronstein und K. Semendjajew: *Taschenbuch der Mathematik*. Verlag Harri Deutsch, 6 Aufl., 2005.
- [13] COST207: *Digital land mobile radio communications, final report*. Commission of the European Communities, Luxembourg, 1989.

- [14] K. Davies: *Ionospheric Radio*. Peter Peregrinus Ltd., 1 Aufl., 1990.
- [15] A. Dittrich und T. Schorr: *Real-Time DRM Receiver for Matlab*. <http://nt.eit.uni-kl.de/forschung/diorama/impressum.html>, 2007.
- [16] M. P. Donadio: *CIC Filter Introduction*. For Free Publication by Iowegian, Juli 2000.
- [17] E.Coersmeier, C.Saez und A.Hotz: *Dynamic Wiener Filter Coefficient Update for Software Radio*. In: *Proc. 4th Workshop on Software Defined Radio (WSR06)*, S. 89–95, Karlsruhe , Germany, März 2006.
- [18] M. Faulkner: *DC offset and IM2 removal in direct conversion receivers*. IEE Proceedings on Communications, Bd. 149, Nr. 3, S. 179–184, 2002.
- [19] K. Fazel und S. Kaiser: *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. John Wiley & Sons, 2003.
- [20] S. A. Fechtel: *OFDM: From the Idea to Implementation*. Advances in Radio Science, Nr. 3, S. 27–37, 2005.
- [21] V. Fischer und A. Kurpiers: *Frequency Synchronization Strategy for PC-based DRM Receiver*. In: *Proc. 7th International OFDM-Workshop (InOw'02)*, Hamburg, Germany, Sep. 2002.
- [22] B. Friedrichs: *Kanalcodierung*. Springer Verlag, Berlin Heidelberg, 1996.
- [23] L. Hanzo, M. Münster, B. Choi und T. Keller: *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting*. John Wiley & Sons, West Sussex, PO19 8SQ, England, 2004.
- [24] M. Henkel, C. Schilling und W. Schroer: *Comparison of Channel Estimation methods for pilot aided OFDM systems*. In: *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'2007-Spring)*, S. 1435–1439, Dublin, Ireland, 22-25 April 2007.
- [25] M. Henkel und W. Schroer: *Pilot based synchronization strategy for a coherent OFDM receiver*. In: *Proc. IEEE Wireless Communications & Networking Conference (WCNC'2007)*, S. 1982–1986, Hongkong, China, 11-15 März 2007.
- [26] M. Henkel, W. Schroer und W. Brugger: *Reconfigurable Hardware Co-Processors for DRM, DAB and other Broadcast Systems*. In: *Proc. 3rd Karlsruhe Workshop on Software Radios (WSR'04)*, S. 78–82, Karlsruhe, Germany, 17-18 März 2004.

- [27] M. Henkel, W. Schroer und W. Brugger: *Frequency Synchronization for Pilot Aided OFDM Systems*. In: *Proc. 4th Karlsruhe Workshop on Software Radios (WSR'06)*, S. 73–78, 22-23 März 2006.
- [28] B. Hirosaki: *An Orthogonally Multiplexed QAM System Using the Discrete Fourier Transform*. IEEE Trans. on Communications, Bd. 29, Nr. 7, S. 982–989, Juli 1981.
- [29] P. Hoeher, S. Kaiser und P. Robertson: *Pilot-SymbolAided Channel Estimation in Time and Frequency*. In: *Proc. Sixth Communication Theory Mini-Conference in conjunction with IEEE (GLOBECOM '97)*, S. 90–96, Phoenix, Arizona, Nov. 1997.
- [30] P. Hoeher, S. Kaiser und P. Robertson: *Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering*. In: *Proc. International Conference on Acoustics, Speech and Signal Proc. (ICASSP'97)*, Bd. 3, S. 1845–1848, Munich, Germany, Apr. 1997.
- [31] F. Hofmann, C. Hansen und W. Schäfer: *Digital Radio Mondiale (DRM) Digital Sound Broadcasting in the AM Bands*. IEEE Trans. Broadcast., Bd. 49, Nr. 3, S. 319–328, 2003.
- [32] J. Horevajová und K. Ulovec: *Measurement of AM Transmitters for Digital Audio Broadcasting*. Measurement Science Review, S. 12–16, 2004.
- [33] H. Jiao und J. An: *A novel method of channel estimation for DRM system*. In: *Proc. IEEE Wireless Communications, Networking and Mobile Computing conference (WiCOM2005)*, S. 213–216, Wuhan , China, Sep. 2005.
- [34] F. Jondral, R. Machauer und A. Wiesler: *Software Radio*. Teubner Verlag, 1 Aufl., 2002.
- [35] F. Jondral und A. Wiesler: *Wahrscheinlichkeitsrechnung und stochastische Prozesse*. Teubner Verlag, 2 Aufl., 2002.
- [36] K.-D. Kammeyer: *Nachrichtenübertragung*. Teubner Verlag Stuttgart, 3 Aufl., 2004.
- [37] K.-D. Kammeyer und K. Kroschel: *Digitale Signalverarbeitung*. Teubner, 6 Aufl., 2006.

- [38] T. Keller, L. Piazzo, P. Mandarini und L. Hanzo: *Othogonal Frequency Division Multiplex Synchronization Techniques for Frequency-Selective Fading Channels*. IEEE Journal on selected areas in communication, Bd. 16, Nr. 6, S. 999–1008, Juni 2001.
- [39] W. Kertz: *Einführung in die Geophysik II*. Spektrum Akademischer Verlag, 1 Aufl., 1971.
- [40] G. Kilian und A. Heuberger: *Hard- and Software Architecture for All-Digital DRM Monitoring Receivers*. In: *Proc. 5<sup>th</sup> Workshop Digital Broadcasting*, Erlangen, Germany, Sep. 2004.
- [41] G. Klawitter: *Ionosphäre und Wellenausbreitung*. Siebel Verlag, 2 Aufl., 1993.
- [42] K. Kroschel: *Statistische Informationstechnik*. Springer Verlag, 4 Aufl., 2004.
- [43] A. Kurpiers und V. Fischer: *Open-source implementation of a Digital Radio Mondiale (DRM) receiver*. HF Radio Systems and Techniques, 2003. Ninth International Conference on (Conf. Publ. No. 493), S. 86–90, Juni 2003.
- [44] R. Machauer: *Multicode-Detektion im UMTS*. Dissertation, Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), 2002.
- [45] N. Maslin: *HF Communications: A System Approach*. Plenum Press, 1987.
- [46] H. Meinke und F. Gundlach: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*. Springer Verlag, 4 Aufl., 1985.
- [47] H. Meyr, M. Moeneclaey und S. Fechtel: *Digital Communication Receivers*. Wiley-Interscience, 1998.
- [48] T. Müller: *Direktabtastende Architekturen für Hochfrequenzempfänger*. Dissertation, Technische Universität München, 2002.
- [49] P. Moose: *A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction*. IEEE Trans. Commun., Bd. 42, Nr. 10, S. 2908–2914, 1994.
- [50] J. G. Proakis: *Digital Communications*. McGraw-Hill, 4 Aufl., 2001.
- [51] B. Razavi: *RF Microelectronics*. Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, USA, 1998.



- [52] K. Rothammel: *Antennenbuch*. DARC. Verlag, 12 Aufl., 2001.
- [53] P. Rykaczewski: *Quadratureempfänger für Software Defined Radios: Kompensation von Gleichlauf Fehlern*. Dissertation, Institut für Nachrichtentechnik der Universität Karlsruhe (TH), 2006.
- [54] B. R. Saltzberg: *Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System*. IEEE Trans. on Communication Technology, Bd. 15, Nr. 6, S. 805–811, Dez. 1967.
- [55] M. Sandell, J.-J. van de Beek und P. Börjesson: *Timing and Frequency Synchronization in OFDM Systems Using the Cyclic Prefix*. In: *In Proc. of the International Symposium on Synchronization*, S. 16–19, Essen, Germany, 1995.
- [56] D. Schill: *Hierarchical Broadcasting using Multilevel Codes*. Shaker Verlag, 2003.
- [57] K. Schlegel: *Vom Regenbogen zum Polarlicht: Leuchterscheinungen in der Atmosphäre*. Spektrum Akademischer Verlag, 1 Aufl., 1995.
- [58] C. E. Shannon: *Communication in the Presence of Noise*. In: *Proc. IRE*, S. 10–21, Jan. 1949.
- [59] M. Speth, S. Fechtel, G. Fock und H. Meyr: *Optimum Receiver Design for Wireless Broad-Band Systems Using OFDM - Part I*. IEEE Trans. on Communications, Bd. 47, Nr. 11, S. 1668–1677, 1999.
- [60] M. Speth, S. Fechtel, G. Fock und H. Meyr: *Optimum Receiver Design for OFDM-Based Broadband Transmission - Part II*. IEEE Trans. on Communications, Bd. 49, Nr. 4, S. 571–578, 2001.
- [61] J. Stott: *The Effects of Frequency Errors in OFDM*. BBC Research and Development Report, BBC RD 1995/15, 1995.
- [62] U. Tietze und C. Schenk: *Halbleiter Schaltungstechnik*. Springer Verlag, 12 Aufl., 2002.
- [63] S. V. Vaseghi: *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction Second Edition*. John Wiley & Sons, West Sussex, PO19 8SQ, England, 2 Aufl., 2000.
- [64] R. G. Vaughan, N. L. Scott und D. R. White: *The Theory of Bandpass Sampling*. IEEE Trans. on Signal Processing, Bd. 39, Nr. 9, S. 1973–1984, Sep. 1991.

- [65] U. Wachsmann, R. Fischer und J. Huber: *Multilevel Codes: Theoretical Concepts and Practical Design Rules*. IEEE Trans. on Information Theory, Bd. 45, Nr. 5, S. 1361–1391, Juli 1999.
- [66] S. B. Weinstein und P. M. Ebert: *Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform*. IEEE Trans. on Communication Technology, Bd. 19, Nr. 5, S. 628–634, Okt. 1971.
- [67] B. Yang, K. Letaief, R. Cheng und Z. Cao: *Windowed DFT based pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM systems in multipath fading channels*. In: *Proc. 51st IEEE Vehicular Technology conference (VTC 2000-Spring)*, S. 1480–1484, Tokyo, Japan, Mai 2000.

# Lebenslauf

## Persönliche Daten

Name	Martin Henkel
Geburtsdatum	13.07.1977
Geburtsort	Memmingen
Staatsangehörigkeit	deutsch

## Schulbildung

1983-1987	Grundschule in Bad Grönenbach
1987-1993	Rupert Ness Realschule in Ottobeuren
1996-1997	Fachoberschule in Memmingen

## Berufsausbildung und Grundwehrdienst

1993-1996	Ausbildung zum Kommunikationselektroniker bei Rohde & Schwarz Messgerätebau in Memmingen
1997-1998	Gebirgsartillerie-Bataillon 225 in Füssen

## Studium und Berufsweg

1998-2002	Studium der Nachrichtentechnik an der Hochschule Ulm
2002-2007	wissenschaftlicher Angestellter am Institut für Angewandte Forschung (IAF) der Hochschule Ulm