

Heinrich Nuskowski  
Digitale Signalübertragung im Mobilfunk



Beiträge aus der Informationstechnik

**Heinrich Nuskowski**

**Digitale Signalübertragung im Mobilfunk**

3. Auflage

 **VOGT**

Dresden 2023

*Autor*

Dr.-Ing. habil. Heinrich Nuskowski  
TU Dresden  
Vodafone Stiftungslehrstuhl Mobile Nachrichtensysteme

*Herausgeber*

Prof. Dr.-Ing. Jörg Vogt  
HTW Dresden  
Fakultät Informatik / Mathematik  
01069 Dresden

Bibliografische Information der Deutschen Bibliothek

Die Deutsche Bibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.ddb.de> abrufbar.

3. überarb. und erw. Auflage

© Jörg Vogt Verlag 2023  
Alle Rechte vorbehalten. All rights reserved.

Gesetzt vom Autor

ISBN 978-3-95947-058-2

Jörg Vogt Verlag  
Niederwaldstr. 36  
01277 Dresden  
Germany

Phone: +49-(0)351-31403921  
Telefax: +49-(0)351-31403918  
e-mail: [info@vogtverlag.de](mailto:info@vogtverlag.de)  
Internet : [www.vogtverlag.de](http://www.vogtverlag.de)

## Vorwort zur 3. Auflage

Das Buch hat mit seiner 3. Auflage eine gründliche Überarbeitung und eine Erweiterung um etwa 80 Seiten erfahren. Lediglich das 2. Kapitel, in dem die mathematischen Grundlagen für die Beschreibung des Mobilfunkkanals dargestellt werden, ist nahezu unverändert geblieben. Aus didaktischen Gründen wurde jedoch eine kleine Änderung in der Notation der Bello-Systemfunktionen vorgenommen. Für die anderen Kapitel, die Modulations- und Zugriffsverfahren behandeln, sowie Entzerrungs-, Diversitäts- und Kanalschätzverfahren, ergab sich sowohl aus der Entwicklung des Mobilfunks von GSM und UMTS zu LTE und LTE-Advanced, als auch aus der Perspektive, die mit 5G und 6G aufgezeigt wird, die Notwendigkeit, neue Übertragungstechniken in dem Buch vorzustellen und zu erklären. Diese neuen Techniken sind z.B. Räummultiplex, Massive MIMO und Beamforming oder auch das neue Modulationsverfahren OTFS, das als eine Weiterentwicklung von OFDM aufgefasst werden kann. Mit der Umbenennung von Kapitel 5 von „Übertragung über ISI-Kanäle“ in „Vermeidung ISI-bedingter Fehler“ und Kapitel 6 von „Übertragung über zeitvariante Kanäle“ in „Diversitätsverfahren“ wird der inhaltlichen Veränderung Rechnung getragen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Jörg Vogt möchte ich an dieser Stelle herzlich danken für die Unterstützung bei der Fertigstellung des Manuskriptes.

Kommentare und kritische Hinweise aus dem verehrten Leserkreis sind willkommen und berücksichtige ich gerne.

Dresden, im Februar 2023

Heinrich Nuszowski

## Vorwort zur 2. Auflage

Gliederung und Inhalt des Buches wurden gegenüber der 1. Auflage beibehalten. Jedoch wurden verschiedene Ergänzungen und Präzisierungen in der Darstellung vorgenommen, so dass sich der Umfang des Buches um etwa 12 Seiten gegenüber der 1. Auflage vergrößert hat. So wurde z.B. bei der Behandlung der Bello-Funktionen zwischen einer zeitkontinuierlichen und einer zeitdiskreten Darstellung unterschieden. Erstere wird bei Definition und Einführung der Bello-Funktionen benutzt, letztere ergibt sich bei einer Computersimulation. Der Zusammenhang zwischen beiden Darstellungsformen wird in dem mathematischen Anhang erläutert. Eine andere Ergänzung betrifft den Rayleigh-Störprozess. In dem mathematischen Anhang wird beschrieben, wie eine Computer-Simulation des komplexen Rayleigh-Störprozesses erfolgen kann. Auch wurden verschiedene Fehler korrigiert, die leider in der 1. Auflage unentdeckt geblieben waren. Für Kommentare und kritische Hinweise aus dem verehrten Leserkreis bin ich weiterhin sehr dankbar.

Herzlich danken möchte ich an dieser Stelle Herrn Dr. Rainer Schaffer für viele

anregende Diskussionen und für die wertvolle Hilfe bei der Erstellung des  $\LaTeX$ -Manuskriptes.

Dresden, im Januar 2014

Heinrich Nuskowski

## Vorwort zur 1. Auflage

Das Anliegen des vorliegenden Buches ist es, wichtige Grundkenntnisse zu vermitteln, die für das Verständnis der Übertragungskonzepte moderner Mobilfunksysteme notwendig sind. Es basiert auf einer Vorlesung, die der Autor über viele Jahre hinweg an der Technischen Universität Dresden gehalten hat. Es ist auch gedacht als eine Fortsetzung des Buches 'Digitale Signalübertragung', das ebenfalls in diesem Verlag erschienen ist. Gegenstand des vorliegenden Buches ist die digitale Signalübertragung über Mobilfunkkanäle, die durch Mehrwegeausbreitung und Dopplereffekt charakterisiert sind. Diese beiden physikalischen Phänomene sind verantwortlich für Intersymbolinterferenz und zeitliche Veränderungen der Übertragungsbedingungen, die den Mobilfunkkanal im allgemeinen Fall zu einem frequenzselektiven und zeitvarianten Kanal machen. Das Buch wendet sich in erster Linie an Studenten, die sich in ihrem Fachstudium mit den Problemen des Mobilfunks beschäftigen. Es wendet sich aber auch an Naturwissenschaftler und in der Praxis tätige Ingenieure, die sich einen Überblick über die Übertragungsprobleme im Mobilfunk verschaffen möchten oder einen Einstieg für ein vertieftes Studium von Fachliteratur auf diesem Gebiet brauchen. Für das Verständnis des Buches wird vorausgesetzt, dass der Leser mit den Grundlagen der Nachrichtentechnik und der Systemtheorie vertraut ist.

Das Buch ist in sieben Kapitel gegliedert. Nach einer kurzen Einführung im ersten Kapitel, werden im zweiten Kapitel wichtige Eigenschaften und Beschreibungsmethoden des Mobilfunkkanals vorgestellt. Es wird dabei vorausgesetzt, dass die betrachteten Mobilfunkkanäle WSSUS-Eigenschaft (*wide sense stationary uncorrelated scattering*) besitzen. Diese Annahme führt auf die einfachsten mathematischen Modelle, mit denen die physikalischen Phänomene Mehrwegeausbreitung und Doppler-Effekt erfasst und damit realitätsnahe Mobilfunkkanalmodelle definiert werden können. Die mathematische Beschreibung der WSSUS-Kanäle erfolgt mit Hilfe der Bello-Funktionen. Aus diesen Funktionen lassen sich die notwendigen Informationen ableiten, die die durch den Kanal hervorgerufene zeitliche und spektrale Spreizung der Signale charakterisieren und die bei der Realisierung zuverlässiger Mobilfunkverbindungen zu beachten sind. In dem dritten Kapitel wird eine kurze Rückschau auf die Modulationsverfahren gehalten, die in den vergangenen Mobilfunksystemen Anwendung gefunden haben. Dabei zeigt sich, dass der Bandbreitebedarf mit der Evolution der Mobilfunksysteme ständig gewachsen ist. Der Grund dafür liegt in den stetig steigenden Anforderungen an die Datenrate für die Übertragung multimedialer Signale und dem schnellen Internetzugang. Die Signalbandbreite der Sendesignale lässt sich aber

auch unabhängig von der Datenrate vergrößern, indem man Spreiztechniken anwendet, die ebenfalls im Kapitel drei vorgestellt werden. Spektral gespreizte Signale besitzen eine Reihe von übertragungstechnische Eigenschaften, die sie für Mobilfunkssysteme interessant machen. Sie sind robust gegen frequenzselektives Fading, ermöglichen eine hohe zeitliche Auflösung im Empfänger und erlauben die Anwendung eines codegeteilten Zugriffsverfahrens (CDMA) auf die Übertragungsressourcen des Mobilfunksystems. Eine Übersicht über die verschiedenen Zugriffsverfahren im Mobilfunk durch Raum-, Frequenz-, Zeit- und Codeteilung mit ihren wesentlichen Eigenschaften wird im vierten Kapitel gegeben. In den Kapiteln fünf und sechs werden spezielle Übertragungstechniken für den Mobilfunk vorgestellt. Im Kapitel fünf geht es dabei um Übertragungstechniken für frequenzselektive Kanäle, um das Problem der Intersymbolinterferenz zu lösen. Es werden hier verschiedene Methoden der Entzerrung im Zeit- und Frequenzbereich sowie der MLSE-Empfang betrachtet. Im sechsten Kapitel geht es um die Erhöhung der Zuverlässigkeit bei einer Signalübertragung über zeitvariante Kanäle durch Anwendung verschiedener Diversitätsmethoden. Besondere Bedeutung hat die Raum- oder Antennendiversität, die durch den Einsatz von mehreren Sende- und/oder Empfangsantennen realisiert werden kann. Die in den Kapitel fünf und sechs betrachteten Übertragungsverfahren setzen Kanalkennntnis im Empfänger und eventuell auch im Sender voraus. Diese Kanalkennntnis kann im Empfänger durch die Auswertung von übertragenen Test- oder Pilotsignalen erworben werden. Einen Überblick über Kanalschätzverfahren vermittelt das Kapitel sieben.

An dieser Stelle möchte ich besonders Prof. Dr.-Ing. Gerhard Fettweis danken für die Förderung und Unterstützung dieser Arbeit an dem Vodafone Stiftungslehrstuhl.

Mein Dank gilt auch für die wertvolle Unterstützung bei der Erstellung des Manuskriptes und den zahlreichen Kollegen, die mir in vielen Diskussionen wertvolle Anregungen und Hinweise gegeben haben. Für die kritische Durchsicht des Manuskripts möchte ich insbesondere den Kollegen Dr.-Ing. S. Bittner, Dipl.-Ing. A. Frotzcher, M.Sc.EE V. Kotzsch und Dipl. Medien-Inf. S. Gerbracht herzlich danken.

Dresden, im Februar 2010

Heinrich Nuszowski





# Inhaltsverzeichnis

<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2. Übertragungskanal</b>	<b>5</b>
2.1. Kanaldefinitionen . . . . .	5
2.2. AWGN-Kanal . . . . .	7
2.3. Mobilfunkkanal . . . . .	9
2.3.1. Allgemeines . . . . .	9
2.3.2. Mehrwegeausbreitung . . . . .	10
2.3.3. Doppler-Effekt . . . . .	12
2.3.4. Rayleigh-Kanal mit klassischem Dopplerspektrum . . . . .	17
2.3.5. Verallgemeinerung des Rayleigh-Kanal-Modells . . . . .	29
2.3.6. Rice-Kanal . . . . .	31
2.3.7. Modellierung des Mobilfunkkanals als FIR-Filter . . . . .	34
2.3.8. Bello-Funktionen . . . . .	39
2.3.9. Korrelationsfunktionen einfacher WSSUS-Kanäle . . . . .	59
<b>3. Modulation und Signalspreizung</b>	<b>75</b>
3.1. Modulation . . . . .	77
3.2. Spreizverfahren . . . . .	85
3.2.1. Allgemeines . . . . .	85
3.2.2. DS-Spreizung . . . . .	87
3.2.3. MC-Spreizung . . . . .	92
3.2.4. FH-Spreizung . . . . .	96
3.2.5. TH-Spreizung . . . . .	100
<b>4. Vielfachzugriffsverfahren</b>	<b>103</b>
4.1. SDMA . . . . .	104
4.1.1. Raummultiplex . . . . .	105
4.1.2. Massive MIMO . . . . .	107
4.2. FDMA . . . . .	110
4.3. TDMA . . . . .	114
4.4. OFDMA . . . . .	119
4.4.1. WiMAX . . . . .	120
4.4.2. LTE . . . . .	124
4.5. CDMA . . . . .	130
<b>5. Vermeidung ISI-bedingter Fehler</b>	<b>141</b>
5.1. Schmalbandübertragung . . . . .	142

5.2.	Entzerrung im Zeitbereich . . . . .	142
5.2.1.	Zero-Forcing . . . . .	143
5.2.2.	MMSE-Entzerrer . . . . .	146
5.2.3.	Decision-Feedback Entzerrer . . . . .	148
5.2.4.	Tomlinson-Harashima-Vorcodierung . . . . .	150
5.3.	Entzerrung im Frequenzbereich . . . . .	154
5.4.	Entzerrung im Doppler-Verzögerungsbereich . . . . .	159
5.5.	MLSE-Empfang . . . . .	165
5.5.1.	Euklidische Distanzmetrik . . . . .	165
5.5.2.	Ungerboeck-Empfänger . . . . .	168
5.5.3.	Forney-Empfänger . . . . .	179
5.6.	Rake-Empfänger . . . . .	186
5.7.	Beamforming . . . . .	187
<b>6.</b>	<b>Diversitätsverfahren</b>	<b>189</b>
6.1.	Raumdiversität . . . . .	190
6.1.1.	Empfangsdiversität . . . . .	192
6.1.2.	Sendediversität bei Kanalkennntnis . . . . .	197
6.1.3.	Sendediversität ohne Kanalkennntnis . . . . .	201
6.1.4.	Equal Gain Adding . . . . .	210
6.1.5.	Raumdiversität in MIMO-Systemen . . . . .	212
6.1.6.	Antennenabstand für Raumdiversität . . . . .	215
6.2.	Polarisationsdiversität . . . . .	218
6.3.	Zeit- und Frequenzdiversität . . . . .	219
6.3.1.	Allgemeines . . . . .	219
6.3.2.	OFDM . . . . .	220
6.3.3.	Cyclic Delay Diversity . . . . .	221
6.3.4.	OTFS . . . . .	225
6.4.	Pfaddiversität . . . . .	226
<b>7.</b>	<b>LTE-Übertragungsmodi im Downlink</b>	<b>227</b>
<b>8.</b>	<b>Kanalschätzung</b>	<b>237</b>
8.1.	Einzelträgermodulation . . . . .	237
8.1.1.	Kanalschätzung mit Trainingssequence . . . . .	237
8.1.2.	Kanalschätzung mit Pilotsignal . . . . .	243
8.2.	OFDM . . . . .	246
8.2.1.	Kanalschätzung mit Trainingssequenz . . . . .	246
8.2.2.	Kanalschätzung mit Pilotsignalen . . . . .	249
<b>A.</b>	<b>Übertragungskanal</b>	<b>255</b>
A.1.	Transformation von Wahrscheinlichkeitsdichten . . . . .	255
A.2.	Simulation des Rayleigh-Störprozesses . . . . .	256

Inhaltsverzeichnis	XI
A.3. PSD eines differenzierten Signals	259
A.4. Leistungsspektrum Rayleigh-Störprozess	261
A.5. Bello-Funktionen	264
A.6. Kontinuierliche und diskrete Bello-Funktionen	266
<b>B. Signalspreizung</b>	<b>269</b>
B.1. Bitfehlerwahrscheinlichkeit in einem DS-SSS	269
B.2. Bitfehlerwahrscheinlichkeit in einem FH-SSS	275
<b>C. Vielfachzugriff</b>	<b>277</b>
C.1. Singulärwert-Zerlegung	277
C.2. Datendurchsatz im ALOHA-Netz	278
<b>D. Entzerrung</b>	<b>281</b>
D.1. Tomlinson-Harashima-Vorcodierung	281
D.2. AKF und Energiedichtespektrum der Kanalimpulsantwort	281
D.3. Impulsantwort des OTFS-Systems	283
D.4. 2D-LSE-Entzerrung für OFTS	285
D.5. Strahlformung mit einem ULA	289
<b>E. Diversität</b>	<b>293</b>
E.1. Vektordarstellung von Signalen	293
E.2. Empfangsdiversität	294
E.2.1. Selection Diversity Combining	294
E.2.2. Maximum Ratio Combining	296
E.2.3. Equal Gain Combining	299
E.2.4. Wahrscheinlichkeitsdichte des SNR bei STTD	299
E.3. Korrelation zwischen Antennen	300
E.4. Virtuelle Pilotsignale	301
<b>Abkürzungen</b>	<b>305</b>
<b>Symbolverzeichnis</b>	<b>311</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>315</b>
<b>Index</b>	<b>321</b>



# 1. Einleitung

Funkkommunikation mit mobilen Fahrzeugen ist nahezu genauso alt wie die Funktechnik selbst. So gelang es Marconi, 1897 telegrafische Funkverbindungen zu Schiffen herzustellen. Der erste mobile Polizeifunk wurde 1924 in den USA in Betrieb genommen, das erste Zugtelefon 1926 in Deutschland im Schnellzug Berlin-Hamburg. Doch trotz dieser Pioniertaten war der wissenschaftliche und technologische Stand jener Jahre bei weitem nicht ausreichend, das Problem der flächendeckenden, weltweiten, mobilen Kommunikation für Millionen von Teilnehmern zu lösen. Abgesehen davon, dass die Mobilfunkgeräte jener Zeit aufgrund ihres Gewichtes und Volumens nicht portabel waren und nur in Fahrzeuge montiert werden konnten, waren zwei prinzipielle Probleme zu lösen:

- Das Problem der endlichen Reichweite von Funkverbindungen, da mobile Terminals nur über kleine Sendeleistungen und Antennen verfügen, und
- das Problem der begrenzten Frequenzressourcen, da sich Mobilfunksysteme das Frequenzspektrum mit vielen anderen Funksystemen teilen.

Die Lösung beider Probleme wurde durch die zellulare Struktur von Mobilfunknetzen möglich, die 1969 von den Bell Laboratorien (USA) vorgeschlagen wurde. Die Idee besteht darin, die mit Mobilfunk zu versorgende geographische Fläche mit einem Netz von Zellen zu überdecken, wobei die Zelldurchmesser von wenigen Hundert Metern bis zu einigen Zehn Kilometern reichen können. Im Mittelpunkt einer jeden Zelle befindet sich eine Basisstation, die den Funkverkehr mit den Mobilfunkteilnehmern innerhalb der Zelle abwickelt. Dieser Teil des Mobilfunknetzes wird als Zugangsnetzwerk (*access network*) bezeichnet. Die Verbindung der Basisstationen untereinander erfolgt durch das Kernnetzwerk (*core network*), das ein Festnetz darstellt. Es wird durch leitungsgebundene Verbindungen (z.B. Lichtwellenleiter) und Richtfunkverbindungen realisiert.

Die Lösung des Reichweitenproblems durch das zellulare Konzept ist offensichtlich, da die maximale Reichweite einer Funkverbindung nicht größer als etwa der Zellradius sein muss. Der positive Aspekt der endlichen Reichweite einer Funkverbindung besteht darin, dass gleiche Trägerfrequenzen in Zellen verwendet werden dürfen, wenn sie einen genügend großen Abstand zueinander haben, so dass die zu erwartenden Störungen tolerierbar sind. Damit bietet das zellulare Konzept auch die Möglichkeit, mit einer begrenzten Anzahl von Trägerfrequenzen ein flächendeckendes Mobilfunksystem aufzubauen. Allerdings erzeugt das zellulare Konzept ein neues Problem: Die Funkverbindung eines mobilen Teilnehmers muss bei der Überschreitung von Zellgrenzen von Zelle zu Zelle weitergereicht werden.

Die Funkverbindung zur alten Basisstation muss abgebrochen und zu der neuen Basisstation aufgebaut werden, was als *Handover* oder *Handoff* bezeichnet wird. Die Qualität der Verbindung darf dadurch nicht beeinträchtigt werden, auch dann nicht, wenn sich der Teilnehmer schnell durch kleine Zellen bewegt. Dieses Problem wird dadurch gelöst, dass die mobilen Terminals parallel zur eigentlichen Informationsübertragung zusätzlich Kontrollmessungen für die zu empfangenden Signale benachbarter Basisstationen ausführen. Diese Informationen werden ständig über spezielle Signalisierungskanäle den Basisstationen mitgeteilt und bilden die Grundlage für die Organisation des Handovers.

Nachdem die prinzipiellen Probleme der Mobilfunkübertragung gelöst und die technologischen Voraussetzungen für ihre Umsetzung erfüllt waren, begann Anfang der 80iger Jahre eine rasante Entwicklung des Mobilfunks. Die Mobilfunksysteme, die in den 80iger Jahren aufgebaut wurden, man spricht heute von den Mobilfunksystemen der ersten Generation (1G), waren ausschließlich für eine Sprachübertragung konzipiert. Die Signalübertragung erfolgte analog durch Schmalband-Frequenzmodulation. Seitdem wurde mit jeder neuen Dekade eine neue Mobilfunkgeneration mit erweiterten Möglichkeiten und Eigenschaften eingeführt. Die Mobilfunksysteme der zweiten Generation (2G) vollzogen den Übergang zur digitalen Signalübertragung und ermöglichten in der Folgezeit neben der Sprachübertragung immer weiter verbesserte Möglichkeiten der Datenübertragung. Anfang dieses Jahrtausends begann der Aufbau der 3G-Systeme, die die Übertragung von Multimedia-Signalen und einen schnellen Internet-Zugang ermöglichen.

Die mobile Kommunikation ist heute ein fester Bestandteil der Infrastruktur unserer Gesellschaft geworden und hat wesentliche Veränderungen in unseren Arbeits- und Lebensgewohnheiten bewirkt. Eine zuverlässige und schnelle Kommunikation für jede Art von Information von jedem Ort und zu jeder Zeit ist heute der Anspruch der Gesellschaft, den zukünftige Mobilfunksysteme immer besser erfüllen müssen. Dieser Anspruch verlangt nach neuen Übertragungstechnologien. Die Realisierung höherer Datenraten wurde insbesondere mit höheren Bandbreiten erreicht. Stetig wachsender Bandbreitebedarf ist ein charakteristisches Merkmal in der Evolution der vergangenen Mobilfunksysteme. Betrug die Kanalbandbreite etwa 20kHz für 1G, so ist sie auf 200kHz bei den 2G-Systemen nach dem GSM-Standard und auf 5 MHz bei den 3G-Systemen nach dem 3GPP-Standard angestiegen. Für die 4G-Systeme ist die Verwendung variabler Bandbreiten vorgesehen. Unter 4G sollen hier die Mobilfunksysteme nach dem LTE-Standard (*long term evolution*) verstanden werden, die etwa seit 2010 in der Realisierungsphase sind. Die Bandbreite von LTE-Systemen kann mit mehreren Zwischenstufen zwischen 1.4 MHz und 20 MHz betragen. Für LTE Advanced ist sogar eine Bandbreite bis 100 MHz vorgesehen, die durch eine Frequenzbündelung (*carrier aggregation*) über mehrere Frequenzbänder erreicht werden soll. Die Mobilfunksysteme der 5. Generation werden ab 2020 erwartet. Sie werden Übertragungsgeschwindigkeiten von mehr als 1 Gbit/s erlauben und damit die Übertragung ultrahoch-

auflösender Videoinhalte ermöglichen. Die dafür notwendige Bandbreite von über 1 GHz kann im Millimeterwellenbereich zur Verfügung gestellt werden.

Die stetige Steigerung der Übertragungsgeschwindigkeiten durch Bereitstellung immer größerer Bandbreiten ist das zunächst ins Auge springende Merkmal der Mobilfunkentwicklung. Jedoch ist diese Entwicklung begleitet von Anstrengungen und Erfolgen auf vielen Gebieten, um die Kosten für die Infrastruktur der Mobilfunknetze zu verringern, die Qualität und Zuverlässigkeit der Übertragung zu verbessern und den Energieverbrauch aller Komponenten zu senken. Ein wichtiger Aspekt für die weitere Erhöhung der Kapazität und Übertragungsgeschwindigkeit zukünftiger Mobilfunksysteme ist eine bedeutende Steigerung ihrer spektralen Effizienz, d.h., eine wesentliche bessere Nutzung der Frequenzressourcen. Die Erhöhung der spektralen Effizienz erfordert intelligente Übertragungsalgorithmen, die eine möglichst genaue Kanalkennntnis voraussetzen und sich den ändernden Übertragungsbedingungen adaptiv anpassen. Beispiele solcher intelligenter Übertragungsalgorithmen sind:

- Adaptive Modulations- und Codierschemata: Sie gestatten eine optimale Anpassung an die momentanen Übertragungsanforderungen unter den gegebenen Übertragungsbedingungen;
- Interferenzauslöschung (*interference cancelation*): Informationen über die Störsignale anderer Nutzer ermöglichen in einem Empfänger die Implementierung von Verfahren zur Unterdrückung der Interferenzsignale und damit zur Verbesserung des SINR (*signal to interference-plus-noise ratio*);
- MIMO-Übertragungsstrategien (*multiple input multiple output*) durch Anwendung mehrerer Sende- und/oder Empfangsantennen: Die Nutzung von Raummultiplex gestattet die Übertragungskapazität zu erhöhen, die Nutzung von Raumdiversität die Übertragungssicherheit zu verbessern. Massive MIMO erlaubt 3D Beamforming. Die individuelle Ausrichtung von scharf gebündelten Sendestrahlen auf die Nutzer in einer Mobilfunkzelle verbessert sowohl die spektrale Effizienz als auch die Energieeffizienz und ermöglicht eine bessere Zellrandabdeckung.
- Kooperative Kommunikationsstrategien (*cooperative communication strategies*) zwischen verschiedenen Basisstationen: Sie kann einen Beitrag leisten zur besseren Netzabdeckung, zur Erhöhung der Empfangsleistung und der Interferenzreduktion.

Die zur Verfügung stehenden großen Bandbreiten in den Mobilfunksystemen 5G und 6G erlauben mit Hilfe von Radar 3D-Lagebilder der Umgebung zu erstellen. Damit kann Funksensorik mit Kommunikationstechnik verbunden werden, was ein Vielzahl von neuen Anwendungsmöglichkeiten erschließt. Diese neue Technologie wird mit Joint Communication and Sensing (JC&S) bezeichnet. Eine Anwen-

dungsmöglichkeit dafür ist zum Beispiel das vernetzte und automatische Fahren und Fliegen, mit weitreichenden Folgen für Logistik und Individualverkehr.

War es das Ziel der ersten Mobilfunkgeneration nur Sprache zu übertragen, so sind mit jeder weiteren Generation neue Dienste hinzugekommen: für 5G das Internet der Dinge (IoT, *Internet of Things*), für 6G die gemeinsame Funkkommunikation und Sensorik (JC&S). Die Vielfalt der Dienste in 6G mit sehr unterschiedlichen Anforderungen an Datenrate, Zuverlässigkeit und Latenzzeit erfordern neue Technologien für das Physical Layer. Ein wichtiger neuer Gesichtspunkt ist die Verbesserung der Leistungseffizienz, da hohe Abtastraten und hohe Bitauflösungen zu einem hohen Leistungsverbrauch bei der Analog-Digital-Wandlung führen.

Mit der Verfügbarkeit von großen Bandbreiten, insbesondere im mm-Wellenbereich, können neue Modulationsverfahren genutzt werden, mit denen eine hohe Auflösung im Amplitudenbereich durch eine hohe Auflösung im Zeitbereich ersetzt wird. Um die Energieeffizienz zu verbessern, wird in [84] ein Konzept unterbreitet, bei dem je nach zur Verfügung stehender Bandbreite und erforderlicher spektraler Effizienz unterschiedliche Modulationsverfahren angewendet werden. Bei ausreichend großer Bandbreite (*abundant spectrum*) wird Impuls-Modulation mit einem 1-Bit ADC und bei Übertragung mit geringer spektraler Effizienz (*low spectral efficiency*) Zero-Crossing Modulation (ZXM) ebenfalls mit einem 1-Bit ADC vorgeschlagen. Mehrträgerverfahren bleiben die Optionen, um hohe spektrale Effizienz zu erreichen. Neben MIMO-OFDM stehen dafür auch WH-OFDM und OTFS als neue Mehrträger-Modulationsverfahren zur Auswahl.



## 2. Übertragungskanal

### 2.1. Kanaldefinitionen

Der Begriff *Übertragungskanal* spielt in der Übertragungstechnik eine zentrale Rolle. Er bezeichnet allgemein das Übertragungsmedium mit seinen Eigenschaften. Jedoch ist dieser Begriff mehrdeutig und wird je nach Aufgabenstellung sehr unterschiedlich verwendet. Um im Bedarfsfall den Übertragungskanal genauer zu definieren, sollen die in Bild 2.1 angegebenen Bezeichnungen verwendet werden [1].

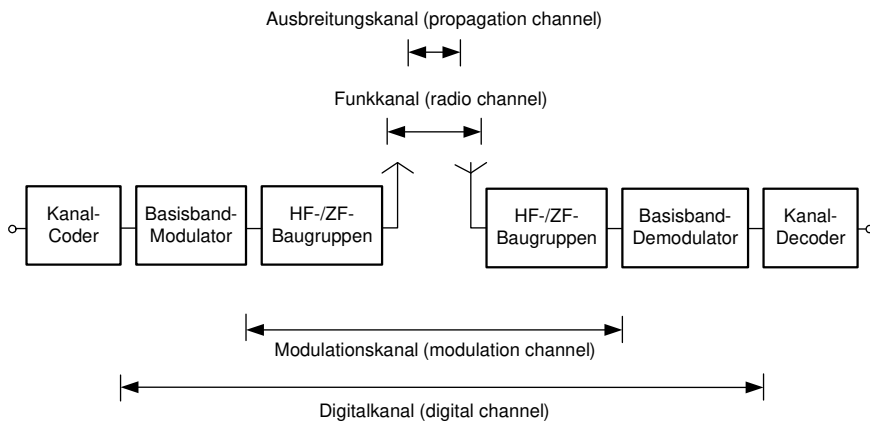


Bild 2.1.: Kanaldefinitionen

So bezeichnet der *Ausbreitungskanal* das physikalische Medium zwischen Send- und Empfangsantenne, das die Ausbreitung der elektromagnetischen Welle ermöglicht, einschließlich der topographischen und morphologischen Gegebenheiten, die die Randbedingungen für die Wellenausbreitung definieren. Der *Funkkanal* schließt die Eigenschaften der Send- und Empfangsantennen in die Definition mit ein. Für die Untersuchung der Signalübertragung in einem Mobilfunksystem ist der *Modulationskanal* von besonderem Interesse. Er erstreckt sich vom Ausgang des Modulators bis zum Eingang des Demodulators. Er erfasst damit die frequenzselektiven Eigenschaften aller Hoch-, Zwischenfrequenz- und Basisband-Baugruppen von Sender und Empfänger, insbesondere die Send- und Empfangsfilter. Der Modulationskanal ist daher bandbegrenzt und in einem mobilen Funksystem infolge der Teilnehmerbewegung auch zeitvariant. Bei der Be-

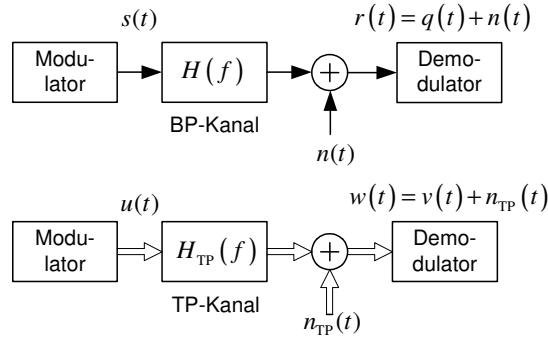


Bild 2.2.: BP-Kanal und äquivalenter TP-Kanal

rücksichtigung unerwünschter HF-Effekte (*dirty RF*), wie z.B. Sättigungs- und Begrenzungseffekte von Verstärkern und Mischern, wird der Modulationskanal auch nichtlinear. Für Untersuchungen der Quellen- und Kanalcodierung kann der *Digitalkanal* definiert werden, der alle Baugruppen zwischen dem Ausgang des Kanalcoders im Sender und dem Eingang des Kanaldecoders im Empfänger einschließt und die Einflüsse auf das gesendete Digitalsignal beschreibt.

Für die Analyse des Übertragungssystems werden nachfolgend insbesondere die Begriffe des Ausbreitungs- und des Modulationskanals benutzt. Je nach Zweckmäßigkeit werden diese Untersuchungen entweder im Bandpass- oder im äquivalenten Tiefpass-Bereich (BP-/TP-Bereich) durchgeführt und dafür BP- oder TP-Kanalmodelle verwendet. Bild 2.2 zeigt die verwendeten Signalbezeichnungen am Beispiel stationärer Kanalmodelle im BP- und TP-Bereich [2]. Das komplexe Sendesignal  $u(t)$  im TP-Kanalmodell

$$u(t) = I(t) + j Q(t) \quad (2.1)$$

ist die komplexe Hüllkurve (*complex envelope*) des komplexen Trägersignals  $e^{j2\pi f_c t}$ . Real- und Imaginärteil der komplexen Hüllkurve werden als Quadraturkomponenten bezeichnet. Zwischen dem im Allgemeinen komplexen TP-Signal (Basisbandsignal)  $u(t)$  und dem reellen BP-Signal (Hochfrequenzsignal)  $s(t)$  besteht folgender Zusammenhang

$$\begin{aligned} s(t) &= \Re\{u(t)e^{j2\pi f_c t}\} \\ &= \Re\{[I(t) + j Q(t)][\cos(2\pi f_c t) + j \sin(2\pi f_c t)]\} \\ &= I(t) \cos(2\pi f_c t) - Q(t) \sin(2\pi f_c t). \end{aligned} \quad (2.2)$$

Daraus folgt durch zeitliche Mittelung für die Leistungen von Bandpass- und Tiefpass-Signal

$$P = \overline{s^2(t)} = \frac{1}{2} \left( \overline{I^2(t)} + \overline{Q^2(t)} \right) \quad (2.3)$$

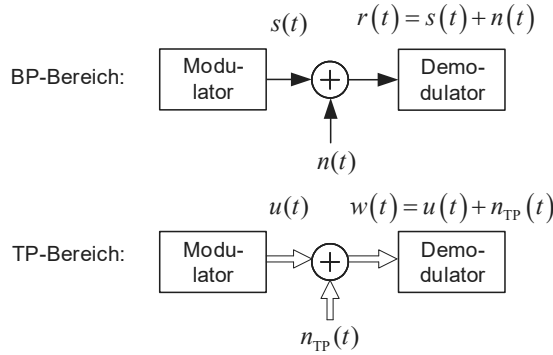


Bild 2.3.: AWGN-Kanal

sowie

$$P_{TP} = \overline{|u(t)|^2} = \overline{u(t)u^*(t)} = \overline{I^2(t)} + \overline{Q^2(t)} = 2P \quad (2.4)$$

Das heißt, die Leistung des TP-Signals  $u(t)$  ist doppelt so groß wie die des BP-Signals  $s(t)$ . Mit  $n(t)$  und  $n_{TP}(t)$  sind das Rauschsignal (*noise signal*) im BP- und TP-Bereich bezeichnet.

## 2.2. AWGN-Kanal

Der AWGN-Kanal (*additive white gaussian noise*) ist ein idealisierter Modulationskanal, der weder lineare noch nichtlineare Übertragungsverzerrungen berücksichtigt. Alle Störsignale, die bei einer Übertragung auftreten können (Interferenzsignale, atmosphärische und kosmische Störungen, die durch die Antenne aufgenommen werden, thermisches Rauschen des Empfängers, usw.) werden vereinfachend in einem Rauschsignal zusammengefasst. Die Eigenschaften des Rauschsignals werden durch die Bezeichnung AWGN charakterisiert:

- Das Rauschsignal überlagert sich dem Nutzsignal *additiv*;
- Die Leistungsdichte der Rauschsignals ist *weiß* (konstant);
- Das Rauschsignal ist ein Zufallsprozess mit einer *gaußschen* Amplitudendichteverteilung.

Bild 2.3 zeigt die AWGN-Kanalmodelle im BP- bzw. TP-Bereich. Die Rauschleistungsdichte  $\Phi_{nn}(f)$  des reellen Störsignals  $n(t)$  im BP-Modell ist konstant und beträgt

$$\Phi_{nn}(f) = N_0/2, \quad |f| < \infty. \quad (2.5)$$

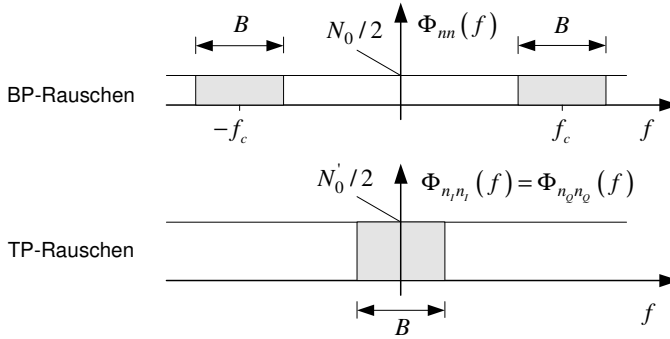


Bild 2.4.: Zweiseitige Rauschleistungsdichten im BP- und TP-Kanal

Die Konstante  $N_0/2$  wird als zweiseitige Rauschleistungsdichte des gaußschen, weißen Rauschprozesses bezeichnet. Für das komplexe TP-Rauschsignals  $n_{\text{TP}}(t)$  gilt

$$n_{\text{TP}}(t) = n_I(t) + j n_Q(t) \quad (2.6)$$

mit

$$\Phi_{n_I n_I}(f) = \Phi_{n_Q n_Q}(f) = N'_0/2 = N_0 \quad (2.7)$$

(vgl. Bild 2.4). Der Zusammenhang zwischen den Rauschleistungsdichten im BP- und TP-Modell resultiert aus der Überlegung, dass das Verhältnis von Signalleistung zu Störleistung bei einer Übertragungsbandbreite  $B$  in beiden Modellen gleich sein muss

$$\frac{P_{\text{TP}}}{N_{\text{TP}}} = \frac{P}{N}. \quad (2.8)$$

In dem BP-Modell berechnet sich die Rauschleistung mit

$$N = \frac{N_0}{2} 2B = N_0 B, \quad (2.9)$$

in dem TP-Modell mit

$$N_{\text{TP}} = N_I + N_Q = 2 \frac{N'_0}{2} B = N'_0 B. \quad (2.10)$$

Einsetzen von (2.4), (2.9) und (2.10) in (2.8) liefert den in (2.7) angegebenen Zusammenhang zwischen den Rauschleistungsdichten  $N_0$  und  $N'_0$ . Die AKF des Rauschsignals ergibt sich aus der Fourier-Rücktransformation des Leistungsdichtespektrums. Damit erhält man

$$\phi_{nn}(\tau) = \mathfrak{F}^{-1}\{\Phi_{nn}(f)\} = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \quad (2.11)$$