

Marco Krondorf

Beiträge zu Systemkonzepten und zu Algorithmen  
der Echtzeit-Signalverarbeitung



Beiträge aus der Informationstechnik

**Marco Krondorf**

**Beiträge zu Systemkonzepten und zu Algorithmen  
der Echtzeit-Signalverarbeitung**

 VOGT

Dresden 2024

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

Bibliographic Information published by the Deutsche Nationalbibliothek  
The Deutsche Nationalbibliothek lists this publication in the Deutsche  
Nationalbibliografie; detailed bibliographic data are available on the  
Internet at <http://dnb.dnb.de>.

Zugl.: Dresden, Techn. Univ., Habil., 2024

Die vorliegende Arbeit stimmt mit dem Original der Habilitation  
„Beiträge zu Systemkonzepten und zu Algorithmen der Echtzeit-  
Signalverarbeitung“ von Marco Krondorf überein.

© Jörg Vogt Verlag 2024  
Alle Rechte vorbehalten. All rights reserved.

Gesetzt vom Autor

ISBN 978-3-95947-075-9

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)

Technische Universität Dresden

# LEO Kommunikations-Satellitensysteme

## Beiträge zu Systemkonzepten und zu Algorithmen der Echtzeit-Signalverarbeitung

Dr.-Ing. Marco Krondorf

der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität  
Dresden

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktoringenieur habitatus  
(Dr.-Ing.habil.)

vorgelegte und genehmigte Habilitation

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. habil. Dipl.-Math. Klaus Röbenack  
Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Dirk Plettemeier  
Prof. Dr.-Ing. Peter Rost  
Prof. Dr.-Ing. Andreas Knopp MBA

Mitglieder: Prof. Dr.-Ing. Rafael F. Schaefer  
Prof. Dr.-Ing. Kambiz Jamshidi  
Prof. Dr.-Ing. habil. Jürgen Czarske  
Prof. Dr.-Ing. Peter Birkholz

Tag der Verteidigung: 25.10.2024



# Zusammenfassung

Die Satellitenkommunikation feiert ein Comeback. Sogenannte Mega-Konstellationen wie Starlink oder Amazon Kuiper setzen neue Maßstäbe in der verfügbaren Datenrate und der Netzabdeckung von Satellitenkommunikationssystemen. In den letzten Jahren werden zum ersten Mal in der Geschichte der Technik große Satellitensysteme in Serie gefertigt und global vermarktet. In der technischen Realisierung und Serienfertigung derartiger Systeme gibt es eine Reihe ingenieurtechnischer Herausforderungen, die es zu meistern gilt: Phased Array Antennen im Satellit und im Bodenterminal, eine hohe zeitvariante Dopplerfrequenzverschiebung während der Übertragung und die limitierte Rechenleistung für die Signalverarbeitung im Satellit. Die vorliegende Arbeit konzentriert sich vor allem auf die nachrichtentechnischen Aspekte beim Entwurf des Kommunikationssystems von und zum LEO-Satelliten. Die Arbeit stellt Aspekte der Echtzeitsignalverarbeitung der digitalen Sender und Empfänger vor und zeigt den Einfluss der Implementierung auf die erreichbare Datenrate.

Die Arbeit enthält dabei neuste Forschungsergebnisse auf dem Gebiet der LEO-Satellitenkommunikation, die ich im Laufe der letzten Jahre erarbeitet habe. Weiterhin ist die Arbeit aber auch als Lehrbuch für Studierende und interessierte Ingenieure gedacht.

Die folgenden Schwerpunkte im Entwurf von LEO-Satellitensystemen werden im Detail vorgestellt:

- Linkbudget-Analyse von Satellitensystemen
- Modellierung von Verzerrungseffekten im Signalweg (HPA Nicht-Linearitäten, Phasenrauschen etc.)
- Modellierung von Hochfrequenzbaugruppen im Basisband
- Zeit-, Frequenz- und Phasensynchronisation von Uplink und Downlink Satellitensignalen
- Der Einfluss von strahlformenden Phased-Array Antennen auf die erreichbare Datenrate
- Konzepte zur adaptiven Nachführung der Datenrate in Abhängigkeit von Schwundeffekten
- Algorithmen für die SNR-Schätzung im Uplink und Downlink
- Das Konzept der Doppler-Vorkompensation im Uplink
- Die stochastische Modellierung der Packet Detection im Uplink zur zeitlichen Synchronisation gebursteter Uplinksignale
- Algorithmen zur automatischen Gain-Regelung in digitalen Echtzeitempfängern





# INHALTSVERZEICHNIS

---

Inhaltsverzeichnis .....	v
Abkürzungsverzeichnis.....	viii
Vorwort .....	xi
<b>1</b> LEO Satellitenkommunikation .....	<b>1</b>
1.1 LEO Systemkonzept Uplink und Downlink .....	1
1.2 Anchorbeam und User Beam .....	2
1.3 ISO-OSI Schichtenmodell .....	3
1.4 Layer 2 - MAC .....	4
1.5 Layer 1 – PHY / Bitübertragungsschicht.....	6
1.5.1 Sender – Empfänger Kette .....	6
1.5.2 Kanalcodierung - Forward Error Correction FEC.....	7
1.5.3 Lineare Modulationsverfahren .....	8
1.5.4 Modellierung des Doppler-Effektes im Basisband.....	10
1.5.5 Tabelle zum Dopplereffekt.....	11
1.6 Referenzen zum Kapitel .....	13
<b>2</b> Linkbudget und Kapazitätsanalyse.....	<b>15</b>
2.1 Satcom Link Budget im Uplink und Downlink .....	15
2.1.1 Die SATCOM Uplink Strecke .....	17
2.1.2 Die SATCOM Downlink Strecke.....	19
2.1.3 G/T Berechnung von Empfängerstufen.....	20
2.1.4 Antennentemperatur im Regenfall.....	22
2.2 Die Streckenbilanz und das Gesamt C/N .....	23
2.3 LEO Satellitenantennen und Coverage .....	23
2.3.1 Coverage der LEO Satellitenantenne .....	24
2.3.2 Coverage der Terminal Antenne.....	30
2.3.3 LEO Überflugsimulation .....	31
2.4 Kapazitätsverlust durch Phased Array Antennen.....	36
2.4.1 Kapazitätsverlust durch Phased Array Antennen .....	36
2.4.2 Zeitvarianz des Antennengewinns und ACM.....	40
2.5 Uplink Leistungsdichte-Limits .....	45
2.6 Referenzen zum Kapitel.....	47
<b>3</b> Terminal Beam Acquisition.....	<b>49</b>
3.1 RSSI Schätzung und initial Beam Acquisition .....	49
3.2 Initiale Doppler und CFO Schätzung .....	53

3.3	Uplink Doppler Pre-Compensation.....	56
3.4	Antennen-Beam Switching im Terminal und im Satelliten .....	63
3.4.1	Kohärente SNR-Schätzung.....	65
3.4.2	Blinde SNR-Schätzung .....	69
3.4.3	Implementierung der blinden SNR-Schätzung auf einem digitalen Rechenwerk .....	69
3.5	Referenzen zum Kapitel.....	72
4	Physical Layer Design und Performance .....	73
4.1	Impairments im Übertragungsweg.....	73
4.1.1	Phasenrauschen - Phase Noise .....	73
4.1.2	Modellierung von Hochfrequenzfiltern im Übertragungsweg .....	83
4.1.3	Charakterisierung von Leistungsverstärkern.....	96
4.1.4	HPA-Arbeitspunktbestimmung und C/IM Berechnung bei Mehrträgersignalgemisch	101
4.1.5	Simulation von Intermodulation an Verstärkern.....	102
4.2	DVB-S2x Downlink Signalverarbeitung .....	114
4.2.1	Empfängersignalverarbeitung .....	116
4.2.2	Symboltakt rückgewinnung.....	119
4.2.3	DVB-S2 CFO Korrektur und CFO-Tracking .....	122
4.2.4	Phasenfehlerkorrektur .....	122
4.2.5	DVB-S2 Latenz im Downlink .....	123
4.2.6	Einfluss der Doppler Frequenzverschiebung und der Doppler-Rate auf den DVB-S2 Downlink 124	
4.2.7	Downlink Simulation, Symbol Rate 10 MHz .....	126
4.3	Uplink burst Format und Referenzempfänger .....	127
4.3.1	Rest-CFO Schätzung und Korrektur .....	131
4.3.2	Phasenfehlerkorrektur .....	134
4.3.3	Detektor .....	135
4.3.4	Uplink FEC Decodierung und spektrale Effizienz .....	137
4.3.5	PHY Signalisierungsfeldempfänger .....	139
4.4	Initial Logon Burst – UL RACH .....	143
4.4.1	Unkoordinierter Medienzugriff im Uplink RACH mittels ALOHA.....	145
4.4.2	UL RACH Burst-Struktur und ILB Kollisionswahrscheinlichkeit.....	149
4.4.3	Uplink Multi-User Scheduling.....	152
4.4.4	Uplink FDMA Multi-User Scheduling RRM Prozedur .....	154
4.5	Referenzen zum Kapitel.....	156
5	Uplink Burst Packet Detection.....	159
5.1	Kreuzkorrelation und Zeitsynchronisation.....	159

5.2	Synchronisationssequenzen.....	165
5.2.1	PN Sequenzen.....	165
5.2.2	Differenziell Modulierte PN Sequenzen.....	167
5.2.3	PN-Sequenzen Generierung durch Computersuche.....	169
5.2.4	CAZAC Sequenzen.....	170
5.3	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Kreuzkorrelationsmetrik.....	175
5.3.1	PDF bei nicht-differenziell modulierten Präambelsequenzen.....	176
5.3.2	PDF bei differenziell modulierten Präambelsequenzen.....	182
5.3.3	Einfluss der Normalisierung auf die PDF der Korrelationsmetrik.....	186
5.3.4	PDF der Korrelationsmetrik außerhalb des idealen Timing-Zeitpunktes.....	190
5.3.5	ROC-Berechnung für Burst Traffic Receiver.....	192
5.4	CFO Schätzung mittels differenzieller PN- Sequenzen.....	195
5.5	Fehlalarmreduktion der UL Paket Detektion.....	200
5.5.1	Burst Traffic frame structure.....	202
5.5.2	Zusätzliches FA Prevention Feld.....	203
5.5.3	FAP FEC Code Generierung und Maximum-Likelihood Decodierung.....	204
5.5.4	Preamble Sub-Sequence FAP Coding.....	207
5.6	Referenzen zum Kapitel.....	209
6	Implementierung der Automatic Gain Control.....	211
6.1	AGC – Automatic Gain Control am ADC.....	211
6.2	AGC vor dem digitalen Empfänger – Interne AGC.....	215
6.3	Amplitudenregelung am Detektoreingang.....	218
6.4	Referenzen zum Kapitel.....	221

## ABKÜRZUNGSVERZEICHNIS

---

ACM	Adaptive codign and modulation
ADC	Analog-zu-Digital-Umsetzer (analog ditigal conversion)
AGC	Automatic Gain Control
APSK	Amplitude Phase Shift Keying
AWGN	Additive white Gaussian Noise
BCM	Best common metric
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BP	Bandpass
BB	Basisband
BER	Bit error rate
CCDF	Complementary Cummulative Distribution Function
CDF	Cummulative Distribution Function
CFO	Carrier-Frequency Offset (Trägerfrequenzversatz)
C/N	Carrier-to-Noise Ratio
DFE	Digitales Front-End
DFT	Discrete Fourier Transformation
DTFT	Discrete Time Fourier Transformation
DQPSK	Differential QPSK
ESA	Electronically steerable antenna, auch: European space agency
EIRP	Equivalent isotropic radiated power
EMA	Exponential moving average
ENOB	Effective number of bit
FDMA	Frequency division muliple access
FEC	Forward error correction
FER	Frame Error Rate
FFT	Fast Fourier Transformation
GSE	Generic stream encapsulation
GSO	Geostationary orbit
HPA	High Power Amplifier
HF	High-Frequency
IBO	Input Power Backoff
IF	Intermediate Frequency (Zwischenfrequenz)
Image	Spiegelfrequenzsignal
IP	Internet protocol
I,Q	Inphasen-, Quadraturkomponente
ISI	Inter-Symbol-Interferenz
LEO	Low Earth Orbit (Satellit)
LNA	Low Noise Amplifier
LUT	Look-up-Table
M-QAM	M-ary Quadratur Amplitude Modulation

M-PSK	M-ary Phase Shift Keying
MAC	Medium access control
MODCOD	Modulation and coding
NCC	Network control center
OBO	Output Power Backoff
PA	Power Amplifier
PDF	Probability Distribution Function
PDU	Protocoll data unit
PHY	Physical Layer
PPM	Parts per million
PSK	Phasenumtastung, Phase-Shift-Keying
PN	Phase Noise
PAM	Puls-Amplituden-Modulation
PLL	Phase locked loop
PSD	Spektrale Leistungsdichte, Power-Spectral-Density
PP	Polyphase
QAM	Quadraturamplitudenmodulation
QoS	Quality of service
RC-Filter	Raised-Cosine bzw. Angehobener-Kosinus-Filter
RRC-Filter	Root-Raised-Cosine bzw. Wurzel-Kosinus-Filter
SDR	Software Defined Radio, oder auch: signal to distortion ratio
SNR	Signal-to-Noise-Ratio, Signal zu Rauschabstand
SDQNR	Signal-to-Distortion Quantization Noise Ratio
TDMA	Time-Division-Multiple-Access
TP	Tiefpass
VCO	Voltage controlled oscillator
VGA	Variable Gain Amplifier
VNA	Vector network analyzer
ZF	Zwischenfrequenz



## VORWORT

---

Die Satellitenkommunikation feiert ein Comeback. Sogenannte Mega-Konstellationen wie Starlink oder Amazon Kuiper setzen neue Maßstäbe in der verfügbaren Datenrate und der Netzabdeckung von Satellitenkommunikationssystemen. In den letzten Jahren werden zum ersten Mal in der Geschichte der Technik große Satellitensysteme in Serie gefertigt und global vermarktet. In der technischen Realisierung und Serienfertigung derartiger Systeme gibt es eine Reihe ingenieurtechnischer Herausforderungen, die es zu meistern gilt: Phased Array Antennen im Satellit und im Bodenterminal, eine hohe zeitvariante Dopplerfrequenzverschiebung während der Übertragung und die limitierte Rechenleistung für die Signalverarbeitung im Satellit. Die vorliegende Arbeit konzentriert sich vor allem auf die nachrichtentechnischen Aspekte beim Entwurf des Kommunikationssystems von und zum LEO-Satelliten. Die Arbeit stellt Aspekte der Echtzeitsignalverarbeitung der digitalen Sender und Empfänger vor und zeigt den Einfluss der Implementierung auf die erreichbare Datenrate.

Die Arbeit enthält dabei neuste Forschungsergebnisse auf dem Gebiet der LEO-Satellitenkommunikation, die ich im Laufe der letzten Jahre erarbeitet habe. Weiterhin ist die Arbeit aber auch als Lehrbuch für Studierende und interessierte Ingenieure gedacht.

Prof. Dr. Marco Krondorf

Dresden, Oktober 2024





# 1 LEO SATELLITENKOMMUNIKATION

Die Kommunikation über LEO-Satelliten (LEO, engl. *low Earth orbit*) eröffnet neue Möglichkeiten, eine globale Netzabdeckung mit IP-basierten Funkdiensten zu realisieren. LEO Satellitensysteme nutzen Orbits in einer Höhe von 350 km – 1100 km. Dieses Kapitel soll die technischen Grundlagen der Datenübertragung über LEO-Satellitensysteme kurz einordnen und wichtige Begriffe klären. Für einen umfassenden Überblick über derzeit in Betrieb befindliche LEO-Satellitensysteme und Mega-Konstellation sei auf die Arbeit von Knopp, Hofmann et. al verwiesen [AK22]. Für die Grundlagen der Satellitenkommunikation ist zudem hiermit auf das Grundlagenwerk von Maral und Bousquet verwiesen [MB09], in dem neben dem Basiswissen zur Linkbudgetrechnung und atmosphärischen Signaldämpfung auch Satellitenorbits sowie die Grundlagen der Bahnmechanik behandelt werden.

## 1.1 LEO SYSTEMKONZEPT UPLINK UND DOWNLINK

In der Satellitenkommunikation unterscheidet man zwischen der Uplink- und der Downlinkstrecke. In Abbildung 1-1 ist ein typisches Downlink Szenario der LEO-Satellitenkommunikation dargestellt. Der LEO-Satellit versorgt über einen Downlink-Träger eine Anzahl  $K$  von Bodenterminals. Der Downlink-Träger ist dabei oft breitbandig ( $> 50$  MHz) und enthält die Terminaldaten, die in den Nutzdatenstrom des Trägers durch ein Multiplexing eingefügt werden.

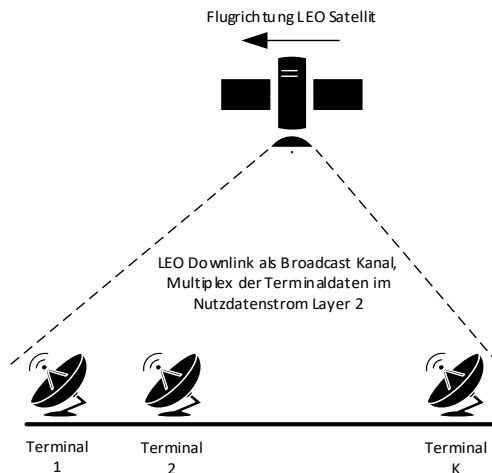


Abbildung 1-1: LEO Downlink Szenario

Der Downlink-Träger ist damit ein klassischer Broadcast-Kanal, der häufig mit dem Standard DVB-S2X [DVB09] realisiert wird. DVB-S2X ist ein verbreiteter Übertragungsstandard der geostationären Satellitenkommunikation, wird aber zunehmend auch in der LEO-Übertragung eingesetzt. Dazu müssen die herkömmlichen DVB-S2 Empfänger hinsichtlich hoher zeitvarianter Dopplerfrequenzverschiebungen geeignet modifiziert werden, was auch Thema dieser Arbeit ist.

Im Uplink gemäß Abbildung 1-2 werden die Terminal-Signale in Zeit, Frequenz oder Code orthogonalisiert. Am häufigsten kommt im LEO Uplink MF-TDMA (engl. *multi-frequency time division multiple access*) zum Einsatz, bei dem Terminals Zeitschlitz und Unterträger im Uplinkband zugewiesen werden. Jedes Terminal muss sich initial, also bei Beginn des LEO-Überfluges, beim LEO-Kommunikationssystem anmelden. Dies geschieht über einen schmalbandigen Kanal, auf dem typischerweise ALOHA-basierter Random Access implementiert wird. Mehr zur initialen Anmeldeprozedur in Abschnitt 4.4.

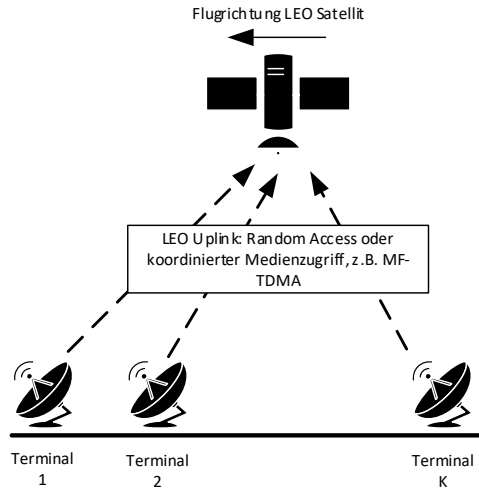


Abbildung 1-2: LEO Uplink Szenario

## 1.2 ANCHORBEAM UND USER BEAM

Das LEO-Kommunikationsmanagement ist typischerweise in einer dafür ausgelegten Bodenstation, dem NCC (engl. *network control center*), implementiert. Der NCC übernimmt die Zuteilung von Funkressourcen auf Terminals, steuert das ACM (engl. *adaptive coding and modulation*) und verwaltet alle angemeldeten Terminals.

Die Anbindung des NCC erfolgt typischerweise über einen eigenen physikalischen Datenkanal. Wie in Abbildung 1-3 dargestellt, wird dafür oft eine eigene Antenne sowie ein eigener RF-Sender verwendet. Man unterscheidet damit zwischen dem Antennensystem, das die Nutzerkommunikation realisiert, dem sog. User-Beam, und dem Anker-Beam (engl. *anchor-beam*). Im Anchor-Beam erfolgt die Kommunikation zwischen LEO und NCC. Neben Managementinformationen, die die Nutzerkommunikation betreffen, werden auch Steuersignale für den Satellitenbetrieb über den Anker-Beam übertragen. Diese Daten werden häufig als TC&TM Daten bezeichnet, also als Telemetrie (TM) und Telecommand (TC) Daten, die den Zustand der LEO-Nutzlast anzeigen (TM). Über den TC-Link ist es möglich Steuerkommandos an den Satellitenbus bzw. die LEO-Nutzlast zu übertragen und somit das Verhalten der Nutzlast zu verändern. Über den TC&TM Link sind auch Firmware- und Software-Updates im LEO möglich.

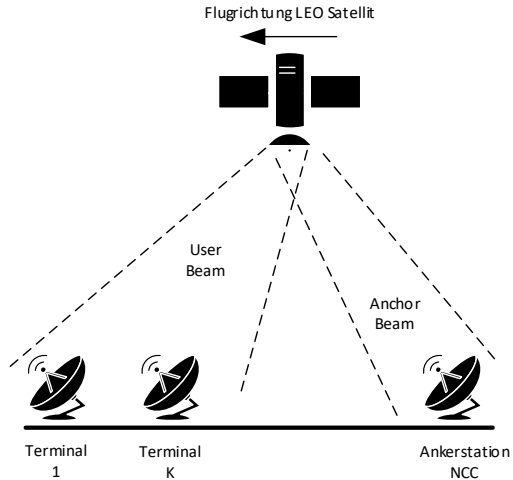


Abbildung 1-3: Trennung User Beam, Anchor Beam

Diese Arbeit wird sich vor allem auf die Übertragung und die Signalverarbeitung von LEO-Kommunikationssignalen konzentrieren. Dennoch ist an einigen Stellen die Kenntnis von grundlegenden Prinzipien der Telekommunikation notwendig, um den Argumenten zu folgen. Diese Grundlagen werden in den folgenden zwei Abschnitten kurz umrissen. Dabei gehen wir auf das ISO-OSI Schichtenmodell ein und erklären, wie die Nutzdaten der Signalübertragung im Downlink und Uplink gebildet werden.

### 1.3 ISO-OSI SCHICHTENMODELL

Kommunikationsteilnehmer werden als technische Systeme verstanden, die den Datenaustausch mittels verschiedener Schichten, sog. Layer, realisieren. Dabei erfüllt jede Schicht eine spezielle Gruppe von Aufgaben. Bekannt ist das sog. ISO-OSI Schichtenmodell, was in folgender Abbildung zu sehen ist.

## Anwendungsinstanzen

7. Anwendungsschicht	7. Anwendungsschicht
6. Darstellungsschicht	6. Darstellungsschicht
5. Kommunikationsteuerung	5. Kommunikationsteuerung
4. Transportschicht	4. Transportschicht
3. Vermittlungsschicht	3. Vermittlungsschicht
2. Sicherungsschicht	2. Sicherungsschicht
1. Bitübertragungsschicht	1. Bitübertragungsschicht
Übertragungsmedium	

Abbildung 1-4: ISO-OSI Schichtenmodell

In Kommunikationssystemen werden die einzelnen Schichten durch eigene Protokolle gekoppelt. Die Implementierung der einzelnen Protokolle jeder Schicht hat zwei sog. Stubs, also Schnittstellen zur Datenübergabe von der unteren zur darüberliegenden Schicht. Als Konsequenz des gesamten sog. Protokoll-Stacks ergibt sich ein teilweise beträchtlicher Overhead der ineinander verschachtelten Protokollinformation, der die Nettodatenrate in Schicht 7 im Hinblick auf die in Schicht 1 realisierte Datenrate nennenswert reduziert. Die hier vorliegende Arbeit konzentriert sich ausschließlich auf Übertragungsverfahren der Schicht 1, dem sog. *physical layer* (kurz PHY). Der PHY wird mit den Mitteln der Nachrichtentechnik beschrieben und entworfen.

### 1.4 LAYER 2 - MAC

Die sog. Sicherungsschicht regelt den Medienzugriff, also die Zuteilung von logischen, unabhängigen Datenströmen eines Sender/Empfängers auf die Ressourcen des physikalischen Übertragungsmediums. Das Akronym MAC steht dabei für *Medium Access Control* und bezeichnet Funktionen der Medienzugriffskontrolle.

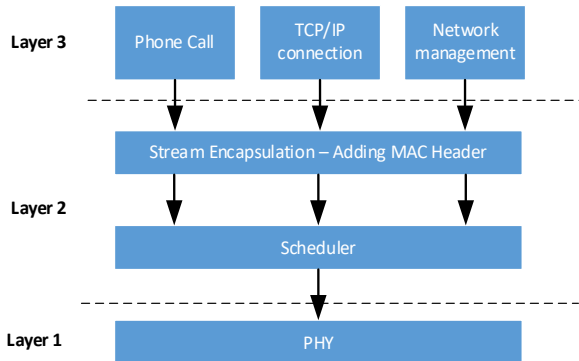


Abbildung 1-5: Layer 2 Stream Encapsulation und MAC Scheduler

Wie in Abbildung 1-5 zu sehen ist, gliedert sich die Layer 2 Funktionalität in zwei Unterfunktionen. Zunächst übernimmt die sog. Stream Encapsulation verschiedene logische Verbindungen von Layer 3. Im Beispiel in Abbildung 1-5 sind das ein laufendes Telefongespräch, eine TCP/IP Session und eine Verbindung zum Management von Netzwerkverbindungen. Alle drei logischen Kanäle stellen aus System-sicht unabhängige Kommunikationsvorgänge dar und werden nun als solche jeweils segmentiert und mit einem GSE-Header versehen. GSE steht dabei für *generic stream encapsulation*. Der GSE-Header enthält Informationen, die es dem Empfänger erlauben, die empfangenen Datenpakete den zugehörigen logischen Kanälen zuzuordnen. Abbildung 1-6 zeigt den Vorgang der Stream Encapsulation von Layer 3 PDUs. Das Akronym PDU steht dabei für *protocol data unit*. Prominentestes Beispiel für Layer 3 PDUs sind wohl die IP-Pakete des klassischen Internetverkehrs.

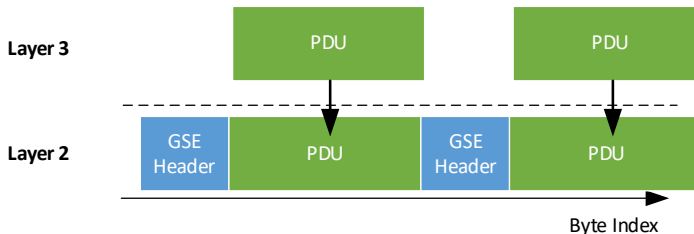


Abbildung 1-6: Stream Encapsulation

Die GSE-Pakete jedes logischen Datenstroms müssen nun durch den MAC Scheduler an die Bitübertragungsschicht übergeben werden. Dazu werden alle GSE-Pakete serialisiert und dabei hinsichtlich ihrer jeweiligen QoS Parameter angeordnet. QoS steht dabei für *Quality of Service* und beschreibt Qualitätsmerkmale eines logischen Kanals wie etwa:

- Datenrate
- Latenz
- Jitter (Schwankung der Datenrate)

Abbildung 1-7 zeigt den Vorgang des MAC Scheduling für den Fall, dass die übergebenen Bytes der GSE-Pakete zeitlich in einen Symbolstrom des Physical Layer (PHY) transformiert werden müssen. Im dargestellten Fall hat der Scheduler lediglich eine einzige physikalische Ressource zur Verfügung – die Dimension *Zeit*, mit der der physikalische Kommunikationskanal belegt wird.

Die dem PHY übergebenen Bytes durchlaufen eine Modulationskette (siehe dazu Abschnitt 1.5) die ein Zeitsignal  $x(t)$  mit einer gegebenen Bandbreite formt. Im Layer 1 werden dem Signalstrom noch weitere Signalanteile hinzugefügt, wie etwa die dargestellten Präambel-Sequenzen, die im Empfänger zur Frequenzkorrektur und zur zeitlichen Synchronisation verwendet werden.

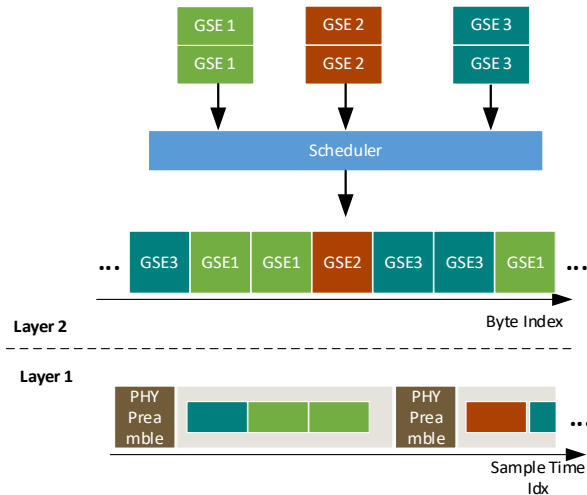


Abbildung 1-7: MAC Scheduling und PHY Framing

## 1.5 LAYER 1 – PHY / BITÜBERTRAGUNGSSCHICHT

Nachdem die GSE-Pakete dem Physical Layer übergeben wurden, erfolgt die digitale Modulation. Die dafür notwendigen Teilschritte werden in diesem Abschnitt kurz vorgestellt.

### 1.5.1 Sender – Empfänger Kette

Man kann die Bestandteile der Bitübertragungsschicht durch das in Abbildung 1-8 dargestellte Modell beschreiben. Die Aufgabe eines Übertragungssystems ist die Transmission von Information von einer Quelle zu einer Senke. Letztere sind durch einen Übertragungskanal oder kurz *Kanal* verbunden.

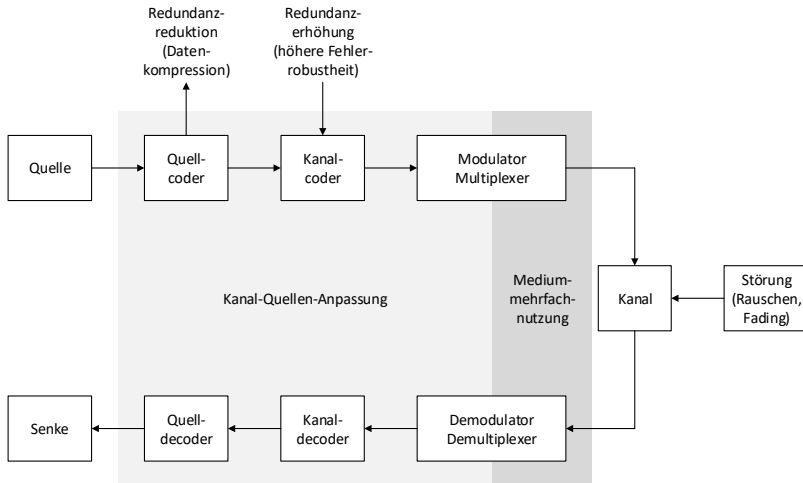


Abbildung 1-8: Allgemeines Nachrichtentechnisches Übertragungssystem

Die Bausteine Quelle, Quellcoder, Kanalcoder, Modulator und Multiplexer werden unter dem Begriff Sender zusammengefasst. Dementsprechend gehören zu dem Empfänger die Baugruppen Demultiplexer, Demodulator, Fehlerkorrektur Elemente, Quelldecoder und eine Senke.

Der Kanal als Übertragungsmedium ist bandbreitenbegrenzt und addiert dem Nutzsignal im einfachsten Fall lediglich Rauschen auf. Durch Rauschen, Amplitudenschwankungen und weitere Verzerrungseffekte wird das Nutzsignal verändert – man sagt auch *verzerrt*. Die Komplexität des Empfängers richtet sich daher im Wesentlichen an den zu kompensierenden Signal-Verzerrungen aus. In vielen Kommunikationssystemen, so auch in der LEO-Satellitenkommunikation, findet die Quellcodierung der Sendedaten bereits in höheren Schichten des ISO-OSI Stacks statt und werden im Layer 1 nicht mehr realisiert.

### 1.5.2 Kanalcodierung - Forward Error Correction FEC

Als Kanalcodierung bezeichnet man in der Nachrichtentechnik das Verfahren, digitale Daten bei der Übertragung über gestörte Kanäle durch Hinzufügen von Redundanz gegen Übertragungsfehler zu schützen. Die mathematischen Grundlagen für die Kanalcodierung stellt die Kodierungstheorie bereit. Ein oft angewendetes Verfahren, Nutzdatenbits vor Übertragungsfehlern zu schützen ist die *Vorwärtsfehlerkorrektur*, engl. *forward error correction*, kurz FEC.

Die FEC fügt dem Sendebitstrom so viel Redundanz hinzu, dass Übertragungsfehler vom Empfänger korrigiert werden können. Die Menge an Redundanz richtet sich dabei vor allem nach dem Signal-zu-Rausch Abstand (SNR) des Empfangssignals sowie der erwarteten Restbitfehlerrate der höheren Protokollschichten.

Eine wichtige Größe der Kanalcodierung ist die Coderate  $r \in \mathbb{Q}$  des gewählten Verfahrens. Diese ist definiert als Quotient

$$r = \frac{k}{n} \text{ mit } n, k \in \mathbb{N} \text{ und } k \leq n, \quad (1.1)$$

wobei  $k$  die Anzahl von Informationsbits angibt, die dem FEC-Encoder zugeführt werden. Das Ergebnis der FEC-Encodierung sind  $n$  Codebits.

### 1.5.3 Lineare Modulationsverfahren

In der modernen Nachrichtentechnik werden zu einem großen Teil sog. lineare digitale Modulationsverfahren verwendet, die das folgende Basisbandsignal bilden:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d[k] g(t - kT_{\text{Sym}}) \quad (1.2)$$

Dabei werden komplexe Datensymbole  $d[k]$  durch ein sog. Pulsformungsfilter mit der Impulsantwort  $g(t)$  in ein komplexes analoges Basisbandsignal  $x(t)$  transformiert. Die Größe  $T_{\text{Sym}}$  bezeichnet die Symboldauer.

Die Grundlage der digitalen Signalübertragung ist es, einen endlichen Zeichensatz, das sog. Symbolalphabet, auf physikalische Größen zu modulieren. Jedes Zeichen des Alphabets wird als Symbol bezeichnet. Die Dauer der Übertragung eines Symbols wird mit  $T_{\text{Sym}}$  bezeichnet.

Sei  $M$  die Anzahl der möglichen Symbole aus dem endlichen Alphabet, so kann man pro Symbol die Information von  $b = \text{ld}(M)$  Bits übertragen. Hat man beispielsweise ein Alphabet mit  $M = 4$  Zeichen, so wird pro Symbol  $b = 2$  Bits Information übertragen, da  $M = 2^b = 4$  ist. Im Fall von  $M = 16$ , sind es schon  $b = 4$  Bit Information pro Symbol. Die rohe Übertragungsrate  $B$ , gemessen in Bit/s kann man daher wie folgt berechnen:

$$B \left[ \frac{\text{Bit}}{\text{s}} \right] = \frac{b \left[ \frac{\text{Bit}}{\text{Symbol}} \right]}{T_{\text{Sym}} \left[ \frac{\text{s}}{\text{symbol}} \right]} = \frac{\text{ld}(M)}{T_{\text{Sym}}} \cdot r. \quad (1.3)$$

Das Attribut *linear* bei der Bezeichnung *linear Modulation* ergibt sich leicht anhand der Definition einer linearen Transformation, da für die Pulsformung des komplexen Basisbandsignals offensichtlich gilt:

$$ax_1(t) + bx_2(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} (ad_1[k] + bd_2[k]) g(t - kT_{\text{Sym}}). \quad (1.4)$$

Die Faltung der Sendesymbole mit dem Tiefpassfilter  $g(t)$  ist eine lineare Operation. Das so erzeugte komplexe Basisbandsignal wird durch die Nutzung eines IQ-Upconverters (IQ-Modulator) in den Bandpassbereich transformiert, was zum Bandpasssignal  $x_{BP}(t)$  führt und in nachstehender Abbildung illustriert ist. Auf Empfängerseite wird ebenfalls ein IQ-Demodulator eingesetzt, um das Bandpasssignal wieder in das Basisband zu mischen.



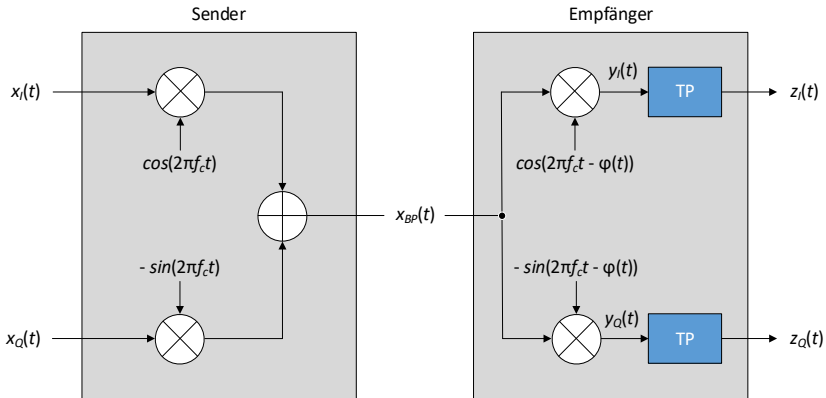


Abbildung 1-9: IQ Modulator und IQ Demodulator zur Bandpasssignalübertragung

Der Empfänger ist einfach aufgebaut. Er besteht aus einem Empfangstiefpassfilter  $g_{RX}(t)$  (Matched Filter) und einer ADC, die das Empfangssignal nach der Filterung im Symboltakt abtastet. Für eine detaillierte Einführung in die digitale Modulation und digitale Signalübertragung sei an dieser Stelle auf die hervorragenden Bücher von H. Nuszowski verwiesen [HN15] und [HN23]. Für ein vertiefendes Studium der Nachrichtentechnik ist auch das Standardwerk von K.D. Kammeyer [KM04] sehr zu empfehlen.

Die durch die Abtastung zurückgewonnenen komplexen Datensymbole werden schließlich einem Entscheider zugeführt. Die Menge der möglichen Datensymbole ist begrenzt und wird als Symbolalphabet bezeichnet. Es sollen nun einige der gebräuchlichsten Symbolalphabete in Form von Konstellationsdiagrammen gezeigt werden. Allen gemeinsam ist, dass die Datensymbole als komplexe Zahlen in der komplexen Zahlenebene abgetragen werden. Weiterhin sind alle Konstellationen leistungsnormiert, d.h.

$$\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |d_m|^2 = 1. \quad (1.5)$$

Ein weiterer wichtiger Bestandteil des Symbolalphabets ist die Zuweisung eines Bit-Tupels auf ein bestimmtes Symbol  $d_m$ . Bei der Bitzuweisung wird angestrebt, dass sich bei unmittelbar benachbarten Konstellationspunkten die Bit-Tupel jeweils nur um eine Bit-Position unterscheiden. Man spricht bei dieser Bitzuweisungsstrategie auch vom *Gray-Coding* (siehe Abbildung 1-10).

Die Funktion des Gray-Codings ist sofort einleuchtend: Kommt es infolge von AWGN zu Symbol-Entscheidungsfehlern im Detektor, so sind diese Symbolentscheidungsfehler zwischen benachbarten Konstellationspunkten am wahrscheinlichsten. Genau bei diesen wahrscheinlichen Symbolfehlern ist dann jeweils nur eines der Nutzdatenbits verfälscht, was die Bitfehlerrate bei gegebener Symbolfehlerrate minimiert.

Die folgenden Bilder zeigen die wohl wichtigsten Konstellationen samt möglicher Gray-Mappings, die in allen Bereichen der digitalen Nachrichtenübertragung eingesetzt werden:

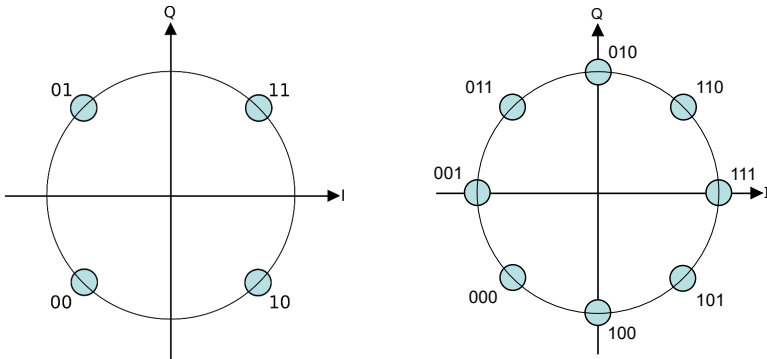


Abbildung 1-10: QPSK (links) und 8-PSK (rechts)

Durch den Demodulationsvorgang entsteht im Empfänger, also vor dem Entscheider (Detektor), das folgende Empfangssymbol:

$$z[k] = d[k] + n[k]. \quad (1.5)$$

Das Empfangssymbol  $z[k]$  besteht demnach aus dem Nutzdatensymbol  $d[k]$  welches durch einen additiven Rauschbeitrag  $n[k]$  verfälscht wird. Dieser sehr idealisierte Kanalmodell wird auch als *AWGN-Kanal* bezeichnet (AWGN, engl. *additive white Gaussian noise*). In der Praxis wird das Empfangssymbol noch durch einen komplexen Skalierungsfaktor  $h$  bewertet, welcher eine Signalstauchung (Amplitudenskalerung) sowie eine Phasendrehung bewirkt:

$$z[k] = h \cdot d[k] + n[k]. \quad (1.6)$$

Man kann nun den Signal-zu-Rausch Abstand  $\gamma$  wie folgt definieren:

$$\gamma [dB] = 10 \log_{10} \left( \frac{|h|^2 \sigma_D^2}{\sigma_N^2} \right), \text{ mit } \sigma_D^2 = E\{d^2\} \text{ und } \sigma_N^2 = E\{n^2\}. \quad (1.7)$$

#### 1.5.4 Modellierung des Doppler-Effektes im Basisband

Aufgrund der hohen Orbitalgeschwindigkeit des Satelliten relativ zum Bodenterminal spielt der Dopplereffekt eine große Rolle beim Design von Sender und Empfänger des LEO-Kommunikationssystems. Die vom Satelliten beobachtete Frequenz  $f_c'$  eines vom Boden mit der Trägerfrequenz  $f_c$  ausgestrahlten Signals kann mit der bekannten Gleichung des Dopplereffektes berechnet werden:

$$f_c' = \frac{1 + \frac{v_0}{c} \cdot \cos \alpha}{\sqrt{1 + \frac{v_0^2}{c^2}}} f_c. \quad (1.1)$$

Der Winkel  $\alpha$  beschreibt dabei den eingeschlossenen Winkel zwischen der Bewegungsrichtung des Satelliten und dem Richtungsvektor zwischen Satellit und Sender. Da  $v_0 \ll c$  wird in der Nachrichtentechnik zur Modellierung des Dopplereffektes die vereinfachte (nicht-relativistische) Gleichung verwendet, die sich auch oft in Arbeiten zum Mobilfunk findet:

$$f'_c = f_c + f_{Doppler} \quad \text{mit} \quad f_{Doppler} = f_c \frac{v_0}{c} \cdot \cos \alpha.$$

Die beobachtete Frequenzverschiebung ist dabei ein Ausdruck der Signalkompression oder Signalstreckung, die der Empfänger aufgrund der Relativbewegung zum Sender beobachtet. Im Basisband bewirkt diese zeitliche Signalstauchung bzw. Streckung zwei Effekte:

- eine zeitvariante Trägerfrequenzverschiebung  $f'_c - f_c$ ,
- eine zeitvariante Symboltaktverschiebung.

Die Symboltaktverschiebung bzw. Sampletaktverschiebung  $\Delta T_{sample}$  ist dabei berechenbar mit:

$$\Delta T_{sample} = \frac{f_{Doppler}}{f_c} T_{sample}. \quad (1.8)$$

Die Dopplerfrequenz ist zeitvariant. Die erste Ableitung der Dopplerfrequenz über der Zeit wird als Dopplerrate bezeichnet:

$$r_{Doppler} = \frac{df_{Doppler}}{dt}. \quad (1.9)$$

Die dem Basisbandsignal aufgeprägte Phasendrehung ist damit durch die zeitvariante Dopplerfrequenzverschiebung sowie der Dopplerrate gegeben. Dabei wird zu Beginn der Übertragung eine Dopplerfrequenz  $f_{Doppler}$  definiert. Diese wird in der Basisbandmodellierung dann für die Dauer des erzeugten Signals konstant gehalten. Die Änderung der Dopplerfrequenz wird damit allein durch die Dopplerrate beschrieben, was auf folgendes Basisbandmodell führt:

$$y_{Doppler}(t) = y(t) e^{j2\pi(f_{Doppler} + 0.5r_{Doppler}t)t}. \quad (1.10)$$

Dieses Modell ist für die Modellierung der Signalübertragung über kurze Zeiträume hinweg eine gute Näherung. Über längere Zeiträume (also im Sekundenbereich) ist das Modell jedoch nur noch eingeschränkt zu verwenden, da die Dopplerrate ebenfalls zeitvariant ist und nicht wie in Gleichung (1.10) als Konstante wirkt. Die erste Ableitung der Dopplerrate, also die zweite Ableitung der Dopplerfrequenz, wird als *Dopplerbeschleunigung* bezeichnet und spielt in der nachrichtentechnischen Modellierung des Dopplereffektes nur eine untergeordnete Rolle.

### 1.5.5 Tabelle zum Dopplereffekt

Die nachfolgende Tabelle fasst die Dopplerparameter für verschiedene Orbithöhen und Trägerfrequenzen zusammen. Die mittlere Dopplerfrequenzverschiebung und mittlere Dopplerrate sind dabei Mittelungen über verschiedene LEO-Überflüge mit einer Dauer von jeweils 200 Sekunden. Es wurde dabei über verschiedene Breitengrade gemittelt, da die Erdrotation in die Berechnung des Dopplereffektes mit einzubeziehen ist. Die ausgewiesene maximale Dopplerfrequenzverschiebung wurde rechnerisch aus dem Mittelwert gebildet, indem dieser Wert 150 % größer ist als der Mittelwert.

Orbithöhe [km]	Trägerfrequenz [MHz]	Mittlere $f_{Doppler}$ [kHz]	Max. $f_{Doppler}$ [kHz]	Mittlere $r_{Doppler}$ [Hz/s]
300	450	6	9	68
300	850	11	17	128
300	1500	20	30	226
300	3500	48	72	528
300	5500	75	113	830
300	10000	137	206	1508
300	12000	164	247	1809
300	20000	274	412	3017
300	27000	371	557	4072
400	450	6	9	65
400	850	11	16	123
400	1500	19	29	217
400	3500	44	67	505
400	5500	70	105	794
400	10000	127	191	1444
400	12000	153	229	1733
400	20000	254	381	2888
400	27000	343	515	3890
500	450	5	8	62
500	850	10	15	117
500	1500	18	26	206
500	3500	41	61	481
500	5500	64	97	756
500	10000	117	176	1374
500	12000	141	211	1649
500	20000	234	351	2748
500	27000	316	474	3709
700	450	4	7	55
700	850	8	13	104
700	1500	15	22	184
700	3500	35	52	429
700	5500	54	82	674
700	10000	99	148	1225
700	12000	119	178	1471
700	20000	198	297	2452
700	27000	267	400	3310
1000	450	3	5	45
1000	850	7	10	86
1000	1500	12	17	151
1000	3500	27	40	353

1000	5500	42	64	555
1000	10000	77	116	1009
1000	12000	92	139	1210
1000	20000	154	231	2017
1000	27000	208	312	2723

Tabelle 1-1 Dopplerparameter verschiedener Orbithöhen und Trägerfrequenzen

## 1.6 REFERENZEN ZUM KAPITEL

- [AK22] A. Knopp, C. Hofmann, et. al: *HEUMEGA, Unabhängige Trendanalyse zum Thema Megakonstellationen*. DLR URL: <https://www.dlr.de/rd/PortalData/28/Resources/dokumente/rk/HeumegaStudie.pdf>, Juni 2021.
- [HN15] H. Nuskowski: *Digitale Signalübertragung*. Vogt Verlag 2015, 4. Auflage, ISBN: 9783938860885.
- [HN23] H. Nuskowski: *Digitale Signalübertragung im Mobilfunk*. Vogt Verlag 2023, 3. Auflage, ISBN: 9783959470582.
- [KM04] K. D. Kammeyer: *Nachrichtenübertragung*. Vieweg+Teubner Verlag, 3. Auflage, ISBN: 3519261421, 2004.
- [MB09] Maral, G., Bousquet M.: *Satellite Communications Systems*. Wiley, 5<sup>th</sup> Edition, 2009, pp. 19-42.
- [DVB09] European Telecommunications Standards Institute (ETSI): *Digital video broadcasting (DVB); second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications, 1st ed.* 2009.

