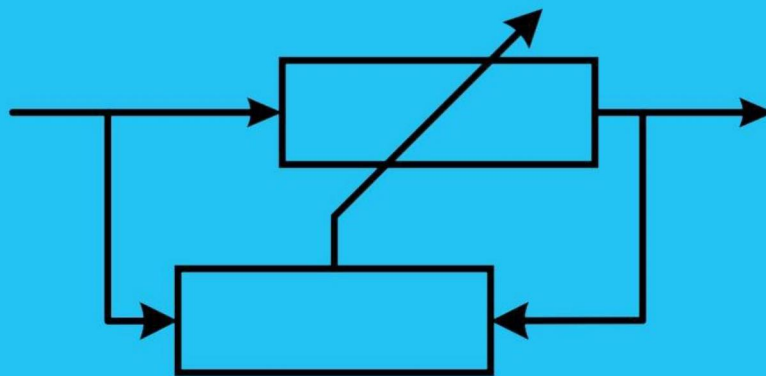


# *Dennis Clausen*

Experimentelle Untersuchung adaptiver  
flexibler digitaler Signalverarbeitung für  
hybride Modulationsformate





# Experimentelle Untersuchung adaptiver flexibler digitaler Signalverarbeitung für hybride Modulationsformate

Dissertation  
zur Erlangung des akademischen Grades  
Doktor der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)  
der Technischen Fakultät  
der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

Dennis Clausen

Kiel 2020

- |                             |                    |
|-----------------------------|--------------------|
| 1. Gutachter:               | Prof. Pachnicke    |
| 2. Gutachter:               | Prof. Hanik        |
| 3. Gutachter:               | Prof. Höher        |
| Tag der mündlichen Prüfung: | 08. September 2020 |

Für meine Mutter  
und Großeltern.

Ich vermisse euch sehr.

## Impressum

Experimentelle Untersuchung adaptiver flexibler digitaler Signalverarbeitung  
für hybride Modulationsformate

Autor: Dennis Clausen

Lektorat: Susanne Clausen

Verlag & Druck: tredition GmbH, Halenreihe 40-44, 22359 Hamburg

ISBN

978-3-347-23701-8 (Paperback)

978-3-347-23702-5 (Hardcover)

978-3-347-23703-2 (e-Book)



©2021 by Dennis Clausen

Das Werk, einschließlich seiner Teile, ist urheberrechtlich geschützt. Jede Verwertung ist ohne Zustimmung des Verlages und des Autors unzulässig. Dies gilt insbesondere für die elektronische oder sonstige Vervielfältigung, Übersetzung, Verbreitung und öffentliche Zugänglichmachung.

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.

## Vorwort

Die vorliegende Arbeit ist während meiner Forschungstätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Nachrichtenübertragungstechnik an der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel entstanden. Mein Dank gilt daher Herrn Prof. Dr.-Ing. Dipl. Wirt.-Ing. Stephan Pachnicke für die Möglichkeit der Forschungsarbeit, die interessante Aufgabenstellung und die Unterstützung.

Ich danke Herrn Prof. Dr.-Ing. Norbert Hanik für die Übernahme des Zweitgutachtens und die damit einhergehende investierte Zeit, sowie Prof. Dr.-Ing. Höher und Prof. Dr.-Ing. Höft für die Bildung einer freundlichen und fairen Prüfungskommission. Mein Dank gilt natürlich allen Beteiligten, mit denen ich während der Forschungstätigkeit im Rahmen dieser Arbeit zusammenarbeiten durfte.

Meinen Kollegen am Lehrstuhl danke ich in besonderem Maße für die gemeinsame Zeit und die stets herausragende Stimmung. Insbesondere möchte ich mich an dieser Stelle bei Johannes bedanken, der mich seit dem Kindergarten bis zur Dissertation begleitet und stets unterstützt hat. Ich danke Christian für die tollen Stunden im Labor und die gemeinsamen Erfolge, ob beruflicher oder privater Natur. Ein großer Dank gebührt Roi für die großartige Zusammenarbeit am Projekt SASER. Es war mir außerdem eine Ehre und Freude mit dir ein Büro teilen zu dürfen. Vielen Dank auch an Sandra und Petra für die umfangreiche Unterstützung in den Jahren am Lehrstuhl.

Ich danke allen meinen Freunden, denen ich viel zu oft absagen musste, um nicht zuletzt an dieser Dissertation zu arbeiten.

Der größte Dank gilt allerdings meiner Familie, die mich stets unterstützt und aufgebaut hat. Vor allem bedanke ich mich bei meiner Frau Susanne. Vielen Dank, dass du immer hinter mir gestanden und den Rücken freigehalten hast. Du hast mir nicht zuletzt durch unseren Sohn Fiete stets die nötige Motivation und Stärke gegeben, bis hierhin und noch viel weiter zu kommen. Ich freue mich auf unsere gemeinsame Zukunft. Ich bin auf dich und Fiete sehr stolz. Insbesondere danke ich ebenso meinem Vater, der mich immer unterstützt und mir alles das beigebracht hat, was ich brauchte um heute der zu sein, der ich bin. Wir waren und sind nicht immer einer Meinung, aber ich bin stolz einen Vater wie dich zu haben und sehe dies keineswegs als Selbstverständlichkeit an. Außerdem gebührt mein Dank meinen geliebten Großeltern, wie meiner geliebten Mutter, denen ich alles verdanke.

## Zusammenfassung

In der heutigen Zeit ist das Internet aus fast keinem Lebensbereich mehr wegzudenken. Im Privatbereich finden immer mehr internetfähige Mobilgeräte wie Laptops, Mobiltelefone oder Tablets ihren Einsatz. In den letzten Jahren hat sich die tägliche Lebensgestaltung verändert. Was vor einem Jahrzehnt noch durch analoges Fernsehen bestimmt wurde, wird heute durch digitale Medien beeinflusst.

Neben den Anforderungen des Mobilfunks wachsen gleichermaßen die Anforderungen an die dahinterliegenden optischen Übertragungssysteme. In der optischen Nachrichtenübertragung kommen bereits verstärkt mehrstufige Modulationsformate wie dem Polarisationsmultiplexing oder der Quadraturamplitudenmodulation zum Einsatz. Bei den Überlegungen zur Erhöhung der Übertragungsraten muss sich verstärkt mit den linearen und nichtlinearen Störungen, sowie den Störungen imperfekter Bauteile in optischen Systemen beschäftigt werden. Diese limitierenden Effekte werden in dieser Arbeit mit besonderer Aufmerksamkeit betrachtet. Der Fokus dieser Arbeit richtet sich zum einen auf die Erhöhung der Kanalrate durch moderne digitale Signalverarbeitung und zum anderen auf hochwertige Modulationsformate in unterschiedlichen optischen Übertragungssystemen. Zusätzlich wird in dieser Arbeit die Möglichkeit intensiv diskutiert, bei gegebenen Übertragungsbedingungen in Dual-Polarisations-Netzen mit Wellenlängenmultiplex, die Datenrate adaptiv zu gestalten. Dies ist Voraussetzung, um moderne durch Software bestimmte Konzepte zu unterstützen.

Das Ziel der für diese Ausarbeitung zugrundeliegenden Forschungstätigkeit ist es, in kohärenten WDM-Netzen mit dichtem Raster von weniger als 50 GHz, die Datenrate adaptiv gestalten zu können. Das Hauptaugenmerk liegt dabei auf der Untersuchung, Optimierung und experimentellen Umsetzung der hybriden Modulation und deren digitalen Signalverarbeitung im Sender wie Empfänger. Die hybride Modulation bietet neben anderen Konzepten eine zentrale Abstraktionsmöglichkeit, indem die einzelnen Datenströme unabhängig voneinander moduliert werden können. Außerdem zeigt diese Arbeit, dass bereits gängige Konzepte der digitalen Signalverarbeitung auf eine hybride Modulation anwendbar sind.

Das erstellte Konzept wurde durch ein WDM-Szenario mit einem Kanalabstand von 37,5 GHz realisiert und in Simulationen sowie Experimenten untersucht. Realisiert wurde ein numerisches Modell zur Untersuchung von Glasfasern bei Doppelbrechung mit der Umsetzung und Optimierung der Lösung zur Manakov-PMD-Gleichung durch die Split-Step-Methode. Diese Arbeit führt des Weiteren wichtige Aspekte der generellen digitalen Signalverarbeitung aus.



## Abstract

In today's world, the Internet has become an indispensable part of almost every aspect of life. In the private sector, more and more Internet-enabled mobile devices such as laptops, cell phones or tablets are being used. In the last few years, the daily way of life has changed. What a decade ago was still determined by analog television is today influenced by digital media.

In addition to the requirements of mobile radio, the demands on the optical transmission systems behind it are growing in equal measure. Multi-stage modulation formats such as polarization multiplexing or quadrature amplitude modulation are already increasingly being used in optical transmissions. When considering ways to increase transmission rates, greater attention must be paid to linear and nonlinear interference as well as interference from imperfect components in optical systems. These limiting effects are given special attention in this thesis. The focus of this work is on the one hand on increasing the channel rate by modern digital signal processing and on the other hand on high-quality modulation formats in different optical transmission systems. In addition, this thesis discusses the possibility to design the data rate adaptively under given transmission conditions in dual polarization networks with wavelength division multiplexing. This is a prerequisite for supporting modern concepts determined by software.

The goal of the research activity on which this work is based is to be able to design the data rate adaptively in coherent wavelength division multiplexing networks with a dense grid of less than 50 GHz. The main focus is on the investigation, optimization and experimental implementation of hybrid modulation and its digital signal processing in transmitter and receiver. Among other concepts, hybrid modulation offers a central abstraction possibility by allowing the individual data streams to be modulated independently of each other. Furthermore, this thesis shows that already common concepts of digital signal processing are applicable to hybrid modulation.

The developed concept was realized by a WDM scenario with a channel spacing of 37.5 GHz and investigated in simulations and experiments. A numerical model for the investigation of glass fibers under birefringence was realized with the implementation and optimization of the solution to the Manakov-PMD equation by the split-step method. This work also performs important aspects of general digital signal processing.



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einführung</b>	<b>1</b>
1.1	Bedeutung für optische Netze . . . . .	3
1.2	Software Defined Networks . . . . .	4
1.3	Strukturierung der Arbeit . . . . .	5
<b>2</b>	<b>Grundlagen der Nachrichtenübertragung optischer Netze</b>	<b>7</b>
2.1	Digitale Nachrichtenübertragungssysteme . . . . .	7
2.2	Signalraum . . . . .	8
2.3	Digitale Modulation . . . . .	11
2.3.1	Pulsamplitudenmodulation . . . . .	12
2.3.2	Quadraturamplitudenmodulation . . . . .	13
2.4	Analogisierung . . . . .	14
2.5	Pulsformung . . . . .	15
2.6	Abtastung und Neuabtastung . . . . .	16
2.6.1	Abtastung analoger Daten . . . . .	16
2.6.2	Abtastung digitaler Daten . . . . .	17
2.7	Empfangsfilter . . . . .	18
2.8	Vorwärtsfehlerkorrektur . . . . .	19
2.9	Ratenadaption . . . . .	22
2.9.1	Ratenadaptive Vorwärtsfehlerkorrektur . . . . .	22
2.9.2	Probabilistische Formgebung . . . . .	23
2.9.3	Hybride Modulation . . . . .	25
2.10	Zusammenfassung . . . . .	26
<b>3</b>	<b>Kohärente faser-optische WDM-Systeme</b>	<b>27</b>
3.1	Einführung . . . . .	27
3.2	Systeme . . . . .	28

## Inhaltsverzeichnis

---

3.3	Die Glasfaser . . . . .	29
3.3.1	Lineare Effekte der Faser . . . . .	30
3.3.1.1	Dämpfung . . . . .	30
3.3.1.2	Chromatische Dispersion . . . . .	32
3.3.1.3	Polarisationsmodendispersion . . . . .	34
3.3.2	Nichtlineare Effekte der Glasfaser . . . . .	37
3.3.2.1	Nichtlineare Phasenmodulation . . . . .	37
3.3.2.2	Stimulierte Lichtstreuung . . . . .	41
3.3.2.3	Nichtlinearitäten bei Doppelbrechung . . . . .	42
3.4	Komponenten und Bauteile . . . . .	47
3.4.1	Laser . . . . .	47
3.4.2	Elektro-optische Modulatoren . . . . .	48
3.4.2.1	Mach-Zehnder-Modulator . . . . .	49
3.4.2.2	IQ-Modulator . . . . .	51
3.4.2.3	Vorspannungsregelung . . . . .	52
3.4.3	Digital-Analog-Wandler . . . . .	53
3.4.4	Analog-Digital-Wandler . . . . .	54
3.4.5	Filter . . . . .	54
3.4.5.1	Elektrische Filter . . . . .	54
3.4.5.2	Optische Filter . . . . .	55
3.4.5.3	Digitale Filter . . . . .	56
3.4.6	Verstärker . . . . .	56
3.4.6.1	Elektrische Verstärker . . . . .	56
3.4.6.2	Optische Verstärker . . . . .	57
3.4.7	Photodetektor . . . . .	60
3.4.8	Kohärenter Detektor . . . . .	62
3.5	Simulation von Systemen . . . . .	65
3.5.1	Split-Step-Fouriermethode . . . . .	67
3.6	Recirculating-Loop . . . . .	69
3.7	Zusammenfassung . . . . .	71
<b>4</b>	<b>Störungen in optischen Systemen</b>	<b>73</b>
4.1	Deterministische Störungen . . . . .	73
4.1.1	Dispersives Verhalten . . . . .	74
4.1.2	Nichtlinearitäten der Faser . . . . .	75
4.1.3	Frequenzabweichungen der Laser . . . . .	78

4.1.4	IQ-Ungleichgewicht . . . . .	79
4.1.5	Taktfrequenzabweichungen . . . . .	80
4.2	Stochastische Störungen . . . . .	81
4.2.1	Rauschen . . . . .	82
4.2.2	Phasenrauschen . . . . .	82
4.2.3	Taktfrequenzzittern . . . . .	84
4.2.4	Quantisierung . . . . .	85
4.3	Gütezahlen in optischen Systemen . . . . .	86
4.3.1	Signal-zu-Rauschverhältnis . . . . .	87
4.3.2	Optisches Signal-zu-Rauschverhältnis . . . . .	88
4.3.2.1	Relation zum Signal-zu-Rauschverhältnis . . . . .	90
4.3.2.2	Betrachtung aus systemspezifischer Sicht . . . . .	91
4.3.3	Bitfehlerverhältnis . . . . .	91
4.3.3.1	Bitfehlerrate und Signal-zu-Rauschverhältnis . . . . .	92
4.3.4	Q-Faktor . . . . .	93
4.3.5	Betrag des Fehlervektors . . . . .	94
4.3.6	Image Rejection Ratio . . . . .	95
4.3.7	Spektrale Effizienz . . . . .	96
4.3.8	Benötigtes OSNR . . . . .	97
4.3.9	Signal-zu-Störungsverhältnis . . . . .	97
4.3.10	Effektive Anzahl an Bits . . . . .	97
4.4	Zusammenfassung . . . . .	98
<b>5</b>	<b>Digitale Signalverarbeitung</b>	<b>99</b>
5.1	Frontendkorrektur . . . . .	100
5.2	Entzerrung . . . . .	101
5.2.1	Vorverzerrung . . . . .	105
5.2.2	Schmetterlinsentzerrer . . . . .	109
5.2.3	Statische Entzerrung am Empfänger . . . . .	109
5.2.4	Adaptive Entzerrung am Empfänger . . . . .	112
5.2.4.1	Least-Mean-Squares-Algorithmus . . . . .	113
5.2.4.2	Constant-Modulus-Algorithmus . . . . .	113
5.2.4.3	Adaptive Entzerrung in rauschbehafteten nichtlinearen Sys- temen . . . . .	116
5.3	Trägerrückgewinnung . . . . .	117
5.3.1	Frequenzrückgewinnung . . . . .	118

## Inhaltsverzeichnis

---

5.3.2	Phasenrückgewinnung . . . . .	119
5.4	Taktrückgewinnung . . . . .	121
5.5	Zusammenfassung . . . . .	123
<b>6</b>	<b>Hybride Modulation</b>	<b>125</b>
6.1	Modulation und Demodulation . . . . .	126
6.2	Theorie . . . . .	128
6.2.1	Operationsstrategien . . . . .	128
6.2.1.1	Konstante Leistungsverteilung . . . . .	131
6.2.1.2	Gleiche euklidische Distanz . . . . .	131
6.2.1.3	Gleiche Bitfehlerrate . . . . .	132
6.2.1.4	Minimale Bitfehlerrate . . . . .	133
6.2.2	Vergleich der Strategien . . . . .	134
6.3	Digitale Signalverarbeitung . . . . .	138
6.3.1	Senderseitige Signalverarbeitung . . . . .	138
6.3.2	Empfängerseitige Signalverarbeitung . . . . .	139
6.4	Numerische Evaluation . . . . .	141
6.4.1	Simulationsaufbau . . . . .	141
6.4.2	Optische Übertragung . . . . .	144
6.4.3	Frontend Korrektur . . . . .	146
6.4.4	Einfluss von Bandbegrenzungen . . . . .	148
6.4.5	Einfluss von Quantisierungsrauschen . . . . .	150
6.4.6	Gewinn durch Vorverzerrung . . . . .	154
6.4.7	Einfluss optischer Modulation . . . . .	157
6.4.8	Einfluss zeitlicher Schräglage des Senders . . . . .	159
6.4.9	Einfluss der SSMF . . . . .	160
6.5	Experimentelle Evaluation . . . . .	164
6.6	Zusammenfassung . . . . .	172
<b>7</b>	<b>Fazit</b>	<b>173</b>
7.1	Zusammenfassung . . . . .	173
7.2	Schlussfolgerung . . . . .	174
7.3	Ausblick . . . . .	175
<b>A</b>	<b>Anhang zur optischen Theorie</b>	<b>177</b>
<b>B</b>	<b>Anhang zur hybriden Modulation</b>	<b>179</b>

C Eingesetzte Laborgeräte	189
D Glossar	191
E Stichwortverzeichnis	197
F Symbolverzeichnis	203
G Literaturverzeichnis	213





# Kapitel 1

## Einführung

In der heutigen Zeit ist das Internet aus fast keinem Lebensbereich mehr wegzudenken. Im Privatbereich finden immer mehr internetfähige Mobilgeräte wie Laptops, Mobiltelefone oder Tablets ihren Einsatz [1]. Aber auch Geräte ohne bisherige Verbindung zum Internet wie Kühlschränke oder Waschmaschinen werden durch eine Anbindung, im Sinne des populären *Internet der Dinge* (engl.: Internet-of-Things, IoT), die Anzahl der Teilnehmer wachsen lassen (Abbildung 1.1). Unter anderem treibt dieser Trend Kommunikationstechniken wie Wi-Fi 6 (802.11ax) oder den Mobilfunkstandard der fünften Generation (5G) mit Datenraten bis zu 20 Gbit/s und Latenzzeiten von unter 1 ms voran [2, 3].

In den letzten Jahren hat sich die tägliche Lebensgestaltung verändert. So wird die aktuelle Generation der Menschheit als *Digital Natives* bezeichnet [4]. Was vor einem Jahrzehnt noch durch analoges *Fernsehen* (engl.: Television, TV) bestimmt wurde, wird heute durch digitale Medien beeinflusst [5]. In der heutigen modernen Lebensgestaltung hält das sogenannte *Streaming* von hochauflösenden Filmen bis zu einer Auflösung von 8k und *hohem Dynamikumfang* (engl.: High Dynamic Range, HDR) immer mehr Einzug. Nach [6] sorgen

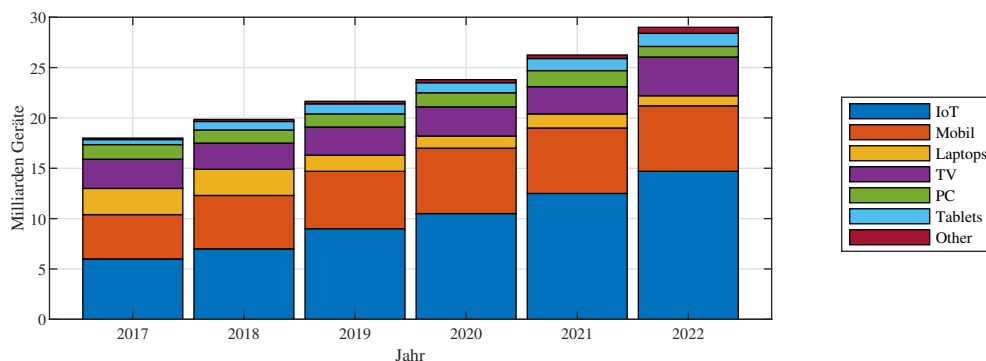


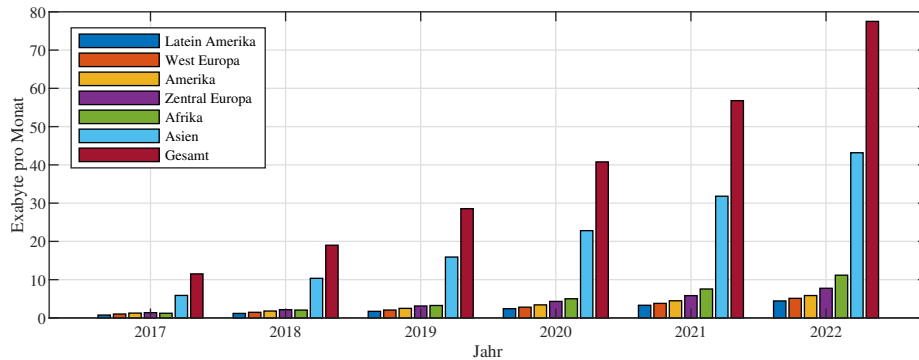
Abbildung 1.1: Globale Geräte mit Internetzugang von 2017 bis 2022 nach [1]

die beiden größten *Video-on-Demand* (VOD) Dienste Netflix und Youtube für 26,23% des Downstreaminternetaufkommens. Das Streaming von Videomaterial trägt mit 57,69% unter allen Internetapplikationen am meisten zum Wachstum bei [6]. Aber auch die Nutzung des *weltweiten Netzes* (engl.: World Wide Web, WWW) durch Verkaufsportale wie Amazon, Alibaba und Ebay oder soziale Medien wie Facebook, Reddit und Instagram sorgen für einen steigenden Datenverkehr. Das Surfen im WWW beanspruchte im Jahr 2018 17,01% des Internetverkehrs.

Auch die Gamingbranche ist im Aufschwung, und das professionelle Computerspielen entwickelt sich zu einem Phänomen der Masse, und findet immer mehr Akzeptanz in der Gesellschaft. Durch Spiele wie League of Legends mit einer weltweiten Spielerbasis von mehr als 100 Millionen Spielern bei maximal 8 Millionen gleichzeitig spielenden Nutzern, steigen die Belastungen des Netzes. Die Gamingbranche nahm 2018 bereits 7,78% des Internetverkehrs in Anspruch [6]. Die Einführung von Streamingangeboten im Spielebereich wie Stadia von Google werden den Einfluss von Gaming an den Netzbelastungen in den nächsten Jahren weiter steigern [7].

Nicht nur im privaten Sektor, sondern auch im Businessbereich, sorgt die wachsende Nachfrage nach stärkerer Vernetzung von Firmen und Systemen für wachsenden Datenverkehr. Was bisher als geschlossenes System behandelt wurde, wird sich in den nächsten Jahren immer mehr zu einem Konglomerat von Systemen bestehend aus Subsystemen entwickeln [8, 9]. Das bedeutet, dass ein derzeit größtenteils abgeschlossenes System wie beispielsweise ein Schiff auf See, möglicherweise immer weniger abhängig vom Rest der Welt agieren wird, sondern in einem Verbund von vernetzten Systemen operiert. Auch ein Schiff selbst ist ein System, bestehend aus vielen kleinen Systemen, was grob gesagt mit dem Konzept IoT einhergeht. Die Weltschifffahrt wird voraussichtlich im Vergleich zu Diensten wie Netflix nur einen kleinen Teil des Datenverkehrs ausmachen, soll aber hier verdeutlichen, was die steigende globale Vernetzung für Anforderungen an zukünftige Netze mit sich bringt. Es steigen nicht nur die Anforderungen an Datenrate und Latenz, sondern auch die Anzahl an teilnehmenden Nutzern sowie Maschinen. Die wachsende Globalisierung und räumliche Trennung wie Aufteilung von Geschäftsfeldern trägt ebenso zu wachsenden Anforderungen an das Internet bei.

Prognosen besagen einen weiterhin starken Anstieg der Nutzung des Internets in privater wie professioneller Umgebung. Die Prognosen zum Wachstum des Internetverkehrs nach [1] sind in Abbildung 1.2 für unterschiedliche Regionen aufgezeigt. Nicht nur die stetig steigende Gesamtbelastung an die vorhandenen Netze, sondern auch das Abverlangen von Adaptivität eines Netzes und die kurzfristig unterschiedlichen Belastungen stellen eine Herausforderung für



**Abbildung 1.2:** Internetverkehr von 2017 bis 2022 aufgeschlüsselt nach Kontinenten [1]

die zukünftige Entwicklung der Netze dar. Während Streamingdienste und Gamingangebote vornehmlich zur *Primetime* am Abend verwendet werden, sorgt der Verkehr, hervorgerufen durch das WWW oder andere Dienste, tagsüber für eine Belastung der Netze.

## 1.1 Bedeutung für optische Netze

Neben den Anforderungen des Mobilfunks wachsen gleichermaßen die Anforderungen an die dahinterliegenden optischen Übertragungssysteme. So wird es nicht nur in den meisten Netzen im IPv4-Adressenraum auf der Netzwerkebene im *Open Systems Interconnection Modell* (OSI-Modell) knapp, sondern es wachsen auch die Anforderungen in den verfügbaren Kanälen des optischen Backends auf physikalischer Ebene [10, 11].

In der optischen Nachrichtenübertragung kommen bereits verstärkt mehrstufige Modulationsformate wie *Polarisationsmultiplex* (engl. Polarization Division Multiplexing, PDM) oder *Quadraturamplitudenmodulation* (QAM) zum Einsatz [12]. Die Frage, wie man die immens ansteigende angeforderte Übertragungskapazität technisch bei minimalen Kosten gewährleisten kann, wird in Zeiten der wirtschaftlichen Globalisierung immer zentraler.

Bei den Überlegungen zur Erhöhung der Übertragungsraten muss sich verstärkt mit den linearen und nichtlinearen Störungen sowie den Störungen imperfekter Bauteile in optischen Systemen beschäftigt werden. Diese limitierenden Effekte bedürfen bei einer Untersuchung besonderer Aufmerksamkeit. Der Fokus dieser Arbeit richtet sich zum einen auf die Erhöhung der Kanalrate durch moderne *digitale Signalverarbeitung* (engl.: Digital Signal Processing, DSP) und zum anderen hochwertige Modulationsformate in unterschiedlichen

optischen Übertragungssystemen. Zusätzlich wird in dieser Arbeit die Möglichkeit bei gegebenen Übertragungsbedingungen in *dual Polarization* (engl. Dual Polarization, DP) Netzen mit *Wellenlängenmultiplex* (engl.: Wavelength Division Multiplexing, WDM) die Datenrate adaptiv zu gestalten intensiv diskutiert. Dies ist Voraussetzung, um moderne durch Software bestimmte Konzepte zu unterstützen.

### 1.2 Software Defined Networks

Durch *Software bestimmte Netze* (engl.: Software-defined Networks, SDN) trennen die Datenebene von der Steuerungsebene und zentralisieren die Netzsteuerung in einer SDN-Steuerung. Bei dem SDN-Ansatz interagieren die Nutzer des Netzwerks, wie beispielsweise ein *Internetanbieter* (engl.: Internet Service Provider, ISP) mit den Netzcontrollern, um Netzwerkdienste aufzubauen bzw. zu implementieren. Die Controller werden durch eine zentrale Einheit gesteuert und präferieren Dienste nach ihrer *Dienstgüte* (engl.: Quality of Service, QoS).

SDN ermöglicht so unter anderem die Virtualisierung von Netzwerkfunktionen, so dass mehrere virtuelle Netzwerke über eine bestimmte installierte physische Netzwerkinfrastruktur betrieben werden können. Aufgrund der spezifischen Eigenschaften optischer (photonischer) Kommunikationskomponenten und der hohen optischen Übertragungskapazitäten, stellt die SDN-basierte optische Vernetzung eine besondere Herausforderung dar. Sie birgt aber genauso ein großes Potenzial [13]. Beispielshalber kann ein umfassendes Wissen über ein Netzwerk und die Anforderungen an dasselbe dazu verwendet werden, die Übertragungsqualität in Form von maximaler Ausnutzung der Kapazität zu optimieren [14]. So kann in sogenannten *automatisch schaltenden Transportnetzen* (engl.: Automatically Switched Transport Networks, ASTN) durch schnelle Berechnung spezifischer Pfadeigenschaften das Netz neu alloziert werden [15].

Konkret bedeutet dies, dass Kanäle eines optischen WDM-Systems dynamisch alloziert werden. Die Verteilung der Bandbreite kann so den Anforderungen an das Netzwerk angepasst werden. So kann nach benötigter Reichweite innerhalb des optischen Netzwerkes das Modulationsformat und die verwendeten Streckenabschnitte je nach Belegung innerhalb des Netzwerkes variieren. Um dies zu gewährleisten, bedarf es sowohl einer Umstellung der Empfänger und Sender als auch der Hardware des Netzwerkes. Ziel eines SDN-Netzes ist es, was Anforderung und Steuerung anbelangt, ein durchgängig transparentes flexibles Netz

zu gewährleisten. Diese Arbeit beleuchtet unterschiedliche Möglichkeiten eine flexible Modulation mit einfacher DSP zu erreichen. Insbesondere wird das Konzept der *flexiblen hybriden Modulation* (engl. Flexible Hybrid Modulation, Flex-PAM) untersucht und validiert. Darunter fällt die Möglichkeit, eine Datenraten flexible DSP zu realisieren.

### 1.3 Strukturierung der Arbeit

Die Untersuchungen dieser Arbeit werden messtechnisch und mit Hilfe von Simulationen zur Validierung geeigneter DSP durchgeführt. Es werden dabei Einflüsse sowie Nebeneffekte berücksichtigt, beschrieben und erklärt. Beginnend mit der Einleitung ist die Zielrichtung dieser Arbeit die Erörterung, Problembetrachtung und Umsetzung flexibler Modulation und gliedert sich in insgesamt sieben Kapitel.

Kapitel 2 liefert die Rahmenbedingungen und die nachrichtentechnischen theoretischen Grundlagen dieser Arbeit. Beginnend finden sich hier die Anmerkungen zu den digitalen Nachrichtenübertragungssystemen und deren Modulation.

In Kapitel 3 wird auf die Komponenten und Bauteile kohärenter faser-optischer WDM-Systeme eingegangen. Danach folgt eine kurze Erläuterung der Schlüsselkomponenten. Diese werden zur näheren Abhandlung über die Simulationen und Messungen im Labor wieder aufgegriffen und dienen zur Darstellung von Implementationen und Erklärungen.

Kapitel 4 zeigt die unterschiedlichen Störungsarten in optischen Systemen auf. Dieser Abschnitt widmet sich im Detail den Störungen in einem modernen kohärenten optischen Übertragungssystem mit WDM. Hier werden sämtliche untersuchte Störungen definiert und die Auswirkungen auf die Qualität einer Übertragung genau dargelegt. Außerdem werden die in dieser Arbeit vorkommenden Gütezahlen eingeführt und konkretisiert.

In Kapitel 5 werden die verwendeten Algorithmen und Module der DSP bestimmt und mit anderen Komponenten der vorherigen Kapitel verknüpft. Hier sollen neben der Erläuterung spezifischer umgesetzter Algorithmen ein Überblick einer modernen DSP zur hybriden Modulation gegeben werden.

Kapitel 6 bildet das Hauptkapitel mit der Diskussion der hybriden Modulation und dem Bezug zu den in Kapitel 2 theoretischen Grundlagen, den auftretenden Störungen aus Kapitel 4 und den jeweiligen Algorithmen aus Kapitel 5. Kapitel 6 ist aufgeteilt in analytische theoretische Betrachtungen, eine kurze Beschreibung der DSP, die numerische Evaluation und experimentelle Ergebnisse.

## **Kapitel 1 Einführung**

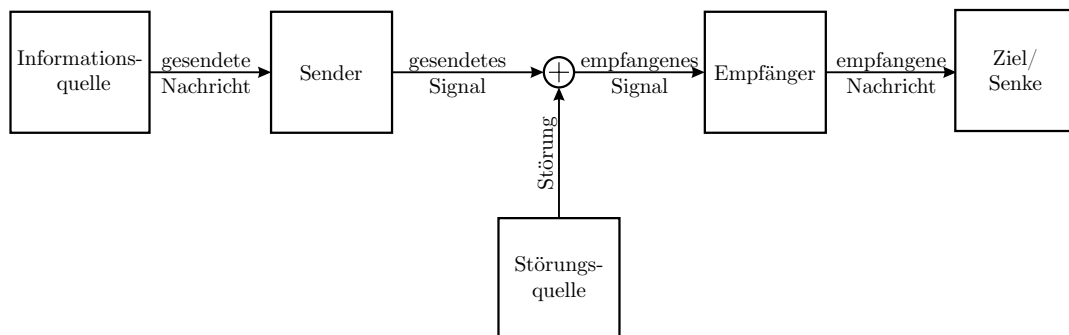
---

Kapitel 7 bildet das Fazit mit Zusammenfassung und Bewertung der durchgeführten Untersuchungen. Hier werden die untersuchten Elemente in Kürze zusammengefasst und dargestellt.

# Kapitel 2

## Grundlagen der Nachrichtenübertragung optischer Netze

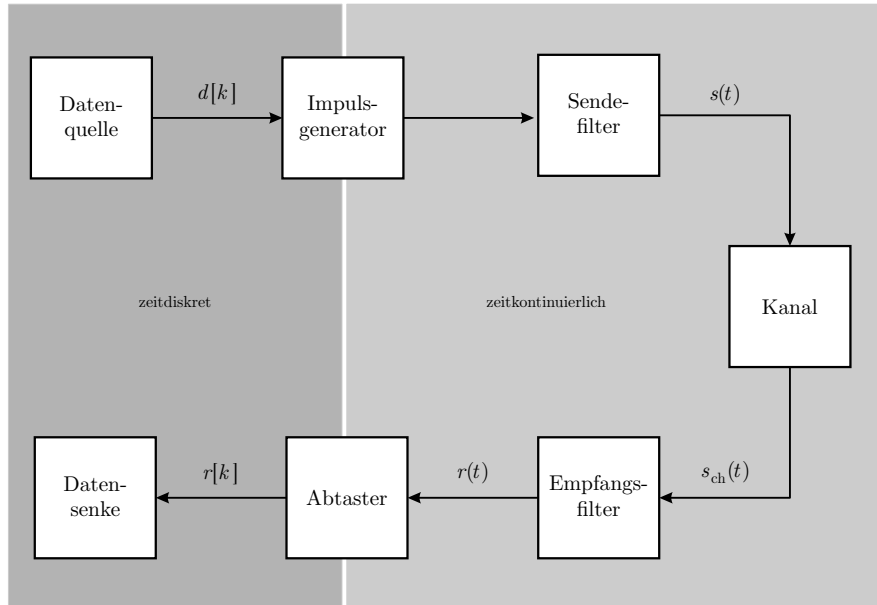
Dieses Kapitel enthält grundlegende Erkenntnisse, die für den Leser notwendig sind, um zu verstehen, wie man ein digitales optisches Kommunikationssystem analysiert und bewertet. Es wird davon ausgegangen, dass der Leser bereits über ausgiebige Kenntnisse der Signale und Systeme sowie Standardverfahren der digitalen Nachrichtenübertragung verfügt. Ein generelles Kommunikationssystem ist in Abbildung 2.1 modelliert.



**Abbildung 2.1:** Modell des allgemeinen Kommunikationssystems nach [16]

### 2.1 Digitale Nachrichtenübertragungssysteme

Spätestens seit 1948 gilt die *Binärziffer* (engl. Binary Digit, Bit) als kleinstmögliche Unterscheidung, die in einem digitalen System getroffen werden kann [16]. Mit Beginn des Informationszeitalters in den neunziger Jahren des 19. Jahrhunderts begann der Umschwung zur digitalen Datenspeicherung in Bits. Heute bestimmt die Speicherung und Übermittlung von



**Abbildung 2.2:** Modell eines digitalen Datenübertragungssystems nach [17]

Informationen in digitaler Form das Leben der Menschen auf der ganzen Welt. Technisch gesehen werden Bits auf einem Computer üblicherweise mit Hilfe eines niedrigen für eine Null und eines hohen Spannungsniveaus für eine Eins gespeichert. Moderne Speichermedien hingegen wie ein *Halbleiterlaufwerk* (engl.: Solid-State-Drive, SSD) greifen bereits auf mehrere Spannungslevel und eine höhere Modulation zurück, um Daten effizient zu speichern. Der Transport von Nachrichten (bzw. Informationen) in einem System geschieht stets über ein analoges Signal in Form von elektromagnetischen Wellen, welche sich im Raum (Lichtleiter, Koaxialkabel, Atmosphäre uvm.) ausbreiten. Ein generelles digitales Nachrichtenübertragungssystem ist in Abbildung 2.2 dargestellt. Diese soll zur Verständlichkeit beitragen und die Erläuterungen in den nachfolgenden Kapiteln untermauern. Die nächsten Kapitel (2.2 - 2.10) definieren den in dieser Arbeit betrachteten Signalraum. Sie zeigen die fundamentalen Aspekte der digitalen Nachrichtenübertragung mit den betrachteten Algorithmen und Vorgehensweisen auf.

## 2.2 Signalraum

Zur Übertragung einer digitalen wertdiskreten Datenfolge  $d[k]$  (Gleichung 2.1) wird das informationstragende analoge zeitkontinuierliche Signal  $s(t)$  mathematisch in Gleichung 2.2



definiert:

$$d[k] = d_I[k] + j \cdot d_Q[k] = d_{\text{re}}[k] + j d_{\text{im}}[k], \quad (2.1)$$

$$s(t) = T \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} d[k] \cdot g_{\text{Tx}}(t - kT). \quad (2.2)$$

Dabei bezeichnet  $g_{\text{Tx}}(t)$  die Impulsantwort des Senders. Mit der Variable  $T$  wird ein zeitlicher Skalierungsfaktor eingeführt, um ein insgesamt dimensionsloses Signal  $s(t)$  zu erhalten, da die Impulsantwort die Dimension ‚1/Zeit‘ besitzt. Im Rahmen dieser Arbeit handelt es sich bei einer informationstragenden Datenübertragung ausschließlich um eine reelle Übertragung im *Bandpass* (BP). Es geht analytisch also stets um ein Signal, das einer *kontinuierlichen Welle* (engl.: Continuous Wave, CW) bzw. einem Träger  $s_c$  aufgeprägt wird:

$$s_{\text{BP}} = s(t) \cdot s_c(t) = \Re\{s(t) \cdot \exp(j\omega \cdot t)\}. \quad (2.3)$$

Die Variable  $s$  beschreibt die zu  $s_{\text{BP}}$  zugehörige komplexe Einhüllende im äquivalenten Basis- oder Tiefpassbereich [17]. Zur Verdeutlichung kann  $s_{\text{BP}}(t)$  außerdem wie folgt beschrieben werden:

$$s_{\text{BP}}(t) = \underbrace{\sqrt{2T} \cos(\omega t) \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} d_I[k] \cdot \Re\{g_{\text{Tx}}(t - kT)\}}_{\text{Inphaseanteil}} - \underbrace{\sqrt{2T} \sin(\omega t) \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} d_Q[k] \cdot \Im\{g_{\text{Tx}}(t - kT)\}}_{\text{Quadraturanteil}}. \quad (2.4)$$

Eine detaillierte Beschreibung der *Digital-Analog-Umsetzer* (engl.: Digital to Analog Converter, DAC) ist in Abschnitt 3.4.3 zu finden.

Um optische Signale unterscheiden zu können, werden nachfolgend optische, analoge Signale mit  $o(t)$  äquivalent zu  $s(t)$  bezeichnet und unterscheiden sich lediglich in deren Domäne. Zur Beschreibung definiert Abbildung 2.3 den Signalraum am Sender, Abbildung 2.4 den Signalraum eines optischen Kanals und Abbildung 2.5 den Signalraum eines Empfängers. Die Abbildungen umfassen jeweils die verwendeten Variablendefinitionen zum Verständnis der nachfolgenden Kapitel.

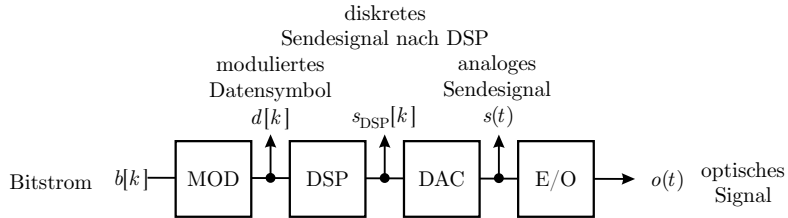


Abbildung 2.3: Signalbezeichnungen am Sender

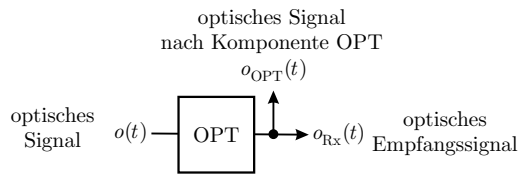


Abbildung 2.4: Signalbezeichnungen im (optischen) Kanal

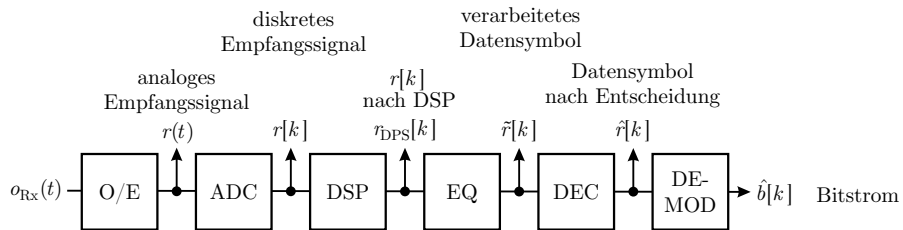


Abbildung 2.5: Signalbezeichnungen am Empfänger

## 2.3 Digitale Modulation

Ein wichtiger Bestandteil der digitalen Nachrichtenübertragung ist die digitale Modulation. Da hier ein Bitstrom  $b[k]$  auf Datensymbole abgebildet wird, bezeichnet die Literatur dies als *Mapping* [18]. Die Zuordnung der Bits auf Symbole muss dabei eindeutig sein, um auf der Empfängerseite eine ordnungsgemäße Demodulation zu gewährleisten. Die Informationssymbole gehören in der Regel zu einer endlichen Gruppe von Symbolen, welche die zu verwendende Art der Modulation, d.h. das Modulationsformat, definiert.

Wie in Abbildung 4.6 dargestellt, ist es üblich, die Modulationsformate mit Hilfe eines Konstellationsdiagramms zu visualisieren, welches die Lage der Symbole auf der komplexen Ebene abbildet. Grundlage der komplexen digitalen Modulation ist dabei die Beschreibung eines BP-Signals aus Abschnitt 2.2 durch seine zeitkontinuierliche komplexe Einhüllende. Ein Konstellationsdiagramm ist, sofern man Zustandsübergänge ignoriert, eine Darstellung der komplexen Einhüllenden zum Abtastzeitpunkt. In diesem Kapitel sollen die grundlegenden Aspekte *linearer* digitaler Modulation und deren Kernpunkte abgebildet werden. Gleichung 2.4 mit 2.1 legt dar, inwiefern die komplexe Darstellung eines Datensymbols  $d[k]$  durch  $d_{\text{re}}[k]$  und  $d_{\text{im}}[k]$  hilft, Inphase- und Quadraturanteil eines Trägers zu modulieren. Die optische Domäne bietet neben der Modulation von Inphase- und Quadraturanteil eine Unterscheidung in mögliche Polarisierungen des Lichts. Es ergibt sich für das analoge Sendesignal

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} s_X(t) \\ s_Y(t) \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

wobei  $s_X(t)$  dem Signal in X-Polarisation und  $s_Y(t)$  dem Signal in Y-Polarisation entspricht.  $s_X(t)$  und  $s_Y(t)$  sollen zunächst als unabhängige Signale betrachtet werden. Ein Blockschaltbild einer linearen Modulation für einen theoretischen DP-Sender ist in Abbildung 2.6 wiedergegeben. Es ergeben sich daraus die beiden zu modulierenden Datensymbole  $d_X[k]$  und  $d_Y[k]$  im PDM-Fall:

$$\mathbf{d}[k] = \begin{bmatrix} d_X[k] \\ d_Y[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{XI}[k] + j \cdot d_{XQ}[k] \\ d_{YI}[k] + j \cdot d_{YQ}[k] \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

Dazu werden  $N$  Bits  $M$  Symbolen zugeordnet.  $M$  entspricht der Modulationsordnung. Praktisch ergeben sich aus der Literatur effiziente Symbolverteilungen in der komplexen Ebene. Dazu sollen im Folgenden die in dieser Arbeit verwendeten Modulationsformate kurz erläutert werden. Sofern nicht anders spezifiziert, werden alle angegebenen Modulationsformate so entworfen, dass die Menge der Symbole in der komplexen Ebene  $D$  eine durchschnittliche

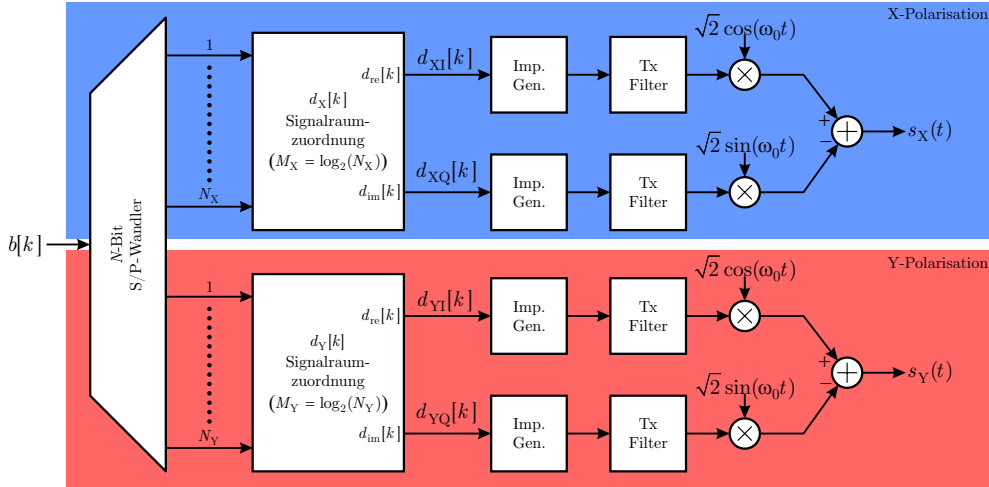


Abbildung 2.6: Blockschaltbild eines DP-Senders für lineare Modulationsformate

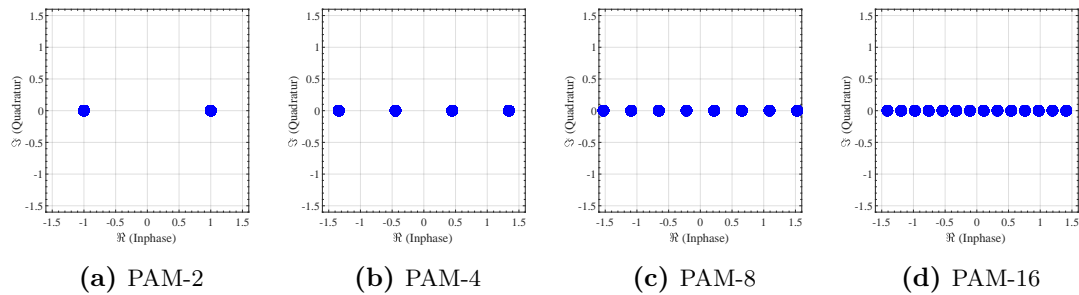
Leistung von eins besitzt:

$$P_D = \sum_{l=0}^{l=M-1} |D(l)|^2 = 1. \quad (2.7)$$

Neben den gängigen Modulationsformaten, wie der *Pulsamplitudenmodulation* (PAM) oder QAM, kommt es in dieser Arbeit ebenfalls zur Anwendung von hybrider Modulation. Die hybride Modulation wird in Kapitel 6 als Kern dieser Arbeit gesondert betrachtet. Im Folgenden sollen die generellen Modulationsformate PAM und QAM ausgeführt werden.

### 2.3.1 Pulsamplitudenmodulation

Bei der *Pulsamplitudenmodulation* (PAM) handelt es sich um eine rein reelle Form der Modulation [18]. Es wird dabei die Amplitude des Trägersignals  $s_c(t)$  moduliert. Die Anzahl der Amplituden wird durch den Modulationsgrad  $M$  wie z.B. PAM-16 ( $M=16$ ) angegeben. Die einfachste Art einer PAM ist PAM-2 und entspricht in der Literatur oft der *2-Amplitudenumtastung* (engl. Amplitude-Shift Keying, ASK) [19–21]. ASK ist eine spezielle Form der PAM. Während sich ASK lediglich auf eine Modulation mit digitalen Daten beschränkt, beinhaltet PAM die Modulation durch ein gepulstes analoges Signal. So kann die Signalraumzuordnung der digitalen Daten  $b[k]$  zu  $\mathbf{d}[k]$  in Abbildung 2.6 als ASK verstanden werden. Die gesamte abgebildete Modulation, von der Signalraumzuordnung bis zur Multiplikation mit dem Träger, entspricht einer PAM. Obwohl es sich bei einer reinen Amplitudenmodulation im engeren Sinne stets um eine unipolare Modulation handelt, soll die PAM bzw. ASK in dieser Arbeit als bipolare Modulation verstanden werden. Das führt

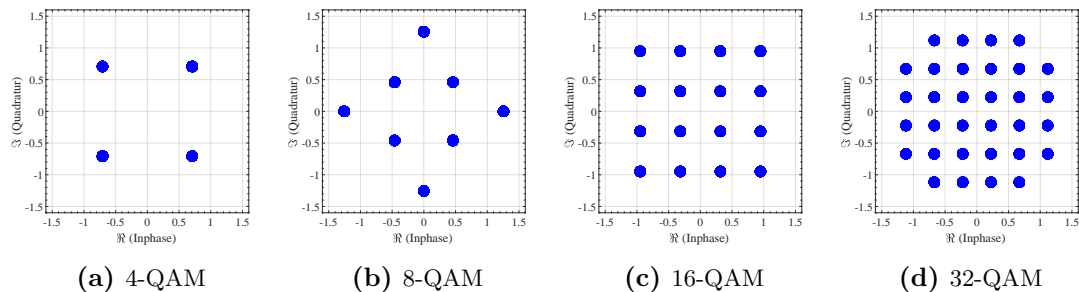


**Abbildung 2.7:** Beispiel einer (bipolaren) PAM anhand von Konstellationen (normiert auf eine durchschnittliche Leistung von 1)

dazu, dass neben der direkten Amplitudenmodulation zudem eine *Phasenumtastung* (engl. Phase-Shift Keying, PSK) zwischen  $180^\circ$  und  $-180^\circ$  zugelassen wird. So sind auch negative Amplituden möglich. Sofern nicht anders spezifiziert, werden alle Ausgangsmodulationsformate um deren Mittelwert bereinigt und normiert abgebildet. Die ersten vier Ordnungen von PAM-2 bis PAM-16 sind in Abbildung 2.7 beispielhaft aufgenommen.

### 2.3.2 Quadraturamplitudenmodulation

Bei der QAM handelt es sich um eine komplexe Form der digitalen Modulation. Für dieses Modulationsformat wird die Information durch Veränderung bzw. Modulation von Amplitude und Phase des Signals kodiert. Dieses Format wird durch seine Modulationsordnung  $M$ , wie z.B. 4-QAM, beschrieben.  $M$  entspricht der Anzahl der Symbole des Modulationsformates. 4-QAM besteht aus vier Symbolen und wird daher auch als *Vierphasenumtastung* (engl.: Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) bezeichnet, 16-QAM aus 16 und so weiter. Die ersten vier Ordnungen von 4-QAM bis 32-QAM sind in Abbildung 2.8 beispielhaft



**Abbildung 2.8:** Beispiel von QAM-Konstellationen (normiert auf eine durchschnittliche Leistung von 1)

aufgezeigt.

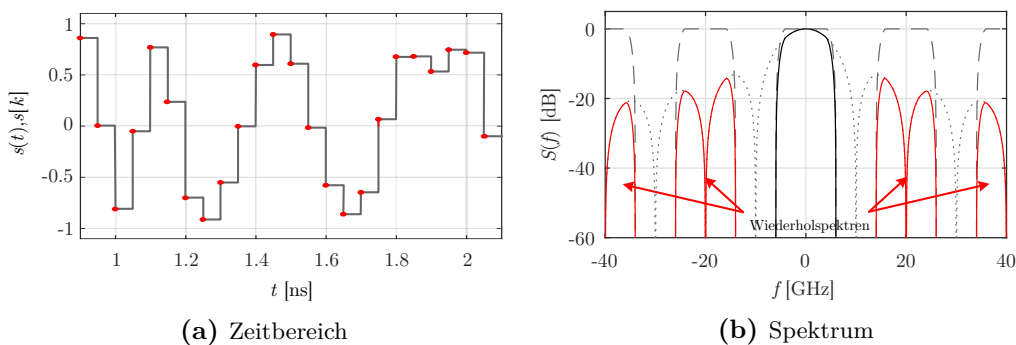
## 2.4 Analogisierung

Um ein digitales Signal über einen reellen Kanal übertragen zu können, muss es zunächst analogisiert werden. Eine einfache Möglichkeit eine digitale diskrete Datenfolge  $d[k]$  zu analogisieren, besteht darin, das sogenannte Abtast-Halte-Verfahren anzuwenden. Dieses Verfahren entspricht aus theoretischer nachrichtentechnischer Betrachtung einer Rechteck-Pulsformung. Dafür wird der diskrete Wert  $d[k]$  für eine Sampledauer  $T_{\text{sam}}$  gehalten. Formell entspricht dies Gleichung 2.2 mit  $g_{\text{Tx}} = \text{rect}\left(\frac{t}{T_{\text{sam}}}\right)$ :

$$s(t) = T \sum_{k=-\infty}^{\infty} d[k] \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T_{\text{sam}}}\right). \quad (2.8)$$

Anschließend ist aus der diskreten Datenfolge  $d[k]$  ein mit  $d[k]$  gewichtetes zeitkontinuierliches Signal (Abbildung 2.9a) entstanden. Spektral betrachtet, bedeutet die Faltung im Zeitbereich mit einem Rechteckimpuls eine Multiplikation mit einem *Kardinalsinus* (engl. Sinus Cardinalis, SINC).

Es entsteht also ein unendlich breites, gedämpftes Spektrum (Abbildung 2.9b). In der Realität lässt sich eine solche Pulsformung durch die unendlich steilen Flanken im Zeitbereich und dem daher einhergehenden unendlich breiten Spektrum nicht realisieren, daher wird die Realisierung einer Analogisierung (DAC) in Abschnitt 3.4.3 genauer diskutiert.



**Abbildung 2.9:** Zeitbereichsverlauf und Spektrum eines 10 Gbaud Signals nach dem Abtast-Halte-Verfahren

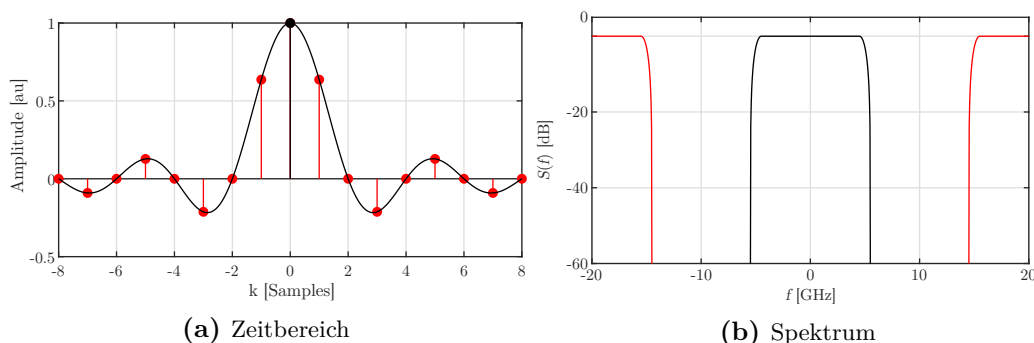
## 2.5 Pulsformung

Die Pulsformung ist in der digitalen Nachrichtenübertragung ein wichtiges und notwendiges Thema [18, 22–24]. Die Pulsformung kann ausschlaggebend für die spektrale Effizienz eines Systems sein und zur Robustheit gegenüber Störungen beitragen. Die Bandbreite eines analogen Datensignals  $s(t)$  wird maßgebend durch das verwendete Sendefilter bestimmt [25, 26]. Wie bei vielen Anwendungsfällen von Filtern sollen hier unnötige bzw. unerwünschte Anteile eines Signals entfernt werden. Eine Pulsformung kann generell sowohl im digitalen und elektrischen als auch im optischen Bereich erfolgen.

Zur Erläuterung wird das Vorgehen in der digitalen Domäne anhand der Nyquist-Pulsformung kurz ausgeführt [17]. Abbildung 2.10a zeigt eine nichtkausale Pulsformung anhand eines Symbols  $d[k] = 1$  zum Zeitpunkt  $k = 0$  (schwarzer Punkt in Abbildung 2.10a). Es soll ein Filter nach der *Wurzel des hochgestellten Kosinus* (engl. Root Raised-Cosine, RRC) mit  $\alpha_{\text{RRC}} = 0,2$  zur Pulsformung verwendet werden (schwarze Linie in Abbildung 2.10a). In Abbildung 2.10 ist eine Pulsformung digitaler Daten mit einer Überabtastung von  $W_{\text{RRC}} = 2$  zu sehen. Bei der Pulsformung durch einen RRC-Filter ist zu beachten, dass die Überabtastung aufgrund der spektralen Breite des Pulses mindestens  $(1 + \alpha_{\text{RRC}})$  betragen muss, um nichtzubehebende Aliasing-Effekte zu vermeiden. Ebenso wird anhand des Zusammenhangs

$$B_{\text{sym}} = (1 + \alpha_{\text{RRC}}) \cdot f_{\text{sym}} \quad (2.9)$$

die belegte Bandbreite des Signals  $B_{\text{sym}}$  abhängig von  $\alpha_{\text{RRC}}$  und  $f_{\text{sym}}$  bei Nyquist-Pulsformung definiert.



**Abbildung 2.10:** Darstellung einer Nyquist-Pulsformung anhand des Zeit- und Frequenzbereichs

### 2.6 Abtastung und Neuabtastung

Im Zuge der Fortschritte bei der DSP kommt es während der Vorverarbeitung der Daten zur Abtastung bzw. Neuabtastung. Daher soll in diesem Kapitel kurz auf die in dieser Arbeit durchgeführte Umsetzung von Abtastung und Neuabtastung eingegangen werden.

#### 2.6.1 Abtastung analoger Daten

Ein Kernpunkt der digitalen Nachrichtenübertragung besteht aus der Umsetzung von analogen zeitkontinuierlichen zu zeitdiskreten digitalen Signalen. Diesen Vorgang nennt man A/D-Wandlung oder Abtastung.

Die Grundlage einer Abtastung bandbegrenzter Signale stellt das Abtasttheorem dar. Bei der Abtastung werden Stichproben (engl. Samples) aus einem zeitkontinuierlichen Signal entnommen. Mathematisch bedeutet dies im Zeitbereich eine Multiplikation mit einer Dirac-Impulsfolge (Gleichung 2.10) [17, 27]. Es resultiert eine zeitkontinuierliche Dirac-Impulsfolge, die mit äquidistanten Abtastwerten des kontinuierlichen Signals gewichtet ist (Gleichung 2.11) [17]:

$$r_k(t) = r(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta_0(t - kT_{\text{sam}}) \quad (2.10)$$

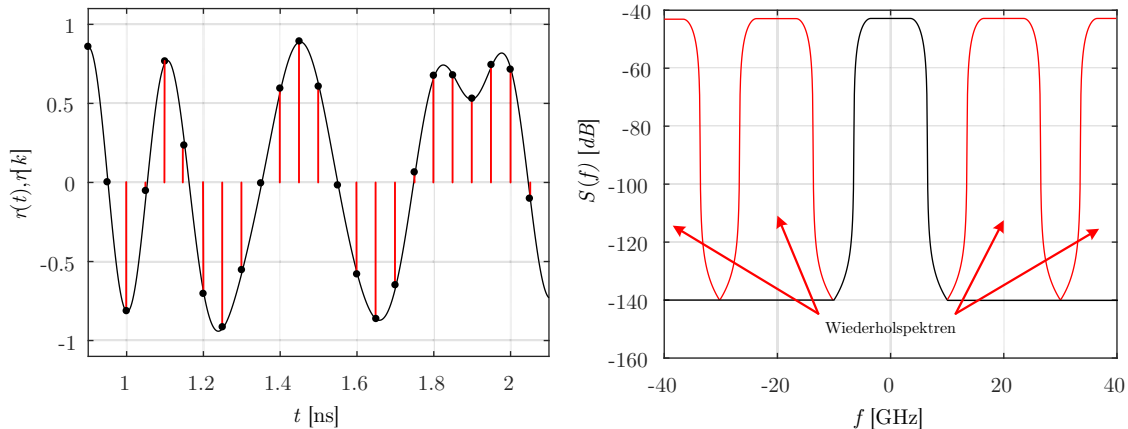
$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} r(kT_{\text{sam}}) \delta_0(t - kT_{\text{sam}}). \quad (2.11)$$

Spektral betrachtet, bedeutet dies nach Linvill [28] eine Faltung im Frequenzbereich, und es gilt:

$$R_k(f) = \frac{1}{T_{\text{sam}}} \sum_{l=-\infty}^{\infty} R\left(f - \frac{l}{T_{\text{sam}}}\right). \quad (2.12)$$

In Gleichung 2.12 und Abbildung 2.11 erkennt man die Auswirkungen der Abtastung und die Erzeugung der Wiederholungspektren von  $R(f)$ . Lässt man die informationsleeren Nullstellen des zeitkontinuierlichen Signals  $r_k(t)$  weg, erhält man das digitale zeitdiskrete Signal  $r[k]$  [29]. In realen Systemen ist die Wandlung von zeitkontinuierlichen Daten in zeitdiskrete, digitale Daten abhängig von einem Taktgeber, daher kommt es durch nicht optimale Taktgeber zu Störungen während des Vorgangs. Hierauf wird in Abschnitt 4.1.5 eingegangen.





(a) Abgetastetes Signal (rote Linien, schwarze Punkte) eines zeitkontinuierlichen Signals (schwarz) äquivalent zum Spektrum aus (b)  
 (b) Wiederholungspektren des abgetasteten Signals (rot) und Spektrum des zeitkontinuierlichen Signals (schwarz) aus (a)

**Abbildung 2.11:** Veranschaulichung einer Abtastung anhand eines Zeitsignals und seinem Spektrum

### 2.6.2 Abtastung digitaler Daten

Liegt ein bereits abgetastetes Signal  $r[k]$  vor, welches jedoch die falsche Abtastrate besitzt, muss das Signal neu abgetastet (engl. Resampling) werden. Ist das Abtastverhältnis  $W = \frac{T_{\text{sam}}}{T_{\text{sam,neu}}}$  der Abtastintervalle  $T_{\text{sam}}$  und  $T_{\text{sam,neu}}$  ganzzahlig und größer als 1, gestaltet sich die Vorgehensweise einfach. So wird der digitalen Reihe  $r[k]$  jedes  $W$ -te Element entnommen, da die resultierenden Werte stets mit vorhandenen Werten korrelieren. Dies entspräche einer weiteren Abtastung nach Abschnitt 2.6.1. Ist das Abtastverhältnis  $W < 1$  oder nicht ganzzahlig, liegen die resultierenden zeitdiskreten Werte zeitlich gesehen teilweise zwischen den Werten der digitalen Reihe  $r[k]$ . Das Signal muss also neu abgetastet werden.

Eine einfache Methode, dies zu erreichen, ist das Vorgehen mit Interpolation und Reduktion (engl. decimation). Dabei wird das neu abzutastende Signal  $r[k]$  mit  $W_{\text{up}} - 1$  äquidistanten Werten interpoliert, um ein Signal höherer Abtastung ( $f_{\text{inter}} = W_{\text{up}} \cdot f_{\text{sam}}$ ) zu erhalten. Anschließend wird dann das erhaltene Signal wie beschrieben mit dem ganzzahligen Faktor  $W_{\text{down}}$  abgetastet. Insgesamt ergibt sich dann der Abtastfaktor

$$W = \frac{W_{\text{up}}}{W_{\text{down}}}. \quad (2.13)$$

Um einen bestimmten Abtastfaktor  $W$  zu erhalten, können  $W_{\text{up}}$  und  $W_{\text{down}}$  passend gewählt werden. Zur Interpolation kann in der Theorie jeder Interpolationsalgorithmus angewandt

werden, wobei eine lineare Interpolation die einfachste Variante darstellt. Handelt es sich um bandlimitierte Signale und eine Abtastrate, die das erste Nyquist-Shannon-Abtasttheorem [16, 30, 31] nicht verletzt, stellt die Whittaker-Shannon-Interpolation ein Optimum dar. Hier wird die Tatsache ausgenutzt, dass sich jedes abgetastete bandlimitierte Signal durch die Whittaker-Shannon-Interpolation vollständig wiederherstellen lässt, wenn es nicht durch das Abtasttheorem verletzt wird [32].

### 2.7 Empfangsfilter

Das Design eines Empfangsfilters geht direkt mit dem Design des Sendefilters bzw. der Pulsformung im System aus Abschnitt 2.5 einher. Ein optimal auf das System abgestimmtes Filter, welches das *Signal-Rauschverhältnis* (engl.: Signal-to-Noise Ratio, SNR) am Empfänger maximiert, wird generell auch rauschangepasstes Optimalfilter bzw. Matched-Filter (engl.) genannt. Die Aufgabe eines Optimalfilters besteht darin, die Gesamtimpulsantwort des Systems dahingehend zu optimieren, dass sich am Ausgang des Filters nach Symboltakt-Abtastung ein maximales SNR ergibt [17]. Für reelle (AWGN) Systeme ohne *Intersymbolinterferenzen* (ISI) muss zum Design des Empfangsfilters lediglich die am Sender verwendete Pulsformung eingehen, um ein Optimalfilter zu entwerfen. Als Entwurfsbedingung gilt mit Erfüllung der ersten Nyquistbedingung der Zusammenhang

$$g_{\text{Rx}}(t) = K \cdot g_{\text{Tx}}(T_0 - t) \quad (2.14)$$

zwischen dem zu entwerfendem Empfangsfilter  $g_{\text{Rx}}$  und Sendefilter  $g_{\text{Tx}}$ . Der Faktor  $K$  stellt einen Skalierungsfaktor dar. Die Gesamtimpulsantwort von Sender und Empfänger  $g_{\text{TxRx}}$  ergibt sich aus der Faltung der Impulsantworten von Sende- und Empfangsfilter:

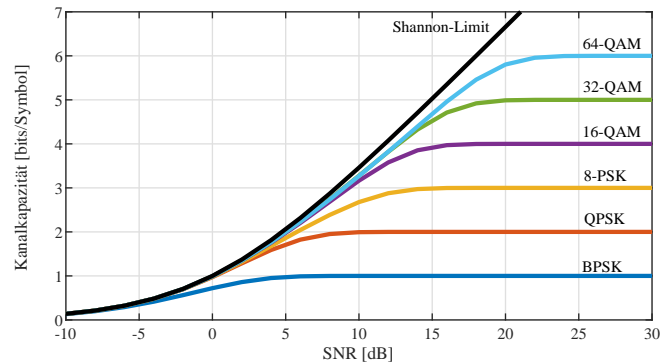
$$g_{\text{TxRx}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g_{\text{Tx}}(\tau) \cdot g_{\text{Rx}}(t - \tau) \partial\tau = \int_{-\infty}^{\infty} g_{\text{Tx}}(T_0 - \tau) \cdot g_{\text{Tx}}(t - \tau) \partial\tau. \quad (2.15)$$

Betrachtet man ein reelles, nicht kausales System mit  $T_0 = 0$ , erhalten wir die gerade Impulsantwort  $g_{\text{TxRx}}^0$  und die dazu entsprechende reelle, nicht-negative Übertragungsfunktion  $G_{\text{TxRx}}^0$ :

$$g_{\text{TxRx}}^0(t) = g_{\text{TxRx}}^0(-t) \quad (2.16)$$

und

$$G_{\text{TxRx}}^0(f) = \frac{1}{K} G_{\text{TxRx}}^0(-f). \quad (2.17)$$



**Abbildung 2.12:** Theoretisch erreichbare Kanalkapazitäten in Bits/Symbol über SNR in einem AWGN-Szenario inklusive Shannon-Limit

## 2.8 Vorwärtsfehlerkorrektur

Ogleich die *Vorwärtsfehlerkorrektur* (engl.: Forward Error Correction, FEC) einen wichtigen Bestandteil der digitalen Nachrichtenübertragung darstellt, sollen hier nur kurz die Grundlagen abgebildet werden, um später einen Zusammenhang mit den Ergebnissen liefern zu können. Die FEC ist Bestandteil der Kanalcodierung und somit Teil der Kodierungstheorie.

Eine FEC dient dazu, das *Bitfehlerverhältnis* (engl.: Bit Error Ratio, BER) eines Übertragungssystems zu senken. Fehler werden dabei vornehmlich durch das Vorkommen von Störungen wie z.B. dem Rauschen (Abschnitt 3.4.6.2 und 4.2.1) oder nichtlineare Effekte (Abschnitt 3.3.2) verursacht. Vorwärtsgerichtet ist die Fehlerkorrektur, weil die Dekodierung am Empfänger durchgeführt wird, ohne dass fehlerhafte Daten erneut übertragen werden. Die FEC sorgt für eine zuverlässige Wiederherstellung der übertragenen Informationen auf Kosten des Sendens eines festen Anteils redundanter Symbole [33].

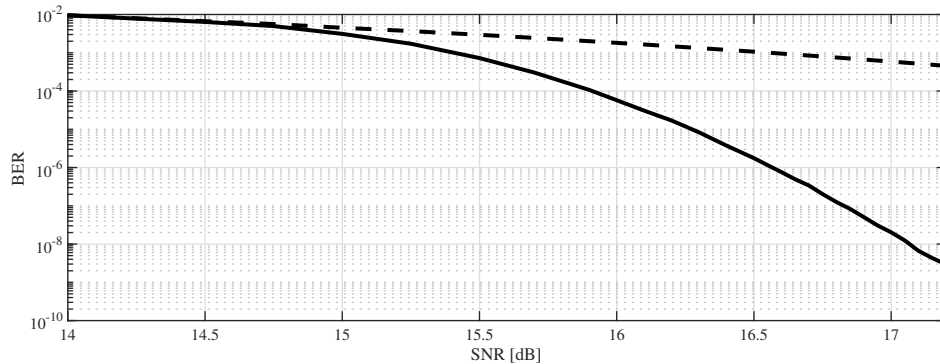
Die Algorithmen zur Dekodierung arbeiten im Empfänger mit den üblichen DSP-Algorithmen zusammen (siehe Abschnitt 6.3). Während die DSP typischerweise auf die Überwindung deterministischer Signalverzerrungen abzielt und stochastische Einflüsse minimiert, ermöglicht eine FEC die Vermeidung von Fehlern durch Beeinträchtigungen wie das Rauschen und deren negativen Einfluss auf die BER. Das theoretische Konzept, das der FEC zugrunde liegt, wurde bereits 1948 von C.E. Shannon etabliert [16]. Im berühmten Shannon-Kanalcodierungstheorem bewies Shannon, dass bei der Übertragung in einem ver-rauschten Kanal, unter Verwendung eines festen Verhältnisses von redundanten Symbolen zu Informationssymbolen für Datenraten unterhalb des Limits, eine beliebig geringe Wahr-

scheinlichkeit eines Dekodierungsfehlers erreicht werden kann. Dieses Verhältnis hängt von den Kanalbedingungen ab.

Für einen bestimmten Kanal wird die maximale Rate der zuverlässigen Kommunikation als Kanalkapazität bezeichnet. Die Kanalkapazität verhält sich dabei reziprok proportional zu dem im System vorhandenen Rauschen und gibt die maximal verwendbare Modulation implizit an (siehe Abbildung 2.12). Die maximale Kanalkapazität für jedes vorstellbare SNR wird dabei Shannon-Limit genannt und ist in Abbildung 2.12 in schwarz abgebildet. Eine Operation nahe des Shannon-Limits bedarf stets großer Kodierungsblocklängen, um bei der Dekodierung einen maximalen statistischen Mehrwert zu erreichen.

Während die Kodierung am Sender eines relativ geringen Aufwands bedarf, müssen Designer eines Empfängers auf die Limitierung durch die Dekodierung achten. Dabei muss stets ein Gleichgewicht zwischen theoretischer Effizienz und Hardware-Grenzen, durch Leistungsbegrenzung, Temperaturbereiche, Größe oder Latenz, hergestellt werden. Die einfachsten Kodierungen, auch Hamming-Codes genannt, wurden bereits in den 1980er Jahren experimentell evaluiert, während in ITU-T G.975 2004 [34] der weit verbreitete *Reed-Solomon-Code* (RS)( $n,k$ ) mit einem Kodierungsgewinn von etwa 6 dB standardisiert wurde.  $n$  gibt dabei die Länge des Codewortes und  $k$  die Länge der Nachricht in Byte an. Der Code RS(255,239) gilt als die Vorwärtsfehlerkorrektur erster Generation [35]. Das ITU-T G.975.1 [36] erweitert den RS-Code zu dem sog. Super-FEC-Ansatz, bei dem längere Blocklängen und die Kaskadierung mehrerer Codes zum Einsatz kommen [12, 37, 38].

Eine grundlegende Grenze bei der Gestaltung optischer Transportnetze gibt das *optische Signal-zu-Rauschverhältnis* (OSNR) vor. WDM-Netze müssen oberhalb ihrer OSNR-Grenze betrieben werden, um einen fehlerfreien Betrieb zu gewährleisten [39]. Neben den bisher genannten Verfahren der Kategorie *Hard-Decision-FEC* (HD-FEC) zur Aufweichung der OSNR-Grenzen, wird die *Soft-Decision-FEC* (SD-FEC) [40–42] immer populärer. Moderne Fehlerkorrektur-Decoder verwenden SD-FEC-Algorithmen. Hierdurch werden die Demodulatorausgänge fein quantisiert, was dem Dekodieralgorithmus nicht nur Zugang zu harten Entscheidungen des Demodulators, sondern auch ein Maß für die Zuverlässigkeit dieser Entscheidungen gibt. Bei der harten Dekodierung (HD-FEC) werden die empfangenen Werte direkt mit einem Schwellenwert verglichen, um eine Entscheidung bezüglich des gesendeten Wertes treffen zu können. Hier kommt es zu Informationsverlusten vor der Dekodierung/Entscheidung. Der Entscheider oder Decoder wählt dann anschließend das Codewort mit der geringsten Hamming-Distanz aus. Die Hamming-Distanz ist eine Metrik zum Vergleich zweier binärer Datenketten. Beim Vergleich binärer Datenketten gleicher Länge ist der Hamming-Abstand die Anzahl der Bitpositionen, in denen die beiden Bits unterschiedlich sind. Die



**Abbildung 2.13:** Simulierte pre- und post-FEC BER mit einer RS(255,239) FEC im AWGN-Kanal

weiche Dekodierung (SD-FEC) ist oft durch einen sog. Viterbi-Dekoder bzw. *Viterbi Algorithmus mit weichem Ausgang* (engl. Soft Output Viterbi Algorithm, SOVA) realisiert [43]. Hier werden die empfangenen Werte unabhängig vom Schwellenwert dem Decoder übergeben. Es wird das empfangene Codewort mit allen möglichen Codewörtern verglichen und das Codewort, das den minimalen euklidischen Abstand ergibt, ausgewählt. Somit verbessert eine SD-FEC den Entscheidungsprozess, indem sie zusätzliche Informationen über die Zuverlässigkeit dieser Entscheidung liefert.

Dies kann gerade bei stark verrauschten Systemen mit hoher Ausgangs-BER  $> 2 \cdot 10^{-2}$  zu einem immensen Kodierungsgewinn (1 - 2 dB) führen, verlangt aber ebenso hohe Anforderungen an die Dekodierungshardware. In dieser Arbeit finden generell zwei FECs ihre Anwendung. Zum einen wird die in [36] standardisierte HD-FEC RS(255,239) als Super-FEC mit einem Mehraufwand von 6,69% und einer Ziel-BER von  $3,8 \cdot 10^{-3}$  bezeichnet, zum anderen wird ebenso eine moderne SD-FEC mit einem Mehraufwand von 7% und einer Ziel-BER von  $2,2 \cdot 10^{-2}$  als Vergleich herangezogen.

Gerade bei flexiblen oder hybriden Modulationsformaten (Kapitel 6) ist die Wahl der FEC relevant und bedarf gesonderter Untersuchungen. Durch die nicht symmetrische Verteilung der binären Daten auf mehrere Bitströme sowie die nicht symmetrische Leistungsverteilung auf die Modulationsdimensionen, werden Annahmen zur Verwendung einer FEC ggfs. verletzt. Es entstehen nach Demodulation sog. Fehlerexplosionen (engl. Bursts), welche den Kodierungsgewinn einer FEC beeinträchtigen.

### 2.9 Ratenadaption

Eine zuverlässige Kommunikation in einem AWGN-Szenario ist möglich, wenn die Übertragungsrate pro Realdimension die Kapazitätsleistungsfunktion

$$C(P_s) = \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{P_s}{P_n} \right) \quad (2.18)$$

nicht überschreitet. Dabei stellt  $P_s$  die Sendeleistung,  $P_n$  die Rauschleistung und  $P_s/P_n$  das SNR dar [44]. Aus Gleichung 2.18 lässt sich schließen, dass ein Kommunikationssystem zur optimalen Ausnutzung seiner Kapazität die Übertragungsrate  $R$  an das SNR anpassen muss. Nur so kann eine leistungs- und bandbreiteneffiziente Übertragung für bestimmte SNR erreicht werden. Verschiedene Coderaten, Modulationskonstellationen und Baudraten sorgen für eine Adaption der Datenrate an einen Kommunikationskanal. Durch nicht optimale Anpassung und der damit verbundenen Abweichung von Gleichung 2.18 ist mit Einbußen von 2 bis 4,5 dB je nach Szenario bzw. SNR zu rechnen[45].

#### 2.9.1 Ratenadaptive Vorwärtsfehlerkorrektur

Durch eine serielle Verkettung von Kodierungen wie ein RS-Code oder eine Kodierung mit *Low-Density Parity-Check* (LDPC) ist es möglich raten-adaptive Kodierung umzusetzen [46]. Seriell verkettete RS-Codes werden sinngemäß auch als RS-RS-Codes bezeichnet. Ratenadaptive Kodierung ermöglicht es bei konstanter Symbolrate  $f_{\text{sym}}$  die erreichbare Datenrate  $R$  zu variieren.

Es gibt mehrere Möglichkeiten, Blockcodes mit variabler Rate zu erzeugen. Ein Ansatz besteht darin, unterschiedliche Codes mit unterschiedlichen Coderaten zu verwenden. Dies schlägt sich jedoch zu Lasten einer erhöhten Komplexität von Encoder und Decoder nieder. Alternative Ansätze bestehen darin, einen einzelnen Code, den sogenannten Muttercode, zu durchbohren (engl. puncture) oder zu verkürzen (engl. shorten), um abgeleitete Codes verschiedener Raten zu erzeugen.

Beim Punktieren werden Paritätsbits aus dem Codewort nach der Kodierung entfernt, und so die Coderate erhöht. Der Decoder behandelt dann die punktierten Paritätsbits als Löschungen. Ein Verkürzen löscht Informationsbits aus einem Codewort und verringert so die Coderate. Der Decoder kennt die Positionen und das Muster der gelöschten Bits. Bei der Verkürzung nimmt der Performanzverlust mit abnehmender Coderate zu.

Es kann ebenso ein Hybridverfahren zur Erzeugung von Kodierungen mit verschiedenen Raten verwendet werden. Es wird so ein Kompromiss zwischen Komplexität und Leistung hergestellt. Zuerst wird ein Muttercode ausgewählt, der eine bestimmte Coderate aufweist und in der Mitte des interessierenden Leistungsbereichs liegt. Höhere Coderaten werden durch Punktieren des Muttercodes erzeugt, niedrigere Coderaten werden durch Verkürzen des Muttercodes generiert.

Zur Ratenadaption gibt es zwei mögliche Kriterien: Das geschätzte SNR (Q-Faktor) oder das BER am Empfänger. Ein geschätztes SNR und das daraus resultierende BER in einem idealen AWGN-Kanal (Abschnitt 4.3.3.1) kann durch eine Look-Up-Tabelle anhand des minimal nötigen SNRs der verfügbaren Codes beispielsweise eines optimalen RS- $RS(n,k)$  ausgewählt werden. Es ist zu beachten, dass zur Adaption stets ein Rückkanal zum Sender notwendig ist.

Neben der Verkettung von RS-Codes ist es zudem möglich, auch andere Kodierungen zu verknüpfen. Eine Verkettung von RS und Kodierungen mit LDPC, welche sinngemäß als RS-LDPC bezeichnet werden, ermöglicht zudem eine effiziente Variation von Modulationsformaten. Die Verknüpfung von RS (HD-FEC) und LDPC (SD-FEC) steigert die Granularität der Adaptivität [47].

### 2.9.2 Probabilistische Formgebung

Eine weitere Möglichkeit zur effizienten Ratenadaption bietet die *probabilistische Formgebung* (engl. Probabilistic Shaping, PS) etablierter Konstellationen. Bei der PS wird durch geschickte Kodierung die Wahrscheinlichkeit des Auftretens bestimmter Symbole einer Konstellation optimiert [48, 49]. Ziel und Zweck ist es dabei auf Symbole mit großer Amplitude bzw. Leistung zu verzichten, um die mittlere Leistung trotz passabler Datenrate gering zu halten. Der Vorteil der Veränderung der Datenverteilung auf die Symbole liegt darin, dass der Detektor am Empfänger zur Dekodierung der Symbole mit der üblichen Symbolleistung arbeitet [50]. So können die Symbole bei einer geringen mittleren Leistung immer noch gut differenziert werden. Zusammengefasst arbeiten bei einem Systemdesign stets die folgenden Anforderungen gegeneinander:

1. Die Datenrate  $R$  (Bits/Symbol) wird maximiert.
2. Die Symbolleistung  $P_{\text{sym}}$  sollte groß sein, so dass der Detektor am Empfänger zuverlässig zwischen den Symbolen unterscheiden kann.

3. Die mittlere Leistung sollte gering sein, um das verfügbare (optische) Leistungsbudget effizient ausnutzen zu können.
4. Die mittlere Leistung sollte gering sein, um nichtlineare Einflüsse zu minimieren [51].

Das Vorgehen bei PS soll im Folgenden zum Verständnis anhand einer PAM-4 mit PS bei kohärenter Detektion dargestellt werden. Eine normierte bipolare PAM-4-Konstellation besteht aus den Symbolen

$$D_{\text{PAM-4}} = \{-a_2, -a_1, +a_1, +a_2\} \quad (2.19)$$

mit

$$a_1 = 0,4472 \quad (2.20)$$

und

$$a_2 = 1,3416 \quad (2.21)$$

und ist in Abbildung 2.7b dargestellt.

Es wird nun eine Symbolsequenz der Länge  $N_{\text{PAM}} = 4$  angenommen. Innerhalb dieser Sequenz ist zunächst prinzipiell jede Linearkombination aus den Symbolen  $D_{\text{PAM-4}}$  denkbar. Da lediglich die Amplitude der Symbole Auswirkungen auf die mittlere Leistung hat, ist das Vorzeichen der auftretenden Symbole aus  $D_{\text{PAM-4}}$  irrelevant. Es werden so alle möglichen Kombinationen der Vorzeichen verwendet. Die Auftrittshäufigkeit der Symbole mit großer Amplitude  $a_2$  soll nun minimiert werden. Es werden daher Kombinationen der Symbolsequenz der Länge  $N_{\text{PAM}} = 4$ , in welcher  $a_2$  mehr als einmal auftritt, verhindert. Es ergeben sich die folgenden Kombinationen:

$$S_1 = \{\pm a_2, \pm a_1, \pm a_1, \pm a_1\}, \quad (2.22)$$

$$S_2 = \{\pm a_1, \pm a_2, \pm a_1, \pm a_1\}, \quad (2.23)$$

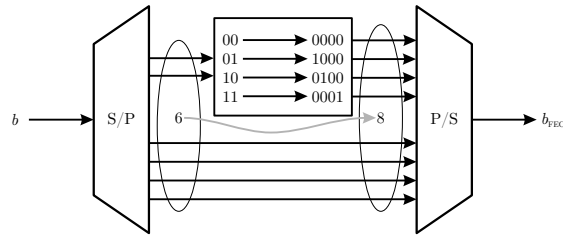
$$S_3 = \{\pm a_1, \pm a_1, \pm a_2, \pm a_1\}, \quad (2.24)$$

$$S_4 = \{\pm a_1, \pm a_1, \pm a_1, \pm a_2\} \quad (2.25)$$

und

$$S_5 = \{\pm a_1, \pm a_1, \pm a_1, \pm a_1\}. \quad (2.26)$$





**Abbildung 2.14:** Die Realisierung eines PS-Kodierers. Zwei Bits werden auf 4 Bits mit niedriger durchschnittlicher Leistung kodiert. Vier weitere Bits werden umgangen und zur Vorzeichenkodierung verwendet. Insgesamt verfügt der PS-Kodierer über sechs Eingangsbits und acht Ausgangsbits.

Wir erhalten insgesamt einen Formungssatz (engl. Shaping Set)

$$S = \{S_1, S_2, S_3, S_4, S_5\}. \quad (2.27)$$

Es ergeben sich aus  $S$  insgesamt  $|S| = 80$  mögliche Kombinationen, welche 6 Bit abdecken. Wir erhalten so die PS-Kodierungsrate

$$R_{\text{PS}} = \frac{\lfloor \log_2 |S| \rfloor}{N_{\text{PAM}}} = \frac{6}{4} \left[ \frac{\text{Bits}}{\text{Symbol}} \right]. \quad (2.28)$$

Die Kodierung aus dem vorangegangenen Modell kann realisiert werden, in dem stets die ersten vier Bits der insgesamt zur Verfügung stehenden acht Bits zur Kodierung der Leistung verwendet werden. Die letzten vier Bits sorgen somit für die Kodierung des Vorzeichens des Ausgangssymbols. Durch eine Realisierung, wie in Abbildung 2.14 dargestellt, kann so das Auftreten von Symbolen mit großer Leistung auf Kosten der Datenrate minimiert werden. Während das beschriebene Beispiel einfach gestaltet ist, besteht die Möglichkeit, eine PS auf beliebige Konstellationen anzuwenden. Sie ist dabei zunächst unabhängig von der DSP, dem Sender, dem Empfänger und der FEC. Eine Anpassung des Vorgehens bei der PS an die nachfolgende FEC ist jedoch zu präferieren [44].

### 2.9.3 Hybride Modulation

Die kohärente Demodulation in optischen Übertragungssystemen ermöglicht es, wie in Abschnitt 3.4.8 beschrieben, insgesamt vier Dimensionen zu modulieren. Die hybride flexible Modulation nutzt diese Eigenschaft, um eine variable Bitrate zu generieren, indem potentiell verschiedene, vergleichsweise einfache Modulationsformate, in den verfügbaren Modulationsdimensionen, kombiniert werden [52]. Mithilfe des Flex-PAM-Verfahrens können ganzzahlige Werte an *Bits pro Symbol* (engl. Bits per Symbol, BpS) durch Hybridisierung einfacherer reel-

ler Modulationsformate wie z.B. der PAM in den vier verfügbaren Modulationsdimensionen, erreicht werden. Obwohl Flex-PAM eine vergleichsweise niedrige Granularität im Vergleich zur *hybriden Modulation im Zeitbereich* (engl. Time-Domain Hybrid Modulation, TDHM) zulässt [53], weist sie im Gegenzug weitere wichtige Vorteile [54] auf.

Sie bietet die Möglichkeit, mehrere Datenflüsse zu einem Gesamtfluss zu kombinieren (Multiplexing), dabei können abhängig von den Anforderungen des Systems die Datenflüsse der verschiedenen Achsen Nutzern zugeordnet werden. Jeder Datenfluss kann jeweils mit unterschiedlichen Modulationsstufen und daraus resultierenden Raten moduliert werden. Ein weiterer großer Vorteil sind die bereits angesprochenen *Sender* (engl.: Transmitter, Tx)- und *Empfänger* (engl.: Receiver, Rx)-Strukturen einschließlich ihrer verarbeitenden DSP. Flex-PAM weist eine weniger komplexe DSP als andere Modulationsansätze, wie beispielsweise TDHM auf [55–58]. Insbesondere kann die Senderstruktur für Flex-PAM im Wesentlichen durch Elemente einer DSP für (standard) PDM-QAM durchgeführt werden, welche auf elektro-optischer Umsetzung durch verschachtelte MZMs und kohärenter Detektion am Empfänger basiert.

### 2.10 Zusammenfassung

Dieses Kapitel stellt Mittel bereit, um den Leser auf die Themen der folgenden Abschnitte vorzubereiten. Hierzu wurden zunächst mit Abbildung 2.1 generelle Systeme untersucht und der nötige Signalraum in Abschnitt 2.2 abgegrenzt.

Um eine Basis zur einheitlichen Schreibweise in der gesamten Arbeit zu gewährleisten, wurden zudem die relevanten Begriffe innerhalb der Algorithmen und Systeme eingeführt. Die hier beschriebenen Strukturen wie Variablen, Formelzeichen oder allgemeine Bezeichnungen finden sich in der gesamten Arbeit wieder.

Zur abschließenden Darstellung grundlegender algorithmischer Verfahren des Senders und Empfängers wurden die Grundlagen der digitalen Modulation erläutert.

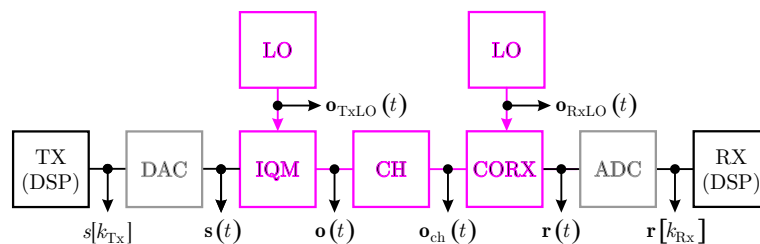
# Kapitel 3

## Kohärente faser-optische WDM-Systeme

Im Folgenden werden die optischen Grundlagen für kohärente Systeme mit WDM und PDM eingeführt und erläutert. Dazu werden in Abschnitt 3.4 zunächst kurz die Schlüsselkomponenten erörtert, um auf die systemspezifischen Aspekte eingehen zu können. In Abschnitt 3.6 werden abschließend zusätzlich Themen bezüglich Simulationen und Messungen im Labor diskutiert.

### 3.1 Einführung

Kohärente optische Übertragungssysteme spielen in der Nachrichtenübertragung eine große Rolle und sind Kernpunkte dieser Arbeit. Traditionell wird ein jedes System kohärent genannt, welches auf der Empfängerseite einen zur Senderseite äquivalenten angepassten Träger einsetzt, um das informationstragende Signal zu demodulieren [59]. Ein solches vereinfachtes System ist in Abbildung 3.1 dargestellt.



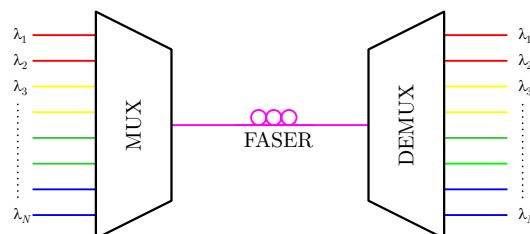
**Abbildung 3.1:** Blockschaltbild eines vereinfachten optischen kohärenten Systems mit Lokaloszillator (LO) und kohärentem Detektor (CORX)

In der optischen Nachrichtenübertragung spricht man meist von einem Laser bzw. einer *Lichtverstärkung durch angeregte Emission von Strahlung* (engl.: Light Amplification by

Stimulated Emission of Radiation, Laser), welche die gleiche Frequenz wie der Laser der Senderseite aufweist. So können mit Hilfe eines  $2 \times 4$   $90^\circ$ -Hybrids im kohärentem Detektor, Real- und Imaginärteil des informationstragenden Signals zurückgewonnen werden.

### 3.2 Systeme

Diese Arbeit umfasst die Betrachtung optischer Systeme mit WDM- und PDM-Komponenten. WDM ist eine Technik, die verschiedene Datenströme modulierter, optischer Trägersignale unterschiedlicher Wellenlängen, zur Datenübertragung innerhalb einer einzigen Glasfaser führt. Dazu werden die Signale, wie in Abbildung 3.2 dargestellt, am Sender *gebündelt* (engl. Multiplexed, MUX) sowie am Empfänger nach einer Übertragung *entbündelt* (engl. Demultiplexed, DEMUX). WDM ist ähnlich dem *Frequenzmultiplexverfahren* (engl.: Frequency Division Multiplexing, FDM) bezieht sich aber auf die Wellenlänge des Trägers. WDM wird auf das gesamte zur Verfügung stehende elektromagnetische Spektrum bezogen, während FDM sich auf Radiofrequenzen (RF) bezieht. Jeder WDM-Kanal kann somit mehrere HF-Signale in Kombination mit FDM oder *Zeitmultiplexverfahren* (engl.: Time Division Multiplexing, TDM) tragen. WDM erhöht nicht nur die Kapazität einer Glasfaser, sondern ermöglicht ebenso das effiziente Routen von Lichtsignalen innerhalb eines Netzes mithilfe von *re-konfigurierbaren optischen Add-Drop-Multiplexern* (engl. Reconfigurable Optical Add-Drop Multiplexer, ROADM). Die Kapazität der Glasfaser ist äquivalent zur Kanalkapazität durch die maximale Effizienz in Bits/Hz definiert. Im Rahmen dieser Arbeit wird ein WDM-Szenario in einem 0,3 nm (37,5 GHz) Raster untersucht. Das Raster eines WDM-Systems ist durch den Kanalabstand definiert und wird somit durch die für die einzelnen Kanäle zur Verfügung stehende Bandbreite spezifiziert.



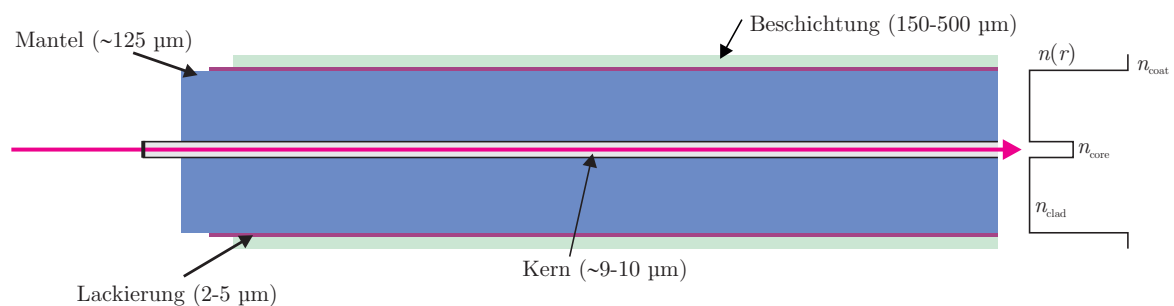
**Abbildung 3.2:** Schema einer WDM-Übertragung

### 3.3 Die Glasfaser

In der Glasfaser wird das informationstragende Licht geführt und sie dient zur optischen Nachrichtenkommunikation. Eine Glasfaser wird im Deutschen auch Lichtwellenleiter genannt. Sie ist eine aus Glas bestehende lange dünne Faser und entwickelte sich seit den 1960er Jahren durch die Empfehlung von Charles Kao zum bis dato unangefochtenen Medium zur Datenübertragung [60]. Kao stellte fest, dass lediglich die Reinheit des Glases für die Qualität der Signalübertragung maßgeblich ist und andere Effekte die Übertragungsqualität im Vergleich wenig beeinflussen [61].

Die Glasfaser konnte aufgrund ihrer hohen Verluste durch fehlende Reinheit von 1000 dB/km damals noch nicht zur Signalübertragung genutzt werden, deshalb wird bis heute daran gearbeitet, die Reinheit zu erhöhen und die Dämpfung des Lichtwellenleiters zu reduzieren. Die erste *Einmodenfaser* (engl.: Single Mode Faser, SMF) mit einer Dämpfung von unter 20 dB/km wurde von einer Gruppe Wissenschaftlern des Unternehmens Corning Glass Works in den USA entwickelt. Für die Herstellung dieser Faser wurde Kieselglas mit Titan kombiniert. Mit dieser Entwicklung wurde die Schwelle zur Anwendbarkeit der Glasfaser als Übertragungsmedium überschritten [62, 63].

Ende der 1970er Jahre wurde mit der Entwicklung der *Standard-Einmodenfaser* (engl.: Standard Single Mode Fiber, SSMF) bei einer Wellenlänge von 1550 nm eine Dämpfung von nur noch 0,2 dB/km erreicht [63]. In Abbildung 3.3 ist der Aufbau einer SSMF mit Kern, Mantel und Beschichtung schematisch dargestellt. Im Kern wird der Großteil der Leistung übertragen. Dieser besitzt eine relativ hohe Brechzahl  $n_{\text{core}}$ . Sowohl Kern als auch Mantel bestehen aus einem Quarzglas oder Kunststoff. Der Mantel besitzt im Gegensatz zum Kern eine niedrigere Brechzahl  $n_{\text{clad}}$ . Durch die unterschiedlichen Brechzahlen wird eine Führung des Lichtstrahls sichergestellt, da es am Übergang zum Mantel im Idealfall zu einer Totalreflexion des im Kern laufenden Lichtstrahls kommt. Tatsächlich wird das Licht in Richtung des



**Abbildung 3.3:** Schematischer Aufbau einer SSMF

Mantels immer wieder in den Kern zurückgebeugt. So dehnt sich das Signalleistungsprofil innerhalb der Glasfaser in den Mantel aus, auch wenn dort nur geringe Anteile an Leistung übertragen werden.

Die Beschichtung hat eine höhere Brechzahl  $n_{\text{coat}}$ , die dazu dient, über den Mantel eingekoppelte Lichtstrahlen zu absorbieren, damit sich diese nicht über lange Strecken im Mantel ausbreiten können. Hauptsächlich dient die Beschichtung des Lichtwellenleiters zum Schutz vor äußeren Einflüssen. In dieser Arbeit soll ausschließlich auf die Verwendung von optischen SMFs eingegangen werden, in denen es durch deren Aufbau bedingt nur zur Übertragung einer Mode in der Faser kommt [64]. Bei der Übertragung in der Glasfaser als Lichtwellenleiter treten neben der Dämpfung verschiedene Effekte auf, welche in Kapitel 4 genauer erläutert werden.

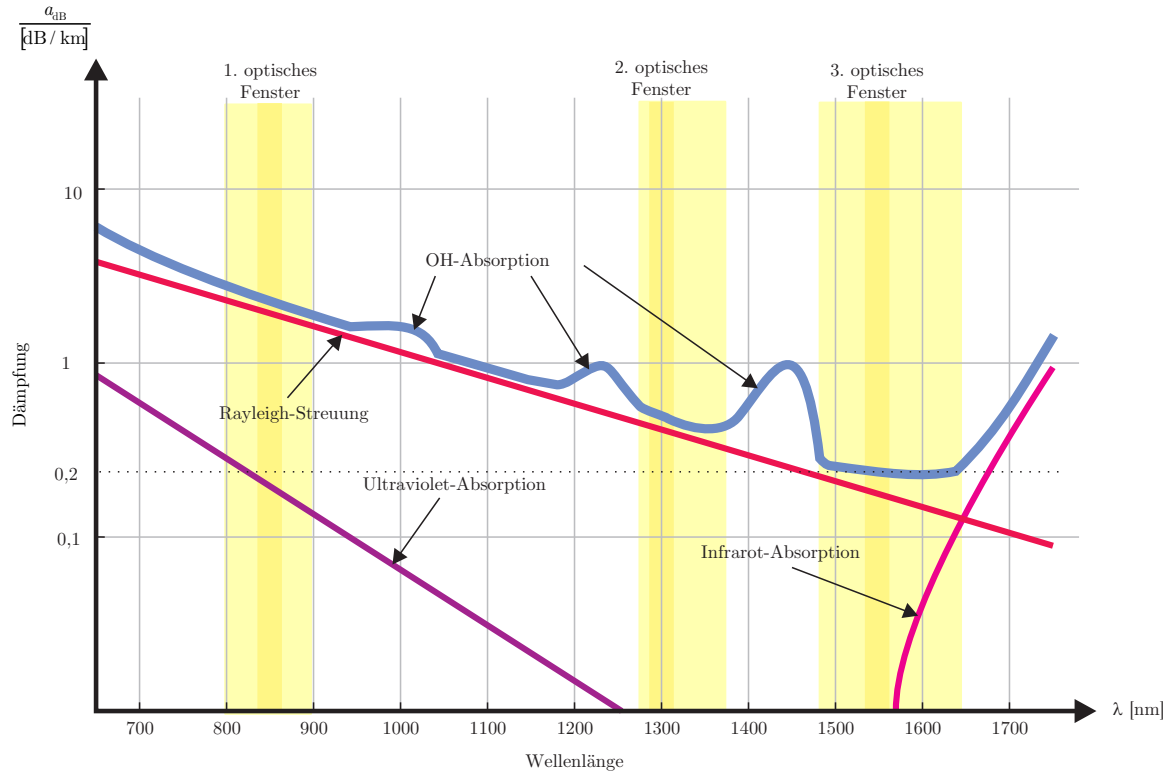
### 3.3.1 Lineare Effekte der Faser

Effekte werden als linear bezeichnet, sofern sie nicht von der Amplitude des Feldes (Signal) und somit auch nicht von der Leistung des modulierten Trägers abhängen [65]. Zudem ist ein Effekt auf ein Signal (Feld) nur dann linear, wenn keine neuen Frequenzanteile entstehen.

#### 3.3.1.1 Dämpfung

Als Dämpfung bezeichnet man jeglichen Effekt, welcher die Amplitude bzw. die Leistung degradiert. Es ist dabei unabhängig, ob dieser Effekt direkt oder mit fortschreitender Ausbreitung auftritt. Betrachtet man elektromagnetische Wellen wird ein Dämpfungseffekt oft dann beobachtet, wenn die Welle Materie durchdringt und einer dielektrischen Absorption ausgesetzt ist [66]. Im Falle eines optischen Systems kommt es, neben der Hauptdämpfungsquelle der Glasfaser, zu Einfügedämpfungen von elektrischen und optischen Bauteilen. Auch die Verbindung kaskadierter Bauteile führt zur Dämpfung bei Faserverbindungen (Spleiße) und zur Dämpfung durch elektrische Kabelverbindungen, welche im Normalfall sehr kurzgehalten werden. Zudem gibt es sog. Dämpfungsglieder, die bewusst eine Dämpfung herbeiführen.

Der in der Faser geführte Lichtstrahl behält seine Intensität mit der Ausbreitung über eine Strecke nicht bei. Diese Dämpfung wird durch die Effekte in Tabelle 3.1 beschrieben und in Abbildung 3.4 dargestellt. Optische Fenster beschreiben die Wellenlängenbereiche, die besonders günstig für eine Übertragung sind und ein lokales Minimum in der Dämpfung



**Abbildung 3.4:** Optische Dämpfung über das verfügbare optische Spektrum einer Glasfaser in [nm]

aufweisen [67]. Durch einen geringen negativen Einfluss der Dämpfungseigenschaften einer Faser ergeben sich diese genannten Bereiche. In dieser Arbeit wird das dritte optische Fenster für eine Übertragung bei einer Trägerfrequenz von 1550 nm verwendet. Im Wellenlängenbereich um 1550 nm beträgt die gesamte Dämpfung etwa 0,2 dB/km [64]. Die Dämpfung über 100 km beträgt also 20 dB und kann ohne Wiederverstärkung überbrückt werden. Für die optische Leistung  $P_{\text{SSMF}}(t)$  und die Einhüllende  $o_{\text{SSMF}}(t)$  gelten bei einer verlustbehafteten Faserübertragung der Länge  $L$  [68]:

$$P_{\text{SSMF}}(t) = P(t) \cdot 10^{\frac{\alpha_{\text{dB}}}{10} \cdot L} \quad (3.1)$$

und

$$o_{\text{SSMF}}(t) = o(t) \cdot 10^{\frac{\alpha_{\text{dB}}}{20} \cdot L}. \quad (3.2)$$

Viele optische Materialien und daraus hergestellte Komponenten reagieren unterschiedlich auf die verschiedenen Polarisationskomponenten im Licht. Einige Komponenten, in denen diese Polarisierungseffekte genutzt werden, sind Isolatoren, Zirkulatoren und akusto-optisch

Bezeichnung	Beschreibung
Rayleigh-Streuung	Herstellungsbedingte Dichtestörungen im Kern der Faser führen zu Streuungen an Störstellen.
Infrarot-Absorption	Molekülschwingungen des verwendeten Wellenleitermaterials rufen Absorption hervor.
Ultraviolett-Absorption	Die Wechselwirkung des Lichts mit den Elektronen des Fasermaterials sorgt für zusätzliche Absorption.
OH-Absorption	Verunreinigungen im Lichtwellenleiter bringen Absorption mit sich.
Spleiße/Steckverbindungen	Bei Verbindungen zweier Fasern kommt es aufgrund von Reflexionen, Schmutz oder Dichtestörungen zu Verlusten.

**Tabelle 3.1:** Effekte innerhalb einer Glasfaser, die zur Dämpfung beitragen

abstimmbare Filter. Die beiden Polarisationsmoden erfahren bei vielen dieser Komponenten unterschiedliche Verluste. Diese Abhängigkeit eines Verlustes vom Polarisationszustand des Eingangslichts wird als *polarisationsabhängiger Verlust* (engl. Polarization-dependent Loss, PDL) bezeichnet und ist ein wichtiges Merkmal, das für die meisten Komponenten angegeben wird.

### 3.3.1.2 Chromatische Dispersion

Unter Dispersion versteht man in der Physik die Abhängigkeit der Ausbreitungsgeschwindigkeit einer elektrischen Welle von seiner Frequenz [69]. Im Falle der optischen Nachrichtenübertragung spricht man auch von *chromatischer Dispersion* (CD) oder dispersivem Verhalten der optischen Faser. Im Gegensatz zur Ausbreitung im Vakuum ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit des Lichts in der optischen Glasfaser von der Wellenlänge des Lichtes abhängig. Gründe hierfür sind bei der SSMF der frequenzabhängige Brechungsindex  $n(\lambda)$  im Kern und Mantel und deren geometrische Eigenschaften zur Leitung von Licht. Da zur Übertragung von Informationen ein breites Spektrum (mehrere GHz) an Licht verwendet wird, erreichen die einzelnen Spektralanteile den Empfänger auch mit unterschiedlichen Laufzeiten und somit unterschiedlicher Phasenlage. Man erhält eine verzerrte Signalform. Es ergibt sich für



eine dispersive, verlustlose Faser folgendes Ausgangssignal [70, 71]:

$$O_{\text{CD}}(f) = O(f) \cdot \exp(-j \cdot b_{\text{CD}}(f)), \quad (3.3)$$

wobei  $b_{\text{CD}}(f)$  dem Phasenfrequenzgang einer Glasfaser mit dispersivem Verhalten entspricht.

Für kleine Änderungen der Frequenz um die Mittenfrequenz  $f_c$  ( $\lambda_c$ ) (Trägerfrequenz/Trägerwellenlänge) kann der Phasenfrequenzgang der chromatischen Dispersion als Taylorreihe entwickelt werden [72, 73]:

$$b_{\text{CD}}(\omega) = \left( \beta_0 + \underbrace{\frac{\partial \beta}{\partial \omega} \Big|_{\omega=\omega_c}}_{\beta_1} \cdot \overbrace{(\omega - \omega_c)}^{\Delta \omega} + \frac{1}{2} \underbrace{\frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2} \Big|_{\omega=\omega_c}}_{\beta_2} \cdot (\Delta \omega)^2 + \frac{1}{6} \underbrace{\frac{\partial^3 \beta}{\partial \omega^3} \Big|_{\omega=\omega_c}}_{\beta_3} \cdot (\Delta \omega)^3 + \dots \right) \cdot L \quad (3.4)$$

bzw.

$$b_{\text{CD}}(f) = \left( \beta_0 + \beta_1 \cdot 2\pi \Delta f + \frac{\beta_2}{2} \cdot (2\pi \Delta f)^2 + \frac{\beta_3}{6} \cdot (2\pi \Delta f)^3 + \dots \right) \cdot L, \quad (3.5)$$

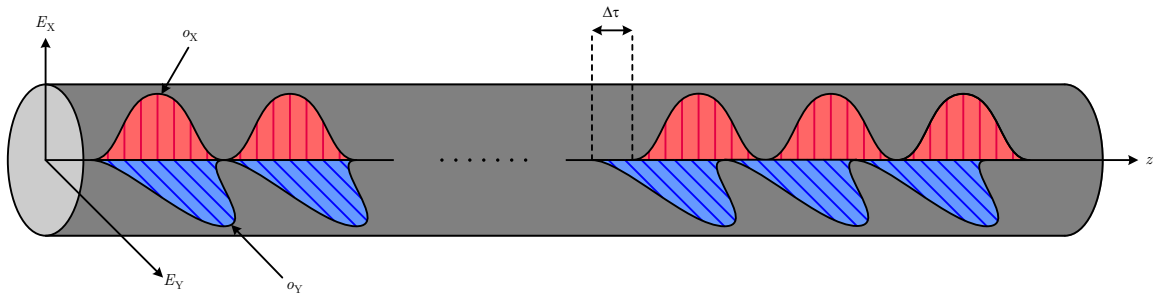
$$H_{\text{CD}}(f) = \exp \left( -j \left( \beta_0 + 2\pi f \beta_1 + \frac{1}{2} (2\pi f)^2 \beta_2 + \frac{1}{6} (2\pi f)^3 \beta_3 \right) \cdot L \right). \quad (3.6)$$

$\beta_0$  beschreibt im Allgemeinen einen konstanten Phasenterm des Trägers und kann zur Betrachtung vernachlässigt werden. Aus  $\beta_1$  resultiert eine konstante Laufzeit  $\tau_g$  und Gruppengeschwindigkeit  $\nu_0$  für die der Zusammenhang gilt:

$$\tau_g = \frac{\beta_1}{\omega_c} = \frac{\beta_1}{2\pi f_c} = \frac{L}{\nu_0}. \quad (3.7)$$

$\beta_1$  sorgt für keine Signalverformung und kann für die Beschreibung dispersiver Anteile vernachlässigt werden [68]. Diese Laufzeitverzögerung wird im Allgemeinen auch Gruppenlaufzeit oder Gruppenverzögerung (engl. Group Delay) genannt.

Alle Terme höherer Ordnung beschreiben die eigentliche chromatische Dispersion der Faser. Für eine SSMF können im Allgemeinen Terme mit einer höheren Ordnung als drei vernachlässigt werden. Es fällt bei einer Übertragung eines Kanals abhängig von Bitrate und Pulsdauer aufgrund der vergleichsweise geringen Bandbreite meist der kubische Term weg [64]. Die Wellenlänge, bei der  $\beta_2$  gleich Null ist, wird auch Null-Dispersionswellenlänge (engl. Zero-Dispersion Wavelength) genannt. Sie wird mit  $\lambda_{\text{ZD}}$  bezeichnet und liegt bei einer SSMF etwa bei 1310 nm. Durch Dotierung ist es möglich, die Null-Dispersionswellenlänge



**Abbildung 3.5:** Darstellung von *Polarisationsmodendispersion* (PMD) erster Ordnung

in Richtung des Fensters mit minimaler Dämpfung auf 1550 nm zu verschieben. Die Frequenzantwort aus Gleichung 3.6 wird äquivalent durch die folgende lineare Differentialgleichung beschrieben:

$$\frac{\partial o(z,t)}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} o(z,t) - \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2}{\partial t^2} o(z,t) - \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3}{\partial t^3} o(z,t) = 0. \quad (3.8)$$

Werte für  $\beta_2$  und  $\beta_3$  werden dabei aus experimentellen Messungen herausgezogen und auf entsprechende Faserlängen normiert [68].

### 3.3.1.3 Polarisationsmodendispersion

In der Vergangenheit spielte die Polarisationsmodendispersion in der SMF beim Design von Lichtwellensystemen oft eine vernachlässigbare Rolle, da die CD weitaus größere Einschränkungen mit sich bringt. Die Polarisationsmodendispersion erhält mit wachsenden Datenraten jedoch eine immer wichtigere Rolle [74] und soll im Folgenden diskutiert werden. PMD spielt besonders dann eine wichtige Rolle, wenn in modernen Fernkommunikationssystemen EDFAs eingesetzt werden, um Verluste auszugleichen. So wie sich über die Länge einer Kommunikationsverbindung Signalverzerrungen durch Streuung und Nichtlinearitäten akkumulieren, so summieren sich die durch Doppelbrechung hervorgerufenen Signalverzerrungen bzw. durch die PMD [75]. Physikalisch gesehen hat die PMD ihren Ursprung in der Doppelbrechung der Glasfaser. Die Doppelbrechung in der SSMF mit Werten von  $\Delta n/n \approx 10^{-7}$  ist absolut gesehen gering und weist im Vergleich zur CD oder Nichtlinearität eine entsprechend kurze Schwebungslänge von etwa 10 m auf. Die Schwebungslänge von CD beträgt typischerweise hunderte von Kilometern. Das würde bedeuten, dass die Doppelbrechung als groß angesehen werden sollte. Diese große Doppelbrechung wäre in Kommunikationssystemen ohne eine Kompensation verheerend. Da die Ausrichtung der Doppelbrechung jedoch

zufällig auf einer Längenskala von etwa 100 m variiert, tendieren die Effekte durch PMD dazu, sich durch die rapide Variation der Orientierung herauszumitteln. Der übrig bleibende Effekt *differentielle Laufzeitverzögerung* (engl.: Differential Group Delay, DGD) führt zur Impulsverbreiterung des Zeitsignals und wird als *Polarisationsmodendispersion* (PMD) bezeichnet.

Innerhalb einer ideal rotationssymmetrischen SSMF breiten sich zwei (X & Y) entartete orthogonal zueinander polarisierte Moden aus [76]. Da eine reale Faser jedoch durch Herstellungsprozesse und/oder mechanische Belastungen Asymmetrien aufweist, ist diese nicht ideal rotationssymmetrisch und weist zusätzliche Doppelbrechungseffekte auf [77, 78]. Diese Doppelbrechung hat zur Folge, dass die innerhalb der Faser propagierenden Wellen der beiden Polarisierungen nicht mehr entartet sind und unterschiedliche Ausbreitungskonstanten  $\beta_X$  und  $\beta_Y$  aufweisen. Neben dem Laufzeitunterschied kommt es innerhalb der Faser zwischen den beiden Polarisierungen zu einem Leistungsaustausch derselben. Dieser Effekt wird auch als Modenkopplung bezeichnet [79].

Der Einfluss des DGD eines solchen kurzen polarisationserhaltenden Faserstücks manifestiert sich direkt durch den deterministischen Laufzeitunterschied

$$\Delta\tau = \frac{\partial}{\partial\omega}(\beta_X(\omega) - \beta_Y(\omega)) \cdot L = \left( \frac{\Delta n_{\text{eff}}}{c} - \frac{\omega}{c} \cdot \frac{\partial\Delta n_{\text{eff}}}{\partial\omega} \right) \cdot L. \quad (3.9)$$

Sie ist von den unterschiedlichen Brechungsindizes  $n_X$  und  $n_Y$  der beiden Polarisierungen mit

$$\Delta n_{\text{eff}} = n_X - n_Y \quad (3.10)$$

und der Faserlänge  $L$  abhängig [77].

Da sich die Asymmetrien entlang der Faser deutlich unterscheiden, treten die Effekte von PMD entlang der Faser in unterschiedlichen Ausmaßen auf.

Bezogen auf PMD kann man sich die lineare Faser auch als viele zusammenhängende polarisationserhaltene, kurze Faserstücke bzw. *Verzögerungsplatten* (engl.: Waveplates, WP) vorstellen [80]. Die Länge solcher Faserstücke variiert je nach Art der Faser zwischen 0,3 und 300 m. Der Einfluss des reinen Laufzeitunterschieds innerhalb eines Faserstücks wird als PMD erster Ordnung bezeichnet, während die Kaskade vieler solcher statistischen WPs PMD aller Ordnungen modellieren [81–83]. Eine solche Kaskade zur Modellierung von PMD

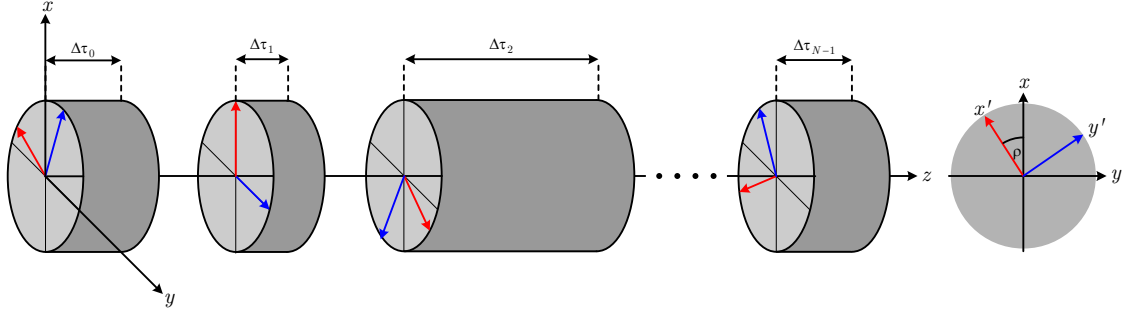


Abbildung 3.6: WP-Modell zur Modellierung linearer PMD

ist in Abbildung 3.6 dargestellt. Für das optische Signal

$$\mathbf{O}(f) = \begin{bmatrix} O_X(f) \\ O_Y(f) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

am Ausgang eines solchen polarisationserhaltenen linearen Faserstücks gilt [84]

$$\mathbf{O}_{\text{out}}(f) = T(f) \cdot \mathbf{O}_{\text{in}}(f) \quad (3.12)$$

mit

$$T(f) = S \cdot \begin{bmatrix} \exp(j2\pi f \frac{\Delta\tau}{2}) & 0 \\ 0 & \exp(-j2\pi f \frac{\Delta\tau}{2}) \end{bmatrix} \cdot S^{-1} \quad (3.13)$$

und der Streumatrix (engl. Scattermatrix)

$$S = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & -\sin(\rho) \cdot e^{-j\delta} \\ \sin(\rho) \cdot e^{j\delta} & \cos(\rho) \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

wobei  $\rho$  den Winkel zwischen der schnelleren Polarisation  $x'$  und der x-Achse eines ortsfesten Bezugskordinatensystems entsprechend Abbildung 3.6 angibt.  $\delta$  ist der Differenzphasenwinkel zwischen der schnellen und langsamen Achse und beschreibt implizit die Elliptizität der Faser. Die Modenkopplung ergibt sich durch den Leistungsaufteilungsfaktor  $\gamma_P = \cos^2(\rho)$ . Es ist zu beachten, dass durch die Modenkopplung und Ausbreitung von  $\mathbf{o}(t)$  in einer SSMF in Kombination mit den Nichtlinearitäten aus Abschnitt 3.3.2 weitere Effekte auf das Signal einwirken. Die Modellierung und Auswirkungen werden in Abschnitt 3.3.2.3 erläutert.

### 3.3.2 Nichtlineare Effekte der Glasfaser

Obwohl die Glasfaser ein näherungsweise lineares Übertragungsmedium ist, wurde ihre geringe Nichtlinearität, vor allem durch den Kerr-Effekt, mit dem Aufkommen des *erbiumdotierten Faserverstärkers* (engl.: Erbium Doped Fiber Amplifier, EDFA) wichtig. Der EDFA ermöglicht die Übertragung von Lichtsignalen durch Glasfasern über transozeanische Entfernungen ohne Regeneration, so dass sich der negative Effekt der Nichtlinearität akkumuliert. Wenn sich Licht mithilfe von EDFAs über tausende von Kilometern durch Glasfasern bewegt, kann der Effekt der Nichtlinearität nicht mehr ignoriert werden.

Die Reaktion eines Dielektrikums auf Licht verhält sich generell nichtlinear für elektrische Felder, und die Glasfaser ist da keine Ausnahme [85]. Aufgrund des kleinen Durchmessers einer Glasfaser und der dazu relativ hohen Leistung pro Durchgangsfläche, spielen nichtlineare Effekte eine wesentliche Rolle im Design von modernen Lichtleitersystemen [86]. Einerseits kann es durch Nichtlinearitäten zu erheblichen signifikanten Verzerrungen kommen, welche insbesondere in Verbindung mit dem spontanen Emissionsrauschen der EDFAs verstärkt werden, andererseits kann es wie bei Solitonen im Wechselspiel mit der Dispersion zur gegenseitigen Aufhebung kommen [87]. Viele nichtlineare Effekte in Glasfasern [76] können zu Störungen innerhalb eines Kanals oder zu Kanalübersprechen führen, welches die Systemleistung erheblich beeinträchtigt [88, 89].

Während in Abschnitt 3.3.1 alle signifikanten linearen Effekte erläutert werden, sollen die nachfolgenden Abschnitte 3.3.2.1 bis 3.3.2.3 ebenso alle signifikanten nichtlinearen Effekte, welche das Signal während der Übertragung innerhalb der Glasfaser beeinträchtigen, umfassen.

#### 3.3.2.1 Nichtlineare Phasenmodulation

Als erste und wichtigste nichtlineare Effekte sind alle leistungsabhängigen Effekte zu nennen, die zur nichtlinearen Phasenmodulation führen. Während der Brechungsindex  $n$  von Silizium in allen bisherigen linearen Betrachtungen (wie z.B. der chromatischen Dispersion in Abschnitt 3.3.1.2) als leistungsunabhängig angenommen wurde, besteht in der Realität durchaus ein nichtlinearer Zusammenhang zwischen dem Brechungsindex und der Intensität des Signals. Durch den sog. Kerr-Effekt erhöht sich  $n(P)$  mit steigender Leistung  $P$ . Der leistungsabhängige Brechungsindex  $n(P)$  setzt sich also aus einem linearen Teil  $n$  und einem

## Kapitel 3 Kohärente faser-optische WDM-Systeme

---

weiteren nichtlinearen Teil zusammen:

$$n(P) = n + \bar{n} \cdot \frac{P}{A_{\text{fiber}}}. \quad (3.15)$$

$\bar{n}$  entspricht dem nichtlinearen Brechungsindexkoeffizienten und  $A_{\text{fiber}}$  der effektiven Modenfläche innerhalb der Faser. Der Wert von  $\bar{n}$  wird in der Literatur mit  $2.6 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$  für Glasfasern angegeben und variiert geringfügig je nach Art der Faser [85]. Dies bedeutet, dass selbst Leistungsniveaus von 1 mW (0 dBm) zu einem minimalen Einfluss ( $< 10^{-12}$ ) des Brechungsindex führen.

Der Einfluss des Kerr-Effekts auf die komplexe Einhüllende  $o(z,t)$  kann mathematisch durch eine Erweiterung der linearen Differentialgleichung 3.8 aus Abschnitt 3.3.1.2 beschrieben werden. Hieraus resultiert die weit verbreitete *nichtlineare Schrödingergleichung* (engl. Non-linear Schrödinger Equation, NLSE) zur Beschreibung der Wellenausbreitung in optischen Medien:

$$\frac{\partial o(z,t)}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} o(z,t) - \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2}{\partial t^2} o(z,t) - \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3}{\partial t^3} o(z,t) = -j\gamma |o(z,t)|^2 o(z,t) \quad (3.16)$$

wobei  $\gamma$  den nichtlinearen Koeffizienten beschreibt. Der nichtlineare Koeffizient der NLSE ist mathematisch gegeben durch

$$\gamma = \frac{2\pi\bar{n}f_c}{cA_{\text{fiber}}}. \quad (3.17)$$

Werte für  $\bar{n}$  und  $A_{\text{fiber}}$  werden üblicherweise im Datenblatt der Glasfaser angegeben. Für  $\gamma$  ergeben sich für gängige Fasern Werte zwischen 1 und 5  $(\text{W} \cdot \text{km})^{-1}$ .

Betrachtet man eine Einkanalübertragung, resultiert der Kerr-Effekt in einer Modulation der Phase des übertragenen Signals selbst. Dieser Effekt wird dann auch *Selbstphasenmodulation* (engl.: Self-Phase Modulation, SPM) genannt. Befindet sich der betrachtete Kanal innerhalb eines WDM-Szenarios, entstehen nichtlineare Intermodulationsprodukte. Diese Produkte können in die *Kreuzphasenmodulation* (engl.: Cross-Phase Modulation, XPM) und die *Vierwellenmischung* (engl. Four-Wave Mixing, FWM) unterteilt werden. SPM, XPM und FWM sollen in den nachfolgenden Abschnitten kurz beschrieben werden.

### Selbstphasenmodulation

Zur Deutung der SPM betrachten wir die Ausbreitung innerhalb der Faser, beschrieben durch Gleichung 3.16, zunächst ohne den Einfluss der Dispersion:

$$\frac{\partial o(z,t)}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} o(z,t) = -j\gamma |o(z,t)|^2 o(z,t). \quad (3.18)$$

Für die induzierte Phasenmodulation  $\phi_{\text{SPM}}$  ergibt sich [68]

$$\phi_{\text{SPM}}(L,t) = -\gamma |o(0,t)|^2 \cdot \underbrace{\frac{1 - \exp(-\alpha L)}{\alpha}}_{L_{\text{eff}}}. \quad (3.19)$$

$L_{\text{eff}}$  gibt dabei die effektive Faserlänge an und entspricht der Länge mit gleicher akkumulierter Leistung ohne Dämpfung.

### Kreuzphasenmodulation

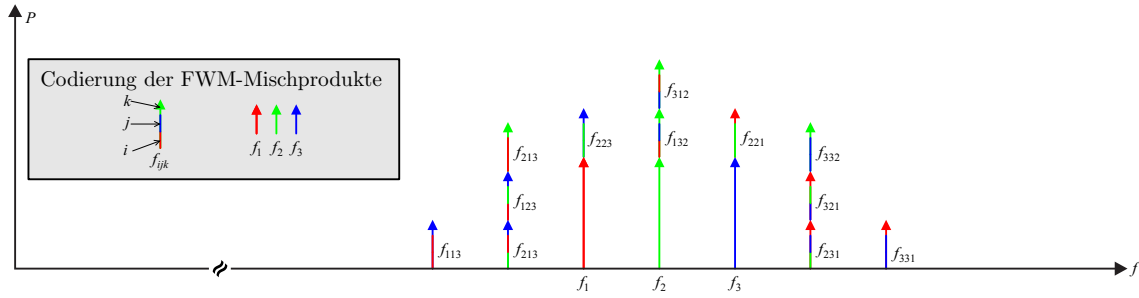
Die Intensitätsabhängigkeit des Brechungsindex aus Gleichung 3.15 führt noch zu einem anderen nichtlinearen Phänomen. Es ist bekannt als *Kreuzphasenmodulation* (engl.: Cross-Phase Modulation, XPM). Im Gegensatz zum Einfluss durch SPM, wird die XPM nicht durch die Leistung des betrachteten Signals selbst, sondern durch die Summe der Leistungen aller nebenlaufenden (WDM-)Kanäle definiert [76, 85]. Um den Effekt zu verdeutlichen, wird der sog. *Ansatz geteilter Kanäle* (engl. Separated Channel Approach, SCA) herangezogen. Wird hierbei der Einfluss aller nebenlaufenden Kanäle für den jeweils betrachteten Kanal  $o_i(z,t)$  einzeln berechnet, anstatt das gesamte Feld zu berechnen, ergibt sich:

$$\begin{aligned} \frac{\partial o_i(z,t)}{\partial z} + \frac{\alpha}{2} o_i(z,t) - \frac{j}{2} \beta_{2i} \frac{\partial^2}{\partial t^2} o_i(z,t) - \frac{1}{6} \beta_{3i} \frac{\partial^3}{\partial t^3} o_i(z,t) \\ = -j\gamma_i \left( |o_i(z,t)|^2 + 2 \sum_{k \neq i} |o_k(z,t)|^2 \right) o_i(z,t). \end{aligned} \quad (3.20)$$

Der Index  $i$  gibt dabei den betrachteten Kanal und  $k$  alle nebenlaufenden Kanäle an. Im Unterschied zur SPM korreliert die resultierende Phasenmodulation nicht mit der Leistung des Signals, sondern mit den unkorrelierten Leistungen aller anderen Signale  $|o_k(z,t)|^2$ . Der Faktor „2“ in Gleichung 3.20 rührt von der nichtlinearen Empfindlichkeit und zeigt, dass XPM einen doppelt so großen Einfluss wie SPM bei gleicher Leistung hat [76, 85]. Zudem liegt der Ursprung in einem WDM-Szenario spektral getrennt.

### Vierwellenmischung

Breiten sich drei elektrische Felder im optischen Spektrum mit den Frequenzen  $f_i$ ,  $f_j$  und  $f_k$  gleichzeitig innerhalb einer Glasfaser aus, wird eine vierte neue Frequenz  $f_{ijk}$  angeregt, und es erhöht sich die Amplitude derselben [76, 85, 90]. Dieses Phänomen resultiert ebenso aus dem leistungsabhängigen Brechungsindex und wird *Vierwellenmischung* (engl. Four-Wave



**Abbildung 3.7:** Übersprechen von drei interagierenden Frequenzen  $f_i$ ,  $f_j$  und  $f_k$  bei FWM und deren generierten Störfrequenzen  $f_{ijk}$

Mixing, FWM) genannt. Das generierte vierte optische Feld steht dabei durch

$$f_{ijk} = f_i \pm f_j \pm f_k \quad (3.21)$$

in direktem Zusammenhang zu den anderen drei interagierenden Frequenzen [85]. Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 3.7 abstrakt dargestellt.

Prinzipiell sind dabei verschiedene Kombinationen von Addition und Subtraktion möglich. Praktisch kommt es durch fehlende Phasenübereinstimmungen allerdings nicht zu allen Kombinationen [68]. Am kritischsten ist dabei die Kombination  $f_{ijk} = f_i + f_j - f_k$  mit  $f_i \neq f_k$  und  $f_j \neq f_k$ , denn abhängig von den individuell interagierenden Frequenzen, kann das Stör- bzw. Schwebungssignal  $f_{ijk}$  sehr nah an, oder sogar innerhalb der betrachteten Kanalbandbreite liegen. In diesem Fall kommt es zu signifikantem Übersprechen der Kanäle.

Auf physikalischer Ebene kann der FWM Prozess als Streuprozess angesehen werden, wobei zwei Photonen mit den Energien  $2\pi h f_1$  und  $2\pi h f_2$  in zwei neue Photonen mit den Energien  $2\pi h f_3$  und  $2\pi h f_4$  gewandelt werden. Die Phasengleichheitsbedingung ergibt sich dann aus der Anforderung der Impulserhaltung. Es ergibt sich nach [68, 85] zwischen Phasenversatz  $\Delta_{\text{FWM}}$  und Kanalabstand  $\Omega_{\text{WDM}}$  die Beziehung

$$\Delta_{\text{FWM}} = 2\beta_2 \Omega_{\text{WDM}}^2. \quad (3.22)$$

Da sich die Leistung der durch FWM generierten Frequenzen mit der Faserlänge erhöht, ist die maximale Leistungsaufnahme einer Faser durch die Faserlänge und dem Kanalabstand limitiert.



### 3.3.2.2 Stimulierte Lichtstreuung

Eine stimulierte Lichtstreuung kann als Streuung eines Photons zu einem Photon niedrigerer Energie verstanden werden. Die Energiedifferenz wird dabei in Form eines Phonons emittiert. Dieses Phänomen wird entweder *stimulierte Brillouinstreuung* (engl. Stimulated Brillouin Scattering, SBS), wenn optische Phononen, oder *stimulierte Ramanstreuung* (engl. Stimulated Raman Scattering, SRS) genannt, wenn akustische Phononen emittiert werden.

#### Stimulierte Brillouinstreuung

Der physikalische Prozess hinter der Brillouin-Streuung beruht auf der Tendenz von Materialien in Gegenwart eines elektrischen Feldes komprimiert zu werden. Dieses Phänomen wird als Elektrostriktion bezeichnet [85, 91]. Für ein oszillierendes elektrisches Feld bei der Frequenz  $f_p$  erzeugt dieser Prozess eine akustische Welle mit einer Frequenz von  $f_a$ . Dies ist dann der Fall, wenn das elektrische Feld ein bestimmtes Energieniveau überschreitet.

Dieses Niveau ist abhängig von dem Modulationsformat und der Faser. Es liegt zwischen 5 mW und 10 mW. SBS tritt in SSMF nur in Bezug auf das elektrische Feld rückwärts gerichtet auf und führt im WDM-System aufgrund des geringen Frequenzversatzes von maximal 10 GHz nicht zu Kanalübersprechen. Darüber hinaus müssen interagierende Kanäle gegenläufig sein, damit eine sog. Brillouin-Verstärkung erfolgen kann.

#### Stimulierte Ramanstreuung

Raman-Streuung tritt in optischen Fasern dann auf, wenn eine elektrische Welle an Silizium-Molekülen gestreut wird. Dabei kollidieren Photonen mit den Molekülen und geben einen Teil ihrer Energie ab, um andere Photonen von reduzierter Energie bei einer niedrigeren Frequenz zu erzeugen. Die verbleibende Energie wird von dem Silizium absorbiert, welche in einen angeregten Schwingungszustand versetzt wird. Ein Unterschied zur SBS besteht darin, dass hier das Vibrations-Energielevel von Silizium den Frequenzversatz des emittierten Photons bestimmt und zudem in beide Richtungen auftritt.

Da die Leistung in optischen Kommunikationssystemen typischerweise unter 10 mW pro Kanal liegt, ist SRS mit einer Schwellwertleistung von etwa 500 mW kein limitierender Faktor für einkanalige Lichtwellensysteme. Ganz anders sieht es bei WDM-Systemen aus, bei denen die Faser wie ein Raman-Verstärker fungiert, so dass die langwelligen Kanäle durch kurzwellige Kanäle verstärkt werden, solange die Wellenlängendifferenz innerhalb der Bandbreite der Raman-Verstärkung liegt.

Das Raman-Gain-Spektrum von Glasfasern ist so breit, dass eine Verstärkung für Kanäle auftreten kann, die bis zu einem Abstand von 100 nm voneinander getrennt sind. Ein solcher Energietransfer zwischen den Kanälen kann sich nachteilig für die Systemleistung auswirken, da sie von der Modulation des Kanals abhängt und somit zu Übersprechen führt. Das Raman-induzierte Übersprechen beeinträchtigt die Systemleistung und ist für WDM von erheblicher Bedeutung [85, 92].

### 3.3.2.3 Nichtlinearitäten bei Doppelbrechung

In [93] wurde 1973 angenommen, dass die Doppelbrechung von Glasfasern in Kommunikationssystemen ignoriert werden kann und die Übertragung durch die nichtlineare Schrödinger-Gleichung aus Gleichung 3.16 ausreichend beschrieben ist. Diese Vereinfachung aus [93] gilt nur für eine langsam variierende Hüllkurvenannäherung, wie es bei vielen bisherigen Kommunikationssignalen der Fall war [76]. Es ist insbesondere in modernen NRZ-Kommunikationssystemen oft nicht möglich, die Doppelbrechung zu ignorieren. Daher ist es notwendig, wie bereits in der linearen Betrachtung von Abschnitt 3.3.1.3 besprochen, die beiden entarteten Wellenausbreitungen kombiniert zu betrachten.

Während die nichtlineare Schrödinger-Gleichung (Gleichung 3.16) das gesamte unabhängig der Polarisation sich ausbreitende Feld innerhalb der Faser betrachtet, widmet sich die *gekoppelte nichtlineare Schrödingergleichung* (engl.: Coupled Nonlinear Schrödinger Equation, CNLSE) der Ausbreitung beider Polarisationsmoden in der SSMF [79].

Doppelbrechend ist ein Material dann, wenn der Brechungsindex  $n$  der beiden Moden unterschiedlich ist. Ist der Brechungsindex der Moden unterschiedlich, sind diese nicht mehr entartet. Gleichung 3.16 erweitert sich so zu [75, 82, 94, 95]:

$$j \frac{\partial \mathbf{o}}{\partial z} + \underbrace{b_0 \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{o}}_{\text{PMD}} + \underbrace{j b_1 \boldsymbol{\Sigma} \frac{\partial \mathbf{o}}{\partial t}}_{\text{CD}} - \frac{1}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 \mathbf{o}}{\partial t^2} = -\gamma \underbrace{\left[ |\mathbf{o}|^2 \mathbf{o} - \frac{1}{3} (\mathbf{o}^\top \boldsymbol{\sigma}_2 \mathbf{o}) \boldsymbol{\sigma}_2 \mathbf{o} \right]}_{\text{nichtlineare Effekte}} \quad (3.23)$$

mit dem transponierten Vektor der komplexen Einhüllenden in der X- wie Y-Polarisation

$$\mathbf{o} = \mathbf{o}(z, t) = \begin{bmatrix} o_X(t) \\ o_Y(t) \end{bmatrix}, \quad (3.24)$$

den unnormalisierten relativen Dispersionsparametern

$$b_0 = \frac{\beta_{0,X} - \beta_{0,Y}}{2} \quad (3.25)$$

und

$$b_1 = \frac{\beta_{1,X} - \beta_{1,Y}}{2}, \quad (3.26)$$

der Matrix

$$\Sigma = \sigma_3 \cos(2\rho) + \sigma_1 \sin(2\rho), \quad (3.27)$$

den Pauli-Matrizen

$$\sigma_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.28)$$

$$\sigma_2 = \begin{bmatrix} 0 & -j \\ j & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.29)$$

$$\sigma_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \quad (3.30)$$

und dem Nichtlinearitätskoeffizienten

$$\gamma = \bar{n} \cdot k_0 \quad (3.31)$$

mit der Wellenzahl

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}. \quad (3.32)$$

Die Differenz beider Ausbreitungskonstanten ist definiert als Parameter für die Doppelbrechung  $b_0$ . Die spezifische Gruppenlaufzeit pro Längeneinheit wird durch  $b_1$  dargestellt.  $\rho$  gibt den spezifischen geometrischen Rotationswinkel der Doppelbrechung an, welcher mit der Strecke  $z$  wie auch  $b_0$  und  $b_1$  zufällig variiert. Der nichtlineare Kerr-Koeffizient wird durch  $\bar{n}$  und die Wellenzahl durch  $k_0$  dargestellt, wobei  $\lambda$  die Wellenlänge des Lichts im Vakuum angibt.

### Kapitel 3 Kohärente faser-optische WDM-Systeme

---

Die Besonderheit der CNLSE liegt darin, dass  $\rho$  auf einer Längenskala von 0,3 bis 100 m variiert, während die Längenskalen von PMD, CD und der Kerr-Nichtlinearität bei hunderten Kilometern liegen. Eine akkurate Lösung der CNLSE aus Gleichung 3.23 bedarf also einer sehr hohen Rechenleistung und beansprucht demnach generell Zeit zur Lösung innerhalb von Simulationen. So kann die Simulation eines WDM-Systems und einer SSMF-Strecke über tausende von Kilometern selbst bei laufzeiteffizienter Implementation und aktueller Hardware mehrere Tage benötigen. Ein Ansatz zur Lösung dieses Problems ist die sog. Coarse-Step-Methode, wobei die CNLSE schlicht bei einer Korrelationslänge  $L_{\text{corr}}$  größer als die der Doppelbrechung gelöst wird. Gängige Ansätze sind dabei 100 m [95] und 1 km [96] als Schrittweite zur Lösung mit der Split-Step-Methode. Zur Lösung wird dabei das Feld  $\mathbf{o}(z,t)$  innerhalb der CNLSE aus Gleichung 3.23 zunächst vom absoluten Koordinatensystem auf ein lokales System, welches mit den Hauptachsen rotiert, transformiert. Es gilt für die Transformation

$$\Theta = \mathbf{R}^{-1}(z) \cdot \mathbf{o}(z,t) \quad (3.33)$$

mit der Transformationsmatrix

$$\mathbf{R}(z) = \begin{bmatrix} \cos(\rho(z)) & \sin(\rho(z)) \\ -\sin(\rho(z)) & \cos(\rho(z)) \end{bmatrix}. \quad (3.34)$$

$$(3.35)$$

Als CNLSE nach Transformation und Vereinfachungen ergibt sich [75]:

$$j \frac{\partial \Theta}{\partial z} + \underbrace{jb_1 \sigma_3 \frac{\partial \Theta}{\partial t}}_{\text{PMD}} - \underbrace{\frac{1}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 \Theta}{\partial t^2}}_{\text{CD}} = -\gamma \underbrace{\left[ \frac{5}{6} |\Theta|^2 \Theta - \frac{1}{6} (\Theta^\top \sigma_3 \Theta) \sigma_3 \Theta \right]}_{\text{nichtlineare Effekte}}. \quad (3.36)$$

Bei der Coarse-Step-Methode wird nun Gleichung 3.36 gelöst und die Polarisation nach jedem Schritt äquivalent dem WP-Modell aus Abschnitt 3.3.1.3 zufällig gestreut. Nach [75] sorgt die Streuung der Polarisation mit Hilfe einer Streuungsmatrix

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \sin(\rho) \cdot e^{j\delta} \\ -\sin(\rho) \cdot e^{-j\delta} & \cos(\rho) \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

nicht für eine Gleichverteilung zwischen allen möglichen Polarisationen und somit zu einer Unstetigkeit zwischen Realität und Modellierung. Um dies zu korrigieren, wird in [75] vor-

geschlagen, die Polarisation des Feldes (des Lichts) anhand seiner Stokes-Parameter auf der dazugehörigen Poincaré-Sphäre mit jedem Schritt gleich zu verteilen.

Alternativ zur Coarse-Step-Methode wurde in [82] die sog. Manakov-PMD-Gleichung vorgeschlagen. Die Manakov-PMD-Gleichung resultiert aus der Achsentransformation entsprechend Gleichung 3.33. Durch die Transformation wird eine Separierung der sehr schnellen Entwicklung der Polarisation des Trägers  $o_{CW}$  auf der Poincaré-Sphäre entsprechend physikalischer Beobachtungen [75] möglich.

Es soll die Transformation

$$\bar{\Theta} = \mathbf{T}(z) \cdot \Theta(z, t) \quad (3.38)$$

mit der Transformationsmatrix

$$\mathbf{T}(z) = \begin{bmatrix} o_{CW,X} & -o_{CW,Y}^* \\ o_{CW,Y} & o_{CW,X}^* \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

und für die Manakov-PMD-Gleichung somit

$$j \frac{\partial \bar{\Theta}}{\partial z} + \underbrace{jb_1 T^\top \sigma_3 T \frac{\partial \bar{\Theta}}{\partial t}}_{\text{PMD}} - \underbrace{\frac{1}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 \mathbf{o}}{\partial t^2}}_{\text{CD}} = \underbrace{-\frac{8}{9} \gamma |\bar{\Theta}|^2 \bar{\Theta}}_{\text{nichtlineare Effekte}} \quad (3.40)$$

gelten. Es sei hier darauf hingewiesen, dass Gleichung 3.40 um die Auswirkungen der nichtlinearen PMD entsprechend den Ergebnissen aus [75] bereits bereinigt ist. Die Manakov-PMD Gleichung aus Gleichung 3.40 kann, wie auch die NLSE aus Gleichung 3.16 oder die CNLSE aus Gleichung 3.23, mit der Split-Step-Methode numerisch gelöst werden, was in [76] wiederum diskutiert wird.

Bei diesem Ansatz werden Zeitderivate im Frequenzbereich und funktionale Multiplikationen im Zeitbereich ausgewertet. Für die NLSE und die CNLSE, welche die Störungen durch Raman-Effekte nicht berücksichtigen, bedeutet diese Vorschrift, dass die linearen Effekte im Frequenzbereich und die nichtlinearen Effekte im Zeitbereich berechnet werden [97]. Durch die Aufteilung in räumliche Schritte (Steps), so dass die Zeitbereichsauswertungen in der Mitte der Frequenzbereichsauswertung erfolgen, ist es möglich die Genauigkeit zweiter Ordnung mit einer Berechnung pro Schritt für jede Operation aufrechtzuerhalten. Um numerische Instabilitäten zu vermeiden, ist es wichtig, dass die numerischen Approximationen dieser Effekte die Genauigkeit weit über der zweiten Ordnung halten, obwohl die Gesamtlösung nur eine Genauigkeit zweiter Ordnung aufweist [75].

### Kapitel 3 Kohärente faser-optische WDM-Systeme

---

Was die linearen Effekte angeht, ist es von Vorteil, selbst bei Verwendung des Manakov-PMD-Ansatzes, Gleichung 3.23 numerisch im Frequenzbereich zu lösen, während der nicht-lineare Teil entsprechend Gleichung 3.40 durch

$$\bar{\Theta}(z + \Delta z, t) = \exp\left(j\gamma\frac{8}{9}|\bar{\Theta}|^2\right) \cdot \bar{\Theta}(z, t) \quad (3.41)$$

im Zeitbereich gelöst wird. Um den linearen Teil entsprechend dem Koordinatensystem zu lösen, muss  $\mathbf{o}$  mit jedem Schritt transformiert werden. Es gilt für die Fourier-Transformation der komplexen Einhüllenden  $\mathbf{o}(z, t) \xrightarrow{\mathcal{F}} \mathbf{O}(z, f)$  und der Lösung im Frequenzbereich entsprechend

$$\mathbf{O}(z + \Delta z, f) = \exp\left(-\frac{j}{2}4\pi^2 f^2 \beta_2 \Delta z\right) \cdot \mathbf{M}(f) \cdot \mathbf{O}(z, f), \quad (3.42)$$

wobei die Transfermatrix  $\mathbf{M}(f)$  die schnelle Bewegung der Polarisation des Trägers auf der Poincaré-Sphäre beinhalten soll. Dafür wird jeder Schritt mit der Schrittweite  $\Delta z$  in  $N_{\delta z}$  weitere kleinere Schritte  $\delta z$  unterteilt, um die kurze Schwebungslänge der Doppelbrechung zu beachten. Die Transfermatrix berechnet sich so wie folgt:

$$\mathbf{M}(f) = \prod_{i=0}^{N_{\delta z}} \mathbf{M}_i(f) \quad (3.43)$$

mit

$$\mathbf{M}_i(f) = \begin{bmatrix} m_1 & m_2 \\ m_2 & m_1^* \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

und

$$m_1(f) = \cos\left([b_0 + b_1 2\pi f] \cdot \delta z\right) + j \cos(2\rho_i) \cdot \sin\left([b_0 + b_1 2\pi f] \delta z\right), \quad (3.45)$$

$$m_2(f) = j \sin(2\rho_i) \cdot \sin\left([b_0 + b_1 2\pi f] \delta z\right), \quad (3.46)$$

indem  $\rho_i$  den für  $\delta z$  spezifischen konstanten geometrischen Rotationswinkel der Doppelbrechung angibt.

Die Standardabweichung  $\langle(\Delta\rho)^2\rangle^{1/2}$  der Änderung von  $\rho_i$  in jedem Schritt ergibt sich aus

$$\langle(\Delta\rho)^2\rangle^{1/2} = \sqrt{\frac{\delta z}{2 \cdot L_{\text{corr}}}}. \quad (3.47)$$

Die Dispersionskoeffizienten  $b_0$  und  $b_1$  ergeben sich aus der Schwebungslänge  $L_{\text{beat}}$ , der Korrelationslänge  $L_{\text{corr}}$  und dem Dispersionsparameter  $D_{\text{PMD}}$  wie folgt [75]:

$$b_0 = \frac{\pi}{L_{\text{beat}}} \quad (3.48)$$

und

$$b_1 = \frac{D_{\text{PMD}}}{2\sqrt{2} \cdot L_{\text{corr}}}. \quad (3.49)$$

Die Transfermatrix  $\mathbf{M}(f)$  ist zwar frequenzabhängig, aber ändert sich nur derart langsam über die Frequenz, dass es möglich ist, die Berechnung von  $\mathbf{M}(f)$  zu optimieren, indem mit Gleichung 3.43 nur wenige Stützstellen (etwa 16 reichen aus [75]) berechnet werden. Die Stützstellen  $f_{\text{Stütz}}$  und damit verbundene Werte  $\mathbf{M}(f_{\text{Stütz}})$  können dann verwendet werden, um die restliche Übertragungsfunktion mit einer effizienten Lagrange-Interpolation zweiter Ordnung zu interpolieren.

Die Simulation des nichtlinearen Verhaltens der Glasfaser spielt eine zentrale Rolle in dieser Abhandlung. Daher ist eine zeiteffiziente Simulation von hoher Bedeutung und die Verwendung der Manakov-Methode von großem Vorteil. Die Auflockerung der nötigen Simulationsschritte mit Hilfe der Split-Step-Methode sorgt für eine Verbesserung von Simulationszeiten um einen erheblichen Faktor. Das Verfahren der Split-Step-Methode soll in Abschnitt 3.5.1 genauer erläutert werden.

## 3.4 Komponenten und Bauteile

In diesem Kapitel werden die Kernkomponenten der im Rahmen dieser Arbeit betrachteten Systeme erklärt und eingeführt.

### 3.4.1 Laser

Bei einer Bandpassübertragung wird stets ein Träger mit einem informationstragenden Signal moduliert. In der optischen Nachrichtenübertragung übernimmt eine Lichtquelle sinngemäß die Rolle des Trägers. Grundsätzlich kann zur Modulation jede beliebige Lichtquelle verwendet werden, wobei manche besser geeignet sind als andere. In datenratenarmen und kostensensiblen Systemen kommt oft die kostengünstigere *Leuchtdiode* (engl. Light-Emitting Diode, LED) zum Einsatz, während in Hochleistungssystemen Laser ihre Anwendung finden.

## Kapitel 3 Kohärente faser-optische WDM-Systeme

---

Laser stellen eine monochromatische Lichtquelle dar, wobei LEDs ein sehr breites Spektrum aufweisen. Das Prinzip der *Lichtverstärkung durch angeregte Emission von Strahlung* (engl.: Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation, Laser) soll daher nun kurz ausgeführt werden.

Ein Laser basiert, wie auch die optischen Verstärker, auf dem Prinzip der stimulierten Emission, bei welchem durch Wechselwirkung von einem Photon mit einem Atom neue Photonen entstehen [98]. In der optischen Nachrichtenübertragung wird auf Halbleiterlaser gesetzt, die aus einem aktiven Verstärkungsmedium und einem Resonator bestehen. Für den flexiblen Einsatz sind wellenlängenselektive *Laser mit externem Resonator* (engl. External Cavity Laser, ECL) oder *Laser mit verteilter Rückkopplung* (engl. Distributed Feed Back Laser, DFBL) gängig.

Obwohl Laser als monochromatisch bezeichnet werden, besitzen Selbige neben dem theoretischen Linienspektrum eine gewisse Bandbreite. Diese Bandbreite wird durch spontane Emission von Photonen, die weder der stimulierten Amplitude noch Phase entsprechen, verursacht. Es kommt somit zu einem *relativen Intensitätsrauschen* (engl.: Relative Intensity Noise, RIN) und *Phasenrauschen* (engl.: Phase Noise, PN) eines Lasers. Dieses Rauschen wird durch seine Linienbreite bestimmt. Formell lässt sich dann der Ausgang eines Lasers durch die komplexe Einhüllende

$$o_c(t) = \sqrt{P_{\text{Laser}}(t) + \delta P_{\text{RIN}}(t)} \cdot \exp\left(j(2\pi f_c t + \Phi_0 + \Phi_{\text{PN}})\right) \quad (3.50)$$

ausdrücken [99, 100]. Das Phasenrauschen  $\Phi_{\text{PN}}(t)$  kann durch eine Zufallsbewegung (engl. Random-Walk) beschrieben werden, wobei gilt:

$$\Delta\Phi_{\text{PN}}(\tau) = \Phi_{\text{PN}}(t) - \Phi_{\text{PN}}(t - \tau). \quad (3.51)$$

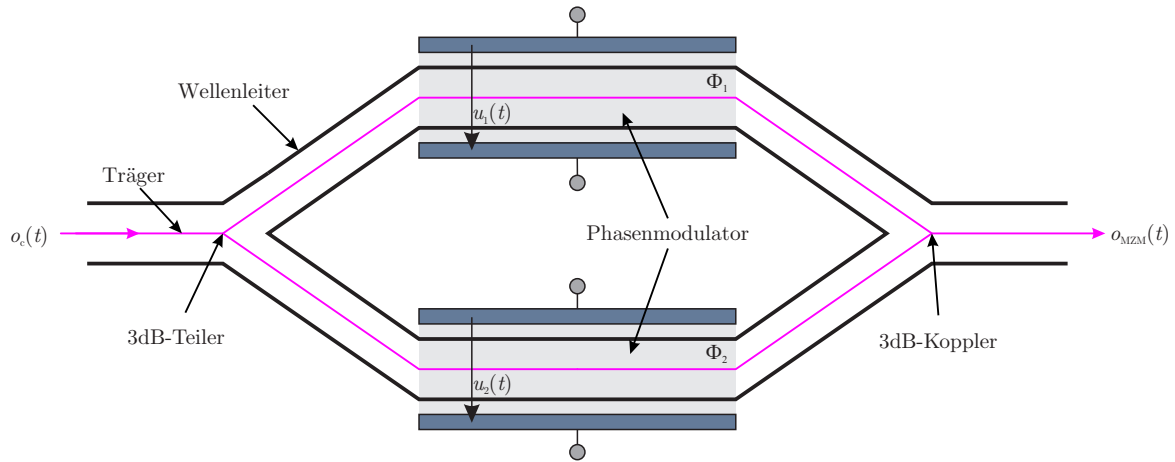
Da die spontane Emission von Photonen sehr oft und schnell passiert, kann dieser Prozess als ein mittelwertfreier stationärer und gaußverteilter Prozess beschrieben werden. Die Varianz des Phasenrauschens hängt dabei direkt von der Linienbreite  $\vartheta_{\text{Laser}}$  eines Lasers ab:

$$\langle \Delta\Phi_{\text{PN}}^2 \rangle = 2\pi\Delta\vartheta_{\text{Laser}}|\tau|. \quad (3.52)$$

### 3.4.2 Elektro-optische Modulatoren

Wie in Abschnitt 2.2 beschrieben, soll das Basisbandsignal durch Modulation eines Trägers im Bandpass übertragen werden. Zur *elektro-optischen Modulation* (engl.: Electro-Optical





**Abbildung 3.8:** Modell eines Mach-Zehnder-Modulators (MZM)

Modulation, E/O-MOD) besteht die einfachste und günstigste Möglichkeit, eine optische Lichtquelle (Laser oder LED) direkt über ihren Steuerstrom zu modulieren. In diesem Falle würde die Quelle direkt mit dem reellen informationstragenden Datensignal  $s(t)$  betrieben werden. Da aber nur ein elektrischer Strom ab einem bestimmten Leistungslevel zu einer Lichtemission führt, muss ein zusätzlicher Ruhestrom (engl. Bias Current) dem Signal addiert werden, um ein optimales Ergebnis zu erzielen. Auch wenn Laser ein näherungsweise lineares Verhalten zwischen Ausgangsleistung  $P_{\text{Laser}}$  und Steuerstrom aufweisen, gilt dies nicht für Signale mit hohen Datenraten. Direkt modulierte Signale werden beeinträchtigt durch nichtlineares Verhalten, wie dem Klingeln (engl. Ringing) oder Überspringen (engl. Overshoots), genauso wie durch Bandbreitenlimitationen [70, 101].

Um diese negativen Effekte umgehen zu können, wird dem Oszillator ein externer Modulator nachgestellt. Zudem kann so mit geeignetem Modulator, wie einem IQ-Modulator nun auch dem Träger ein komplexwertiges Signal aufgeprägt werden.

### 3.4.2.1 Mach-Zehnder-Modulator

Der *Mach-Zehnder-Modulator* (MZM) arbeitet nach dem Prinzip eines Interferometers und stammt direkt von einem *Mach-Zehnder-Interferometer* (MZI) ab. Bei einem MZI wird einfallendes Licht mit einem 3 dB-Teiler aufgeteilt. Der eine Teil des Lichts wird dann durch eine zu untersuchende Probe geleitet. Durch unterschiedliche Laufzeiten, aufgrund verschiedener Brechungsindizes in den beiden Armen, können über die Probe im Anschluss Aussagen getroffen werden [102, 103]. Dies wird dann auch Interferenzrefraktometer genannt.

### Kapitel 3 Kohärente faser-optische WDM-Systeme

---

Umgekehrt kann bewusst der Brechungsindex in einem oder beiden Armen des Interferometers ausgenutzt und verändert werden, um sowohl eine Phasenmodulation als auch eine Amplitudenmodulation des Trägers (Lichtquelle) am Ausgang des Modulators zu erhalten. Leitet man eine zu modulierende Lichtquelle in ein Interferometer und manipuliert die Brechungsindizes, erhält man einen MZM und somit geeigneten externen Modulator zur optischen Nachrichtenübertragung. Die Brechungsindizes in den Armen werden durch die jeweiligen Steuerspannungen  $u(t) = U_{\text{bias}} + s(t)$  gesteuert.  $U_{\text{bias}}$  entspricht generell einer konstanten Vorspannung.

Abbildung 3.8 stellt einen MZM schematisch dar, und wie zu erkennen ist, befindet sich in den beiden Armen des MZMs jeweils ein optischer Phasenmodulator. Für einen optischen Phasenmodulator gilt

$$o_{\text{PM}}(t) = o(t) \cdot \exp(-j \cdot \Phi(u(t))), \quad (3.53)$$

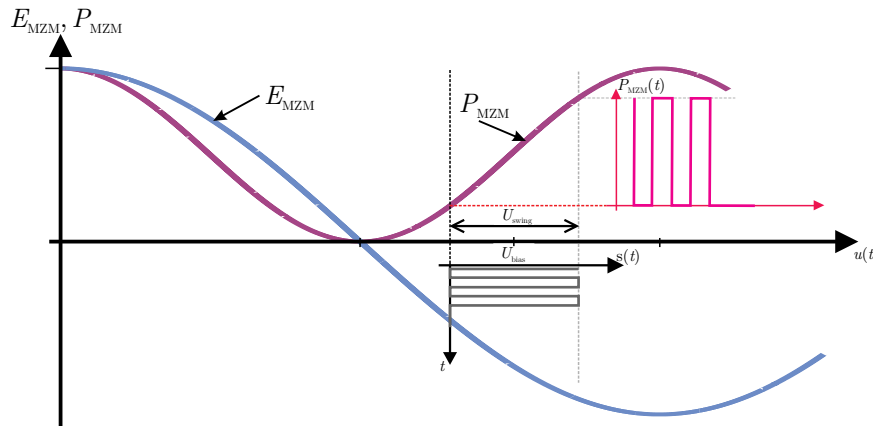
während  $\Phi$  die Phasenverschiebung des Ausgangssignals  $o_{\text{PM}}(t)$  zum optischen Eingangssignal  $o(t)$  darstellt und abhängig von der angelegten Spannung  $u(t)$  ist. Durch die Steuerspannung  $u(t)$  lässt sich der Brechungsindex des Wellenleiterabschnitts im Phasenmodulator durch lineare elektrooptische Effekte, wie z. B. den Pockels-Effekt, innerhalb des optischen Phasenmodulators steuern [104]. Ein anderer Brechungsindex im Wellenleiterabschnitt bedeutet eine veränderte Laufzeit des Signals durch den Abschnitt und führt zu einer Phasenverschiebung  $\Phi$  abhängig von  $u(t)$ . Es gilt für die Phasenverschiebung

$$\Phi(t) = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{u(t)}{U_{\pi/2}}. \quad (3.54)$$

$U_{\pi/2}$  entspricht hierbei der Spannung, die für eine Phasenverschiebung von  $\pi/2$  benötigt wird. Dieser Parameter eines Phasenmodulators variiert je nach Bauart.

Da bei einem optischen Phasenmodulator lediglich die Phase variiert und die Intensität des Trägers konstant bleibt, werden zur Amplitudenmodulation des Trägers zwei optische Phasenmodulatoren zu einem Mach-Zehnder-Modulator zusammengefasst. Zur Modulation wird dabei der Träger in die zwei Arme des MZMs geleitet, wo jeweils die Phasenverschiebung des Trägers  $\Phi_1(t)$  und  $\Phi_2(t)$  mit Gleichung 3.54 durch die jeweilige Spannung  $u_1(t)$  bzw.  $u_2(t)$  gesteuert wird. Anschließend wird das Signal wieder zusammengeführt, wodurch es je nach Phasenlage der Signale zu konstruktiver oder destruktiver Interferenz kommt. Nach Gleichung 3.53 gilt dann

$$o_{\text{MZM}}(t) = \frac{o(t)}{2} \cdot \left( \exp(-j \cdot \Phi_1(t)) + \exp(-j \cdot \Phi_2(t)) \right). \quad (3.55)$$



**Abbildung 3.9:** Kennlinie eines Mach-Zehnder-Modulators (MZM) im Push-Pull Betrieb

Der allgemeine MZM ermöglicht eine Modulation in der komplexen Ebene (Amplitude und Phase). Will man eine rein reelle Amplituden- bzw. Intensitätsmodulation des Trägers, wird auf den Push-Pull-Betrieb eines MZMs zurückgegriffen. Hier gilt  $u(t) = u_1(t) = -u_2(t)$ . Vereinfacht man Gleichung 3.55 weiter, erhält man

$$o_{\text{MZM}}(t) = o(t) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{u(t)}{U_\pi}\right), \quad (3.56)$$

wohingegen  $U_\pi$  der Spannung entspricht und die Trägerleistung gleich null ist. Die Kennlinie des elektrischen Feldes  $E_{\text{MZM}}$  und der Ausgangsleistung  $P_{\text{MZM}}$ , abhängig von der Steuerspannung  $u(t)$  und der Vorspannung  $U_{\text{bias}}$  eines MZM im Push-Pull-Betrieb, ist in Abbildung 3.9 abgebildet. Obwohl eine komplexe Modulation mit einem MZM möglich ist, wird aufgrund der Sensibilität des Ausgangssignals abhängig von der Vorspannung, der Umgebungstemperatur und anderen Einflüssen der robustere Push-Pull-Betrieb vorgezogen.

### 3.4.2.2 IQ-Modulator

Um ein komplexwertiges Signal übertragen zu können, müssen Real- und Imaginärteil dem Träger getrennt aufgeprägt werden. Dies wird mit einem *Inphase- und Quadraturmodulator* (IQ-Modulator) erreicht. Hierzu werden zwei MZM im Push-Pull-Betrieb kombiniert. Der Träger wird dabei in zwei Pfade aufgeteilt, an denen dieser jeweils getrennt mit Real- und Imaginärteil des informationstragenden Signals moduliert werden kann. Der eine Pfad wird dann dem anderen mit einer  $90^\circ$  Phasendifferenz wieder zugeführt. Eine schematische Darstellung ist in Abbildung 3.10 zu finden. Eine  $90^\circ$  Phasenverschiebung wird durch eine

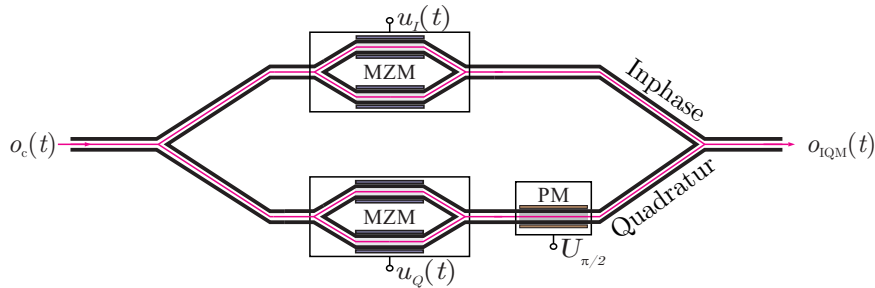


Abbildung 3.10: Modelldarstellung eines IQ-Modulators (IQM)

konstante Ansteuerung eines Phasenmodulators mit  $U_{\pi/2}$  erreicht. Für eine komplexe Modulation des Trägers mit einem informationstragenden Signal  $s(t)$  gilt dann  $u_I(t) = \Re\{s(t)\}$  und  $u_Q(t) = \Im\{s(t)\}$ . Es ergibt sich für die komplexe Einhüllende  $o_{IQM}(t)$  am Ausgang des IQ-Modulators:

$$o_{IQM}(t) = o(t) \cdot \left( \frac{1}{2} \cos\left(\pi \cdot \frac{u_I(t) + U_I}{2U_\pi}\right) + \frac{1}{2} \cos\left(\pi \cdot \frac{u_Q(t) + U_Q}{2U_\pi}\right) \cdot \exp\left(j \frac{U_P}{U_\pi} \pi\right) \right). \quad (3.57)$$

### 3.4.2.3 Vorspannungsregelung

In modernen Systemen mit hochstufigen Modulationsformaten und kohärenter Detektion ist die genaue Operation mit der richtigen Vorspannung unerlässlich, um den linearen Bereich der Kennlinie aus Abbildung 3.9 effizient ausnutzen zu können. Des Weiteren ist zur effizienten Leistungsausnutzung des Trägers eine Operation bei optimaler Vorspannung nötig. Eine durch Vorspannungsabweichung schlechte Unterdrückung des Trägers, die Leistung beansprucht, aber keine Informationen überträgt, sorgt implizit für einen Signalleistungsverlust. Die Arbeitspunkte auf der zugehörigen Kennlinie der Modulatoren und des Phasenschiebers sind mit insgesamt drei Gleichspannungen pro Polarisation anzusteuern. Die Adaption der Vorspannung an sich verändernde Kennlinien durch Einflüsse von außen wie Temperaturschwankungen ist hier eine der größten Herausforderungen zur Erhaltung einer konstanten Übertragungsqualität. Für den Langzeitbetrieb ist so eine automatische Regelung der Vorspannungen mit einer stabilen und hohen Leistungsfähigkeit erforderlich.

Populär ist hier das asymmetrische Pilotton-Verfahren, wobei nur eine geringe Ditherfrequenz im kHz-Bereich vonnöten ist [105]. Somit kann die Schaltung ohne Hochgeschwin-

digkeitskomponenten aufgebaut werden, und die Leistung der Vorspannungssteuerung wird nicht durch die Bitrate des Signals begrenzt. Der Pilotton wird mit der Steuerspannung eingespeist. Am Ausgang des Modulators wird ein Teil des optischen Signals an eine Photodiode weitergeleitet, um die optische Ausgangsleistung auszuwerten. Nach Herausfiltern des Pilottons, stehen somit Beobachtungsgrößen zur Verfügung, um etwaige Schwankungen anzupassen. In den durchgeführten Experimenten dieser Arbeit findet die *automatische Vorspannungssteuerung* (engl. Automatic Bias Control, ABC) von IDPhotonics ihren Einsatz.

### 3.4.3 Digital-Analog-Wandler

*Digital-Analog-Umsetzer* (engl.: Digital to Analog Converter, DAC) oder Digital-Analog-Wandler ist die Einheit in einem System, welche ein digitales Signal  $s[k]$  in ein analoges elektrisches Signal  $s(t)$  umsetzt. Ein DAC erzeugt aus dem zeit- und wertdiskreten Signal  $s[k]$  ein zeit- und wertkontinuierliches Signal  $s(t)$ . Obwohl  $s(t)$  am Ende wertkontinuierlich ist, greift ein DAC auf eine begrenzte Menge möglicher Ausgangswerte zurück. Durch eine implizite *Tiefpass* (TP)-Filterung wird dieser Wertebereich wieder verschmiert, so dass ein wertkontinuierliches Signal entsteht. Der Parameter, der die vertikale Auflösung eines DACs beschreibt, wird auch *effektive Anzahl an Bits* (engl.: Effective Number of Bits, ENOB) genannt. ENOB gibt somit die vertikale Güte eines DACs an. Zudem wird ein DAC durch seine Bandbreite und Abtastrate spezifiziert. Die 3dB-Bandbreite eines DACs  $B_{\text{DAC}}$  gibt an, bei welcher Frequenz das zu wandelnde Signal um 3dB gedämpft wird. Realisiert wird ein DAC mit dem sog. Abtast-Halte-Verfahren [17]. Dabei werden die zu wandelnden Ausgangswerte jeweils für einen Zeitraum  $T_{\text{DAC}} = \frac{1}{f_{\text{DAC}}}$  gehalten. Das theoretisch entstehende Signal entspricht dann einer Rechteckpulsformung.

Im Frequenzbereich sorgt dies für einen SINC-Verlauf mit Nulldurchgängen, bei Vielfachen der Abtastrate  $f_{\text{DAC}}$ . Gesteuert wird die Abtastrate meist durch einen Zeitgeber (engl. Clock), welcher durch einen *Lokaloszillator* (LO) realisiert wird. Da es sich bei einer Rechteckpulsformung um ein theoretisches Konstrukt handelt, welches durch seine Anteile mit unendlicher Steigung nicht umsetzbar ist, wird erwartet, dass das theoretisch unendlich breite Spektrum durch die Bandbegrenzung  $B_{\text{DAC}}$  gestoppt wird. Neben einer Bandbegrenzung kommt es, durch die Anpassung der zu wandelnden Werte, an den durch das ENOB festgelegten Wertebereich, zum sog. Quantisierungsrauschen. Fehler durch Quantisierungsrauschen gelten durch den Übergang der zwei Wertebereiche als nichtlineare Rundungsfehler. Die Symbolabstände  $T_{\text{DAC}}$  können sich durch Unvollkommenheiten des Zeitgebers minimal verändern. Hier kommt es dann zum sog. Jitter.

### 3.4.4 Analog-Digital-Wandler

Ein *Analog-Digital-Wandler* (engl. Analog to Digital Converter, ADC) ist das Gegenstück zu einem DAC aus Abschnitt 3.4.3. Während ein DAC digitale Signale analogisiert, digitalisiert der ADC analoge Signale. Genau wie beim DAC kommt es beim ADC aufgrund von Rundungen zu Quantisierungseffekten, denn auch beim ADC wird der mögliche Wertebereich durch ein ENOB definiert. Die Abtastung funktioniert wie in Abschnitt 2.6.1 beschrieben. Durch die entstehenden Wiederholerspektren kann es zu sogenannten Aliasing-Effekten kommen. Daher ist das Nyquist-Shannon-Abtasttheorem einzuhalten, um keine Informationen zu verlieren.

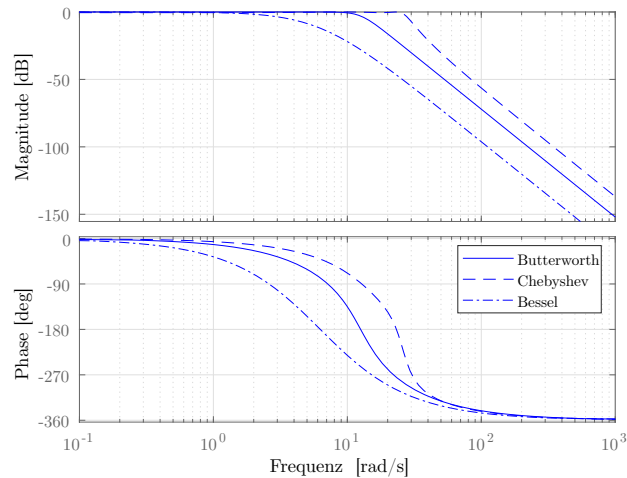
### 3.4.5 Filter

Wie in allen Bereichen der Signalverarbeitung stellen Filter auch ein wichtiges Kapitel in der optischen Nachrichtenübertragung dar. Nicht nur optische, sondern auch elektrische Filter sind von zentraler Bedeutung.

#### 3.4.5.1 Elektrische Filter

Elektrische Filter finden auch in der optischen Nachrichtenübertragung ihre Anwendung. So werden elektrische Filter zur Rauschunterdrückung, als DC-Blocker oder zur Pulsformung verwendet. Aufgrund der hohen Signalbandbreiten werden neben DC-Blocker hauptsächlich TP-Filter verwendet. Es ist stets zu beachten, dass Filter neben ihren positiven Effekten, wie der Entfernung unerwünschter Signalanteile, ebenso eine Frequenz- und dazu äquivalente Impulsantwort mit sich bringen. Es kann dadurch u.a. zu ISI kommen.

Jedes Filter hat seine spezifische Frequenzantwort, welche sich selbst bei baugleichen Modellen marginal unterscheiden kann. Zur Klassifizierung von Filtern werden üblicherweise eine Mittenfrequenz  $f_m$  und die 3 dB-Grenzfrequenzen (engl. Cutoff Frequencies)  $f_{3\text{dB,low}}$  und  $f_{3\text{dB,high}}$  herangezogen. Bei den 3 dB-Grenzfrequenzen sinkt die übertragene Amplitude auf den  $1/\sqrt{2}$ -fachen Wert ( $-3\text{ dB}$ ) ab. Die Bandbreite eines Filters ergibt sich so durch den Frequenzunterschied der 3 dB-Grenzfrequenzen  $B_{3\text{dB}} = f_{3\text{dB,high}} - f_{3\text{dB,low}}$ . Auch die Flankensteilheit jenseits der Grenzfrequenzen beschreibt die Charakteristik eines Filters. Die Steilheit wird dabei üblicherweise in dB pro Oktave angegeben. Eine Oktave beschreibt dabei stets eine Frequenzverdopplung. Die Einfügedämpfung beschreibt den Leistungsverlust



**Abbildung 3.11:** Darstellung unterschiedlicher Filtertypen in Betrag und Phase

des Signals unabhängig der frequenzselektiven Filterung eines Filters. Häufig verwendete Filtertypen sind Butterworth-Filter [106], Tschebyscheff-Filter, Bessel-Filter oder Gauß-Filter [107, 108].

### 3.4.5.2 Optische Filter

Optische Filter sind neben der Glasfaser, Modulatoren und Photodioden wichtige Elemente in einem optischen Übertragungssystem. Neben der Rauschunterdrückung übernehmen sie wichtige Aufgaben wie das Demultiplexen, den Verstärkerkennlinienausgleich, die Einseitenbandgenerierung oder das Routen spezifischer Kanäle in WDM-Systemen. Gerade in WDM-Systemen oder Systemen mit *passiven optischen Netzen* (PON) werden optische Multi- und Demultiplexer dazu verwendet, das Licht auf seine richtigen Bahnen zu leiten (engl. routen) [109, 110].

Optische wie elektrische Filter können ISI aufgrund der Form ihres Frequenzgangs verursachen. Zum Beispiel gibt es in optischen Netzen ROADMs in fast jedem Netzwerkknoten, um bestimmte Wellenlängen in das Netz aufzunehmen (engl. Add) oder fallen zu lassen (engl. Drop). Auch ein ROADM hat einen charakteristischen Frequenzgang, welcher sich in der Regel als Gauß-Filter zweiter Ordnung modelliert. Eine Verkettung vieler ROADMs, z.B. durch die Übertragung über viele optische Knoten, führt zu einer schmalen Filterfunktion, welche das Signal verfälschen kann. Optische Filter haben eine Bandpasscharakteristik, da sie das optische Bandpasssignal filtern und werden im äquivalenten Basisband als TP-Filter modelliert.

### 3.4.5.3 Digitale Filter

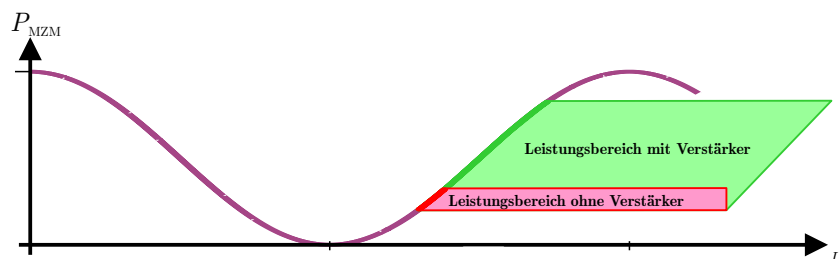
Da es die kohärente Detektion unter Einhaltung des Nyquist-Shannon-Abtasttheorems erlaubt, die optische Einhüllende innerhalb der Signalverarbeitung zu verarbeiten, finden auch digitale Filter ihre Anwendung. Demnach kann prinzipiell jedes analoge Filter auch digital realisiert werden. So gehören die meisten üblichen Entzerrerstrukturen zu der Kategorie digitaler Filter. Etwaige verwendete Entzerrersysteme werden in Abschnitt 5.2 genauer betrachtet.

### 3.4.6 Verstärker

In Nachrichtenübertragungssystemen kommt es an diversen Stellen zu Verlusten von Signalleistungen. Daher ist es notwendig, an bestimmten Stellen das Signal zu regenerieren. Zudem können Verstärker notwendig sein, um bestimmte Leistungsniveaus zur Ansteuerung bestimmter Bauelemente erreichen zu können.

#### 3.4.6.1 Elektrische Verstärker

In der optischen Nachrichtenübertragung werden elektrische Verstärker immer dann eingesetzt, wenn ein elektrisches Signal nicht die Leistung besitzt, um ein weiteres Bauteil anzusteuern. So werden elektrische Verstärker oft Modulatoren oder auch ADCs vorgeschaltet. In Abbildung 3.12 ist die Leistungskennlinie eines Mach-Zehnder-Modulators und deren Ansteuerung durch einen elektrischen Verstärker abgebildet. Die in der optischen Nachrichtenübertragung verwendeten elektrischen Verstärker müssen den Anforderungen der einzelnen modulierten Kanäle abdecken. Daher werden sogenannte lineare Breitbandverstärker, wie der SHF-807-Verstärker, verwendet. Dieser verstärkt beispielsweise Signale zwischen 65 kHz



**Abbildung 3.12:** Kennlinie eines Mach-Zehnder-Modulators (MZM) im Push-Pull-Betrieb mit und ohne Verstärker



und 45 GHz und eignet sich gut für höherwertige Modulationsformate, wie 16-QAM. Elektrische Verstärker erzeugen Störungen durch Rauschen im System, diese sind aber im Vergleich zum Rauschen, welches durch optische Komponenten erzeugt wird, zu vernachlässigen.

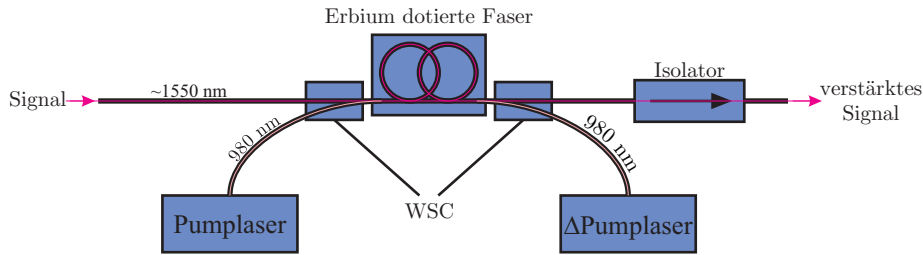
### 3.4.6.2 Optische Verstärker

In optischen Kommunikationssystemen wird das Signal durch die Faser laut Abschnitt 3.3 bei einer Übertragung gedämpft. Zusätzlich zur Dämpfung der Faser sorgen andere optische Komponenten wie Koppler und sonstige Verbindungen, ebenfalls für eine Dämpfung des Signals. Nach einer gewissen Übertragungsdistanz erfährt die Signalstärke eine so große Dämpfung, dass das Signal zu schwach wird, um noch detektiert zu werden. Hier muss die Signaldämpfung rechtzeitig kompensiert werden.

Eine Methode zur Dämpfungskompensation ist es, das Signal zu empfangen, es in ein elektrisches Signal zu wandeln, und aufzubereiten, um es mithilfe eines Senders wieder optisch zu emittieren. Ein solches Bauteil wird Regenerator genannt. Regeneratoren sind teuer, bitraten- und modulationsformatsspezifisch. Es muss durch die Konvertierung von Photonen zu Elektronen und deren Rückwandlung ein Leistungs- und Zeitverlust in Kauf genommen werden [111]. Alternativ dazu können optische Verstärker eingesetzt werden. Hier wird das optische Signal direkt optisch ohne Umwandlung verstärkt. Das Rauschen optischer Verstärker kann üblicherweise als dominierend angenommen und andere Rauschquellen vernachlässigt werden, obwohl es in realen Systemen auch durch weitere optische Elemente zu optischem Rauschen kommt [68].

#### Erbium-dotierter Verstärker

In moderneren Kommunikationssystemen wird deshalb die Dämpfungskompensation durch so genannte *erbiumdotierten Faserverstärker* (engl.: Erbium Doped Fiber Amplifier, EDFA) erreicht, wobei das Signal verstärkt, aber die Phase, Wellenlänge, Polarisation und Richtung beibehalten werden. Die grundlegende Funktionsweise eines EDFAs ist in Abbildung 3.13 skizziert. Beim EDFA wird das zu verstärkende Eingangssignal mit einem Pumplaser hoher Leistung durch einen *wellenlängenselektiven Koppler* (engl. Wavelength Selective Coupler, WSC) auf eine erbiumdotierte Faser gebracht. Hierbei muss sich die Wellenlänge des Pumplasers signifikant von der Wellenlänge des Signals unterscheiden. Bei einem Signal mit der Wellenlänge von 1550 nm wird nach [64] ein Pumplaser mit der Wellenlänge von 980 nm verwendet. Der induzierte Pumplaser sorgt im erbiumdotierten Gebiet dafür, dass sich die Erbium-Ionen auf einem höheren Energieniveau befinden. Treffen die Photonen des



**Abbildung 3.13:** Modell eines EDFAs

Signale auf die angeregten Ionen, geben diese Energie in Form von zusätzlichen emittierten Photonen gleicher Richtung und Phase an das Signal ab. Das Signal wird verstärkt und die Erbium-Ionen kehren auf ihr ursprüngliches Energieniveau zurück. Nach dem dotierten Faserstück werden die Reste des Pumplaserlichts mithilfe eines weiteren WSC und einem Isolator vom verstärkten Signal getrennt. Für geringe Leistungen bei engem Wellenlängenbereich kann der EDFA als idealer Verstärker angesehen werden. Für den Verstärkungsfaktor  $G_{\text{EDFA}}$  zur Kompensation von Faserverlusten über eine Faserlänge  $L$  gilt dann für einen EDFA

$$G_{\text{EDFA}} = 10^{-\frac{\alpha_{\text{dB}}}{10} \cdot L} \quad (3.58)$$

und für die Signalleistung  $P_s$  am Ausgang

$$P_s = 10^{-\frac{\alpha_{\text{dB}}}{10} \cdot L} \cdot P = G_{\text{EDFA}} \cdot P. \quad (3.59)$$

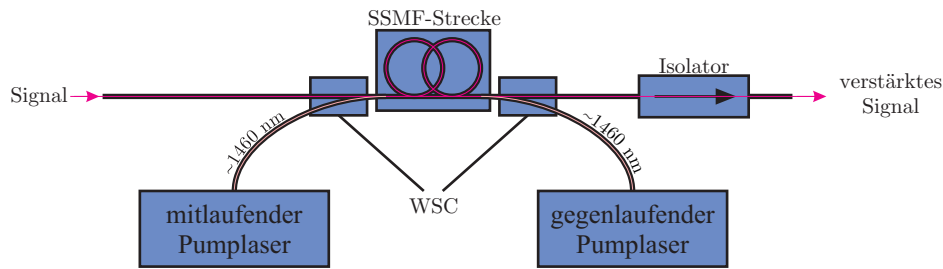
Zusätzlich zum Signal wird ebenfalls das optische Rauschen in der Faser um den gleichen Faktor verstärkt. Außerdem kommt es im Dotierungsgebiet des EDFAs zur Spontanemission von einzelnen Photonen der angeregten Erbium-Ionen. Diese werden ebenfalls verstärkt und addieren sich zum bereits vorhandenen optischen Rauschanteil hinzu. Es gilt für die Rauschleistung nach der Verstärkung

$$P_n = G_{\text{EDFA}} \cdot P_n + P_{\text{ASE}}, \quad (3.60)$$

wobei  $P_{\text{ASE}}$  den zusätzlichen Rauschleistungsterm der *verstärkten spontan emittierten* (engl. Amplified Spontaneous Emission, ASE) Photonen ausmacht. Die Rauschleistung  $P_{\text{ASE}}$  wird durch die Rauschleistungsdichte  $N_{\text{ASE}}$  am Verstärkerausgang bestimmt [112, 113]:

$$N_{\text{ASE}} = F_{\text{EDFA}} \cdot h \cdot f_c \cdot (G_{\text{EDFA}} - 1) \cdot B_{\text{ASE}} \quad (3.61)$$

mit  $F_{\text{EDFA}}$  als *Rauschzahl* (engl. Noise Figure, NF),  $h$  für das Planck'sche Wirkungsquantum und  $B_{\text{ASE}}$  für die ASE-Rauschbandbreite.  $F_{\text{EDFA}}$  wird durch das Verhältnis des OSNRs



**Abbildung 3.14:** Modell eines Ramanverstärkers

definiert:

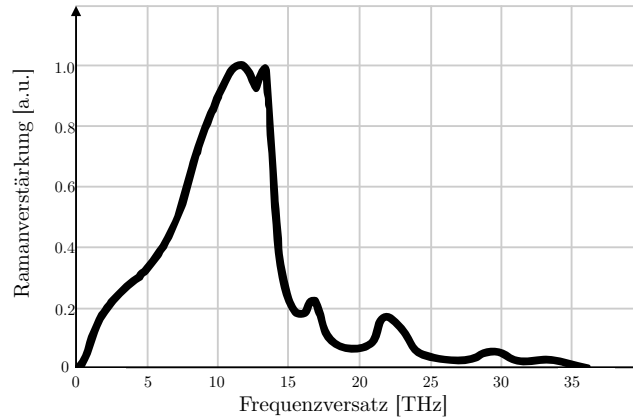
$$F_{\text{EDFA}} = \frac{\text{OSNR}_{\text{in}}}{\text{OSNR}_{\text{out}}}. \quad (3.62)$$

Reale EDFAs sind wellenlängen- und intensitätsabhängig. Außerdem tritt bei hohen Leistungen eine Sättigung im dotierten Gebiet auf. Hier liegen die Rauschzahlen zwischen 4 und 6 dB.

#### Raman-Verstärker

Das Voranschreiten der Lasertechnologie führte zu einer Weiterentwicklung des zum EDFA konkurrierendem Prinzips eines *Faser-Ramanverstärkers* (engl. Fiber Raman Amplifier, FRA). Ramanverstärker in der Glasfaser gewannen in jüngsten Forschungen innerhalb der optischen Kommunikation an Bedeutung, weil sie die Übertragungskapazität und Datenrate potentiell erhöhen können. FRA basieren auf dem nichtlinearen Phänomen des SRSs (Abschnitt 3.3.2.2). Die Raman-Verstärkung hat den Vorteil der Selbstphasenanpassung zwischen Pumpanteil und Signalanteil innerhalb der Faser [85]. Es wird dabei Energie einer Lichtwelle auf eine andere Welle übertragen, die bei einer höheren Wellenlänge (niedrigere Energie) propagiert. Die Energiedifferenz wird dabei in Phononen emittiert [114]. Diese dem Glas zugeführte Energie entspricht den Energien solcher Phononen und ergibt ein breites Spektrum möglicher Raman-Interaktionen als Funktion der Energieverschiebung des gestreuten Lichts [115]. Dieses Spektrum weist eine Spitze bei einer Frequenzverschiebung von 13,2 THz mit einer Spitzenbreite von etwa 10 nm auf. Es stellt die Wahrscheinlichkeit der Wechselwirkung der Pumpenleistung mit der Glasfaser dar. Abbildung 3.15 zeigt diesen Ramanverstärkungs-Koeffizienten als Funktion der Frequenzverschiebung. Da im Rahmen dieser Arbeit kein Ramanverstärker verwendet wurde, soll auf eine detaillierte Erläuterung verzichtet werden, und es wird auf die angegebenen Quellen verwiesen.

Während ein EDFA eine begrenzte Verstärkungsbandbreite (nahe 1550 nm) aufweist, bietet ein Raman-Verstärker theoretisch eine Verstärkung aller Bänder. Das ramanverstärkte Me-



**Abbildung 3.15:** Spektrum der Ramanverstärkung einer SSMF relativ zur Pumpfrequenz [116]

dium verwendet die übliche Übertragungsfaser und benötigt kein zusätzliches Verstärkungsmedium. Der Verstärkungseffekt durch Raman tritt in Dutzenden von Kilometern der Faser auf und entspricht nicht wie beim EDFA einer konzentrierten Verstärkung an bestimmten Stellen der Übertragungsstrecke.

Raman-Verstärkung kann insgesamt im Vergleich zum EDFA eine rauscharme Verstärkung erreichen, aber sie erreicht niedrigere Werte als ein EDFA (ca. 3-15 dB) und erfordert eine wesentlich höhere Pumpleistung.

### 3.4.7 Photodetektor

Ein *Photodetektor* (engl. Photo Detector, PD) konvertiert ein analoges optisches in ein analoges elektrisches Signal. Eine übliche Photodiode generiert im Empfänger ein elektrisches Basisbandsignal proportional zur Leistung des eintreffenden optischen Signals. Die Detektion in einer Photodiode basiert auf den Prinzipien der Quantenmechanik in Halbleitern. Photodetektoren bestehen aus Halbleitermaterialien und werden daher auch Photodioden genannt. Eintreffendes Licht bzw. Photonen sorgen dafür, dass Elektronen im *Valenzband* (engl. Valence Band, VB) des Halbleiters durch Anregung ins *Leitungsband* (engl. Conduction Band, CB) übergehen. Die absorbierte Energie des Elektrons vom Photon muss dabei mindestens der *Bandlückenenergie* (engl. Band Gap Energy, BGE) entsprechen. Es muss also gelten:

$$h \cdot f_c = \frac{h \cdot c}{\lambda_c} \geq e_0 \cdot \text{BGE}. \quad (3.63)$$

$f_c$  steht dabei für die Mitterträgerfrequenz,  $c$  für die Lichtgeschwindigkeit,  $\lambda_c$  die Mitterträgerwellenlänge,  $e_0$  für die Elektronenladung und BGE für die Bandlückenenergie. Erfüllt

Material	$E_G$ [eV]	Absperrwellenlänge [ $\mu\text{m}$ ]
Si	1,17	1,06
Ge	0,775	1,6
GeAs	1,424	0,87
InP	1,35	0,92
InGaAs	0,75	1,65
InGaAsP	0,75 - 1,35	1,65 - 0,92

**Tabelle 3.2:** Bandlückenenergien und Absperrwellenlängen für eine Reihe von Halbleitermaterialien [64]

das einfallende Signal die Gleichung 3.63 nicht, entsteht kein Photostrom, welcher das einfallende Signal beschreibt. Die Wellenlänge des zu detektierenden Signals überschreitet dann die sogenannte Grenzwellenlänge (engl. Cutoff Wavelength), an der es nicht mehr zum Elektronenübergang kommt und die Photodiode wirkungslos bleibt. Diese Absperrwellenlänge wird mit  $\lambda_{\text{cutoff}}$  bezeichnet. Für das in dieser Arbeit verwendete dritte optische Fenster einer SSMF dienen Indium-Gallium-Arsenide (InGaAs) und Indium-Gallium-Arsenide-Phosphide (InGaAsP) als Halbleitermaterialien. Hier liegt die Absperrwellenlänge bei etwa  $1,65 \mu\text{m}$ . Photodioden arbeiten generell mit einer großen Bandbreite, da alle Wellenlängen unter der Absperrwellenlänge detektiert werden.

Charakterisiert werden Photodetektoren durch ihr Ansprechvermögen  $R_{\text{PD}}$  (engl. Responsivity) und ihre Quantenausbeute  $\eta_{\text{PD}}$  (engl. Quantum Efficiency). Produziert eine Photodiode einen durchschnittlichen Strom von  $I_{\text{PD}}$  bei einer Eingangsleistung von  $P_{\text{PD}}$ , gilt für das Ansprechvermögen:

$$R_{\text{PD}} = \frac{I_{\text{PD}}}{P_{\text{PD}}} \quad (3.64)$$

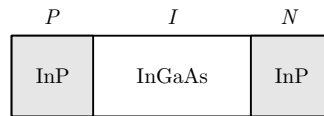
bzw.

$$i_{\text{PD}}(t) = R_{\text{PD}} \cdot P_{\text{PD}}(t) = R_{\text{PD}} \cdot |o_{\text{Rx}}(t)|^2. \quad (3.65)$$

Der Diodenstrom  $i_{\text{PD}}(t)$  hängt dabei linear von der Intensität des optischen Signals ab. Die Quantenausbeute der Photodiode steht für die Effizienz bei der Konversion von Photonen in Elektronen und ist definiert durch die Anzahl an emittierten Elektronen pro Photon. Es gilt

$$\eta_{\text{PD}} = R_{\text{PD}} \frac{h \cdot f_c}{e}. \quad (3.66)$$

Tabelle 3.2 listet die Bandlückenenergien und Grenzwellenlängen einiger weiterer Halbleitermaterialien auf. Abbildung 3.16 bildet exemplarisch die Anordnung einer sogenannten PIN-Photodiode ab [98].



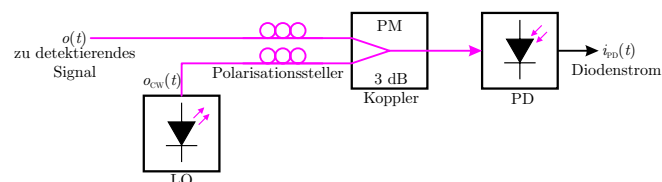
**Abbildung 3.16:** Eine PIN-Diode, die auf einer Heterostruktur basiert. Die P- und N-Bereiche bestehen aus InP, das in den Wellenlängenbändern bei 1,3 und 1,55  $\mu\text{m}$  transparent ist. Der intrinsische Bereich besteht aus InGaAs, das in beiden Bändern stark absorbiert.

Das Ansprechvermögen, der bisher beschriebenen Photodetektoren, wurde dadurch eingeschränkt, dass ein Photon nur ein Elektron erzeugen kann, wenn es absorbiert wird. Wird das erzeugte Elektron jedoch einem sehr hohen elektrischen Feld ausgesetzt, kann es genügend Energie aufnehmen, um mehr Elektronen aus dem Valenzband zum Leitungsband abzuschlagen. Diese sekundären Elektron-Loch-Paare können noch weitere Elektron-Loch-Paare erzeugen, wenn sie auf ein ausreichendes Maß beschleunigt werden. Dieser Prozess wird als Lawinenvervielfachung bezeichnet. Eine solche Photodiode wird als *Lawinenphotodiode* (engl. Avalanche Photodiode, APD) bezeichnet [117].

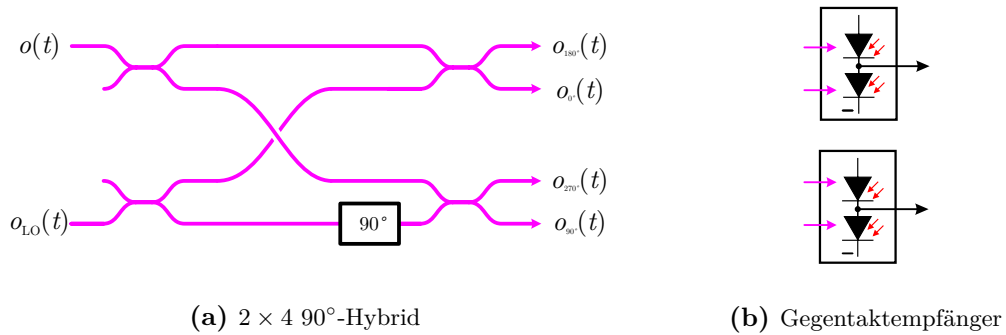
### 3.4.8 Kohärenter Detektor

Die direkte Detektion mit einem PD ist limitiert durch seine Sensitivität aufgrund von thermischem Rauschen der Photodiode und dem Nachteil, dass die Phase und Polarisation des optischen Feldes verloren gehen [24]. Bei vielen komplexen modernen Modulationsformaten ist allerdings eine Bestimmung der Phase nötig [118]. Da ein PD lediglich die Intensität des Lichts detektiert, sind zur Phasendetektion weitere optische Elemente vonnöten, die einen Phasenunterschied in eine Intensitätsänderung umwandeln. So kann die Phase eines Signals durch eine PD detektiert werden.

Kohärent ist ein Detektor dann, wenn zur Demodulation des informationstragenden Signals die Rückgewinnung der Phase und Frequenz des Trägers notwendig ist [119]. Im weiteren Sinne wird eine Detektion bereits kohärent genannt, sobald ein LO zur Demodulation verwendet wird, auch wenn weder Phase noch Frequenz zurückgewonnen werden.



**Abbildung 3.17:** Prinzip der kohärenten Detektion

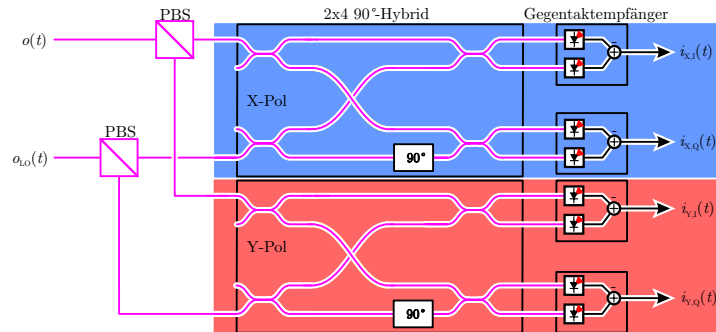

**Abbildung 3.18:** Bauteile zur intradyenen kohärenten Detektion

Die Phase lässt sich nicht absolut, sondern lediglich relativ bestimmen, weshalb das Signal im Empfänger mit einem Referenzsignal verglichen werden muss [120]. Dazu wird das optische Empfangssignal mit einem weiteren optischen LO vor der Detektion überlagert (Abbildung 3.17). Der Diodenstrom hängt dann nicht mehr ausschließlich von der Intensität des Signals, sondern auch von der Intensität des LOs und einem weiteren Mischterm ab, der unter anderem durch die Phasendifferenz der beiden Signale definiert wird.

Der Vorteil eines kohärenten Empfängers ist die Tatsache, dass man nach der Detektion ein elektrisches analoges Signal erhält, welches proportional zum optischen Signal liegt. Somit erhält man nicht nur Betrag und Phase des modulierten Trägers, sondern auch die Möglichkeit fortgeschrittene DSP im Empfänger zu verwenden. Im Vergleich zur Direktdetektion mit einem PD und der Annahme einer maximal erlaubten Signalamplitude, ergibt sich bei der kohärenten Detektion eine doppelt so große Amplitude. Das potentielle Eingangssignal des Modulators wird so verdoppelt, was zu ca. 6 dB mehr potentieller optischer Sende- bzw. Empfangsleistung führt. Es können mit genügend Wissen über das System lineare und nicht-lineare Effekte (Abschnitt 3.3.1 und 3.3.2) kompensiert werden [12, 121–123]. Zudem können Filter zur Kanalisierung in WDM-Systemen auch in der elektrischen oder sogar digitalen Domäne implementiert werden, um z.B. steilere Filterflanken zu erreichen oder gar Kosten zu sparen [119].

Es ergibt sich für den Photostrom der Photodiode nach Gleichung 3.65 und 2.3 [71, 76]:

$$i_{\text{PD}}(t) = R_{\text{PD}} \cdot |o_{\text{LO}}(t) + o(t)|^2 = R_{\text{PD}} \left( \underbrace{|o_{\text{LO}}(t)|^2}_{\text{1. DC}} + \underbrace{2\Re\{o_{\text{LO}}(t) \cdot o(t)\}}_{\text{2. Anteil}} + \underbrace{|o(t)|^2}_{\text{3. Anteil}} \right). \quad (3.67)$$



**Abbildung 3.19:** Kohärenter intradyner DP-Empfänger (Phasendiversitätsempfänger)

Da die LO-Leistung am Empfänger im Vergleich zum Signal  $o(t)$  stark ausfällt, dominiert der erste Anteil in Gleichung 3.67. Es handelt sich dabei um einen Gleichanteil. Selbiger kann einfach mit einem DC-Blocker entfernt werden. Der dritte Anteil ist direkt proportional zum optischen Feld, aber im Vergleich zu den beiden anderen Anteilen relativ gering, da sowohl der erste als auch zweite Anteil mit dem starken LO skalieren. Der zweite Anteil ist direkt proportional zum Anteil des optischen Feldes, welches sowohl die gleiche Phase als auch gleiche Polarisation des optischen Feldes des LOs aufweist [124].

Ein kohärenter Detektor wird als homodyn bezeichnet, wenn die Frequenz des Trägers mit der Frequenz des LOs exakt übereinstimmt. Da zwei reale Laser mit gleicher Frequenz durch eine Frequenzdrift niemals übereinstimmen, kann dies nur erreicht werden, indem ein Phasenregelkreis verwendet wird, der das Signal des LOs in Frequenz und Phase an das Signal des Trägers anpasst [125]. Selbst wenn die Frequenz der beiden CW-Laser übereinstimmt, sorgt eine Phasendifferenz zur Degradation der Detektion bzw. Empfangsempfindlichkeit [126].

Möchte man Inphase- und Quadraturanteil des Signals empfangen, behilft man sich mit einem sog. intradynen Phasendiversitätsempfänger. Intradyn ist der Empfänger, wenn die Frequenzabweichung zwischen Träger und LO innerhalb der Bandbreite des informations-tragenden Signals  $s(t)$  liegt [127]. Zur Detektion von Inphase- und Quadraturanteil wird neben einem LO und vier Photodioden ein  $2 \times 4$   $90^\circ$ -Hybrid, wie in Abbildung 3.18a dargestellt, benötigt. Die Ausgänge  $o_{0^\circ}(t)$ ,  $o_{90^\circ}(t)$ ,  $o_{180^\circ}(t)$  und  $o_{270^\circ}(t)$  des  $2 \times 4$   $90^\circ$ -Hybrids korrespondieren dabei zum Eingangssignal  $o(t)$  und einem relativen Phasensprung von  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  und  $270^\circ$ . Ein mögliches Setup zur intradynen kohärenten Detektion ist in Abbildung 3.19 dargestellt. Die komplexe Hüllkurve des optischen Eingangssignals  $o(t)$  und des



LOs ist definiert als:

$$o(t) = \begin{bmatrix} |o_X(t)| \cdot e^{j(\varphi_X(t))}, & |o_Y(t)| \cdot e^{j(\varphi_Y(t))} \end{bmatrix}, \quad (3.68)$$

$$o_{LO}(t) = \begin{bmatrix} \underbrace{\frac{|O_{LO}|}{\sqrt{2}} \cdot e^{j(\varphi_{LO}(t)-2\pi\Delta f_c t)}}_{\text{X-Pol}}, & \underbrace{\frac{|O_{LO}|}{\sqrt{2}} \cdot e^{j(\varphi_{LO}(t)-2\pi\Delta f_c t)}}_{\text{Y-Pol}} \end{bmatrix}, \quad (3.69)$$

wobei die Amplitude  $|o(t)|$  und die Phase  $\varphi(t)$  für die X- und Y-Polarisation unabhängige Funktionen darstellen und alle auf das Signal einwirkende Störungen beinhalten. Die komplexe Einhüllende des LOs soll die Amplitude  $O_{LO}$  haben, welche sich gleichermaßen in beide Polarisationen aufteilt. Die Phase des LOs teilt sich auf in die Momentanphase  $\varphi_{LO}$  und die Frequenzabweichung der beiden verwendeten Laser  $\Delta f_c$ . So ergibt sich für den Photostrom des Inphase-Anteils  $i_{X/Y,I}$  und Quadraturanteils  $i_{X/Y,Q}$ :

$$i_{X/Y,I}(t) = \frac{R_{PD}}{4} \cdot \left( \left| o_{X/Y}(t) - \frac{O_{LO}}{\sqrt{2}} \right|^2 - \left| j o_{X/Y}(t) + j \frac{O_{LO}}{\sqrt{2}} \right|^2 \right) \quad (3.70)$$

$$= \frac{R_{PD} |o_{X/Y}(t)| |O_{LO}|}{\sqrt{2}} \cdot \cos(\varphi_{X/Y}(t) + \varphi_{LO} + 2\pi\Delta f_c t), \quad (3.71)$$

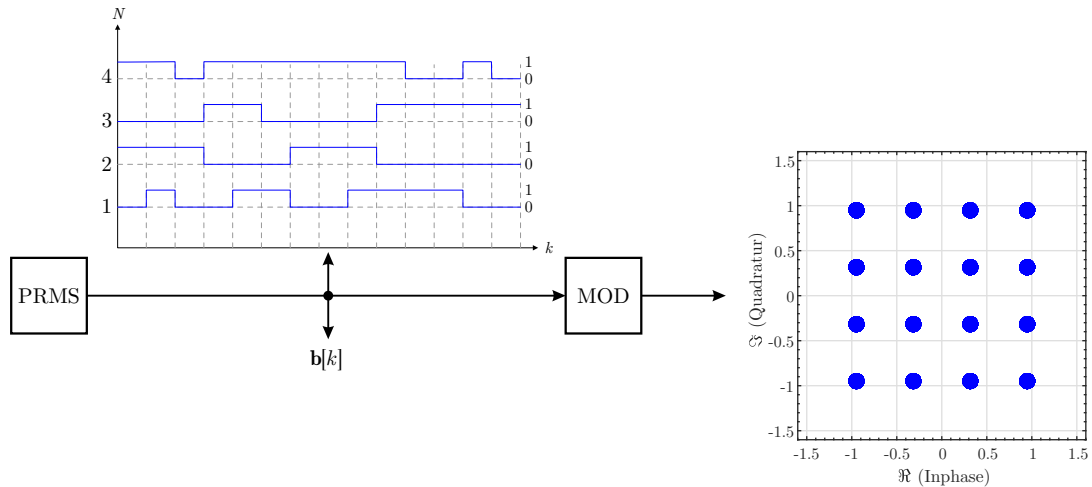
$$i_{X/Y,Q}(t) = \frac{R_{PD}}{4} \cdot \left( \left| j o_{X/Y}(t) - \frac{O_{LO}}{\sqrt{2}} \right|^2 - \left| -o_{X/Y}(t) + j \frac{O_{LO}}{\sqrt{2}} \right|^2 \right) \quad (3.72)$$

$$= \frac{R_{PD} |o_{X/Y}(t)| |O_{LO}|}{\sqrt{2}} \cdot \sin(\varphi_{X/Y}(t) + \varphi_{LO} + 2\pi\Delta f_c t). \quad (3.73)$$

Werden beide Polarisationen detektiert, besteht keine Notwendigkeit, die Polarisationen aufeinander abzustimmen, da eine sich langsam verändernde Rotation adaptiv in der DSP angepasst werden kann. Es ist weiterhin zu beachten, dass  $\varphi_X$  und  $\varphi_{LO}$  nicht nur die Momentanphase des Signals und LOs beinhalten, sondern auch alle Störungen wie z.B. nichtlineare Effekte oder Phasenrauschen.

## 3.5 Simulation von Systemen

Moderne optische Kommunikationssysteme sind komplexe, nichtlineare und hochzuverlässige Systeme, die für den Betrieb in rauschbehafteten Umgebungen konzipiert sind. Wegen ihrer Komplexität sind sie schwierig mathematisch in geschlossener Form zu analysieren.



**Abbildung 3.20:** Blockschaltbild zur PRMS am Beispiel einer Modulation mit 16-QAM

Aufgrund dieser analytischen Schwierigkeiten müssen sie, um Schätzungen über die wichtigsten Leistungsparameter zu erhalten, oft numerisch simuliert werden. So ist neben der analytischen Betrachtung die Simulation ein wichtiges Mittel zur Untersuchung der in dieser Arbeit betrachteten Gebiete.

Um eine zuverlässige Schätzung zu einem System abgeben zu können, bedarf es einer ausreichenden Anzahl an numerisch erhobenen Stichproben. Im Falle der optischen Nachrichtenübertragung bedeutet dies umfangreiche Simulationen von übertragenen Bits.

Nicht nur die Anzahl der simulierten Bits bzw. Symbole, sondern ebenso die ausreichende Anzahl an Linearkombinationen während der Simulation, sind dabei relevant. So finden zur Sicherstellung aller Kombinationen neben Zufallszahlen auch *pseudozufällige mehrstufige Bitsequenzen* (engl.: Pseudo Random Multilevel Bitsequence, PRMS) ihren Einsatz [128]. Eine PRMS ist eine um die Modulationsdimension erweiterte *pseudozufällige Bitsequenz* (engl.: Pseudo Random Bitsequence, PRBS). Eine PRBS ist pseudozufällig, da die Sequenz deterministisch ist, aber zufällig zu sein scheint. Jeder Wert eines Elements scheint unabhängig von den Werten der anderen Elemente, hat aber einen deterministischen Zusammenhang [129]. Aufgrund der Vorhersagbarkeit können PRBS-Signale als reproduzierbares Muster in der optischen Nachrichtentechnik verwendet werden [130].

Für eine PRMS werden  $N$  parallele PRBS zu einer Matrix zusammengefasst. Im einfachsten Fall wird eine PRBS in jeder erweiterten Dimensionsausprägung  $i$  um einen Faktor  $K_i$  verschoben. Werden beispielsweise für eine 16-QAM-Modulation vier Bits pro Symbol zur Modulation parallel benötigt, wird eine  $4 \times L$  PRMS vorausgesetzt.  $L$  steht hier für die

benötigte Symbollänge der Sequenz  $\mathbf{b}[k]$ . Die vier parallelen Bits ergeben dann ein 16-QAM-Symbol. Um eine ausreichende Anzahl an Proben zu gewährleisten, gilt die Faustregel, dass in einem Kommunikationssystem eine gute Aussage in Bezug auf die BER getroffen werden kann, sofern 1000 Fehler während der Übertragung detektiert wurden [68]. In allen durchgeführten numerischen Evaluationen wird auf eine ausreichende Aussagekraft der Parameter geachtet.

### 3.5.1 Split-Step-Fouriermethode

Die simulative Untersuchung optischer Kommunikationssysteme spielt eine übergeordnete Rolle bei der Untersuchung neuer Verfahren, daher ist eine effiziente Methode zur numerischen Simulation unerlässlich. Die Split-Step-Methode zur Lösung der NLSE bzw. CNLSE, wie der Manakov-PMD-Gleichung ist ein numerisches Verfahren zur Lösung der jeweiligen Differentialgleichungen, da eine analytische Lösung nicht möglich ist. Die Split-Step-Methode ist das am häufigsten verwendete numerische Schema zur Lösung der Gleichungen 3.40, 3.23 und 3.16, die aufgrund ihrer Einfachheit und Flexibilität im Umgang mit Dispersion höherer Ordnung, dem Raman-Effekt und der Filterung heraussticht [131].

Die Split-Step-Methode basiert auf der Tatsache, dass sich die Differentialgleichungen wie Gleichung 3.16 in einen linearen und nichtlinearen Operator aufteilen lassen:

$$\frac{\partial o(z,t)}{\partial z} = (\hat{D} + \hat{N}) o(z,t). \quad (3.74)$$

Die Ausbreitung des Signals in jedem Segment der Glasfaser lässt sich in drei Schritte unterteilen: zwei lineare und einen nichtlinearen Schritt. Der nichtlineare Schritt wird zwischen den beiden linearen Schritten eingefügt [68, 71, 76]. Dieses Vorgehen wird auch symmetrische Split-Step-Methode genannt und in Abbildung 3.19 abgebildet.

Formell bedeutet dies zur Lösung, dass die zu simulierende Faser in beliebig viele Teilabschnitte der Länge  $\Delta z$  unterteilt wird. In jedem der Teilabschnitte werden die entsprechenden Differentialgleichungen durch den linearen Operator  $\hat{D}$  im Frequenzbereich und mit dem nichtlinearen Operator  $\hat{N}$  im Zeitbereich gelöst. Formal ergibt sich die Lösung des Teilab-

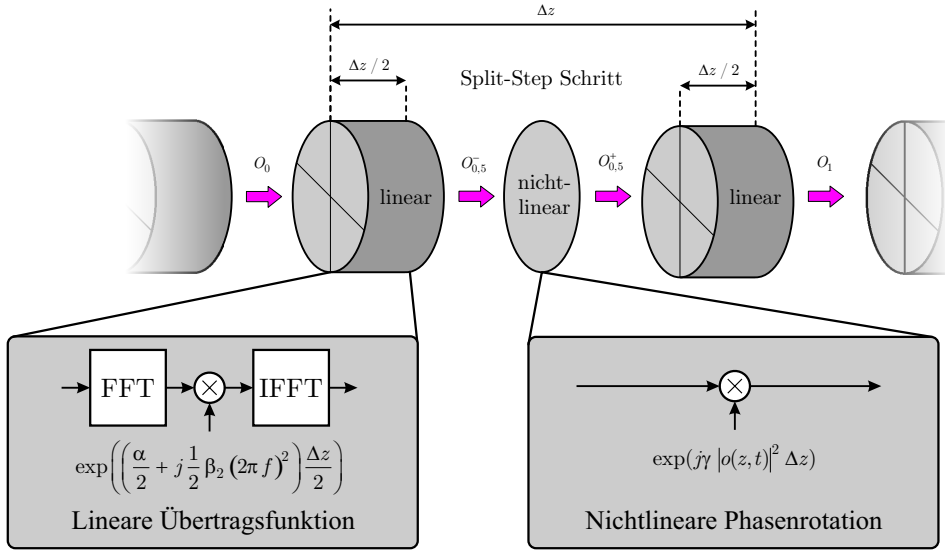


Abbildung 3.21: Prinzip der Split-Step-Methode basierend auf den Gleichungen 3.75 bis 3.79

schnitts mit dem Ausgang  $O_1$  durch

$$O_1 = \mathfrak{F}^{-1} \left\{ \exp \left( \frac{\Delta z}{2} \hat{D} \right) \cdot \mathfrak{F} \left( O_{0,5}^+ \right) \right\}, \quad (3.75)$$

$$O_{0,5}^+ = \exp \left( \int_z^{z+\Delta z} \hat{N} \left( O_{0,5}^- \right) \partial z \right), \quad (3.76)$$

$$O_{0,5}^- = o \left( z + \frac{\Delta z}{2}, t \right) \quad (3.77)$$

$$= \mathfrak{F}^{-1} \left\{ \exp \left( \frac{\Delta z}{2} \hat{D} \right) \mathfrak{F} \{ O_0 \} \right\}, \quad (3.78)$$

$$O_0 = o(z, t). \quad (3.79)$$

Die Effizienz der Split-Step-Methode hängt sowohl von der Zeitbereichsaufösung, als auch von der Verteilung der Teilabschnitte entlang der Faser ab. In Simulationen von Glasfaserübertragungssystemen werden die Zeit- und Frequenzaufösungen durch die Bandbreite des Signals bzw. die Anzahl der Bits bestimmt, die durch das System übertragen werden sollen. Folglich bestimmen die Eigenschaften des Signals die minimal erforderliche FFT-Größe zur Lösung des linearen Teils der Gleichungen.

Der einfachste Weg, die Split-Step-Fourier-Methode zu implementieren, besteht darin, eine konstante Schrittweite entlang der gesamten Übertragungsstrecke zu verwenden, wobei die globale Genauigkeit nur durch eine Erhöhung der Gesamtzahl der Schritte verbessert werden

kann. Eine unsachgemäße Verteilung der Schrittweiten kann nicht nur zu einer allgemeinen Verringerung der Genauigkeit, sondern auch zu numerischen Artefakten wie künstliches FWM führen. Um die numerischen Artefakte effizient zu unterdrücken, wird eine logarithmische Verteilung der Schrittweiten verwendet [132].

### 3.6 Recirculating-Loop

Eine Recirculating-Loop (z. dt. Umlaufschleife) ist ein Werkzeug, mit dem man lange Glasfaserstrecken in Laborumgebungen emulieren kann. Eine Recirculating-Loop anstelle einer traditionellen Übertragungsstruktur bietet einige Vorteile bei der Untersuchung optischer Langstreckensysteme [133–135]:

- Es können vorhandene Ressourcen zu Forschungszwecken effizient genutzt werden. So kann eine zu untersuchende Streckenlänge bereits mit verhältnismäßig geringem Budget realisiert werden.
- Eine relativ lange Übertragungsstrecke kann auf kleinstem Raum realisiert werden. Eine beliebig lange Glasfaserstrecke passt so in ein Regal (engl. Rack).
- Durch die Übertragung in Schleifen ist man bei der Auswertung von Ergebnissen flexibel. So können in einer Messung beispielsweise mehrere Längen auf einmal ausgewertet oder schnell umgestellt werden.

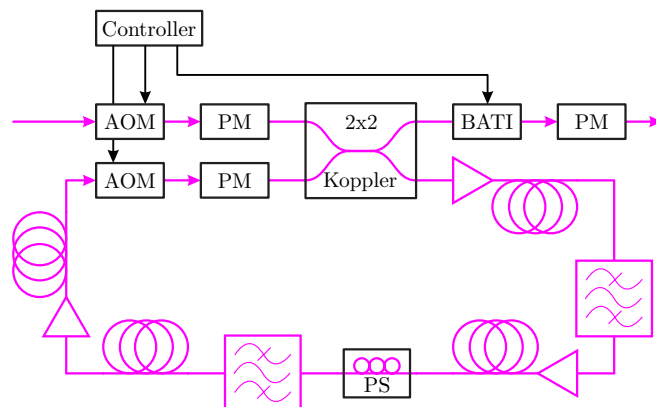


Abbildung 3.22: Blockdiagramm einer Recirculating-Loop

Ein Blockdiagramm der im Rahmen dieser Arbeit zusammengestellten und verwendeten Recirculating-Loop ist in Abbildung 3.22 dargestellt. Wie [133–135] zu entnehmen ist, bestehen nicht alle Recirculating-Loops aus denselben Bauteilen, aber verfolgen stets das gleiche Prinzip und den selben Zweck. Im Folgenden sollen die Elemente einer Recirculating-Loop kurz erläutert werden:

**Glasfaser** Die Faser in einer Recirculating-Loop übernimmt die wichtigste Aufgabe, da sie den größten Effekt auf das Signal verursacht (siehe Abschnitt 3.3). Zudem wird durch die Wahl der Faser bestimmt, ob es innerhalb der Strecke zu dispersionskompensierenden Verfahren kommt. Wenn beispielsweise eine *dispersionkompensierende Glasfaser* (engl. Dispersion Compensation Fiber, DCF) verwendet werden soll, könnten zusätzliche Faserabschnitte an beliebigen Stellen eingefügt werden.

**Optische Verstärker** Um die Dämpfung des Signals nach Durchlaufen eines Faserabschnittes auszugleichen, werden EDFAs (Verstärker) (Abschnitt 3.4.6.2) verwendet. Diese werden so parametrisiert, dass sie den Verlust innerhalb des Abschnittes exakt ausgleichen.

**Bandpass Filter** Da die EDFAs nicht nur das schmalbandige Signal verstärken, sondern auch das Rauschen auf der Strecke, werden an strategischen Positionen optische BP-Filter platziert. Die Bandbreite der Filter muss dabei mit dem Übertragungsszenario übereinstimmen (WDM).

**Leistungsmesser** *Leistungsmesser* (engl. Power Monitor, PM) werden in Laborumgebungen eingesetzt, um Leistungen an spezifischen Punkten im System zu überwachen. Oft gehört ein optisches Dämpfungsglied unmittelbar zum PM dazu.

**Optische Schalter (Bati)** In der Schleife wird ein Switch der Firma Bati verwendet, welcher auf Keramik basiert. Dieser Schalter dient dazu, das zu untersuchende Signal nach einer gewissen Anzahl von Umdrehungen in der Schleife zu extrahieren.

**Optische Schalter (AOM)** Neben den Switches der Firma Bati finden *Akustisch-Optische Modulatoren* (engl.: Acoustic Optical Modulators, AOM) in der Loop ihre Anwendung. Diese Schalter dienen dazu, das zu untersuchende Signal in geeigneter Länge in die Loop zu bringen. Zudem ist ein AOM innerhalb der Loop zu finden, um den einhergehenden Frequenzversatz auszugleichen.

**Polarisationsverwürfler** Der Polarisationsverwürfler ist in der Loop untergebracht, um für jeden Umlauf die Polarisation des Lichtes zu ändern. So ist sichergestellt, dass sich die auftretenden Effekte, wie PMD nicht akkumulieren.

**Kontrolleinheit** Die Kontrolleinheit steuert hauptsächlich die optischen Schalter der Schleife. Sie kann aber auch dazu verwendet werden, um ein Oszilloskop zur Aufzeichnung zu triggern. Die Steuerung der Elemente geschieht mithilfe eines Pulsgenerators, der wohl die wichtigste Aufgabe innerhalb der Schleife erfüllt. Die Steuerpulse dienen dazu, mithilfe der Schalter das Einfügen und Extrahieren der Signale zu steuern. Zudem werden ggfs. andere Geräte wie das Oszilloskop, der *optische Spektrum-Analysator* (OSA) oder der Empfänger gesteuert.

Neben den in einer Glasfaserstrecke auftretenden Effekten wie ISI, CD oder nichtlineare Effekte gibt es weitere Herausforderungen beim Betrieb einer Recirculating-Loop. Da zusätzliche Bauteile innerhalb der zu testenden Strecke verbaut werden, entsteht eine zusätzliche Dämpfung im System. Das sorgt dafür, dass man im OSNR-Budget limitiert ist. Außerdem sorgen die Bauteile für nicht vorgesehene Auswirkungen auf das Signal, so resultiert die Verwendung von AOMs in einen Frequenzversatz von 27,12 MHz, welcher durch einen weiteren inversen AOM kompensiert werden kann. Die Recirculating-Loop stellt ein Tool zur Untersuchung optischer Langstreckenübertragung dar, auch wenn einige Einschränkungen mit einhergehen.

### 3.7 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden, basierend auf den Grundlagen aus Kapitel 2, die nötigen Informationen zu optischen Systemen und deren Komponenten zusammengefasst. Es wurde auf die Zusammensetzung und Realisierung von optischen Systemen eingegangen, um anschließend deren einzelne Komponenten zu erläutern. Die Erläuterung der Komponenten soll den Leser auf das nachfolgenden Kapitel vorbereiten. Dort werden alle relevanten Störungen der Signale aus Kapitel 2, hervorgerufen durch die Komponenten aus Kapitel 3, diskutiert. Neben den einzelnen Komponenten wurde in Abschnitt 3.6 abschließend eine Methode aufgezeigt, die Langstreckenemulationen in einer Laborumgebung effizient durchführen lässt.





# Kapitel 4

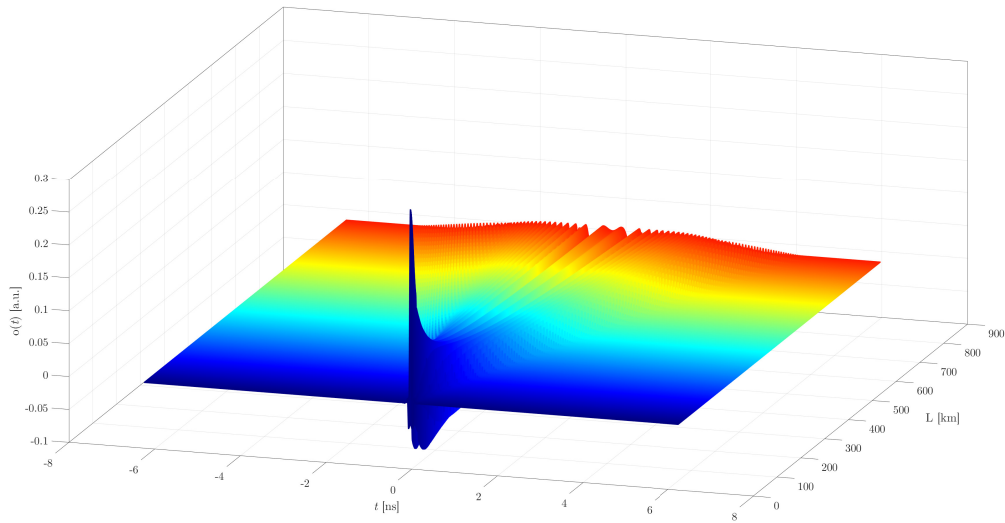
## Störungen in optischen Systemen

Zur Übertragung eines informationstragenden Signals  $s(t)$  wird ein optischer Träger  $\omega_{\text{LO}}$  (Laser als LO) moduliert. Es wird dabei auf Störungen sowohl in der optischen Domäne als auch im elektrischen oder digitalen Bereich am Sender und Empfänger eingegangen.

In Abschnitt 4.3 wird kurz auf die in dieser Arbeit verwendeten Gütezahlen zur Evaluierung der Systemperformance verwiesen. Während sich Kapitel 3 mit den theoretischen analytischen Hintergründen beschäftigt, sollen in diesem Kapitel deren Auswirkungen aus Sicht der Nachrichtentechnik aufgezeigt werden. Die Auswirkungen der beschriebenen Störungen auf die DSP-Verfahren werden in Kapitel 5 vertieft, um die Effekte auf eine Übertragung in den Evaluierungskapiteln wie Abschnitt 6.4 wieder aufgreifen zu können. Das aktuelle Kapitel widmet sich Störungen, die in optischen Systemen auftreten und geht darauf ein, welche Auswirkungen diese auf die Systemperformance haben. Alle im Folgenden beschriebenen Störungen sind auf den optischen Glasfaserkanal ausgerichtet und in deterministische sowie stochastische Störungen aufgeteilt. Stochastisch sind alle Effekte, die aus nachrichtentechnischer Sicht zufällig erscheinen. Deterministisch sind die Effekte, welche durch Vorbedingungen eindeutig festgelegt sind.

### 4.1 Deterministische Störungen

Zu den deterministischen Störungen werden die Effekte gezählt, deren äußere Ursache bekannt ist. Somit ist theoretisch der Effekt mit allen vorhandenen Informationen vorhersehbar und kann ausgeglichen werden.

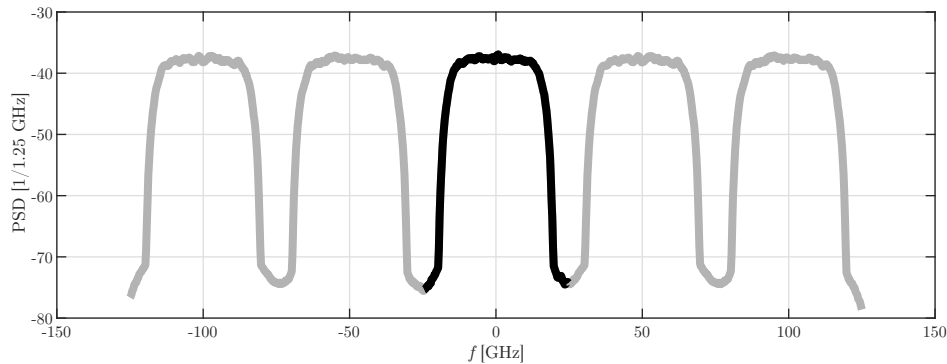


**Abbildung 4.1:** Realteil hervorgerufener Pulsverbreiterung durch CD ( $D_{CD} = 17 \text{ ps/nm/km}$ ) von 0 bis 1000 km SSMF

### 4.1.1 Dispersives Verhalten

Wie in den Abschnitten 3.3.1.2 und 3.3.1.3 beschrieben, sind die Effekte von *chromatischer Dispersion* (CD) und *Polarisationsmodendispersion* (PMD) in optischen Systemen nicht zu vernachlässigen. Obwohl der Effekt von PMD durch das häufige Auftreten der Doppelbrechung innerhalb der Faser stochastischer Natur ist, akkumuliert sich dieser dennoch zu einer fast deterministischen Störung, welche vorhersehbar ist. Sowohl die CD, wie auch PMD erzeugen in Bezug auf ein Signal im Zeitbereich eine Pulsverbreiterung und führen somit zu ISI. Im Vergleich zum Dispersionsparameter einer SSMF von  $D_{CD} = 17 \text{ ps/nm/km}$  wirkt sich der Effekt von PMD mit  $D_{PMD} = 0,04 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$  nur gering aus. Die Pulsverbreiterung des Realteils eines RRC-Pulses durch CD in einer SSMF von 0 bis 1000 km ist in Abbildung 4.1 und A.1 schematisch dargestellt.

Die resultierende Intersymbolinterferenz ist als lineare Verzerrung zu verstehen und mit Hilfe der kohärenten Detektion aus Abschnitt 3.4.8 und geeigneter Entzerrerverfahren nahezu vollständig zu kompensieren. Voraussetzung dafür ist ein genaues Verständnis der Übertragungstrecke.



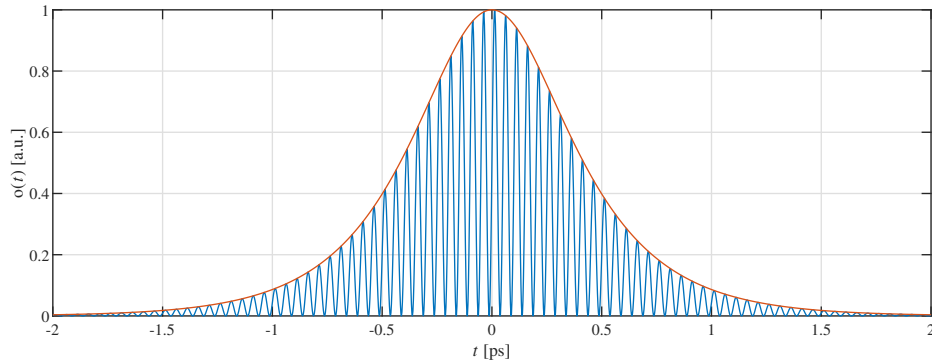
**Abbildung 4.2:** PSD einer PDM-16-QAM Übertragung mit einem Probenkanal (schwarz) und vier potentiellen Störkanälen (grau)

#### 4.1.2 Nichtlinearitäten der Faser

Wie in Abschnitt 3.3.2 beschrieben, spielen SPM und XPM als Auswirkungen des Kerr-Effekts eine bedeutende Rolle in der optischen Glasfaser Kommunikationstechnik. In diesem Abschnitt sollen die Auswirkungen der Effekte auf die Nachrichtenübertragung kurz exemplarisch dargestellt werden.

Betrachtet man die empfangenen Konstellationen in einem WDM-Übertragungssystem mit einer Modulation von PDM-16-QAM für einen, drei und fünf Kanäle bei gleicher Kanalleistung, lassen sich die Auswirkungen von SPM und XPM anschaulich darstellen. Die Konstellationen für verschiedene Signalleistungen pro Kanal sind in Tabelle 4.1 veranschaulicht. Um die auftretenden Effekte unabhängig einer Systemperformance vorzustellen, wurde auf eine Simulation von Rauschen durch ASE verzichtet. Dargestellt sind die akkumulierten Konstellationen der X- und Y-Polarisation für drei verschiedene WDM-Szenarien mit einem, drei oder fünf Kanälen über 200 km SSMF. Die Kanäle liegen in einem 50 GHz Abstand. Der Dispersionskoeffizient beträgt  $17 \text{ ps/nm/km}$  und der Polarisationsdispersionsparameter  $0,2 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ . Die Nichtlinearität (SPM und XPM) wird durch den Nichtlinearitätskoeffizienten  $\gamma = 1,6 \text{ 1/W/km}$  entsprechend Gleichung 3.40 bestimmt. Es ist zu sehen, dass mit steigender Glasfasereingangsleistung bei der Übertragung eines Kanals zwischen -6 und 9 dBm der Effekt von SPM deutlich zu erkennen ist. Während im linearen Bereich ( $< 0 \text{ dBm}$ ) SPM nur einen geringfügigen Anteil an der im System befindlichen Degradation hat, steigt diese deutlich ab 0 dBm. Bereits bei 3 dBm ist eine deutliche visuelle Verschlechterung der Konstellation zu erkennen.

Die NLSE zur Beschreibung sich ausbreitenden Lichts in der Glasfaser erlaubt die Übertragung von Solitonen [136]. In der optischen Nachrichtenübertragung wird der Begriff Soliton



**Abbildung 4.3:** Exemplarische Darstellung des hyperbolischen Sekans (rot) als komplexe Einhüllende eines optischen Trägersignals (blau) bzw. Solitons (Lösung der NLSE)

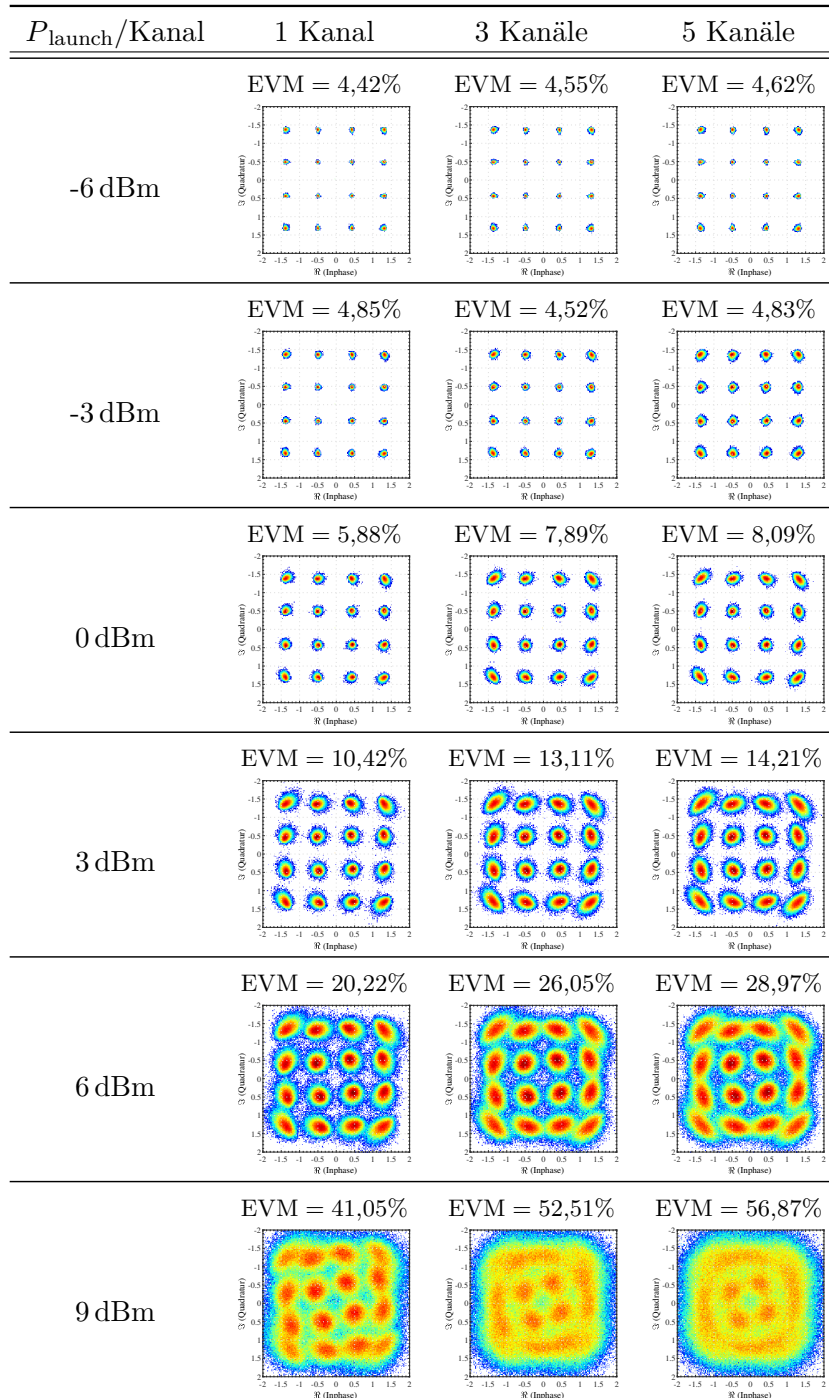
verwendet, um jenes optische Feld zu bezeichnen, das sich während der Ausbreitung nicht ändert, da ein empfindliches Gleichgewicht zwischen nichtlinearen und linearen Effekten im Medium besteht [87]. Der Gruppenlaufzeiteffekt der CD tritt dabei gegen den Kerr-Effekt an, und die CD und die auftretende SPM gleichen sich gegenseitig aus.

In [137] wurde gezeigt, dass die allgemeine Lösung von Gleichung 3.16 bei  $\alpha = 0$  dB/km aus Solitonen besteht, die von kleineren dispersiven Feldern begleitet werden. Sie verwendeten eine Methode namens inverse Streutransformation, welche eine Art nichtlineare Fourier-Transformation ist und erhielten eine spezielle Lösung, welche als fundamentales Soliton bekannt ist

$$o(z,t) = \operatorname{sech}(t) \cdot \exp\left(\frac{iz}{2}\right). \quad (4.1)$$

Der hyperbolische Sekans  $\operatorname{sech}(t) = 2/[\exp(t) + \exp(-t)]$  hat eine ähnliche Form wie die bekanntere Gauß'sche Funktion, aber eine schmalere Spitze und breitere Flügel, wie in Abbildung 4.3 exemplarisch dargestellt. Des weiteren hat der Phasenausdruck in Gleichung 4.1 keine Abhängigkeit von  $t$ . So ist das Soliton vollkommen nichtdispersiv. Das heißt, dass sich seine Form mit dem Voranschreiten in  $z$ -Richtung nicht verändert. Die Form verändert sich weder in der Zeitdomäne, noch im Frequenzbereich, da die Fourier-Transformation einer  $\operatorname{sech}$ -Funktion ebenfalls eine  $\operatorname{sech}$ -Funktion ergibt. Insbesondere ist die Fourier-Transformation von Gleichung 4.1 proportional zu  $\operatorname{sech}(\pi\omega/2)$ . Diese Invarianz tritt bei Solitonen auf, da sich die dispersiven und nichtlinearen Eigenschaften der NLSE gegenseitig aufheben. Es resultiert lediglich eine Phasenverschiebung des gesamten Impulses.

## 4.1 Deterministische Störungen



**Tabelle 4.1:** Konstellationen von PDM-16-QAM nach Übertragung von 1, 3 oder 5 WDM-Kanälen entsprechend Abbildung 4.2 bei 32 GBaud mit gleicher Leistung pro Kanal zwischen -6 dBm und 9 dBm über 200 km SSMF ( $D = 17 \text{ ps/nm/km}$ ,  $D_{\text{PMD}} = 0,2 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ ,  $\gamma = 1,6 \text{ 1/W/km}$ ) zur Darstellung der Effekte durch SPM, XPM und FWM bei vollständiger PMD und CD Kompensation.

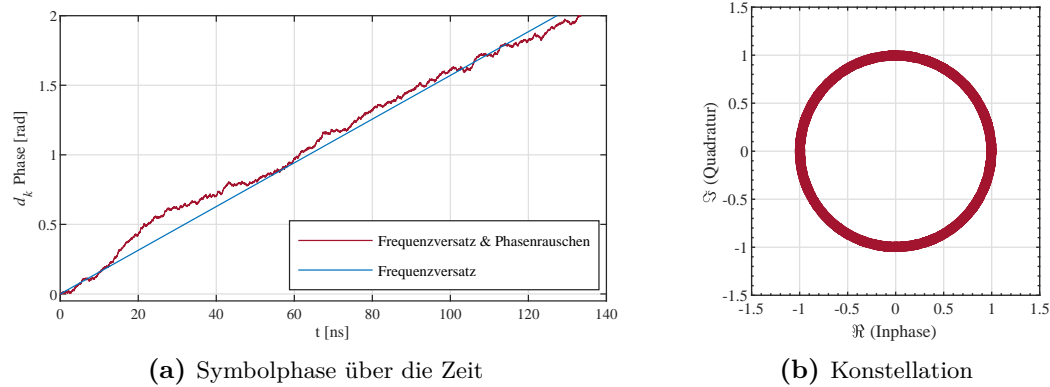
### 4.1.3 Frequenzabweichungen der Laser

Wie in Abschnitt 3.4.8 beschrieben, wird in dieser Arbeit ausschließlich die synchrone, kohärente, intradyne Detektion verwendet [138, 139]. Dabei kommt es unter anderem zu Ungenauigkeiten zwischen den LOs am Sender und Empfänger. Dieses schlägt sich zum einen in einer zeitvarianten Frequenzabweichung und zum anderen in zeitvariantem statistischem Phasenrauschen, welches in Abschnitt 4.2.2 genauer erläutert wird, nieder. Obwohl moderne Träger (LO, Laser) innerhalb der eingestellten Frequenz stabilisiert werden [140], bleibt stets eine gewisse Ungenauigkeit innerhalb der gewünschten Frequenz im dritten optischen Fenster übrig.

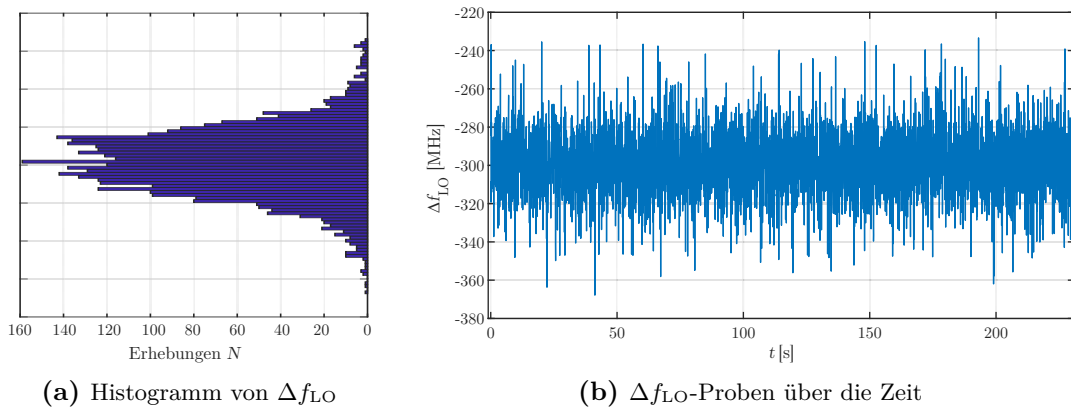
Es gibt verschiedene Möglichkeiten, diesen Versatz zu kompensieren. Diese Abweichung ist mathematisch in Gleichung 3.70 bzw. 3.72 dargestellt und soll im Folgenden kurz erläutert werden. Wie in Gleichung 3.70 und 3.72 zu erkennen und in Abbildung 4.4 in blau veranschaulicht ist, ergibt sich aus dem Frequenzversatz  $\Delta f_c$  über der Zeit ein linearer Anstieg der Phase. Die in dieser Arbeit verwendeten Laser können auf 100 MHz genau justiert werden. Bei gleich eingestellter Wellenlänge der Laser ergibt sich eine Differenz der Frequenzen von ca. 500 MHz. In den Datenblättern (Teraxion TNL-CBV-1U Tunable Narrow Linewidth Laser) wird eine absolute Frequenzgenauigkeit von  $\pm 2,5$  GHz und eine relative Frequenzgenauigkeit von  $\pm 1,5$  GHz angegeben. Die Frequenzstabilität wird mit  $\pm 300$  MHz innerhalb von 24 h und  $\pm 60$  MHz innerhalb einer Minute spezifiziert.

Abbildung 4.5 zeigt die Evaluierung des Frequenzversatzes des optischen Sender- und Empfängersetups. Hierzu wurde über vier Stunden der Frequenzversatz mithilfe der kohärenten Detektion ermittelt. Als Ergebnis wird in Abbildung 4.5a ein Histogramm aller ermittelten Werte abgebildet. Zudem sind die ermittelten Werte über die Zeit in Abbildung 4.5b aufgetragen. Die Messungen bestätigen die im Datenblatt angegebenen Werte.

Dem Versatz kann generell auf zwei Weisen begegnet werden. Es ist möglich, mit einer sog. *Phasenregelschleife* (engl. Phase-locked Loop, PLL) den Träger auf der Empfängerseite der sendeseitigen Frequenz anzupassen und dem Frequenzversatz entgegen zu wirken [141, 142]. Da es sich um einen nahezu linearen Anstieg der Phase handelt, kann diesem in der elektrischen oder gar digitalen Domäne entgegengetreten werden, sofern sich der Versatz im Sinne einer intradynen Detektion (Abschnitt 3.4.8) innerhalb der Detektionsbandbreite befindet.



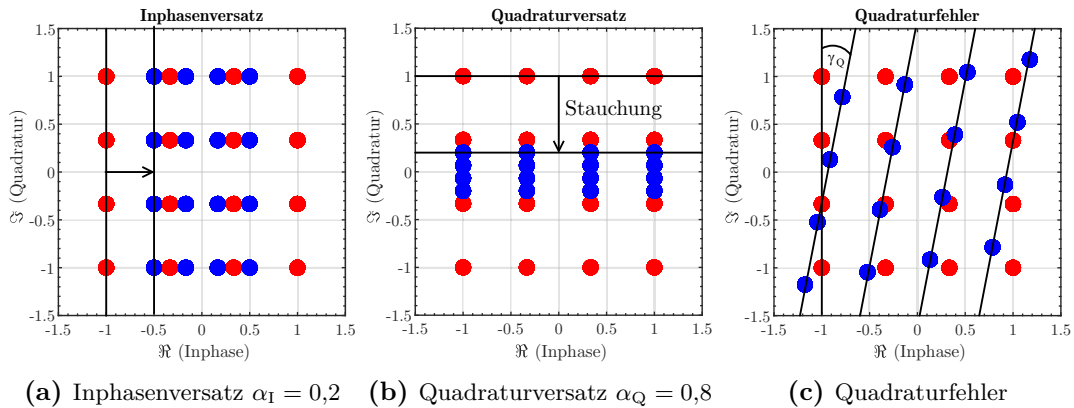
**Abbildung 4.4:** Symbolphase nach kohärentem Empfang mit einem Frequenzversatz von  $\Delta f_c = 5$  MHz und einem Phasenrauschen von  $\Phi_{PN} = 80$  kHz



**Abbildung 4.5:** Evaluierung des Frequenzversatzes eines kohärenten Sender- und Empfängerbaus: Hierzu wurde über vier Stunden der Frequenzversatz mithilfe der kohärenten Detektion ermittelt. (a) zeigt ein Histogramm aller ermittelten Werte und (b) die dazugehörigen ermittelten Werte über der Zeit.

### 4.1.4 IQ-Ungleichgewicht

Um eine hohe Modulationsqualität am Sender bzw. eine hohe Übertragungsqualität des Systems zu gewährleisten, ist eine optimale Ansteuerung der in Abschnitt 3.4.2 beschriebenen Modulatoren unabdingbar. Insbesondere der IQ-Modulator mit seinen drei Vorspannungen  $U_I$ ,  $U_Q$  und  $U_P$  aus Gleichung 3.57 für Inphase-, Quadratur- und Phasenmodulator stellt dabei eine Herausforderung dar. Der Einfluss von nicht optimalen Vorspannungen überträgt sich direkt in eine Verzerrung des modulierten Signals aus Gleichung 3.57. Es kommt dabei zu einem IQ-Versatz oder einem Quadraturfehler [143].



**Abbildung 4.6:** 16-QAM-Konstellationen mit IQ-Ungleichgewicht (blau) und dem unverzerrten Original (rot)

Ein Fehler in der Quadraturmodulation gibt in Bezug auf die Konstellation bildlich gesprochen den Winkel  $\gamma_{IQ}$  an, um den die empfangene Konstellation gekippt ist (Abbildung 4.6c). Der IQ-Versatz hingegen führt zu einer Stauchung um den Faktor  $\alpha_Q$  für den Quadraturteil bzw.  $\alpha_I$  für den Inphaseteil der Konstellation (Abbildung 4.6a und 4.6b). Ein IQ-Versatz beschreibt das Verhältnis der Leistungen des Gleichanteils  $P_{DC}$  und der mittleren Signalleistung  $P_s$  ohne Gleichanteil und wird üblicherweise logarithmisch angegeben:

$$IQ_V = 10 \cdot \log_{10} \left( \underbrace{\frac{P_{DC}}{P_s}}_{\text{linear}} \right). \quad (4.2)$$

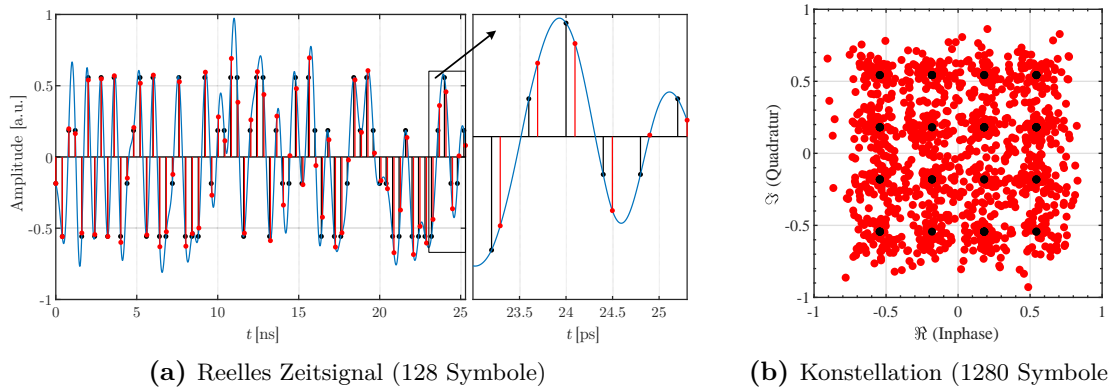
Eine Mittelwertbereinigung sorgt für die Korrektur eines solchen IQ-Versatzes im Inphase- und Quadraturanteil.

#### 4.1.5 Taktfrequenzabweichungen

Neben den in Abschnitt 4.1.3 und 4.2.2 erwähnten Problemen bei Abweichungen der verwendeten optischen LOs im Sender und Empfänger, sorgen auch andere LOs als Taktgeber für Störungen im System. Die in Abschnitt 3.4.3 und 3.4.4 angesprochenen ADCs und DACs spiegeln genau einen solchen Fall wieder. Sowohl ADCs wie auch DACs werden durch einen internen oder externen elektrischen LO getaktet.

Da sich der ADC im Empfänger als auch der DAC im Sender üblicherweise an unterschiedlichen Orten befinden, besitzen beide einen unabhängigen Taktgeber. Da genau wie in der





**Abbildung 4.7:** Zeitkontinuierliches analoges 25 GBaud 16-QAM Signal (blau), optimal abgetastetes Signal (schwarz), Abtastung mit Taktfrequenzabweichung  $\Delta f_{\text{clock}} = 1$  GHz (rot)

optischen Domäne auch hier die Frequenzen der Taktgeber nicht exakt übereinstimmen, kommt es zu Ungenauigkeiten bei der Umwandlung in die digitale Domäne am Empfänger. Der Abtastzeitpunkt  $t_{\text{sam}}$  des analogen Signals  $s(t)$  verschiebt sich somit um einen gewissen Betrag  $\Delta t_{\text{sam}}$  zu jedem Abtastzeitpunkt. Dies sorgt für eine Abtastung außerhalb des optimalen Abtastzeitpunktes, was im Falle einer  $T_s/2$ -Entzerrung jedoch kein Problem darstellt [100].

Viel kritischer ist die Tatsache, dass sich etwaige trainierte oder gar adaptive Entzerrer bzw. Filter gar nicht oder nur langsam einer Änderung des Abtastzeitpunktes anpassen. Abbildung 4.7a verdeutlicht die Auswirkungen einer Taktfrequenzabweichung von  $\Delta f_{\text{clock}} = 1$  GHz eines 25 GBaud 16-QAM-Signals ohne Rauschen und Optimalfilterung (RRC). Während zu Beginn des Signals bei  $t = 0$  ns das optimal abgetastete Signal in schwarz und das Signal mit einer Taktfrequenzabweichung in rot noch übereinander liegen, sieht man in dem vergrößerten Bereich (rechts) zwischen  $t = 23$  ns und  $t = 25$  ns deutlich eine Abweichung des digitalisierten Signals (rot zu schwarz). Diese lineare Abweichung des optimalen Abtastzeitpunktes wird ebenso in der resultierenden Konstellation des Signals deutlich und ist in Abbildung 4.7b abgebildet.

## 4.2 Stochastische Störungen

Neben den Störungen durch die Eigenschaften der Glasfaser sorgen weitere essentielle Bauteile für Störungen im System. In den folgenden Abschnitten sollen alle weiteren signifikanten Störungen kurz erläutert werden.

### 4.2.1 Rauschen

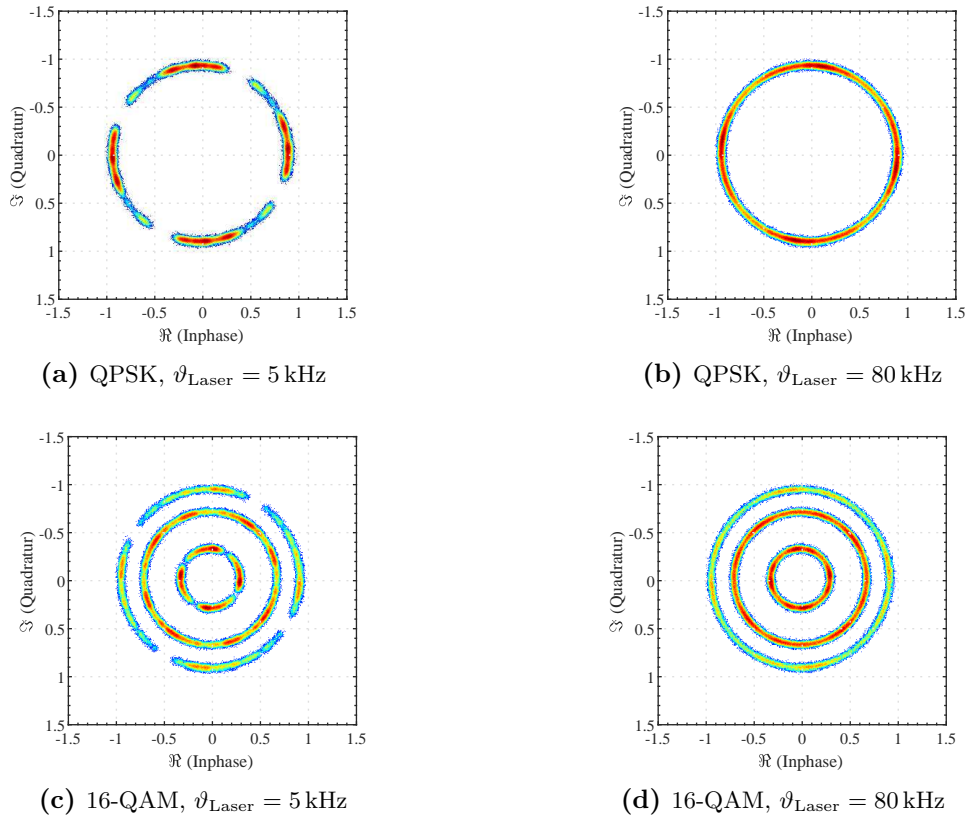
Rauschen beschreibt eine auf ein Signal einwirkende Störung mit breitem unspezifischem Frequenzspektrum. Wie in Abschnitt 3.4.6 bereits beschrieben, sind sowohl optische als auch elektrische Verstärker als dominante Rauschquelle im System anzusehen.

Während das näherungsweise weiße Rauschen der optischen Verstärker maßgebend die Systemperformance degradiert, fällt der Einfluss von elektrischem Rauschen nur verhältnismäßig gering aus. An Sendern werden vornehmlich elektrische Verstärker verwendet, um das elektrische Signal an die Modulationskennlinie des Modulators anzugleichen. An Empfängern sorgen diese dafür, dass das elektrische Signal nach den Detektoren (Photodioden) an den Detektionsbereich des ADCs angepasst wird.

Zudem ist durch die quantenmechanische statistische Ankunft von Photonen am Empfänger (bzw. der PD), insbesondere bei geringer optischer Leistung, der Photostrom der Photodiode nicht exakt konstant. Diese Abweichung vom mittleren Strom kann als Rauschprozess modelliert werden und wird als Schrotrauschen bezeichnet. Während Schrotrauschen eine signalabhängige Rauschquelle ist, definiert sich das thermische Rauschen als ein additives weißes Gauß-Rauschen mit einem Mittelwert von Null. Es ist vom Signal unabhängig. Sowohl das Schrotrauschen wie auch das thermische Rauschen sind nur dann limitierend und signifikant, wenn im System keine optische Verstärkung mit Rauschprozess vorhanden ist. Daher wird hier auf eine genauere Betrachtung verzichtet und auf [64, 68, 144] verwiesen.

### 4.2.2 Phasenrauschen

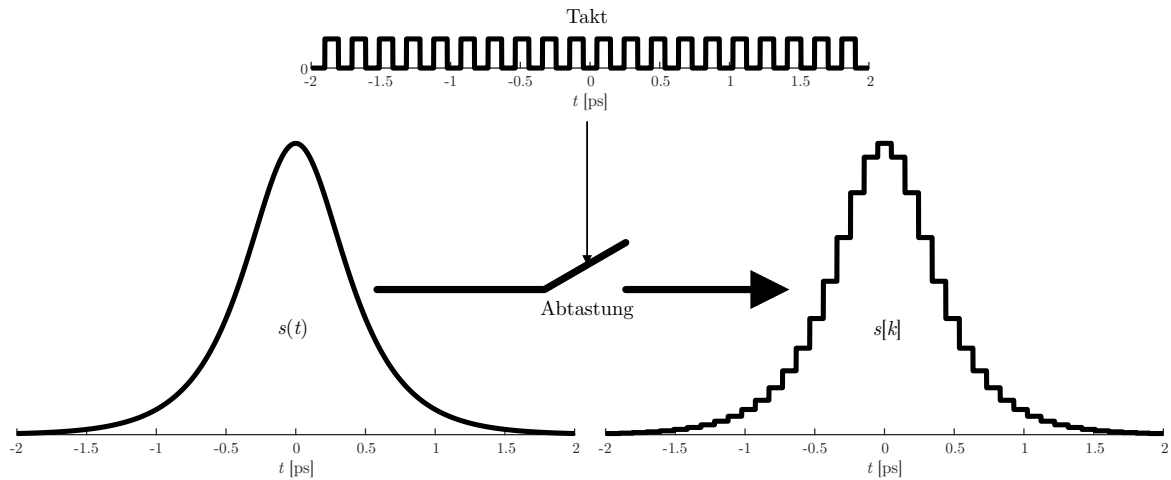
Neben dem in Abschnitt 4.1.3 beschriebenem Frequenzversatz gibt es noch eine weitere Eigenheit von Lasern, die eine Signalübertragung signifikant erschwert (Abschnitt 3.4.1). Das *Phasenrauschen* (engl.: Phase Noise, PN) wird durch seine Linienbreite bestimmt und ist formell in Gleichung 3.50 abgebildet. Die Varianz des Phasenrauschens hängt dabei direkt von der Linienbreite  $\vartheta_{\text{Laser}}$  des Lasers ab (Gleichung 3.52) [145]. Gleichung 3.51 beschreibt das Phasenrauschen als Zufallsbewegung (engl. Random-Walk). Die Zufallsbewegung wirkt sich dabei direkt auf die Übertragungsqualität digitaler Übertragungen aus und ist in Abbildung 4.8 dargestellt. Die Rückgewinnung der Phase kann zum einen wie bei dem Frequenzversatz auch im Analogen über eine PLL vollzogen werden, aber ebenso im Digitalen durchgeführt werden. Für eine fehlerfreie Rückgewinnung der übertragenden Symbole und der Information in der Phase innerhalb der digitalen Domäne, ist das Phasenrauschen des



**Abbildung 4.8:** Auswirkungen von PN auf die Übertragungsqualität anhand von 4- und 16-QAM-Konstellationen durch Simulationen von jeweils 262144 Symbolen bei einem OSNR von 40 dB

Lasers am Ausgang des kohärenten Empfängers zu schätzen und anschließend zu eliminieren. Das im System befindliche Rauschen erschwert diese Rückgewinnung. Um den negativen Einfluss des überwiegend weißen Rauschens auf die Phasenrückgewinnung zu unterdrücken, kann das geschätzte Phasenrauschen über mehrere Symbole gemittelt werden. Zwischen der Kompensation des Phasenrauschens und der Unterdrückung des additiven weißen Rauschens muss üblicherweise ein Kompromiss geschlossen werden.

Für die Unterdrückung des additiven weißen Rauschens gilt: Je höher die Filterlänge zur Mittelwertbildung über die Symbole ist, desto effektiver kann das additive weiße Rauschen unterdrückt werden. Für die Schätzung des Phasenrauschens gilt genau das Gegenteil: Je weniger Symbole betrachtet werden, desto besser kann das Phasenrauschen verfolgt und damit eliminiert werden. Die in dieser Arbeit verwendeten Algorithmen werden in Abschnitt 5.3.2 ausführlich beschrieben.



**Abbildung 4.9:** Vereinfachtes Beispiel der Abtastung eines hyperbolischen Sekans

### 4.2.3 Taktfrequenzjittern

Im Allgemeinen gibt es zwei Arten von Fehlern, die durch einen Abtastmechanismus hervorgerufen werden: Den Amplitudenfehler und den Timingfehler bzw. das Taktfrequenzjittern (engl. Jitter) [146]. Das Taktfrequenzjittern beschreibt im Wesentlichen die Timing-Fehler bei Probenahme auf Grund von Störungen im Taktgeber. Es bestimmt der auf den ADC angewandte Takt den Zeitpunkt der aus dem Eingangssignal erzeugten Abtastwerte. Der Takt innerhalb des ADCs gilt daher als empfindliches Element, bei dem Störungen minimiert werden müssen.

Abbildung 4.9 zeigt ein stark vereinfachtes Blockschaltbild eines Abtastvorgangs an einem hyperbolischem Sekans. Bei einer positiven Flanke des Takts wird der Schalter geschlossen, und ein Kondensator wird auf den Wert des Eingangssignals aufgeladen. Bei der negativen Flanke wird der Schalter geöffnet, und der Kondensator speichert den Wert des Eingangssignals, das zur Digitalisierung weiterverarbeitet wird. Während geringfügige Störungen der Amplitude des Taktes keine Auswirkung auf die Performance haben, spiegelt sich jede zeitliche Störung in einem direkten Einfluss auf den Abtastwert wieder. Fehler durch Taktfrequenzjittern können später im ADC nicht mehr korrigiert werden, da dieser bereits in die zur Digitalisierung zu bearbeitende Sequenz eingebunden ist und somit die Gesamtleistung des ADCs beeinflusst [147]. Abbildung 4.10 zeigt die Auswirkung von zeitlichem Zittern beim Abtastvorgang auf das digitalisierte Signal.

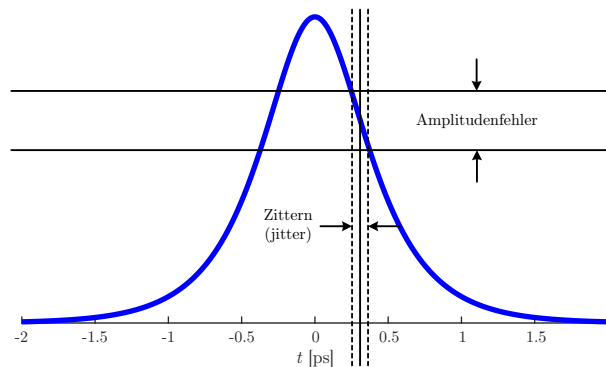


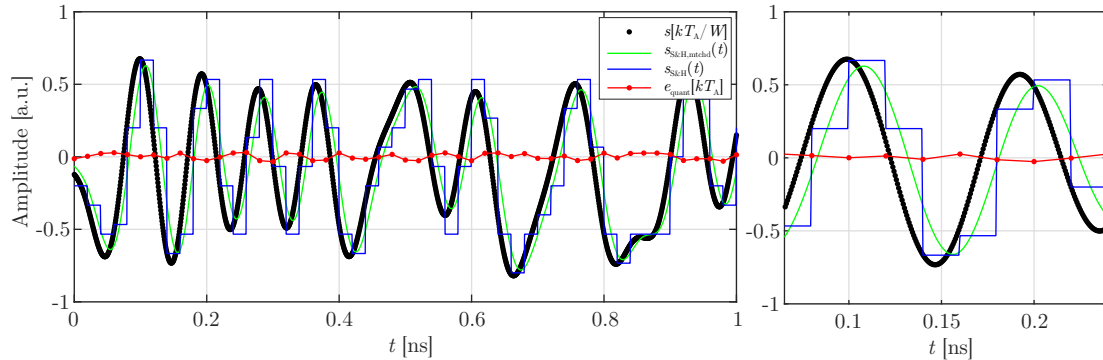
Abbildung 4.10: Darstellung der Auswirkung von Taktfrequenzjittern (engl. Jitter)

#### 4.2.4 Quantisierung

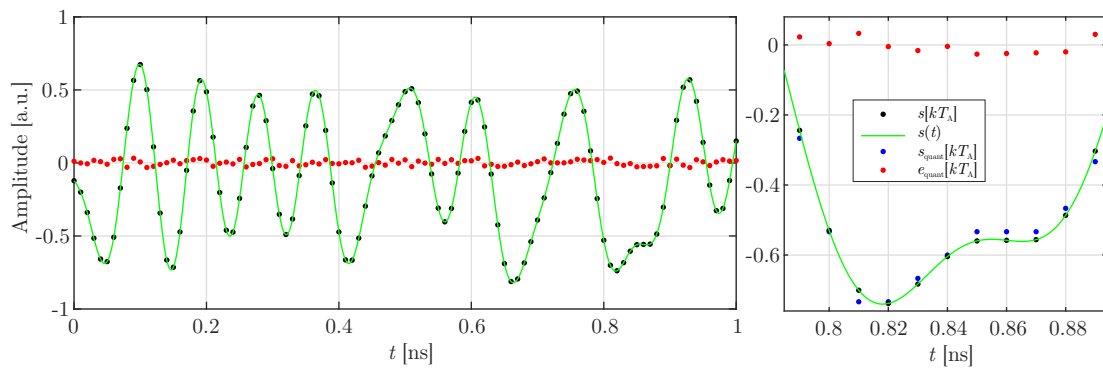
Wie in den Abschnitten 3.4.3 und 3.4.4 bereits angedeutet, kommt es auf Grund von Unstetigkeiten der Wandlerkennlinien innerhalb von Halbleitern zu sog. Quantisierungsfehlern bzw. Quantisierungsrauschen [27].

Ein Quantisierungsfehler wird oft auch als Rundungsfehler bezeichnet und spiegelt die Charakteristik einer Rundungsoperation wieder. Wie bei einer Rundung wird eine (unendlich) große Menge an Werten auf eine kleinere Menge abgebildet. Liegt ein Wert der Ausgangsmenge zwischen den Werten der Zielmenge, kommt es zu Quantisierungsfehlern. Üblicherweise ist die Zielmenge äquidistant, und es handelt sich um eine lineare Quantisierung. Eine nicht-lineare Quantisierung mit einer nichtlinearen Quantisierungskennlinie kann dazu verwendet werden, für eine Kompression der Ausgangsdaten zu sorgen [17]. Sowohl bei der Analogisierung im DAC, als auch der Digitalisierung im ADC in optischen Systemen, kommt es zu diesem nicht vernachlässigbaren Phänomen der Quantisierung.

Abbildung 4.11 zeigt die Auswirkung der Quantisierung durch einen DAC mit einem ENOB von 5 Bits bzw.  $2^5 - 1 = 31$  möglichen Amplituden. Es ergeben sich aus 5 Bit 31 Werte, um eine korrekte Abbildung einer Amplitude von null zu ermöglichen, ohne eine symmetrische Abbildung positiver wie negativer Werte zu erreichen. Das schwarze RC-Vergleichssignal  $s[kT_A]$  wird mithilfe eines äquivalenten RRC-Signals und des Abtast-Halte-Verfahrens zu  $s_{S\&H}(t)$  (blau) quantisiert und schließlich mithilfe eines RRC-Matched-Filter gefiltert. Daraus resultiert das grüne analogisierte fehlerhafte Signal  $s_{S\&H,mtchd}(t)$ . Der Quantisierungsfehler  $e_{\text{quant}}[kT_A]$  ist in rot abgebildet. Abbildung 4.12 zeigt äquivalent die Auswirkungen nach der Digitalisierung mit einem ADC bei einem ENOB von 5 bits bzw. 31 Werten. Das grüne analoge Ausgangssignal  $s(t)$  wird zunächst nach der Abtastung in schwarz als  $s[t]$



**Abbildung 4.11:** Beispiel von Quantisierungsrauschen durch Analogisierung eines digitalen RRC-Signals (schwarz) mit einem DAC durch das Abtast-Halte-Verfahren



**Abbildung 4.12:** Beispiel einer Quantisierung durch Digitalisierung mit einem ADC eines analogen RRC-Signals (grün)

dargestellt. Es ergeben sich das blaue Signal  $s_{\text{quant}}[t]$  und das entsprechend zugehörige Fehlersignal  $e_{\text{quant}}[t]$ .

### 4.3 Gütezahlen in optischen Systemen

Um die Leistungsfähigkeit eines optischen Kommunikationssystems zu quantifizieren, ist es notwendig, einige messbare Größen zu haben, die angeben, wie gut oder schlecht das zu betrachtende System funktioniert. Diese Größen nennt man *Gütezahlen* (engl. Figures of Merit, FOM). Dieser Abschnitt dient dazu, nachfolgend alle nötigen messbaren Gütezahlen zu erläutern und zu vergleichen. Außerdem sollen Brücken zwischen den Gütezahlen hergestellt werden, um diese miteinander vergleichen zu können. Im ersten Teil dieses Kapitels sollen also die meistverwendeten Gütezahlen erläutert und anschließend ein Zusammenhang

hergestellt werden. Dargestellt sind: Das SNR und das damit verbundene OSNR, das BER, der Q-Faktor und der EVM sowie die spezielleren Größen IRR und SE.

#### 4.3.1 Signal-zu-Rauschverhältnis

Das SNR wird durch das Verhältnis von Signalleistung  $P_s$  zu Rauschleistung  $P_n$

$$\text{SNR} = \frac{P_s}{P_n} \quad (4.3)$$

bzw. in logarithmischer Form

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = 10 \log_{10}(P_s) - 10 \log_{10}(P_n) \quad (4.4)$$

definiert. Das SNR wird üblicherweise an der Empfängerseite (Rx) direkt nach Abtastung bestimmt bzw. gemessen. Daher wird die äquivalente Empfänger- bzw. Systembandbreite im Folgenden mit  $B_{\text{Rx}}$  bezeichnet. Die Signalleistung  $P_s$  wird generell als die Leistung des informationstragenden Signals  $s(t)$  im Bandpass bzw.  $o(t)$  zusammengefasst und ist durch

$$P_s = 2 \cdot \int_{f_c - B_{\text{Rx}}/2}^{f_c + B_{\text{Rx}}/2} |S(f)|^2 \partial f \quad (4.5)$$

mit der Mittenfrequenz  $f_c$ , der Empfänger- bzw. Systembandbreite  $B_{\text{Rx}}$  und der frequenzabhängigen Signalleistung  $|S(f)|^2$  gegeben. Üblicherweise werden alle weiteren Leistungsbeiträge, die notwendig sind, um eine reibungslose Signalübertragung zu gewährleisten, der Signalleistung angerechnet. Dazu gehören beispielsweise der Entzerrungsübertrag oder die Trägerleistung  $P_c$ . Die Rauschleistung beinhaltet sinngemäß alles, was einer Störung (Rauschen) gleichkommt und ist äquivalent gegeben durch

$$P_n = 2 \cdot \int_{f_c - B_{\text{Rx}}/2}^{f_c + B_{\text{Rx}}/2} P_n(f) \partial f \quad (4.6)$$

mit der frequenzabhängigen Rauschleistung  $P_n(f)$ . Für den vereinfachten Fall eines Szenarios mit ausschließlich *additivem weißem Gauß'schem Rauschen* (engl.: Additive White Gaussian Noise, AWGN) als Rauschbeitrag, lässt sich die Rauschleistung  $P_n$  wie folgt ausdrücken:

$$P_n = N_0 \cdot B_{\text{Rx}}, \quad (4.7)$$

während sich die Rauschleistung  $P_n$  dabei generell aus der Rauschleistungsdichte  $N_0/2$  und der Bandbreite des Filters  $B_{\text{Rx}}$  vor Abtastung am Empfänger zusammensetzt.  $N_0/2$  gibt

das Niveau des *Leistungsdichtespektrums* (engl. Power Spectrum Density, PSD) in W/Hz im Bandpass an. Da sich die Eigenschaften eines Zufallsprozesses durch Abtastung nicht ändern, bleibt die Rauschleistung auch nach der Abtastung beständig, und das SNR kann für den vereinfachten Fall wie folgt beschrieben werden [148]:

$$\text{SNR} = \frac{P_s}{N_0 \cdot B_{\text{Rx}}}. \quad (4.8)$$

### 4.3.2 Optisches Signal-zu-Rauschverhältnis

Das OSNR ist definiert als das Verhältnis der Leistung vom optischen Signal  $P_o$  und der gesamten optischen Rauschleistung  $P_n^{\text{opt}}$  aus den beiden Polarisationen X und Y für eine Referenzbandbreite von 0,1 nm (bzw. 12,5 GHz bei 1550 nm) [149]. Die Definition des OSNRs ist historisch gewachsen und hat nur noch wenig praktikablen Wert. Hat ein Signal Anteile außerhalb der Referenzbandbreite  $B_{\text{ref}}$ , wird die entsprechende optische Signalleistung definiert durch:

$$P_o^{\text{ref}} = \frac{P_o}{B_{\text{Rx}}} B_{\text{ref}} \quad (4.9)$$

bzw.

$$P_o^{0,1\text{nm}} = \frac{P_o}{\underbrace{B_{\text{Rx}}}_{\text{in nm}}} \cdot 0,1 \text{ nm} \quad (4.10)$$

oder

$$P_o^{12,5\text{GHz}} = \frac{P_o}{\underbrace{B_{\text{Rx}}}_{\text{in GHz}}} \cdot 12,5 \text{ GHz}. \quad (4.11)$$

$B_{\text{ref}}$  entspricht der generellen Referenzbandbreite in nm oder GHz. Hat das Signal keine Anteile außerhalb der Referenzbandbreite  $B_{\text{ref}}$ , bedarf es keiner Normierung, und es gilt

$$P_o^{\text{ref}} = P_o. \quad (4.12)$$

Die optische Rauschleistung ist äquivalent gegeben durch

$$P_n^{\text{ref}} = \frac{P_n}{B_{\text{Rx}}} B_{\text{ref}} \quad (4.13)$$

bzw.

$$P_n^{0,1\text{nm}} = \frac{P_n}{\underbrace{B_{\text{Rx}}}_{\text{in nm}}} \cdot 0,1 \text{ nm}, \quad (4.14)$$



oder

$$P_n^{12,5\text{GHz}} = \frac{P_n}{\underbrace{B_{\text{Rx}}}_{\text{in GHz}}} \cdot 12,5 \text{ GHz}. \quad (4.15)$$

Für den vereinfachten Fall mit ausschließlich AWGN gilt entsprechend zu Gleichung 4.7

$$P_n^{\text{ref}} = N_0 \cdot B_{\text{ref}}. \quad (4.16)$$

Das OSNR kann mathematisch nun generell definiert werden als

$$\text{OSNR} = \frac{P_o}{P_n} = \frac{P_o^{\text{ref}}}{P_n^{\text{ref}}} \quad (4.17)$$

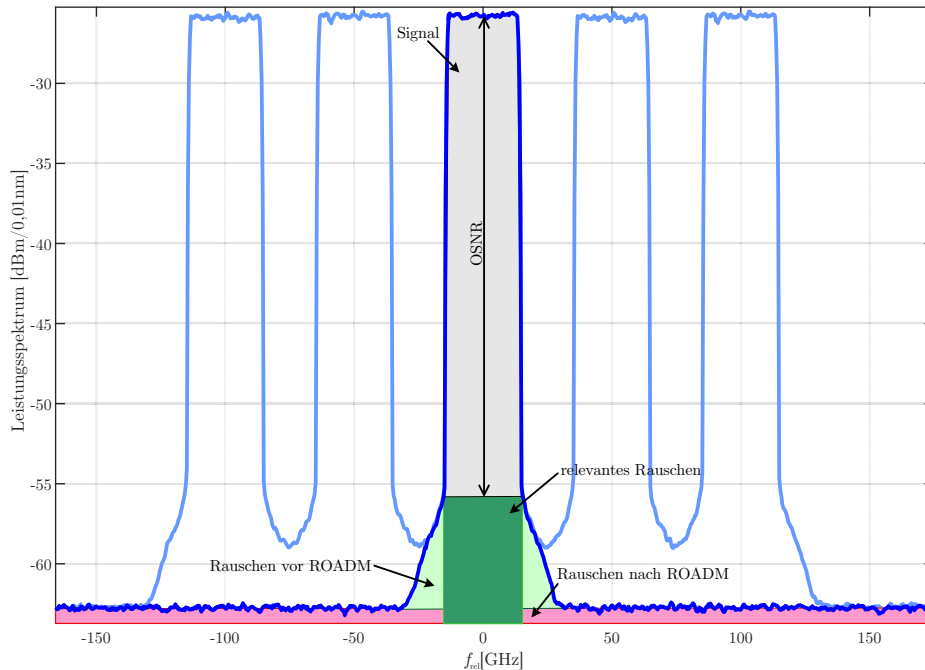
bzw.

$$\text{OSNR}_{\text{dB}} = 10 \log_{10}(P_o) - 10 \log_{10}(P_n). \quad (4.18)$$

Eine Definition unterstützt allerdings eine Vergleichbarkeit des Gütefaktors OSNR. Problematisch sind dabei insbesondere Signale, welche Signalanteile außerhalb der historischen 0,1 nm (12,5 GHz) Bandbreite besitzen und es einer Normierung nach Gleichung 4.9 bedarf.

Praktisch wird das OSNR im Labor mithilfe eines OSAs mit bestimmter Frequenzauflösung  $B_{\text{osa}}$  gemessen. Dadurch vereinfacht sich das Integral in Gleichung 4.5 und 4.6 zu einer Summe der frequenz aufgelösten Signalleistungen innerhalb der Systembandbreite  $B_{\text{ref}}$ . Eine anschließende Normierung liefert das OSNR. Ein Beispiel zu einer OSNR-Messung mithilfe eines OSAs ist in Abbildung 4.13 aufgenommen. Es wird ein WDM-Szenario mit insgesamt fünf Kanälen untersucht, wobei es das OSNR des mittleren Kanals zu ermitteln gilt. In Abbildung 4.13 wird das PSD mit einer Messbandbreite  $B_{\text{ref}}$  von 1,25 GHz bzw. 0,01 nm dargestellt. Die gemessenen Leistungspegel in dBm werden dabei über die relative Frequenz  $f$  zum Untersuchungskanal aufgetragen.

Da sich das Rauschen üblicherweise innerhalb des Systems während der Übertragung akkumuliert, erfahren die jeweiligen Rauschterme unterschiedliche Filterungen, wie z.B. durch ROADMs. So ist es anhand eines PSDs nicht trivial, die Signalleistung von der relevanten Rauschleistung zu unterscheiden. Um dies zu umgehen, können in Labormessungen ein oder mehrere Geisterkanäle ohne Signalleistung dazu verwendet werden, das relevante Rauschlevel zu evaluieren. Da eine OSNR-Messung von einer konstanten Referenzbandbreite abhängig ist, welche nicht zwangsläufig mit der Signalbandbreite übereinstimmt, ist es möglich, dass zwei Signale mit den gleichen OSNR-Werten, unterschiedliche SNR-Werte zugrunde liegen.



**Abbildung 4.13:** OSNR-Messung mit einem OSA in einem 28 GBaud RRC-WDM-Szenario mit fünf Kanälen ( $\alpha_{\text{RRC}} = 0,01$ )

Es ist daher von hoher Bedeutung, die Beziehung von OSNR und SNR zu erhalten, um später aufgezeichnete OSNR-Performanzwerte miteinander vergleichen zu können.

### 4.3.2.1 Relation zum Signal-zu-Rauschverhältnis

Entsprechend von Gleichung 4.3 und 4.17 kann ein Verhältnis zwischen OSNR und SNR hergestellt werden. Aus diesem Verhältnis ergibt sich der Umrechnungsfaktor  $F_{\text{OSNR}}$  zur Umsetzung von SNR zu OSNR wie folgt:

$$F_{\text{OSNR}} = \frac{B_{\text{Rx}}}{B_{\text{ref}}}. \quad (4.19)$$

Zudem ergibt sich aus dem Verhältnis mit Gleichung 4.4, 4.18 und 4.19:

$$\text{OSNR}_{\text{dB}} = \text{SNR}_{\text{dB}} + F_{\text{OSNR}} [\text{dB}]. \quad (4.20)$$

Dieser Faktor erleichtert den Vergleich analytischer Richtwerte bestimmter Übertragungsverfahren mit realistischen OSNR-Werten aus Simulation oder Messung.

### 4.3.2.2 Betrachtung aus systemspezifischer Sicht

Nähert man sich dem OSNR aus systemspezifischer Sicht, kann es vorteilhaft sein, dass resultierende OSNR eines Systems abschätzen zu können. Bei optischen Systemen ist dabei insbesondere das resultierende OSNR durch Verwendung von EDFAs zur Kompensation der Dämpfung in Faserabschnitten in einem WDM-System interessant. Es ergibt sich der folgende Zusammenhang für Faserabschnitte mit konstanter Länge:

$$\text{OSNR}_{\text{dB}} = 58 [\text{dB,dBm}] + P_{\text{EDFA}} [\text{dBm}] - F_{\text{EDFA}} [\text{dB}] - 10 \log_{10}(N_{\text{span}}) - 10 \log_{10}(N_{\text{ch}}), \quad (4.21)$$

wo  $P_{\text{EDFA}}$  die Eingangsleistung und  $F_{\text{EDFA}}$  die spezifische NF (typischerweise zwischen 4 und 6 dB) der verwendeten EDFAs darstellt. Der Wert 58 dBm ergibt sich aus Konstanten und der Referenzbandbreite (0,1 nm).  $N_{\text{span}}$  und  $N_{\text{ch}}$  beschreiben die Anzahl der verwendeten Faserabschnitte (inkl. EDFA) und insgesamt eingehenden WDM-Kanäle [100, 150].

### 4.3.3 Bitfehlerverhältnis

Das *Bitfehlerverhältnis* (engl.: Bit Error Ratio, BER) ist die übliche Maßzahl für ein informationsübertragendes digitales System und daher ein weit verbreitetes und etabliertes Maß für die Güte einer digitalen Übertragung [151–153]. Sie beschreibt die Wahrscheinlichkeit dafür, dass ein empfangenes Bit fehlerhaft ist und nicht dem gesendeten Wert entspricht [68]. Dies wird durch die relative Häufigkeit der Fehler beschrieben:

$$\text{BER} = \frac{N_{\text{err}}}{N_{\text{bit}}}. \quad (4.22)$$

$N_{\text{err}}$  gibt dabei die Anzahl an fehlerhaften Bits und  $N_{\text{Bit}}$  die Anzahl an übertragenen Bits an.

Das BER wird oft analytischen Überlegungen gegenübergestellt. Diese berechneten theoretischen Überlegungen werden oft dem BER gleichgestellt oder mit der *Bitfehlerwahrscheinlichkeit* (engl. Bit Error Probability, BEP) bezeichnet und entsprechen der berechneten Wahrscheinlichkeit für das Auftreten eines Bitfehlers [17]. Die BEP wird häufig dazu verwendet, Grenzen der Leistungsfähigkeit eines Systems aufzuzeigen. Die genaueste Methode, die BER in einer Simulation oder Messung zu schätzen, besteht jedoch darin, die Anzahl der fehlerhaften Bits zu zählen und das Verhältnis zu den insgesamt übertragenen Bits zu berechnen. Das BER konvergiert mit zunehmender Erhebung gegen die BEP und aus statistischer Sicht ist es klar, dass die Schätzung genauer wird, je mehr Bits übertragen werden. Als Faustregel

gilt, dass eine Anzahl von mehr als 1000 Fehlern als ausreichend angesehen werden kann, aber einen Wert von 100 nicht unterschreiten sollte.

### 4.3.3.1 Bitfehlerrate und Signal-zu-Rauschverhältnis

Wie in Abschnitt 4.3.3 beschrieben, besteht ein Zusammenhang zwischen praktischem BER und theoretischer BEP. Da das BER gegen die BEP konvergiert, kann somit für vereinfachte Systeme ein Zusammenhang zwischen BER und SNR hergestellt werden. Üblicherweise wird als vereinfachtes System AWGN angenommen und so eine BER-Grenze für das System spezifiziert. Für viele Modulationsformate sind die theoretischen Werte in der Literatur bereits belegt. So gilt beispielsweise für  $M$ -PAM der Zusammenhang:

$$\text{BER}_{\text{PAM}} = \frac{M-1}{M \log_2(M)} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{3\text{SNR}}{M^2-1}} \right), \quad (4.23)$$

wobei  $\text{erfc}(\cdot)$  die komplementäre Fehlerfunktion darstellt [17]. Für höherwertige Modulationsformate, wie  $M$ -QAM kann Gleichung 4.23 zu

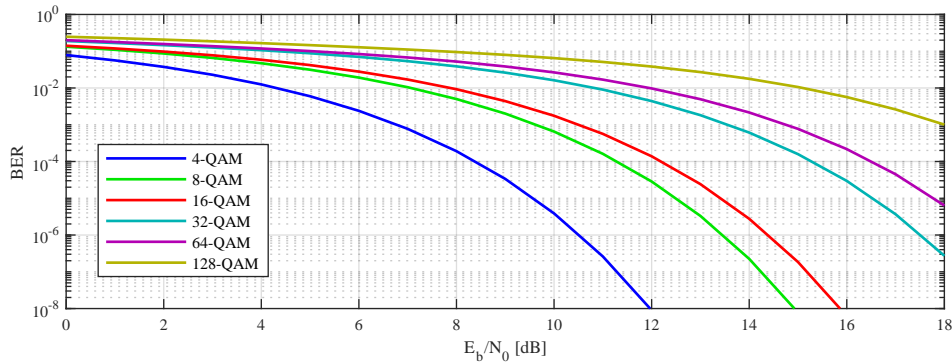
$$\text{BER}_{\text{QAM}} = \frac{2(1-M^{-1/2})}{\log_2(M)} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{3\text{SNR}}{2(M-1)}} \right) \quad (4.24)$$

generalisiert werden [154].

Um eine Vergleichbarkeit in Bezug auf Bandbreite und Datenrate bei unterschiedlichen Modulationsformaten herstellen zu können, wird das Verhältnis von Signalenergie pro Bit zu der Rauschleistung pro Hz  $E_b/N_0$  herangezogen [17]. Dieses Verhältnis ist somit als normiertes SNR zu verstehen und es gilt [153]:

$$E_b/N_0 = \text{SNR} \cdot \frac{B}{R}, \quad (4.25)$$

$B$  gibt die Bandbreite und  $R$  die Datenrate des Systems an. Abbildung 4.14 zeigt am Beispiel der QAM bis einschließlich 128-QAM die theoretischen Wasserfallkurven entsprechend Gleichung 4.24 und 4.25.



**Abbildung 4.14:** BER als Funktion von  $E_b/N_0$  für verschiedene QAM-Formate

#### 4.3.4 Q-Faktor

Weil der Q-Faktor im engeren Sinne ein Faktor der Qualität ist, wird er oft fälschlicherweise als Qualitätsfaktor (engl. Quality factor) betitelt. Der eigentliche Qualitätsfaktor beschreibt den Energieverlust eines zu Schwingungen fähigen Systems [155]. Der hier gemeinte Q-Faktor leitet sich vom Symbol  $Q$  ab und beschreibt die mathematische Fehlerfunktion [156]. Generell wird der Q-Faktor für reelle Modulationsformate wie folgt definiert

$$Q = \frac{1}{N_d - 1} \sum_{k=1}^{L-1} \frac{\mu_{k+1} - \mu_k}{\sigma_{k+1} + \sigma_k}, \quad (4.26)$$

wobei  $N_d$  die Menge an verwendeten Symbolen,  $\mu_k$  den Mittelwert und  $\sigma_k$  die Standardabweichung des Symbols  $k$  beschreibt [157]. Üblicherweise wird der Q-Faktor logarithmisch angegeben:

$$Q_{\text{dB}} = 20 \log_{10}(Q). \quad (4.27)$$

Für den einfachsten Fall einer BPSK-Modulation in einem AWGN-Kanal vereinfacht sich Gleichung 4.26 zu

$$Q = \frac{2\mu_1}{2\sigma_1} = \sqrt{\text{SNR}} \quad (4.28)$$

was in

$$Q_{\text{dB}} = \frac{1}{2} \text{SNR}_{\text{dB}}, \quad (4.29)$$

resultiert [111]. Durch Gleichungen 4.28 bzw. 4.29 erhält man einen Zusammenhang zwischen Q-Faktor und SNR. Zudem lässt sich über das SNR so ein Zusammenhang zwischen BER und Q-Faktor herstellen, da im Falle von vereinfachten Systemen (AWGN), wie in Abschnitt 4.3.3.1 beschrieben, sich vom SNR direkt auf die erwartete BER schließen lässt.

Dieser Zusammenhang wird oft unabhängig vom Modulationsformat verwendet und kann folgendermaßen interpretiert werden. Der Q-Faktor enthält unabhängig vom System und Modulationsformat alle Störungen des Systems, wie zum Beispiel nichtlineare Effekte, Quantisierungsrauschen oder ISI.

Alle einer störungsfreien Übertragung entgegenwirkenden Effekte werden mit Gleichung 4.29 einem hypothetischen weißen Rauschen zugerechnet, um daraus ein SNR zu bilden. Dafür wird ein dem Modulationsformat entsprechender analytischer Zusammenhang von SNR und BER verwendet. Für eine Übertragung im AWGN-Kanal erhalten wir so beispielsweise den Zusammenhang [157]

$$Q = \sqrt{2} \cdot \operatorname{erfc}^{-1}(2 \cdot \text{BER}). \quad (4.30)$$

Mit dem Q-Faktor kann so eine erste Approximation zur Qualität eines Systems abgegeben werden, da sich dieser entsprechend Gleichung 4.26 den statistischen Eigenschaften aller empfangenen Proben zu Nutze macht. Um die beiden komplexen Ebenen statistisch zu vergleichen und ebenso eine Abschätzung der BER liefern zu können, kann für komplexe Modulationsformate der Q-Faktor verwendet werden.

### 4.3.5 Betrag des Fehlervektors

Der *Betragsfehlervektor* (engl.: Error Vector Magnitude, EVM) beschreibt, wie der Name bereits sagt, den Betrag des Fehlervektors eines beliebigen Symbols [158]. Für die Übertragung eines komplexen Symbols in der komplexen Ebene, definiert durch  $d = d_r + jd_i$  und dem entsprechenden empfangenen Symbol  $r = r_r + jr_i$ , ergibt sich für den Fehlervektor EV der folgende Zusammenhang [159]:

$$\text{EV} = d - r = (d_r - r_r) + j(d_i - r_i). \quad (4.31)$$

Aus Gleichung 4.31 ergibt sich der Betrag des Fehlervektors zu

$$\text{EVM} = |d - r| = \sqrt{(d_r - r_r)^2 + (d_i - r_i)^2}. \quad (4.32)$$

Der EVM als FOM wird dabei in der Nachrichtenübertragung üblicherweise durch den *Effektivwert* (engl.: Root Mean Square, RMS) über mehrere gesendete Symbole definiert [24, 160]. Es ergibt sich für  $K$  gesendete Symbole  $d[k]$  und den entsprechenden Symbolen  $r[k]$

mit dem Fehlervektor  $EV[k]$  somit

$$EVM_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |EV[k]|^2}. \quad (4.33)$$

Um einen aussagekräftigen EVM-Wert zu erhalten, muss gewährleistet sein, dass sowohl gesendete Symbole  $d[k]$  als auch empfangene Symbole  $r[k]$ , die selbe Skalierung besitzen. Daher ist es teilweise sinnvoll, den EVM mit einer entsprechenden Normierung zu verwenden:

$$EVM_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |EV[k]|^2}{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |d[k]|^2}}. \quad (4.34)$$

Äquivalent zum Q-Faktor aus Abschnitt 4.3.4 ergibt sich im AWGN-Kanal ein Zusammenhang zwischen EVM und SNR. Mit  $r[k] = d[k] + n[k]$ , wobei  $n[k]$  den Rauschanteil durch AWGN bestimmt, ergibt sich für den EVM:

$$EVM_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |n[k]|^2}{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |d[k]|^2}} = \frac{1}{\sqrt{\text{SNR}}}. \quad (4.35)$$

Mit Gleichung 4.28 ergibt sich für einen durch AWGN degradierten Kanal zudem der Zusammenhang

$$EVM_{\text{RMS}} = \frac{1}{Q}. \quad (4.36)$$

#### 4.3.6 Image Rejection Ratio

Das *Image Rejection Ratio* (IRR) soll als Maßzahl eingeführt werden, um die aus Abschnitt 4.1.4 bekannten IQ-Ungleichgewichte zu quantifizieren. Das IRR beschreibt so ein Gütemaß für die Modulationsgüte eines Systems in Bezug auf seine Orthogonalität [161].

Beim IRR werden sowohl das in Abschnitt 4.1.4 beschriebene IQ-Ungleichgewicht wie auch der Quadraturfehler berücksichtigt [162, 163]. Mathematisch soll daher das IQ-Ungleichgewicht durch die folgende Gleichung

$$r[k] = K_1 \cdot x[k] + K_2 \cdot x^*[k] \quad (4.37)$$

beschrieben werden, mit  $K_1$  und  $K_2$  als Mismatch-Faktoren [164]. Diese Faktoren hängen sowohl vom Amplituden-Mismatch  $g_{IQ}$  wie auch vom Quadraturfehler  $\gamma_{IQ}$  ab:

$$K_1 = \frac{1 + g_{IQ} \cdot e^{-j\gamma_{IQ}}}{2}, \quad (4.38)$$

$$K_2 = \frac{1 - g_{IQ} \cdot e^{-j\gamma_{IQ}}}{2}. \quad (4.39)$$

Aus den Definitionen von  $K_1$  und  $K_2$  lässt sich ableiten, wie sich die Koeffizienten ohne Ungleichgewicht verhalten. Für diesen Fall wird  $K_1$  zu 1 und  $K_2$  zu 0. Wenn jedoch die Orthogonalität verloren geht, sind beide Koeffizienten ungleich Null und das übertragene Signal nicht mehr orthogonal. Mit den Faktoren  $K_1$  und  $K_2$  kann nun das Image Rejection Ratio bestimmt werden [165]. Es gilt

$$\text{IRR} = \frac{|K_1|^2}{|K_2|^2}. \quad (4.40)$$

Setzt man Gleichung 4.38 und 4.39 in Gleichung 4.40 ein, erhält man

$$\text{IRR} = \frac{1 + 2g_{IQ} \cdot \cos(\gamma_{IQ}) + g_{IQ}^2}{1 - 2g_{IQ} \cdot \cos(\gamma_{IQ}) + g_{IQ}^2}. \quad (4.41)$$

Aus Gleichung 4.41 geht hervor, dass das IRR bei perfekter Orthogonalität ( $g_{IQ} = 1$  &  $\gamma_{IQ} = 0$ ) gegen unendlich konvergiert. Umgekehrt gilt  $\text{IRR} \rightarrow 0$  dB bei völligem Verlust der Orthogonalität im schlechtesten Fall (worst-case Szenario) [166].

### 4.3.7 Spektrale Effizienz

Um Konzepte zur Maximierung der Faserkapazität im WDM-System vergleichen zu können, wird oftmals die sog. *spektrale Effizienz* (engl.: Spectral Efficiency, SE) genannt. Die SE wird in Bits/s/Hz angegeben und trifft eine Aussage darüber, wie effizient das belegte Spektrum im Frequenzbereich ausgenutzt wird. Im Klartext trifft die SE eine Aussage darüber, wie schnell Informationen anhand ihrer Datenrate  $R$  in Bits/s im Hinblick auf die belegte Bandbreite übertragen werden können. Dazu wird die Datenrate  $R$  anhand der Bandbreite des betrachteten Kanals  $B_{\text{ch}}$  normiert:

$$\text{SE} = \frac{R}{B_{\text{ch}}}. \quad (4.42)$$



#### 4.3.8 Benötigtes OSNR

Das *benötigte OSNR* (engl. requiring OSNR, rOSNR) bzw. das *benötigte SNR* (engl. requiring SNR, rSNR) kann dazu verwendet werden, die Systemperformance zu beschreiben, ohne zu viel bzw. für den Betrachter unnötig redundante Informationen zu geben. Wie in Abschnitt 2.8 erläutert, wird eine FEC verwendet, um eine fehlerfreie Übertragung ( $\text{BER} < 1 \cdot 10^{-9}$ ) zu gewährleisten. Im Rahmen dieser Arbeit werden, wie in Abschnitt 2.8 angegeben und erklärt, die BER FEC-Limits  $3,8 \cdot 10^{-3}$  und  $2,2 \cdot 10^{-2}$  als relevant angesehen. Das rOSNR aus Abschnitt 4.3.2 bzw. das SNR aus Abschnitt 4.3.1, um die besagten FEC-Limits in BER zu unterschreiten, werden mit rOSNR bzw. rSNR bezeichnet. Das jeweilige Limit wird dabei als Index angegeben, wie z. B.  $\text{rOSNR}_{2e-2} = 13,37 \text{ dB}$  oder  $\text{rOSNR}_{3e-3} = 42,69 \text{ dB}$ . Gerade in komplexeren Vergleichen mehrerer betrachteter Systeme bzw. Systemparameter ist es sinnvoll, diesen 1-dimensionalen Parameter zu wählen, anstatt beispielsweise mehrere 2-dimensionale BER-Wasserfallkurven zu vergleichen [167]. Abbildung 6.10 stellt einen Vergleich verschiedener Lösungen anhand des rOSNR-Wertes dar.

#### 4.3.9 Signal-zu-Störungsverhältnis

Das *Verhältnis von Signal zu Rausch- und Verzerrungseffekten* (engl.: Signal-to-Noise-and-Distortion Ratio, SINAD) beschreibt das Verhältnis der Effektivsignalamplitude zum Mittelwert des *Wurzel-Summe-Quadrat* (engl. Root Sum Squared, RSS) aller anderen Spektralkomponenten, einschließlich Oberwellen mit der Ausnahme vom Gleichanteil. SINAD ist ein guter Indikator für die gesamte dynamische Leistung eines ADCs in Abhängigkeit von den Eingangsfrequenzen, da es alle Komponenten umfasst, aus denen sich Rauschen und Verzerrung zusammensetzen [168].

#### 4.3.10 Effektive Anzahl an Bits

SINAD wird oft in die *effektive Anzahl an Bits* (engl.: Effective Number of Bits, ENOB) umgewandelt, indem man die Beziehung für den theoretischen SNR eines idealen  $N$ -Bit-ADC verwendet [168]:

$$\text{SNR} = 6,02 \cdot N_{\text{Bit}} + 1,76 \text{ dB}. \quad (4.43)$$

Für den ENOB wird Gleichung 4.43 nach  $N_{\text{Bit}}$  gelöst und das SNR durch den SINAD sublimiert. Es ergibt sich der  $\text{ENOB} = N_{\text{Bit}}$  entsprechend:

$$\text{ENOB} = \frac{\text{SINAD} - 1,76 \text{ dB}}{6,02}. \quad (4.44)$$

### 4.4 Zusammenfassung

In Kapitel 4 wurden alle signifikanten und relevanten Störungen, die während der digitalen Übertragung in faser-optischen Systemen auftreten können, diskutiert. Zudem wurden ganzheitlich Gütemaßkriterien zur Untersuchung der Übertragungsqualität aufgezeigt. Obwohl alle Abschnitte abschließend diskutiert wurden, stellt jeder Abschnitt nur einen kurzen Ausschnitt aus der Materie zum Verständnis der untersuchten Störungen und Gütemaßkriterien dar. Zur ganzheitlichen Untersuchung und Diskussion derselben wurde stets darauf geachtet, ausreichend Referenzen mit detaillierter Betrachtung zu geben.

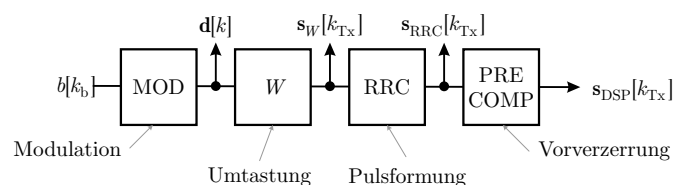
Alle diskutierten Störungen wurden in Matlab, C oder C++ zur numerischen Simulation umgesetzt und werden zur Evaluation der Algorithmen in Simulationen eingesetzt, sowie in experimentellen Beobachtungen untersucht.

# Kapitel 5

## Digitale Signalverarbeitung

Im Folgenden sollen die Grundpfeiler, der in dieser Arbeit verwendeten Algorithmen und Module für eine *digitale Signalverarbeitung* (engl.: Digital Signal Processing, DSP), eingeführt und erläutert werden. Neben den Erklärungen der spezifischen Algorithmen mit ihren individuellen Ergebnissen, liegt das Augenmerk dieses Kapitels auf der Implementierung von DSP zur Operation bei nichtganzzahliger Überabtastung (engl. Non-Integer Sampling). Die digitale Signalverarbeitung eines optischen Kommunikationssystems unterteilt sich in die Korrekturen am Empfänger und eine Vorverzerrung am Sender. Eine vereinfachte exemplarische DSP im Sender ist in Abbildung 5.1 zu sehen. Neben der Modulation und Pulsformung aus Kapitel 2 ist hier die Vorverzerrung von Bedeutung. Die Vorverzerrung fällt unter das Kapitel der Entzerrung und wird in Abschnitt 5.2.1 behandelt.

Abbildung 5.2 zeigt ein prinzipielles Schema einer Verarbeitung im Empfänger. Neben der Umtastung, der Optimalfilterung, der Entscheidung und der Modulation aus Kapitel 2 sollen hier die restlichen Bestandteile des Kerns einer digitalen Signalverarbeitung erörtert werden. Darunter fallen die Frontendkorrektur (Abschnitt 5.1), die allgemeine Entzerrung inklusive der Betrachtung bei nichtganzzahliger Überabtastung (Abschnitt 5.2), adaptive Verfahren und die Trägerrückgewinnung (Abschnitt 5.4).



**Abbildung 5.1:** Grundlegendes Sender-DSP-Schema

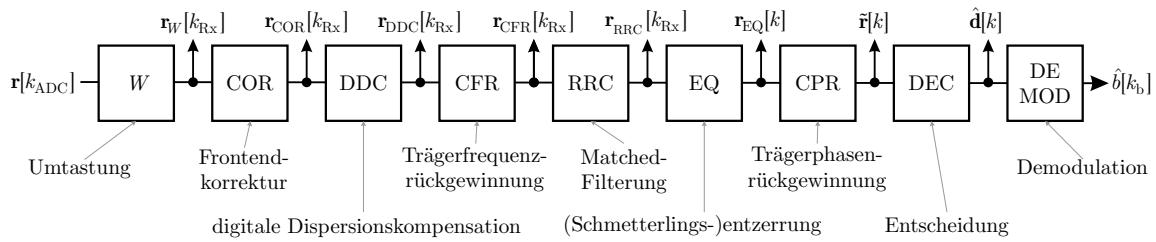


Abbildung 5.2: Grundlegendes DSP-Schema eines Empfängers

## 5.1 Frontendkorrektur

Neben der in Abschnitt 3.4.2.3 angesprochenen externen Vorspannungsregelung, dient die Frontendkorrektur dazu, die in Abschnitt 4.1.4 benannten Unregelmäßigkeiten im Sender und Empfänger zu kompensieren. Diese IQ-Ungleichgewichte sind zwar größtenteils zeitunabhängig, bedürfen aber regelmäßig einer Anpassung durch adaptive Algorithmen, um eine reibungslose, nachfolgende digitale Signalverarbeitung zu gewährleisten.

Die hier verwendete Frontendkorrektur lässt sich in zwei Abschnitte unterteilen. Zum einen gibt es die statische Korrektur von IQ-Ungleichgewichten in Amplitude, Phase und Zeitversatz im Sender und zum anderen kann ein digitaler adaptiver Algorithmus im Empfänger zur Verbesserung der Übertragungsqualität eingesetzt werden, um ggfs. restliche und zeitabhängige Imbalancen zu beseitigen. Während die statische Korrektur am Sender bedeutet, dass Amplitude, Phase und Zeitversatz manuell dem gegebenen System digital entsprechend Gleichung 5.1 oder gar analog am DAC angepasst werden, bedarf die adaptive Anpassung eines komplexeren Algorithmus:

$$s_{\text{DSP}}[k] = s_{\text{RRC}} \cdot c_{\text{FE}}. \quad (5.1)$$

Im Rahmen dieser Arbeit wurden verschiedene Algorithmen zur IQ-Ungleichgewichtskorrektur aus der Literatur implementiert, untersucht und verglichen:

1. *Ellipse Fitting* (EF) [169]
2. *Gram-Schmidt-Orthogonalization-Procedure* (GSOP) [143]
3. *Eigenvalues and Eigenvectors Method* (EEM) [170]
4. *Blind Moment Estimation* (BME) [165]
5. *Equivariant Adaptive Separation via Independence* (EASI) [164]

6. *Cyclostationary Approach* (CA) [171]

Auf eine detaillierte Diskussion aller implementierten Algorithmen wird hier verzichtet und auf die angegebenen Referenzen verwiesen.

Der BME ist ein Algorithmus, der auf der Idee basiert, dass ein Koeffizient  $w$  in der Lage ist, ein Ungleichgewicht zu beseitigen [165]. Das korrigierte Signal setzt sich dann wie folgt zusammen:

$$\hat{r}_{\text{COR}}[k] = r_{\text{W}}[k] + r_{\text{W}}^*[k] \cdot w. \quad (5.2)$$

Um den Koeffizienten berechnen zu können, wird Gleichung 5.2 mit Gleichung 4.37 aus Abschnitt 4.3.6 sublimiert. Für den Korrekturfaktor ergibt sich so:

$$w = -\frac{K_1 K_2}{|K_1|^2}. \quad (5.3)$$

Gleichung 5.3 kann durch die Autokorrelationsfunktion

$$\gamma_r(0) = \text{E} \{r_{\text{W}}[k] \cdot r_{\text{W}}^*[k]\} = \sigma_r^2 (|K_1|^2 + |K_2|^2) \quad (5.4)$$

und

$$R_r(0) = \text{E} \{r_{\text{W}}[k] \cdot r_{\text{W}}[k]\} = 2 \cdot \sigma_r^2 K_1 K_2 \quad (5.5)$$

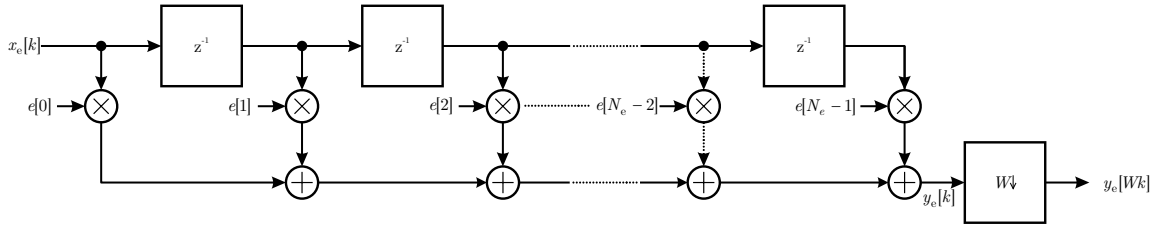
wie folgt ausgedrückt werden [165]:

$$w = -\frac{R_r(0)}{\gamma_r(0) + \sqrt{\gamma_r^2(0) - |R_r(0)|^2}}. \quad (5.6)$$

So kann ein Kompensationsfaktor  $w$  durch die Bildung der Autokorrelation  $\gamma_r(0)$  und der Kreuzkorrelation  $R_r(0)$  am Empfänger gefunden und ggfs. mit der Zeit adaptiert werden.

## 5.2 Entzerrung

Wie bei den meisten Übertragungskanälen tragen auch im optischen Übertragungskanal lineare Verzerrungen (Abschnitt 3.3.1) im verhältnismäßig hohem Maße zur Übertragungsver schlechterung bei. Für digitale kohärente Übertragungssysteme folgen daraus direkt *Intersymbolinterferenzen* (ISI). Ohne eine Entzerrung können daher empfindliche Störungen bei der Detektion auftauchen [17]. Üblicherweise wird hier ein linearer Entzerrer am Empfänger verwendet und findet auch im Rahmen dieser Arbeit seine Anwendung. Zur statischen



**Abbildung 5.3:** Blockdiagramm eines FFEs in Zeitbereichsrealisierung mit ganzzahliger Überabtastung,  $W$  Proben pro Symbol und  $N_e$  Entzerrerkoeffizienten

Entzerrung kann ein *vorwärtsgerichteter Vorentzerrer* (engl.: Feed-Forward Equalizer, FFE) als *endliche Impulsantwort* (engl.: Finite Impulse Response, FIR) bzw. Transversalfilter, wie in Abbildung 5.3 abgebildet, verwendet werden. Ziel ist es dabei, die effektive Impulsantwort des Kanals möglichst effizient zu verkürzen, indem das zum Übertragungskanal inverse System mit endlichen Entzerrerkoeffizienten möglichst genau abgebildet wird. So wird der Einfluss von ISI signifikant reduziert.

Ein solches Filter kann sowohl als Entzerrer im Symboltakt als auch mit einer ganzzahligen Überabtastung  $W$  arbeiten, wobei im Symboltakt kein sog. *Zeroforcing* Entzerrer realisiert werden kann. Dazu wird das zeitdiskrete Eingangssignal  $x[k]$  mit der Abtastrate  $f_{\text{DSP}} = W \cdot f_{\text{sym}}$  in ein Schieberegister mit  $N_e - 1$  Verzögerungselementen gegeben. Nach Multiplikation mit den  $N_e$  Abtastwerten  $\mathbf{x}_e[k] = [x[k], \dots, x[k - N_e + 1]]^T$  im Schieberegister mit den FIR Entzerrerkoeffizienten  $\mathbf{e} = [e[0], \dots, e[N_e - 1]]^T$  und Addition entsprechend Abbildung 5.3 erhalten wir das entzerrte Ausgangssignal  $y_e[k]$  vor Abtastung des Filters:

$$y_e[k] = \mathbf{e}^T \mathbf{x}_e[k] = \sum_{l=0}^{N_e-1} e[l] \cdot x[k - l]. \quad (5.7)$$

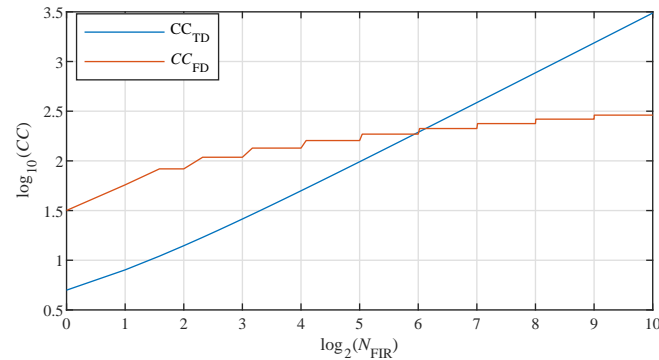
Es ergibt sich für den Entzerrer die äquivalente zeitkontinuierliche Impulsantwort

$$h_e(t) = \sum_{l=0}^{N_e-1} e[l] \cdot \delta_0(t - l \cdot T_{\text{DSP}}) \quad (5.8)$$

und die entsprechende Frequenzantwort

$$H_e(f) = \sum_{l=0}^{N_e-1} e[l] \cdot \exp(j2\pi l f T_{\text{DSP}}). \quad (5.9)$$

Neben der hier erläuterten Realisierung im Zeitbereich, ist es in der DSP möglich, ein Transversalfilter, direkt im Frequenzbereich zu realisieren [172, 173]. Je nach Impuls bzw. Fre-



**Abbildung 5.4:** FIR-Rechenkomplexitätsvergleich, welche die CC zwischen einer Zeitbereichs- und Frequenzbereichs-Implementierung (TD vs. FD) darstellt

quenzantwort, kann dies Vorteile in Bezug auf die Rechenkomplexität (CC) mit sich bringen [174]. Ein Vergleich der beiden Varianten ist in Abbildung 5.4 aufgenommen. Es wird dabei die Frequenzantwort aus Gleichung 5.9 verwendet. Das zu entzerrende Signal wird blockweise mithilfe der *schnellen Fourier-Transformation* (engl.: Fast Fourier Transformation, FFT) in den Frequenzbereich transformiert, um dann mit Gleichung 5.9 multipliziert zu werden. Im Zeitbereich entspricht das mathematisch einer zyklischen Faltung mit  $e$  und gleicht somit der beschriebenen Vorgehensweise der linearen Faltung eines Schieberegisters [175]. Es ergibt sich für den Ausgangsblock  $\mathbf{y}_{e,\text{FFT}}$  eines im Frequenzbereich realisierten Filters:

$$\mathbf{y}_{e,\text{FFT}} = \text{IFFT}(\text{FFT}(\mathbf{x}_e, N_{\text{FFT}}) \cdot \mathbf{H}_{e,\text{FFT}}, N_{\text{FFT}}), \quad (5.10)$$

mit

$$\mathbf{y}_{e,\text{FFT}} = [y_e[k], \dots, y_e[k - N_{\text{FFT}} + 1]] \quad (5.11)$$

$$\mathbf{x}_{e,\text{FFT}} = [x_e[k], \dots, x_e[k - N_{\text{FFT}} + 1]] \quad (5.12)$$

und

$$\mathbf{H}_{e,\text{FFT}} = \left[ H_e(0), H_e\left(\frac{f_{\text{DSP}}}{N_{\text{FFT}}}\right), \dots, H_e\left(\frac{(N_{\text{FFT}} - 1) f_{\text{DSP}}}{N_{\text{FFT}}}\right) \right]. \quad (5.13)$$

Kommt es zu einer Realisierung im Frequenzbereich und einer gewünschten linearen Faltung, kann dies durch das Anhängen von Nullen (engl. zero padding) mit dem *Overlap/Add*-Verfahren oder der sog. segmentierten Faltung im Zeitbereich, realisiert werden [176, 177].

Arbeitet das Filter bei nicht-ganzzahliger Überabtastung, erweitert sich die Filterstruktur zu Abbildung 5.5a [178, 179]. Im Vergleich der Vor- und Nachteile eines Filters im Symboltakt mit  $W = 1$  und eines Filters bei ganzzahliger Überabtastung, bietet die Variante bei nicht-ganzzahliger Überabtastung, einen Kompromiss bezüglich der Anforderungen an

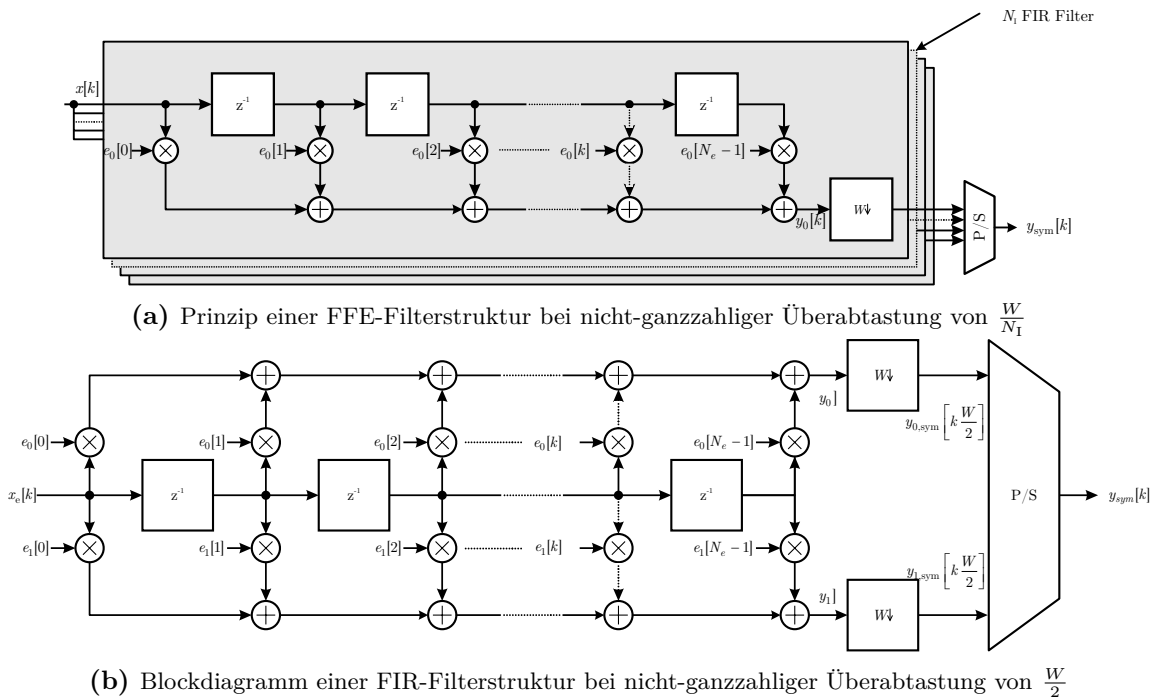


Abbildung 5.5: Darstellung einer FIR-Filterstruktur bei nicht-ganzzahliger Überabtastung

den ADC, der Entzerrungsperformance und der Robustheit gegenüber einem Zeitversatz. Das Konzept zur Realisierung eines FIR-Filters bei nicht-ganzzahliger Überabtastung besteht darin, Datenblöcke mit der Dauer von  $N_I$  Symbolen, parallel mit unterschiedlichen Filterkoeffizienten zu verarbeiten, um  $W$  entzerrte Symbole während der Dauer von  $N_I$  Eingangssproben zu erhalten. Sowohl  $W$  als auch  $N_I$  müssen dabei ganzzahlig sein. Es resultiert so das Überabtastungsverhältnis  $W/N_I = f_{\text{ADC}}/f_{\text{sym}}$  [121, 180]. Es werden  $N_I$  parallele Entzerrerstrukturen eingesetzt, wobei jedes Filter einen anderen Satz von Koeffizienten  $e_i$  erhält, welche so ausgelegt sind, dass jeweils ein anderes Symbol innerhalb des Blocks entzerrt wird. Nach der Abtastung erzeugt jedes Filter ein Abtastverhältnis in Höhe von  $f_{\text{sym}}/N_I$ . Diese  $N_I$  parallel entstehenden Symbole werden dann serialisiert, um die entzerrte Symbolfolge in der gewünschten Reihenfolge mit der Symbolrate  $f_{\text{sym}}$  zu erhalten. Ein vereinfachtes Beispiel für  $N_I = 2$  ist in Abbildung 5.5b dargestellt.

Eine Entzerrung kann entweder wie vorgestellt als alleinstehende FFE-Struktur oder durch ein Filter mit *unendlicher Impulsantwort* (engl.: Infinite Impulse Response, IIR) umgesetzt werden. Ein IIR-Filter kann entweder eine reine Rückkopplungsstruktur oder eine Kombination aus einer FFE-Struktur mit einer Rückkopplung sein [17, 148]. In den meisten Fällen wird ein *Entzerrer mit Entscheidungsrückkopplung* (engl.: Decision-Feedback Equali-



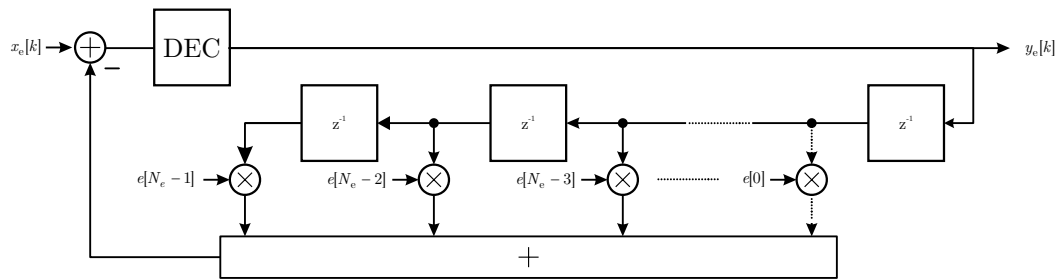


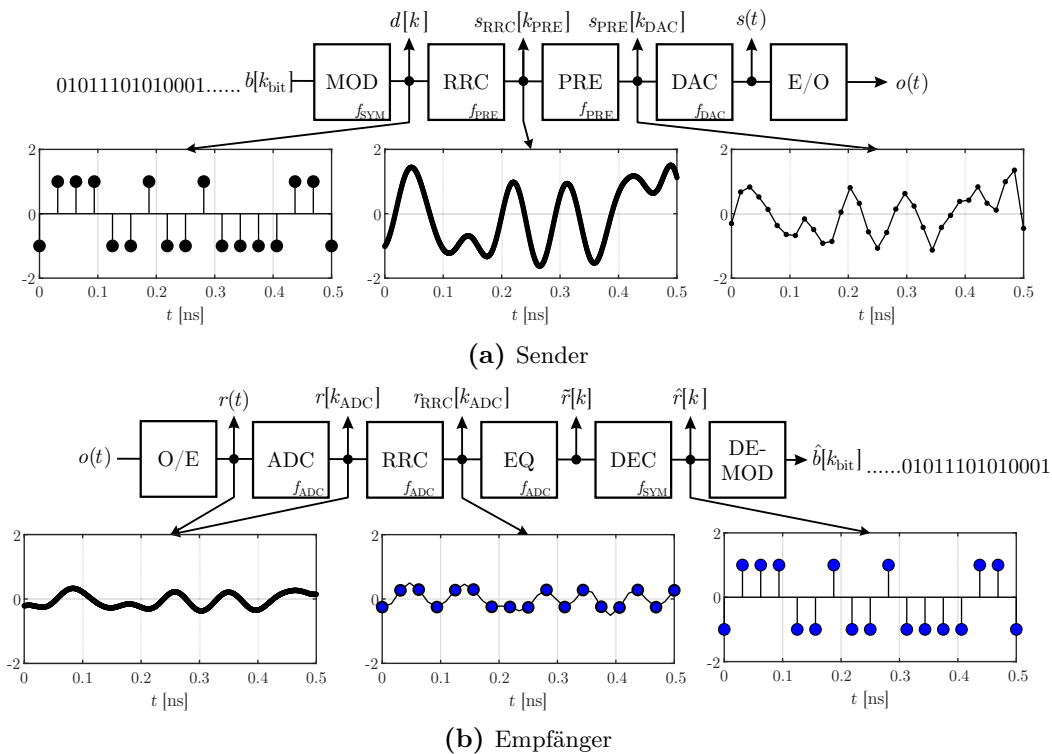
Abbildung 5.6: IIR-Filter mit entscheidungsbasierter Rückkopplung (DFE)

zer, DFE) zusammen mit einem FFE eingesetzt. In vielen Fällen kann ein FIR-Filter ISI effizient ausgleichen, was allerdings zu einer zusätzlichen Rauschverstärkung führt. Der Ausgang eines FFEs beinhaltet neben dem entzerrten Symbol ebenso die akkumulierten, gewichteten Anteile des Rauschens aller Symbole im Filter. Ein DFE ist nicht nur in der Lage, spektrale Nullen zu kompensieren, sondern vermeidet auch die Akkumulation von Rauschen, da es auf rauschbefreiten Symbolen nach der Entscheidung arbeitet. Es kann durch die nichtlineare Operation der Entscheidung allerdings zu Fehlentscheidungen kommen. Eine Fehlerfortpflanzung sorgt dann für suboptimale Konditionen. Suboptimal bedeutet, dass eine fehlerhafte Entscheidung durch die Rückkopplung ins System des DFEs zurückgeführt wird und so ggfs. zu weiteren Fehler auf Grund falscher Adaption bzw. Entzerrung führt [110, 148]. Um dies zu minimieren, wird ein DFE meist ein FFE vorgeschaltet. Bei der *Tomlinson-Harashima Vorcodierung* (engl. Tomlinson-Harashima Precoding, THP) wird die Funktionalität eines DFEs auf die Senderseite portiert [148]. So können die Nachteile der Rückkopplung durch Hinzufügen einer Modulo-2 Operation umgangen werden [181]. Es muss allerdings bei der THP ein Kodierungsverlust abhängig vom Modulationsformat hingenommen werden [182, 183].

### 5.2.1 Vorverzerrung

Abschnitt 3.3.1 beschreibt lineare Einflüsse (Störungen) entlang der Übertragungsstrecke, die weitgehend unabhängig vom Signal selbst sind. Sind diese dazu auch noch zeitunabhängig und nicht stochastischer Natur, ist es möglich, diese Störungen bereits im Sender zu kompensieren. Man spricht dann häufig von einer elektronischen oder digitalen Vorkompensation bzw. Vorverzerrung [121, 123, 154, 184–186].

Grundsätzlich kann dies mit jeglichen deterministischen Störungen im System vorgenommen werden und ist als Konzept in Abbildung 5.7 konzeptionell dargestellt. Gerade am Sender

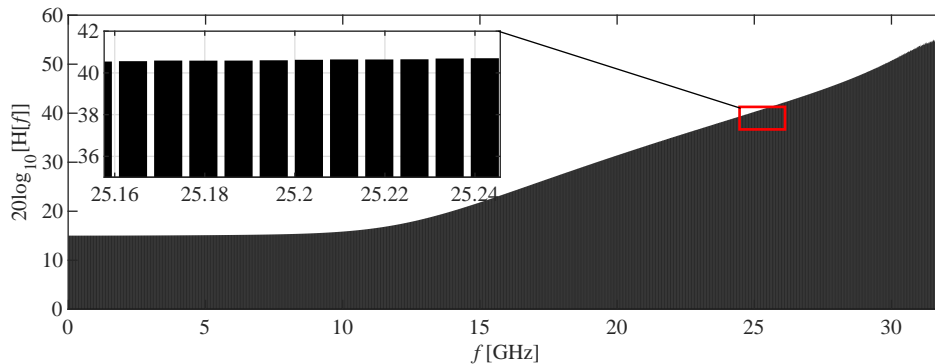


**Abbildung 5.7:** Generelles Vorverzerrungskonzept und Darstellung der Zeitsignale an relevanten Positionen innerhalb der DSP bei verschiedenen Abtastraten

und Empfänger tritt durch starke TP-Filterung eines breitbandigen Signals ISI auf. Es ist sinnvoll, diese ISI bereits im Vorwege zu messen und zu kompensieren. Das Ziel der digitalen Vorverzerrung besteht darin, den Modulationsstrom bzw. die Modulationsspannung  $s(t)$  am Sender zu optimieren, um die Signalqualität nach der Übertragung am Empfänger zu maximieren. Idealerweise befindet sich nach Übertragung keine ISI mehr im System.

Grundsätzlich gibt es mehrere Möglichkeiten, lineare Störungen in einem kohärenten System zu entzerren. Eine gängige Methode besteht darin, jegliche Störungen im Empfänger durch trainierte oder adaptierende Entzerrer zu kompensieren. Dieses Vorgehen wird ausführlich in Abschnitt 5.2 beschrieben. Alle bereits bekannten Störungen sollten zusätzlich im Sender beseitigt werden, um Wechselwirkungen mit anderen (nichtlinearen) Störungen und Signalverarbeitungskomponenten zu umgehen.

Die auftretenden bekannten Störungen können entweder analytisch berechnet oder mit diversen Verfahren gemessen werden. Umgesetzt wird die Kompensation dann in einem Entzerrer. Eine gängige und praktikable Möglichkeit besteht darin, die Frequenz und/oder Impulsant-

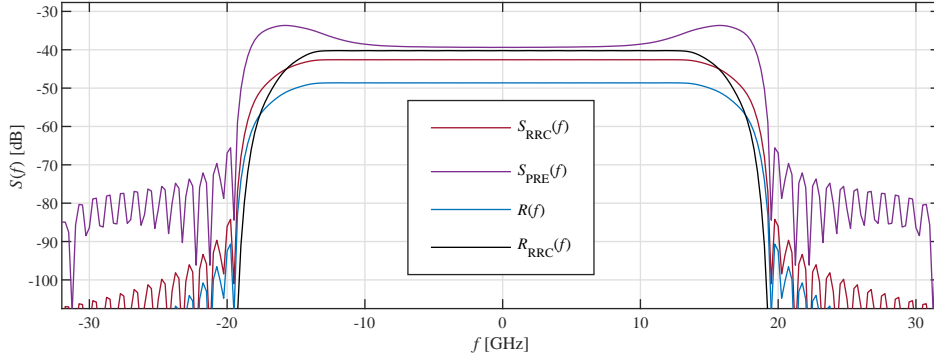


**Abbildung 5.8:** Mit Hilfe von OFDM ermittelte Frequenzantwort  $H[f]$  eines Hochpassfilters zur Kompensation von Tiefpasseffekten in DAC und ADC

wort in dem zu untersuchenden System zu messen, um die Vorverzerrung zu entwerfen. Die Vorverzerrung kann dann entsprechend Abbildung 5.7a und 5.3 als Filter im System umgesetzt werden. Dabei ist es zunächst irrelevant, ob das Filter im Zeit- oder Frequenzbereich oder gar als *Nachschlagtabelle* (engl.: Look-Up-Table, LUT) umgesetzt wird.

Die Art der Umsetzung wird dabei hauptsächlich durch die Anzahl der nötigen Filterkoeffizienten und der entsprechend effizientesten Methode bestimmt [185]. Ein solches Filter kann durch eine lineare oder nichtlineare Filterfunktion  $F(\cdot)$  umgesetzt werden [184, 186]. Da im Rahmen dieser Arbeit, durch Vorverzerrung, ausschließlich lineare Verzerrungen kompensiert werden, wird auf die Erläuterung nichtlinearer Filterfunktionen verzichtet und auf [12, 184, 187–189] verwiesen.

Die einfachste Form einer Vorverzerrung ist, wie in Abschnitt 5.2 beschrieben, die Umsetzung eines FIR-Filters. Zum Design eines Filters muss zunächst die Frequenzantwort des Kanals ermittelt bzw. geschätzt werden. Dafür kommen grundsätzlich unterschiedliche Verfahren zum Einsatz. Eine Möglichkeit, um die Frequenzantwort eines Kanals zu erhalten, besteht darin, den zu messenden Kanal mit dem *orthogonalen Frequenzmultiplexverfahren* (engl.: Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) in  $N_{SC}$  kleinere schmale Subkanäle zu unterteilen [110]. Beruhend auf der Annahme, dass die Frequenzantwort eines jeden Subkanals als konstant angesehen werden kann, wird die Frequenzantwort für den schmalen Frequenzbereich des Subkanals geschätzt und über alle Subkanäle zu einer Gesamtfrequenzantwort des Gesamtkanals zusammengesetzt. Die Orthogonalität von OFDM stellt dabei sicher, dass jeder einzelne Subkanal  $n_{SC}$  separat vermessen werden kann [159]. Ähnlich wie bei der Implementierung eines üblichen OFDM-Entzerrers, kann die quasi-konstante Frequenzantwort jedes Subkanals geschätzt werden, indem für jeden Subkanal  $n_{SC}$  das emp-



**Abbildung 5.9:** Spektren vor der Kompensation ( $S_{\text{RRC}}(f)$ ), nach der Kompensation ( $S_{\text{PRE}}(f)$ ), am Empfänger ( $R(f)$ ) und nach der Matched-Filterung ( $R_{\text{RRC}}(f)$ ) gemäß Abbildung 5.7 bei der Anwendung einer Vorkompensation

fangene Symbol  $r[k]$  eines Subträgers, mit dem Gesendeten, entsprechend [153], verglichen wird. Um den stochastischen negativen Einfluss von Rauschquellen abzuschwächen und die Genauigkeit zu erhöhen, wird dabei über  $N_{\text{OFDM}}$  Symbole gemittelt:

$$\tilde{H}[n_{\text{SC}}] = \frac{1}{N_{\text{OFDM}}} \cdot \sum_{k=0}^{N_{\text{OFDM}}-1} \frac{r_{n_{\text{SC}}}[k]}{d_{n_{\text{SC}}}[k]}, \quad (5.14)$$

wobei  $r_{n_{\text{SC}}}$  und  $d_{n_{\text{SC}}}$  jeweils für das empfangende wie gesendete Symbol entsprechend des Subkanals  $n_{\text{SC}}$  stehen. Die geschätzte komplexe Frequenzantwort  $\tilde{H}$  für jeden Subkanal  $n_{\text{SC}}$  nähert sich der realen Frequenzantwort  $H$  des Kanalabschnitts  $n_{\text{SC}}$  an:

$$\tilde{H}[n_{\text{SC}}] \approx H(n_{\text{SC}}). \quad (5.15)$$

Die frequenzdiskrete Gesamtfrequenzantwort  $H[f]$  setzt sich dann aus allen gemessenen bzw. evaluierten Frequenzantworten  $\tilde{H}(n_{\text{SC}})$  der Subkanäle zusammen und kann durch Interpolation im Frequenzbereich jeder Baudrate und Überabtastung angepasst werden. Diese Vorgehensweise hält das Verfahren der Vorverzerrung variabel und ist gerade für experimentelle Implementierungen zu empfehlen, wo die Frequenzgänge der betrachteten Systeme nicht bekannt sind. Für das Vorverzerrungsfiler ergibt sich dann die Frequenzantwort

$$\tilde{H}_{\text{PRE}}[n_{\text{SC}}] \approx \frac{1}{H[n_{\text{SC}}]}. \quad (5.16)$$

In Abbildung 5.8 ist eine mit OFDM ermittelte Frequenzantwort  $\tilde{H}_{\text{PRE}}[n_{\text{SC}}]$  für ein 32 GBaud Signal bei TP-Filterung in DAC und ADC abgebildet.

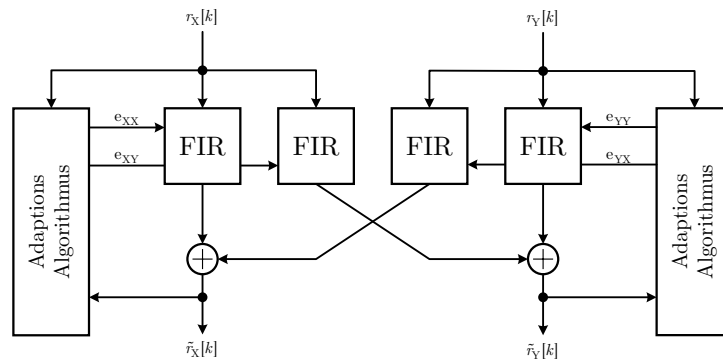


Abbildung 5.10: Prinzip eines Schmetterlingsentzerrers

### 5.2.2 Schmetterlingsentzerrter

Werden in einem optischen System, entsprechend Kapitel 3, sowohl X- wie auch Y-Polarisation zur Modulation verwendet, ist es zwingend notwendig, durch Modenkopplung und PMD, verzerrte Signale am Empfänger zu entzerrern. Dazu wird in kohärenten Systemen ein adaptiver Schmetterlingsfilter entsprechend Abbildung 5.10 verwendet [120].

Dieses Filter besteht aus vier parallel arbeitenden FIR-Filtern aus Abschnitt 5.2. Dabei ist es unerheblich, bei welcher Überabtastung und in welcher Domäne das Filter arbeitet und wie seine Filterkoeffizienten  $\mathbf{e} = [e_{XX}, e_{YX}, e_{YY}, e_{XY}]^T$  gefunden werden. Da der Effekt von PMD aus Abschnitt 3.3.1.3 zeitabhängig ist, wird üblicherweise ein angepasster Adaptionsalgorithmus, wie in Abbildung 5.10 dargestellt, verwendet. Wird eine Anzahl an Entzerrer-Koeffizienten  $N_e$  eines Schmetterlingsentzerrers  $\mathbf{e}$  angegeben, ist damit die Anzahl der Koeffizienten eines jeden der vier implementierten Entzerrer gemeint. Die Gesamtanzahl der verwendeten Koeffizienten beträgt somit  $4 \cdot N_e$  für jeden Entzerrer mit den Koeffizientensätzen  $e_{XX}$ ,  $e_{YX}$ ,  $e_{YY}$  und  $e_{XY}$ .

### 5.2.3 Statische Entzerrung am Empfänger

Um zeitinvariante Effekte wie z.B. CD oder ISI durch Filterung zu entzerrern, ist es von Vorteil, konstante optimale Entzerrerkoeffizienten  $\mathbf{e}$  zu verwenden [110]. Die Entzerrerkoeffizienten  $\mathbf{e}$  können vor der eigentlichen Operationszeit ermittelt werden und unangetastet bleiben. Ermittelt werden können die Koeffizienten des Filters dabei grundsätzlich auf zwei Weisen:

1. Durchführen einer Vorabberechnung der Koeffizienten durch analytische Evaluation des bekannten Übertragungskanals. So kann beispielsweise die resultierende ISI durch CD mit Gleichung 3.6 berechnet und kompensiert werden. Es ist dabei unabhängig, ob dies im Frequenz- oder Zeitbereich geschieht [17, 121].
2. Durchführen einer Berechnung der Koeffizienten durch das Verwerten einer *Trainingssequenz* (TS) bei unbekanntem Kanal. Die TS kann dabei entweder einmalig oder in regelmäßigen Abständen den Nutzdaten hinzugefügt werden. So kann sich der Entzerrer einem zeitvarianten Kanal anpassen [190–192].

Sind der Übertragungskanal und die zu kompensierenden linearen Effekte bekannt, ist es stets möglich, die Entzerrerkoeffizienten  $\mathbf{e}$  analytisch zu ermitteln. Dazu müssen, wie im Falle der CD, die Störungen entsprechend modelliert, diskretisiert und der DSP angepasst werden. Auf eine genauere Betrachtung soll hier verzichtet werden, und es wird dabei auf [12, 121, 191, 192] verwiesen.

Sind die zu kompensierenden Effekte größtenteils unbekannt, ist es sinnvoll, die Koeffizienten  $\mathbf{e}$  durch eine Trainingssequenz zu evaluieren. Dies kann entweder einmalig vorweg oder in regelmäßigen Abständen, falls der Kanal zeitvariante Anteile besitzt, durchgeführt werden. Die gesendete Trainingssequenz  $d[k]$  bestehend aus  $N_{\text{TS}}$  Symbolen muss dabei dem Empfänger bekannt sein. Ein gängiger Ansatz ist die Verwendung der Methode zum *minimalen durchschnittlichen quadrierten Fehler* (engl.: Minimum-Mean-Square-Error, MMSE) mit Matrix-Inversion [17]. Mit dem Entzerrerausgang nach Gleichung 5.7, ergibt sich der übrige Fehler  $\varepsilon[k]$  zwischen dem gesendeten Symbol  $d[k]$  und dem empfangenen Symbol  $r[k]$  am Entzerrereingang  $x_e[k]$  entsprechend Abbildung 5.3:

$$\varepsilon[k] = y_e[k] - d[k - k_0] \quad (5.17)$$

$$= \mathbf{e}^T \cdot \mathbf{x}_e[Wk] - d[k - k_0], \quad (5.18)$$

womit  $k_0$  die Verzögerung des FIR-Filters ist und zu optimieren gilt. Der mittlere quadratische Fehler ergibt sich durch:

$$\mathbb{E} \{ \varepsilon[k] \cdot \varepsilon^*[k] \} = \mathbb{E} \left\{ \left( \mathbf{e}^T \cdot \mathbf{x}_e[Wk] - d[k - k_0] \right) \cdot \left( \mathbf{x}_e^{*\text{T}}[Wk] \cdot \mathbf{e}^* - d^*[k - k_0] \right) \right\}. \quad (5.19)$$

Der durchschnittliche quadratische Fehler nähert sich mit ausreichend langer Trainingssequenz Gleichung 5.19 an und kann wie folgt ausgedrückt werden:

$$E \{ \varepsilon [k] \cdot \varepsilon^* [k] \} \approx F_{\text{MSE}} = \frac{1}{N_{\text{TS}}} \sum_{k=k_0}^{k_0+N_{\text{TS}}-1} \varepsilon [k] \cdot \varepsilon^* [k]. \quad (5.20)$$

Zur weiteren Vereinfachung soll die Matrix  $\mathbf{X}$ , welche die empfangenen Symbole  $r [k]$  mit der Verzögerung  $k_0$  am Entzerrereingang enthält, entsprechend

$$\mathbf{X} = \left[ \mathbf{x}_e [Wk_0], \mathbf{x}_e [W(k_0 + 1)], \dots, \mathbf{x}_e [W(k_0 + N_{\text{TS}} - 1)] \right] \quad (5.21)$$

verwendet werden, indem der Vektor  $\mathbf{d}$  die entsprechenden gesendeten Symbole  $d [k]$  beinhaltet:

$$\mathbf{d} = [d [0], d [1], \dots, d [N_{\text{TS}} - 1]]. \quad (5.22)$$

Damit kann Gleichung 5.20 umgeschrieben werden zu

$$F_{\text{MSE}} = \frac{1}{N_{\text{TS}}} \left[ \mathbf{e}^T \mathbf{X} - \mathbf{d} \right] \cdot \left[ \mathbf{X}^T \mathbf{e} - \mathbf{d}^T \right] \quad (5.23)$$

$$= \frac{1}{N_{\text{TS}}} \left[ \mathbf{e}^T \mathbf{X} \mathbf{X}^T \mathbf{e} - 2\mathbf{e}^T \mathbf{X} \mathbf{d} \right] + \sigma_d^2. \quad (5.24)$$

Mit der Autokorrelations-Matrix  $\mathbf{R}_{\text{XX}} = \mathbf{X} \mathbf{X}^T$  und dem Kreuzkorrelations-Vektor  $\mathbf{r}_{\text{Xd}} = \mathbf{X} \mathbf{d}^T$  kann Gleichung 5.24 zu

$$F_{\text{MSE}} = \frac{\left[ \mathbf{e}^T \mathbf{R}_{\text{XX}} - \mathbf{r}_{\text{Xd}}^T \right] \cdot \mathbf{R}_{\text{XX}}^{-1} \cdot \left[ \mathbf{R}_{\text{XX}} \mathbf{e} - \mathbf{r}_{\text{Xd}} \right]}{N_{\text{TS}}} - \underbrace{\frac{\mathbf{r}_{\text{Xd}}^T \mathbf{R}_{\text{XX}}^{-1} \mathbf{r}_{\text{Xd}}}{N_{\text{TS}}}}_{\text{unabhängig von } \mathbf{e}} + \sigma_d^2 \quad (5.25)$$

generalisiert werden. Während die letzten beiden Terme in Gleichung 5.25 unabhängig von den Entzerrerkoeffizienten sind, ist  $F_{\text{MSE}}$  dann minimal, wenn das Argument des ersten Terms aus Gleichung 5.25 zu null wird. Wir erhalten somit

$$\mathbf{R}_{\text{XX}} \mathbf{e}_{\text{MMSE}} - \mathbf{r}_{\text{Xd}} = 0 \quad (5.26)$$

und für optimale Entzerrerkoeffizienten

$$\mathbf{e}_{\text{MMSE}} = \mathbf{R}_{\text{XX}}^{-1} \cdot \mathbf{r}_{\text{Xd}}. \quad (5.27)$$

Für den Fall einer Filterung bei nicht-ganzzahliger Überabtastung von  $W/N_I$  erweitert sich Gleichung 5.27 für den  $i$ -ten von  $N_I$  Koeffizientensätzen  $e_i$  zu

$$\mathbf{e}_i = \mathbf{R}_{XX}^{-1} \cdot \mathbf{r}_{Xd}^{(i)} \quad (5.28)$$

mit

$$\mathbf{r}_{Xd}^{(i)} = X \mathbf{d}_i \quad (5.29)$$

und

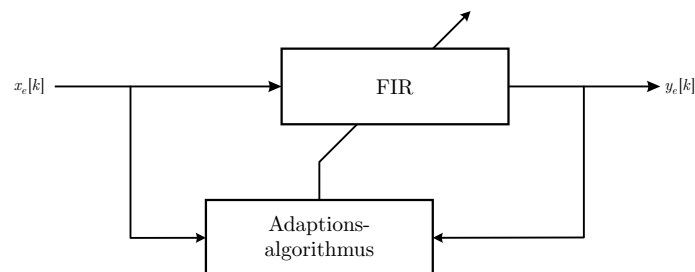
$$\mathbf{d}_i = [d[i], d[N_I + i], \dots, d[N_I \cdot (N_{TS} - 1) + i]]. \quad (5.30)$$

In [121, 181] werden die Aspekte einer DSP bei nicht-ganzzahliger Überabtastung theoretisch und in [179, 181, 193] experimentell untersucht.

### 5.2.4 Adaptive Entzerrung am Empfänger

Entgegen der Herangehensweise aus Abschnitt 5.2.3, ist es die Aufgabe einer adaptiven Entzerrung, die Entzerrungsqualität, bei zeitvarianten Systemen, konstant zu halten. Dazu werden optimalerweise die Koeffizienten  $\mathbf{e}$  den entsprechenden Systemänderungen in regelmäßigen Abständen angepasst. In Abschnitt 5.2.3 wurde bereits erwähnt, dass es durchaus möglich ist, eine statische Evaluation durch Trainingssequenzen in regelmäßigen Abständen durchzuführen. Dies hat allerdings erhebliche Nachteile:

- In jedem Trainingsintervall müssen erneut Trainingssymbole gesendet werden, was einen Mehraufwand erzeugt und die Nettodatenrate reduziert.
- Kanaländerungen können nur innerhalb der Trainingsintervalle nachvollzogen und angewendet werden.
- Es entsteht ggfs. eine hohe Komplexität durch Matrixinversion.



**Abbildung 5.11:** Generelles Prinzip einer adaptiven Filterung mit Rückführung



Alternativ ist es üblich, neben einer trainingssequenzbasierten Schätzung der Entzerrerkoeffizienten eine sukzessive Adaption der Entzerrerkoeffizienten durchzuführen. Hier stehen mehrere Verfahren zur Auswahl, die je nach Modulationsverfahren Vor- und Nachteile aufweisen.

#### 5.2.4.1 Least-Mean-Squares-Algorithmus

Der Algorithmus zum *kleinsten quadratischen Mittelwert* (engl.: Least Mean Square, LMS) hat ähnlich wie der MMSE das Ziel, den quadratischen Fehler  $\varepsilon[k]$  zwischen entzerrtem Symbol  $\tilde{r}[k]$  und dem entsprechenden gesendeten Symbol  $d[k]$  ohne Verzerrungen zu minimieren [194]. Das Vergleichssymbol  $d[k]$  ist dem Entzerrer entweder über eine Trainingssequenz bekannt, oder es wird das empfangene Symbol nach Entscheider  $\hat{r}[k]$  verwendet. Wird das Symbol nach dem Entscheider zurückgeführt, spricht man von einem sogenannten *entscheidungs-basierten* (engl.: Decision-Directed, DD) LMS. Die Entzerrerkoeffizienten werden dann entsprechend [17]:

$$\mathbf{e}[k+1] = \mathbf{e}[k] - \mu_{\text{LMS}} \cdot \mathbf{x}_e^*[k] \cdot [y[k] - d[k]] = \mathbf{e}[k] - \mu_{\text{LMS}} \cdot \mathbf{x}_e^*[k] \cdot \varepsilon[k] \quad (5.31)$$

im Symboltakt adaptiert. Der Parameter  $\mu_{\text{LMS}}$  bestimmt dabei die Adaptionsschrittweite des LMS-Algorithmus. Theoretisch ist es dem adaptiven LMS möglich, selbst optimale Koeffizienten zu finden. In der Praxis werden bei zeitvarianten Systemen zu Beginn bereits relativ gute Koeffizienten verwendet, wobei dem adaptiven Teil lediglich die zeitliche Veränderung überlassen wird [12]. Solche Startsätze an Koeffizienten können zum Beispiel mit dem MMSE-Verfahren aus Abschnitt 5.2.3 gefunden werden.

#### 5.2.4.2 Constant-Modulus-Algorithmus

Für den Fall eines Signals mit konstanter Amplitude oder Modulus, führte Godard 1980 den *Constant Modulus Algorithm* (CMA) zur effizienten adaptiven Entzerrung ein [195]. Dieser erlaubt aber keine Korrektur eines Phasenversatzes. Da der CMA unabhängig von der Trägerrückgewinnung konvergiert, kann seine Ausgangskonstellation bei Konvergenz, einen Phasenfehler aufweisen.

Die Erweiterung zum *Modified Constant Modulus Algorithm* (MCMA), in der Real- und Imaginärteil getrennt betrachtet werden, erlaubt hingegen eine blinde Entzerrung und gleichzeitige Kompensation eines Trägerphasenversatzes [196]. Darüber hinaus führt der MCMA zu

einer Leistungssteigerung der Konvergenzgeschwindigkeit und Reduzierung von übriger ISI. Es wird dabei die Leistungsfähigkeit eines CMAs mit einem entscheidungsbasierten (DD) Phasenrückgewinnungsschema inklusive reduzierter Komplexität kombiniert [197]. Zur adaptiven Korrektur von ISI schlug [195] die Kostenfunktion

$$J_{\text{CMA}}^{(p)} = \text{E} \left[ \left( |y_e[k]|^p - C_{\text{MA}}^{(p)} \right)^2 \right] \quad (5.32)$$

vor, wobei  $y_e[k]$  den Ausgang des Entzerrers entsprechend Gleichung 5.7 darstellt und  $C_{\text{MA}}^{(p)}$  durch

$$C_{\text{MA}}^{(p)} [k] = \frac{\text{E} \left[ |d[k]|^{2p} \right]}{\text{E} \left[ |d[k]|^p \right]} \quad (5.33)$$

definiert wird.  $p \in \mathbb{N}_{>0}$  ist ein weiterer Optimierungsparameter. Aus Gleichung 5.32 mit 5.33 ergibt sich das Fehlersignal

$$\varepsilon [k] = |y_e[k]|^{p-2} \left( |y_e[k]|^p - C_{\text{MA}}^{(p)} \right) \quad (5.34)$$

und die Adaptionformel der Entzerrerkoeffizienten

$$\mathbf{e} [k + 1] = \mathbf{e} [k] - \mu_{\text{CMA}} \cdot \varepsilon [k] \cdot \mathbf{x}_e^* [k] \quad (5.35)$$

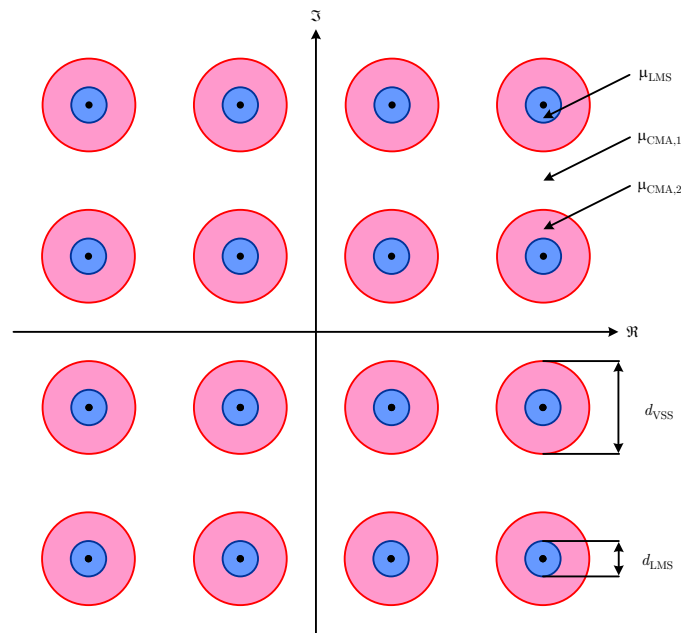
mit dem Parameter der Schrittweite  $\mu_{\text{CMA}}$ , welche eine Adaption mit jedem neuen empfangenen Symbol erlaubt.

Man beachte, dass mit wachsendem  $p$  die dynamische Weite des Fehlersignals  $\varepsilon [k]$  wächst, was ggfs. zu instabiler Konvergenz oder gar Präzisions- und Überlaufproblemen führen kann. Praktische Werte für  $p$  sind daher  $p = 1$  oder  $2$ . Wobei ein Entzerrerdiesign entsprechend Gleichung 5.35 den bereits angesprochene Phasenversatz beinhaltet. Eine Aufteilung der Kostenfunktion in Real- und Imaginärteil entsprechend

$$J_{\text{MCMA}}^{(p)} [k] = \text{E} \left[ \underbrace{\left( |y_e[k]|^2 - C_{\text{MA},\mathbb{R}}^{(p)} \right)^2}_{J_{\text{MCMA},\mathbb{R}}[k]} \right] + 1j \cdot \text{E} \left[ \underbrace{\left( |y_e[k]|^2 - C_{\text{MA},\mathbb{S}}^{(p)} \right)^2}_{J_{\text{MCMA},\mathbb{S}}[k]} \right] \quad (5.36)$$

führt zum komplexen Fehlersignal

$$\varepsilon [k] = \varepsilon_{\mathbb{R}}[k] + j \cdot \varepsilon_{\mathbb{S}}[k] \quad (5.37)$$



**Abbildung 5.12:** Prinzip der variablen Schrittweite eines MCMA anhand einer 16-QAM. Blauer Bereich ( $d_{LMS}$ ): Aktiver LMS mit der Schrittweite  $\mu_{LMS}$ ; Roter Bereich ( $d_{VSS}$ ): Aktiver CMA mit der Schrittweite  $\mu_{CMA,1}$ ; Weißer Bereich: Aktiver CMA mit der Schrittweite  $\mu_{CMA,2}$

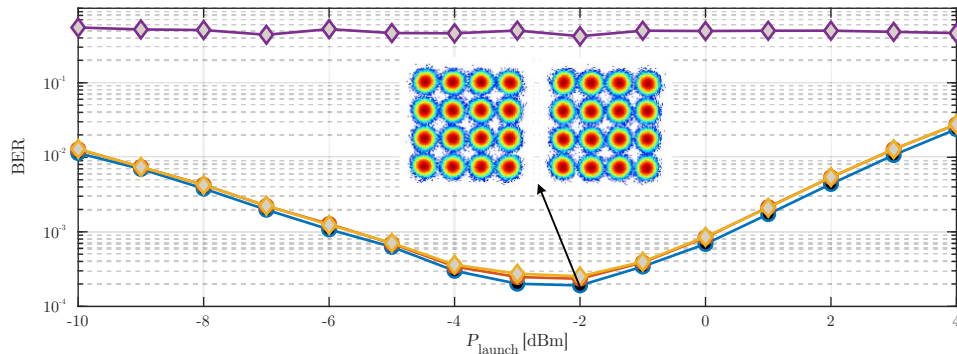
mit den unabhängigen statistischen Konstanten der beiden Dimensionen

$$C_{MA,\Re}^{(p)}[k] = \frac{\mathbb{E}\left[|\Re(d[k])|^{2p}\right]}{\mathbb{E}\left[|\Re(d[k])|^p\right]} \quad (5.38)$$

und

$$C_{MA,\Im}^{(p)}[k] = \frac{\mathbb{E}\left[|\Im(d[k])|^{2p}\right]}{\mathbb{E}\left[|\Im(d[k])|^p\right]}. \quad (5.39)$$

Zur Verbesserung des Konvergenzverhaltens des MCMA werden in dieser Arbeit zwei Erweiterungen eingeführt. Zum einen wird die Konvergenzgeschwindigkeit des MCMA mit der Einführung einer variablen Schrittweite abhängig von der Entfernung zum nächsten Datensymbol der Modulationskonstellation erweitert [198], zum anderen wird der Adaptionsalgorithmus bei hinreichend guter Konvergenz (Entzerrung) auf den entscheidungsbasierten LMS umgestellt, um bessere Entzerrungsergebnisse durch Kombination der Vorzüge beider Algorithmen zu erhalten [197]. Diese adaptive Erweiterung mit *variabler Schrittweite* (engl. Variable Stepsize, VSS) ist zur Verdeutlichung in Abbildung 5.12 dargestellt.



**Abbildung 5.13:** LMS-Evaluierung in einem nichtlinearen optischen Kanal für eine Modulation der Ordnung [2222]

### 5.2.4.3 Adaptive Entzerrung in rauschbehafteten nichtlinearen Systemen

Die statische Entzerrung aus Abschnitt 5.2.3 ist weitgehend unabhängig vom Modulationsformat und nicht Hauptbestandteil der Evaluierung in diesem Kapitel. Zur Evaluierung der statischen Entzerrung wird auf die Abschnitte 6.4.9 und 6.5 verwiesen. In Abschnitt 5.2.4.3 werden die vorgeschlagenen Algorithmen aus Abschnitt 5.2.4 diskutiert und untersucht. Die hybride Modulation beinhaltet das Senden von unterschiedlichen Konstellationen auf den beiden zur Verfügung stehenden Polarisationen. Daher ist eine Entzerrung des effizienten CMAs aus Abschnitt 5.2.4.2 nur für die symmetrischen Konstellationen der hybriden Modulation geeignet: [1111], [2222] und [3333].

Deswegen bietet sich der entscheidungsbasierte LMS-Algorithmus zur Entzerrung von PMD und Modenkopplung an. Obschon der LMS-Algorithmus ein adaptiver Algorithmus ist, bietet es sich an, auch die adaptiven Entzerrer-Koeffizienten, entsprechend Abbildung 5.10, zu trainieren. Dazu kann dem Entzerrer selbst, zu Beginn, die bekannte Trainingssequenz zugeführt werden, um diese, anstatt der Echtzeitentscheidung, zu verwenden. Außerdem können dem Entzerrer direkt Koeffizienten, entsprechend dem MMSE-Prinzip aus Abschnitt 5.2.3, übergeben werden, um eine langsame Konvergenz zu vermeiden.

Obwohl der LMS in der Lage ist, eine schiefe Phasenlage auszugleichen, ist es ihm nicht möglich, einen Phasenversatz durch nichtlineare Effekte wie SPM zu kompensieren. Abbildung 5.13 zeigt die Performanz von einer statischen Entzerrung mit dem MMSE-Ansatz in blau. Im Vergleich dazu, ist das Ergebnis einer adaptiven Entzerrung mit dem LMS-Ansatz bei direktem Training in gelb und den trainierten Koeffizienten aus dem MMSE-Ansatz in braun dargestellt. Zur Evaluation wurde über fünf Abschnitte (Spans), mit jeweils 100 km

SSMF ohne IQ-Ungleichgewicht, mit perfekter homodyner Detektion simuliert. Es handelt sich dabei um ein einkanaliges 25 GBaud Signal über beide Polarisierungen und eine DSP mit zweifacher Überabtastung. Innerhalb der DSP wurde mit einer statischen Entzerrung zunächst 90% der CD kompensiert, wobei der adaptive Algorithmus somit einer übrigen CD von 10% und der gesamten Auswirkungen von PMD ( $0,2 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ ) entgegenget. Zur Kompensation wurde eine Schmetterlingsentzerrung mit jeweils 12 Koeffizienten entsprechend Abbildung 5.10 verwendet. Es ist zu erkennen, dass der adaptive Ansatz in einem statischen zeitinvarianten System, nur eine leichte Verschlechterung durch seine Adaption mit sich bringt, aber nicht in der Lage ist, eine Phasenverschiebung durch SPM zu regulieren.

### 5.3 Trägerrückgewinnung

Wie in den Abschnitten 3.2, 4.1.3 und 4.2.2 beschrieben, ist die *Trägerrückgewinnung* (engl.: Carrier Recovery, CR) unerlässlich. Eine stabile Rückgewinnung der Phase des Signals bzw. des Trägers zu Beginn der Verarbeitungskette ist notwendig, damit die folgenden Module zur Entzerrung anderer Störungen ordnungsgemäß arbeiten können. Entsprechend Gleichung 3.68 sei das empfangene Signal für die X-Polarisation definiert als

$$r_X(t) = \frac{R_{\text{PD}} |o_X(t)| |O_{\text{LO}}|}{\sqrt{2}} \cdot \exp(\varphi_X(t) + \varphi_{\text{LO}}(t) + 2\pi\Delta f_c t) + \tilde{n}_X(t) \quad (5.40)$$

und für die orthogonale Y-Polarisation als

$$r_Y(t) = \frac{R_{\text{PD}} |o_Y(t)| |O_{\text{LO}}|}{\sqrt{2}} \cdot \exp(\varphi_Y(t) + \varphi_{\text{LO}}(t) + 2\pi\Delta f_c t) + \tilde{n}_Y(t) \quad (5.41)$$

mit den komplexen Rauschtermen  $\tilde{n}_X(t)$  und  $\tilde{n}_Y(t)$ . Der Frequenzversatz der beiden LOs ist durch  $\Delta f_c$  gegeben, während das Phasenrauschen im Faktor  $\varphi_{\text{LO}}(t)$  enthalten ist.

Homodyne optische Empfänger, basierend auf einem PLL-Prinzip, leiden oft unter Implementierungsproblemen und hohen Anforderungen an die Laserlinienbreite, insbesondere wenn eine Migration zu optischen Modulationsformaten höherer Ordnung gewünscht wird. Daher sollen hier die Möglichkeiten der digitalen Behandlung einer Trägerunstetigkeit diskutiert werden.

Die digitale Trägerrückgewinnung lässt sich, wie in Abbildung 5.14 dargestellt, in zwei Stufen unterteilen. Im ersten Schritt kommt es zur *Trägerfrequenzrückgewinnung* (engl.: Carrier

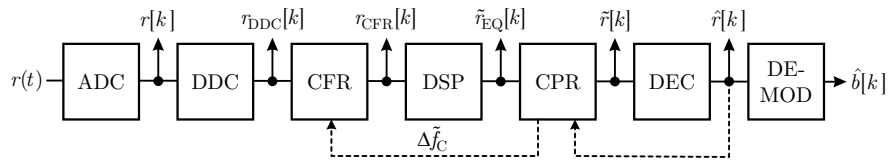


Abbildung 5.14: Vereinfachtes Modell einer DSP zur Trägerrückgewinnung

Frequency Recovery, CFR). In diesem Schritt wird der grobe Frequenzversatz  $\Delta f_c$  aus Abschnitt 4.1.3 und der zeitweise lineare Phasenanstieg, wie in Abbildung 4.4a dargestellt, kompensiert. Im zweiten Schritt wird das schnelle Phasenrauschen aus Abschnitt 4.2.2 und der übriggebliebene Frequenzversatz nach dem ersten Schritt vor der Entscheidung entfernt. Dies wird als *Trägerphasenrückgewinnung* (engl.: Carrier Phase Recovery, CPR) bezeichnet. Die CFR und CPR wird in den folgenden beiden Abschnitten genauer erläutert.

### 5.3.1 Frequenzrückgewinnung

Während es für gängige Modulationsformate etablierte Algorithmen (vorwärtsgerichteter Frequenzschätzer [199–201], FFT-Frequenzschätzer [202], Autokorrelationsfunktion-Frequenzschätzer [203], Kay Frequenzschätzer [204], Digital Delay Loop [205], DSP-basierte Phasenschätzung [206, 207],  $M$ -th Power Algorithm [208, 209]) zur Schätzung des Frequenzversatzes gibt, ist die einzige vollständig modulationsformatunabhängige Weise zur Frequenzschätzung die Pilotton-Methode [210].

Bei der Pilotton-Methode wird am Sender ein geeigneter Pilotton an beliebiger Frequenz dem Signal hinzugefügt, um diesen am Empfänger zur Schätzung des Frequenzversatz zu nutzen. Das Grundprinzip hinter einer CFR mit einem Pilotton besteht darin, den auf dem gleichen Träger mitgesendeten Ton herauszufiltern, um anhand seiner Phasenlage das eigentliche informationstragende Signal entsprechend Gleichung 5.42 zu korrigieren:

$$r_{\text{CFR}}[k] = r_{\text{DDC}}[k] \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi\Delta f_c k}{f_{\text{DSP}}}\right). \quad (5.42)$$

Der Pilotton kann dabei auf verschiedene Arten dem Signal bei der Frequenz  $f_p$  hinzugefügt und am Empfänger gemäß Abbildung 5.15 korrigiert werden. Der Pilotton kann dem Signal entweder digital vor dem DAC, elektrisch vor der E/O-MOD oder optisch hinzugefügt werden. Grundsätzlich können digitale Algorithmen zur Phasenschätzung, auf daten-gestützter Basis, entscheidungsorientiert oder auf nicht datengestützte Techniken, sowie auf Feedforward- oder Closed-Loop-Konzepten basieren.

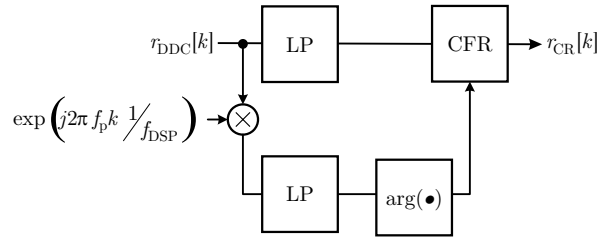


Abbildung 5.15: Vereinfachtes Modell einer Trägerrückgewinnung mit Pilotton

### 5.3.2 Phaserrückgewinnung

Für eine fehlerfreie Übertragung von Informationen ist das Phasenrauschen der Laser  $\varphi_{LO}$  zu schätzen und anschließend zu eliminieren. Um den additiven Rauschterm  $\tilde{n}(t)$  bzw.  $\tilde{n}[k]$  zu unterdrücken, ist das geschätzte Phasenrauschen, bevor es zur Korrektur verwendet wird, über mehrere Symbole zu mitteln. Hier ist dabei ein Kompromiss zwischen der genauen Verfolgung des Phasenrauschens und der Unterdrückung des additiven weißen Rauschens zu machen.

Bei der Unterdrückung des additiven weißen Rauschens gilt: Je höher die Anzahl der Symbole, über die gemittelt wird, ist, desto effektiver kann das additive weiße Rauschen kompensiert bzw. unterdrückt werden. Für die Schätzung des Phasenrauschens gilt dabei genau das Gegenteil. Als effiziente Algorithmen für etablierte Modulationsformate haben sich der Viterbi-Viterbi-Algorithmus für QPSK [117] und für 16-QAM mit einem Partitionierungsansatz [143, 205, 211] herausgestellt. Als weitere Algorithmen sind entscheidungsbasierte Ansätze [145, 212], digitale PLL-Ansätze [213, 214] und LMS-Algorithmen [215] zu erwähnen. Als effizienten Algorithmus für höhere Modulationsformate hat sich der Blind-Phase-Search-Algorithmus herausgestellt und soll im Folgenden diskutiert werden [212, 216]. Der Blind-Phase-Search-Algorithmus nach [216] ist in der Lage die Phase für beliebige QAM-Konstellationen zurückzugewinnen. Der Algorithmus basiert auf dem Vergleich der empfangenen Symbole mit jenen nach der Entscheidung. Anstatt wie in anderen Ansätzen auf eine rückwärts gerichtete Struktur zu setzen [145], wird ein *Blind-Phase-Search* (BPS) vorwärts gerichtet durchgeführt.

Eine vorwärts gerichtete Struktur hat den Vorteil, fehlerhafte Entscheidungen bzw. Schätzungen, nicht durch Rücklauf im System zu halten und verhindert so Fehlerfortpflanzungen. Dabei wird das empfangene Symbol nach Entzerrung  $r_{EQ}[k]$  zunächst entsprechend des gelben Kastens ( $\square$ ) in Abbildung 5.16 mit  $B$  Testwinkeln  $\zeta(b)$  in der Phase korrigiert. Im Anschluss wird jeweils eine Entscheidung auf ein gesendetes Symbol  $d$  getroffen. Dies ist im

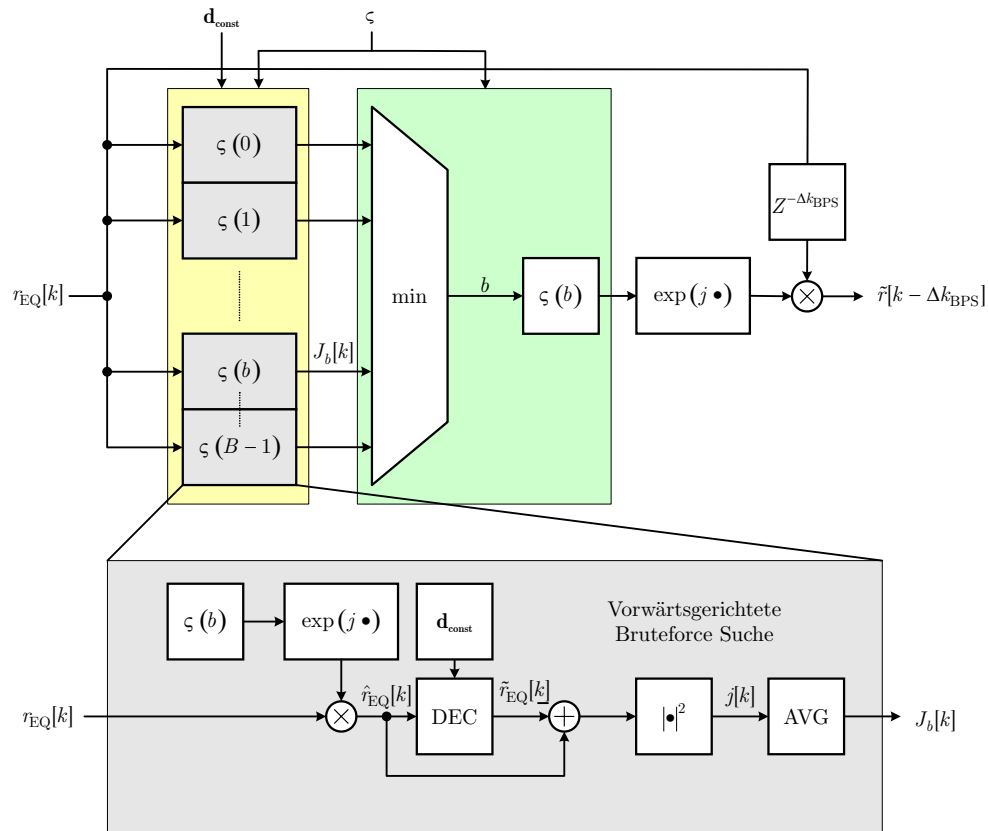


Abbildung 5.16: Blockdiagramm zum Blind-Phase-Search-Algorithmus aus [212]

grauen Kasten zur Erläuterung abgebildet. Die Testwinkel definieren sich nach

$$\varsigma(b) = \left(\frac{b}{B}\right) \varsigma_{\text{INT}}, \quad b \in \{0, 1, \dots, B-1\} \quad (5.43)$$

mit dem Winkelintervall  $\varsigma_{\text{INT}}$ , in welchem die aktuelle Phasendifferenz gesucht wird. Aus dem entschiedenen Symbol eines jeden Testwinkelblocks, wird der quadratische Fehler zum bereits korrigierten Symbol  $\hat{r}_{\text{EQ}}[k]$  evaluiert. Im Anschluss wird der evaluierte Wert über eine bestimmte Anzahl  $j[k - \Delta k_{\text{BPS}}]$  bis  $j[k + \Delta k_{\text{BPS}}]$  im AVG-Block gemittelt, um den Einfluss des Rauschterms  $\tilde{n}[k]$  herauszumitteln. Die Filterlänge ist dabei in Abhängigkeit von der Linienbreite und dem SNR des Systems zu optimieren. Es resultiert eine quadratische Distanzsumme  $J_b[k]$  entsprechend eines jeden Testwinkels  $\varsigma(b)$ :

$$J_b[k] = \sum_{n=-\Delta k_{\text{BPS}}}^{\Delta k_{\text{BPS}}} |\hat{r}_{\text{EQ}}[k-n] - \tilde{r}_{\text{EQ}}[k-n]|^2. \quad (5.44)$$



Diese Operation kann zur Effizienzsteigerung iterativ durchgeführt werden.

Im nächsten Schritt, entsprechend des grünen Kastens (□) in Abbildung 5.16, wird ein jeder Testwinkel  $\varsigma(b)$  mit der minimalen quadratischen Distanzsumme  $J_{b_{\text{OPT}}}[k]$  gefunden und zur Korrektur des Phasenrauschens verwendet. Es ergibt sich das geschätzte Phasenrauschen im grünen Block (□) aus

$$\tilde{\varphi}_{\text{LO}} = \varsigma(b_{\text{OPT}}) + g_{\text{un}}[k] \quad (5.45)$$

mit der *unwrap*-Funktion  $g_{\text{un}}[k]$  definiert durch:

$$g_{\text{un}}[k] = \pi \text{ falls } b_{\text{OPT}}[k] - b_{\text{OPT}}[k-1] < -\frac{B}{2}, \quad (5.46)$$

$$g_{\text{un}}[k] = 0 \text{ falls } |b_{\text{OPT}}[k] - b_{\text{OPT}}[k-1]| \leq \frac{B}{2} \quad (5.47)$$

und

$$g_{\text{un}}[k] = -\pi \text{ falls } b_{\text{OPT}}[k] - b_{\text{OPT}}[k-1] > \frac{B}{2}. \quad (5.48)$$

Aufgrund der benötigten hohen Anzahl von Testwinkeln, kann der Rechenaufwand für die Phasenschätzung sehr hoch sein.

Um die Anzahl der Testwinkel verringern zu können, werden in der Literatur mehrere verschiedene Vorschläge zur Minderung der Rechenkomplexität beim BPS aufgeführt [213, 217, 218], welche alle eine zweite Station zum Blind-Phase-Search-Algorithmus vorschlagen.

## 5.4 Taktrückgewinnung

Die Aufgabe der Taktrückgewinnung besteht darin die Störung durch unterschiedliche Taktraten an Sender und Empfänger zu kompensieren (vgl. Abschnitt 4.1.5). Die entsprechenden Ursachen der Störung sind in den Abschnitten 3.4.4 und 3.4.3 und die Auswirkungen in den Abschnitten 4.7 und 4.2.3 erläutert. Während die Optimierung des lokalen Abtastzeitpunktes durch eine Entzerrung bei Überabtastung hinfällig wird, müssen die Unterschiede in der Taktfrequenz zwischen ADC und DAC stets ausgeglichen werden. Grundsätzlich kann dazu ein hybrider Ansatz verwendet werden. Dabei wird in der DSP ein Fehlersignal evaluiert, welches einen analogen LO steuert und dem Versatz in der Taktfrequenz entgegenwirkt.

Alternativ kann dazu auch ein vollständig digitaler Ansatz gewählt werden, in dem das empfangene abgetastete Signal  $r[k]$  zeitlich interpoliert wird [219, 220]. Es kommen dabei sowohl vorwärtsgerichtete wie Rückkopplungsstrukturen in Frage. Bei den in der Literatur

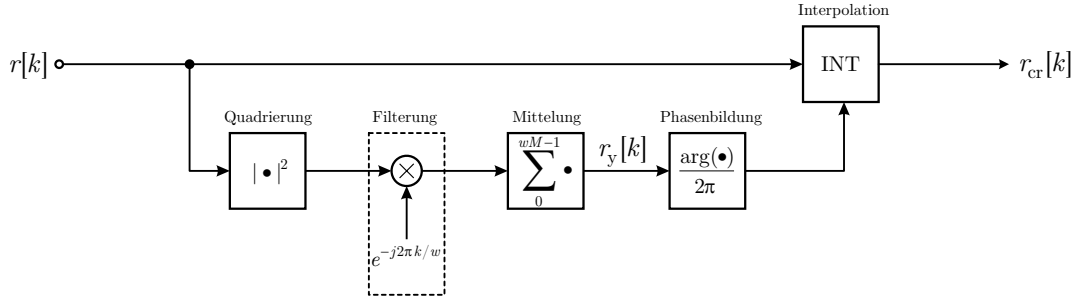


Abbildung 5.17: Blockschaltbild des Vorgehens *Quadrieren und Filtern* [219]

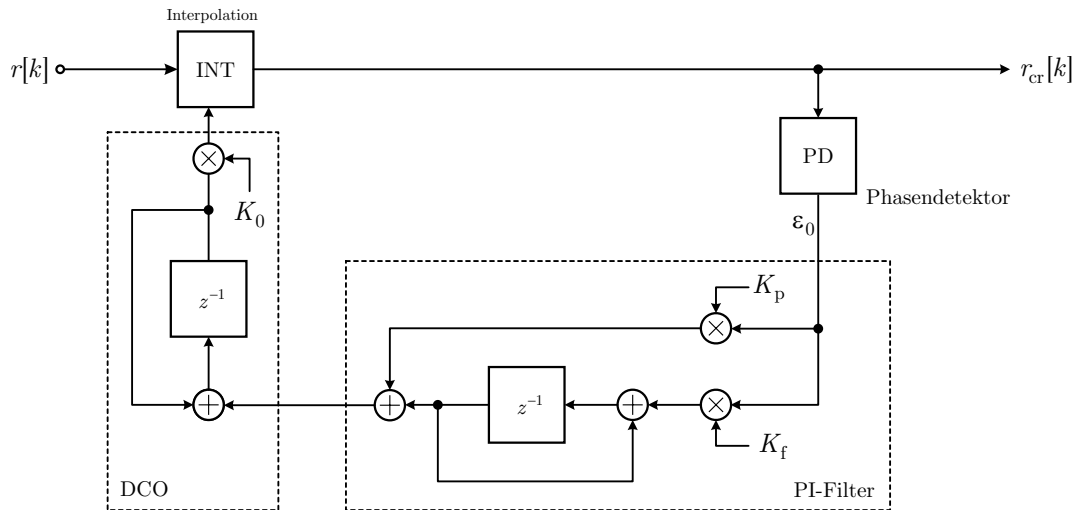
weit verbreiteten Ansätzen des *Quadrierens und Filterns* [219] (Vorwärts) und des Phasenregelkreises mit Phasendetektor [220] (Rückkopplung) kommt stets eine Interpolation zum Einsatz, welche die verzerrten Proben entsprechend Abschnitt 4.1.5 korrigiert. Dazu wird bei den beiden Algorithmen zunächst ein Fehlersignal  $\epsilon$  ermittelt und dem Interpolationsmodul (INT) übergeben. Die vorwärtsgerichtete Methode des *Quadrierens und Filterns* ist in Abbildung 5.17 abgebildet. Durch die Quadratur entsteht eine Taktspektrallinie, welche durch Multiplikation mit  $e^{(j2\pi k/w)}$  ins Basisband verschoben und extrahiert werden kann. Eine Verschiebung des Signals und der Filterung kann ebenso als *diskrete Fourier-Transformation* (DFT) verstanden und implementiert werden. Es gilt:

$$r_y[k] = \sum_{n=0}^{wM-1} |r[k-n]|^2 \cdot e^{(-j2\pi n/w)}. \quad (5.49)$$

Die Phaseninformationen werden im Anschluss durch Mitteln und Phasenbildung ermittelt und dem Interpolationsmodul übergeben [100]. Ein Quadrieren und Filtern bedarf einer Überabtastung mit einem Faktor von mehr als zwei, um eine Taktspektrallinie innerhalb der DSP-Bandbreite zu erzeugen.

Die Rückkopplungsvariante aus [220] besteht aus einer digitalen PLL zweiter Ordnung und einem aktiven *Filter mit Proportional- und Integralterm* (PI-Filter) inklusive einem (Gardner-)Phasendetektor [100]. Abbildung 5.18 zeigt die vollständige Taktrückgewinnung nach [220] für eine Polarisierung im Anschluss an den ADC. Der Ausgang des PI-Filters steuert einen *digital kontrollierten Oszillator* (engl. Digitally Controlled Oscillator, DCO) zur Interpolation. Der Kern des Algorithmus besteht aus dem Gardner-Phasendetektor der nach folgender Formel das Fehlersignal  $\epsilon_0$  berechnet [220]:

$$\begin{aligned} \epsilon_0 = & \Re\{r_{cr}[2k-1]\} \cdot (\Re\{r_{cr}[2k]\} - \Re\{r_{cr}[2k-2]\}) \\ & + \Im\{r_{cr}[2k-1]\} \cdot (\Im\{r_{cr}[2k]\} - \Im\{r_{cr}[2k-2]\}) \end{aligned} \quad (5.50)$$



**Abbildung 5.18:** Blockschaltbild eines Phasenregelkreises mit Gardner-Phasendetektor nach [220]

Eine Taktrückgewinnung nach Gardner funktioniert bereits bei einem Abtastfaktor von zwei, um eine ordnungsgemäße Interpolation durchführen zu können (Nyquist-Shannon-Abtasttheorem). Der Algorithmus selbst arbeitet im Symboltakt, wie in Gleichung 5.50 zu sehen ist.

## 5.5 Zusammenfassung

Das Kapitel 5 umschreibt alle notwendigen und wichtigen Passagen innerhalb der DSP für die weiterführende genauere Betrachtung. Dabei wurde auf die adaptive Entzerrung von CD, PMD und die statische Entzerrung von TP-Effekten am Sender und Empfänger eingegangen. Es wurden Möglichkeiten zur Korrektur von IQ-Ungleichgewichten durch Frontend-Korrektur aufgezeigt. Abschnitt 5.4 gibt einen Einblick in die Möglichkeiten zur Taktrückgewinnung in optischen Nachrichtensystemen, welche ggfs. für spezielle Modulationsformate angepasst werden müssen. Alle besprochenen Algorithmen und Vorgehensweisen wurden implementiert, auf die jeweilige Auslegung adaptiert, untersucht und werden in dem nachfolgenden Kapitel ausgeführt.



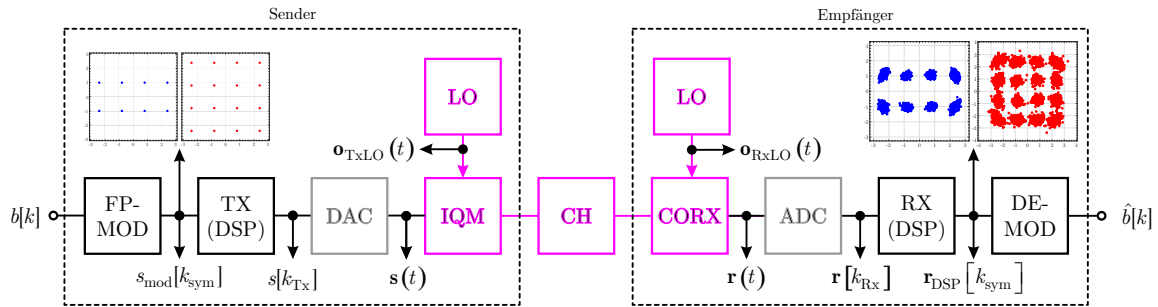
# Kapitel 6

## Hybride Modulation

Eine Möglichkeit flexible Datenraten zu erhalten, ist die in Abschnitt 2.9 erwähnte hybride Modulation. Neben der raten-adaptiven Vorwärtsfehlerkorrektur (Abschnitt 2.9.1) und der probabilistischen Formgebung (Abschnitt 2.9.2) handelt es sich bei der hybriden Modulation um eine einfache Möglichkeit, mit bereits gut erforschter DSP flexible Datenraten zu erhalten.

Die exponentiell wachsende Nachfrage nach Hochgeschwindigkeitsdatenübertragung ist einer der Hauptgründe für die kontinuierliche Entwicklung von festen und statischen zu verbindungsadaptiven Systemen in der Glasfaserkommunikation. Die Notwendigkeit, sowohl die Flexibilität als auch die Kapazität des Systems bei unveränderter optischer Netzinfrastruktur zu maximieren, führt zu Veränderungen an den Systemendgeräten. Es entsteht eine Entwicklung zu sogenannten flexiblen Transceivern. Eine erwünschte Eigenschaft eines solchen Transceivers ist eine feine Datenratengranularität, die es ermöglicht, die Übertragungskapazität an das Verbindungsbudget anzupassen. Ein adaptives flexibles Netz ermöglicht die Einführung einer Software definierter Steuerung des Netzes (SDN), wie es in Abschnitt 1.2 beschrieben wird. So kann eine zukünftig erwartete Datenlast effizient auf das Netz verteilt werden.

Im Folgenden wird die hybride Modulation, als vielversprechender Kandidat für flexible Transceiver, untersucht. Diese Methode funktioniert bei jeder ganzzahligen Anzahl von Bits pro Symbol und erfordert im Vergleich zu anderen in der Literatur vorgeschlagenen Kandidaten, ein sehr einfaches digitales Signalverarbeitungsschema. Durch eine effiziente Leistungsverteilung und Anpassung der Modulation an den Datenratenbedarf kann neben der flexiblen Modulation ebenso eine effiziente Minderung des Einflusses von Nichtlinearitäten erreicht werden.

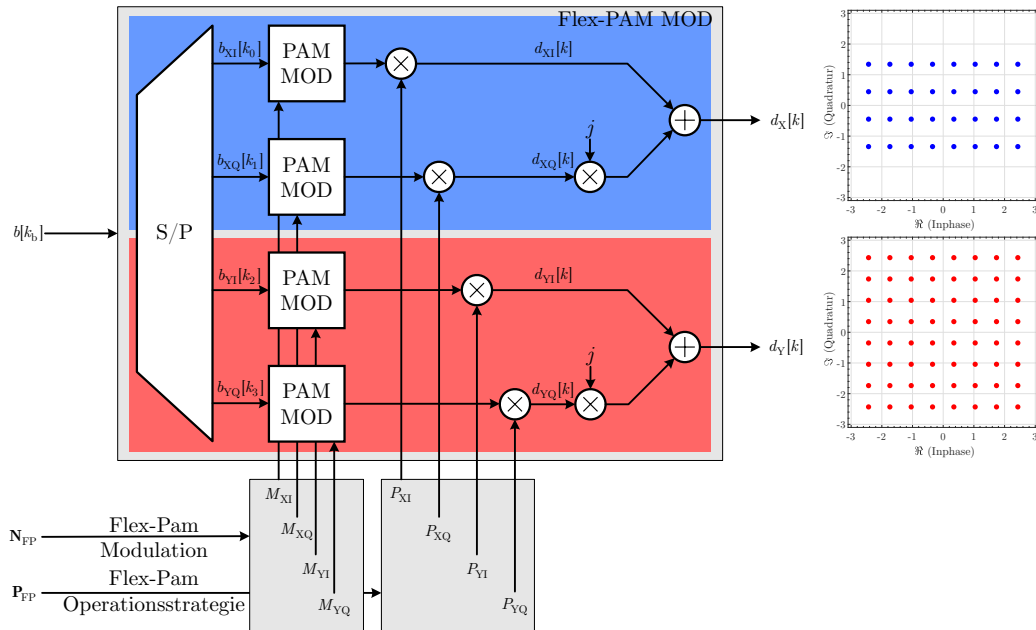


**Abbildung 6.1:** Blockschaltbild: Sender und Empfänger bei der hybriden Modulation mit exemplarischen Konstellationen der beiden modulierten Polarisationen (X = blau, Y = rot) ([1222]) mit nichtlinearen Störungen im System

Abbildung 6.1 zeigt ein musterhaftes Blockschaltbild von Sender (Tx) bis Empfänger (Rx) und einem unbestimmten Kanal (CH) und der entsprechenden Modulation. Andere Verfahren setzen zur adaptiven Ratenanpassung aus Abschnitt 2.9 darauf, bei konventionellen Modulationsformaten die Datenrate durch Anpassung der Coderate einer FEC oder die Verteilung auf die Modulationsformatsymbole anzupassen. Die hybride Modulation verändert die Modulationssymbole bzw. die Modulationskonstellation so, dass diese adaptiv die Dimensionierung der Modulationsfreiräume anpasst, um die Gesamtdatenrate zu determinieren. Daher soll im Folgenden auf die hybride Modulation und Demodulation eingegangen werden.

## 6.1 Modulation und Demodulation

Wie in Abschnitt 2.3 beschrieben, ist die Basis eines jeden digitalen Modulationsformates, die Modulation auf Senderseite und die Demodulation auf Empfängerseite. Im Sender wird dazu der zu sendende informationstragende Bitstrom sinnvoll auf die definierte Modulationssymbolmenge  $D$  eines Modulationsformates verteilt. Dieser Modulationsfluss ist in Abbildung 6.2 abgebildet. Die Menge  $D$  wird bei Flex-PAM durch das 4-Tupel der verwendeten Modulationsordnungen  $M$  in den vier Modulationsdimensionen  $M_{X_I}$ ,  $M_{X_Q}$ ,  $M_{Y_I}$  und  $M_{Y_Q}$  und der verwendeten Operationsstrategie definiert. Daher wird im Folgenden das jeweilige Flex-PAM-Modulationsformat durch das Modulationstupel  $N_{FP}$  (4-Tupel), bestehend aus der Anzahl der modulierten Bits der vier verwendeten Modulationsordnungen  $N_{X_I}$ ,  $N_{X_Q}$ ,  $N_{Y_I}$  und  $N_{Y_Q}$ , beschrieben. Es ergibt sich formell  $N_{FP}=[N_{X_I}N_{X_Q}N_{Y_I}N_{Y_Q}]$  oder nur  $[N_{X_I}N_{X_Q}N_{Y_I}N_{Y_Q}]$ .



**Abbildung 6.2:** Modell der Flex-PAM-Modulation vom Bitstrom zum Datensymbol unter Beachtung der Operationsstrategien aus Abschnitt 6.2.1 inkl. Beispiel einer Konstellation [2333]

Eine vollständige Liste inklusive der Konstellationen aller vereinfachten Flex-PAM Modulationsformate aus Abschnitt 6.2 bis  $N_{FP}=[3333]$  (DP-64-QAM) sind in Tabelle 6.1 für alle niederen Konstellationen bis einschließlich [1222] und in 6.2 für alle höheren Konstellationen bis einschließlich [2333] zu finden. Um die Datenfolge  $d[k]$  zu erzeugen, wird also der vorhandene Bitstrom sinnvoll getrennt und entsprechend der jeweiligen Modulation, wie in Abschnitt 2.3.1 beschrieben, zu einer PAM moduliert. Zunächst soll dabei jedes verwendete Modulationsformat auf eine durchschnittliche Leistung von eins normiert sein. Daraus folgt, dass das *Leistungsverhältnis* (engl.: Power Ratio, PR) zwischen den Signalen der unterschiedlichen Modulationen am Ausgang stets 0 dB aufweist.

Je nach Operationsstrategie aus Abschnitt 6.2.1 kann jetzt durch Multiplikation das PR angepasst werden. Hier ist stets zu beachten, dass es je nach Senderdesign ggfs. zu Ungleichheiten zwischen Inphase- (I-) und Quadratur- (Q-) Anteil oder X- und Y-Polarisation kommen kann (siehe Abschnitt 4.1.4). Zudem sind elektrische Bauteile wie Verstärker (Abschnitt 3.4.6.1), DACs (Abschnitt 3.4.3) oder Filter (Abschnitt 3.4.5) mit maximalen Eingangsleistungen bzw. Sättigungsleistungen behaftet und sorgen je nach Setup für eine Limitierung im möglichen PR.

	I	II	III	IV
XI $N_{X_I}$	$N$	$N$	$N$	$N$
XQ $N_{X_Q}$	$N$	$N$	$N+1$	$N+1$
YI $N_{Y_I}$	$N$	$N$	$N$	$N+1$
YQ $N_{Y_Q}$	$N$	$N+1$	$N+1$	$N+1$
BpS:	$4N$	$4N+1$	$4N+2$	$4N+3$

**Abbildung 6.3:** Allgemeine Flex-PAM-Rahmenstruktur, bestehend aus vier PAM-Modulationen der Ordnungen  $M_{X_I}$ ,  $M_{X_Q}$ ,  $M_{Y_I}$ , und  $M_{Y_Q}$  und ihrer entsprechenden Anzahl an BpS  $N$  für jede der vier Dimensionen [53]. Alle vier möglichen Kombinationen einer vereinfachten Modulation sind dargestellt.

## 6.2 Theorie

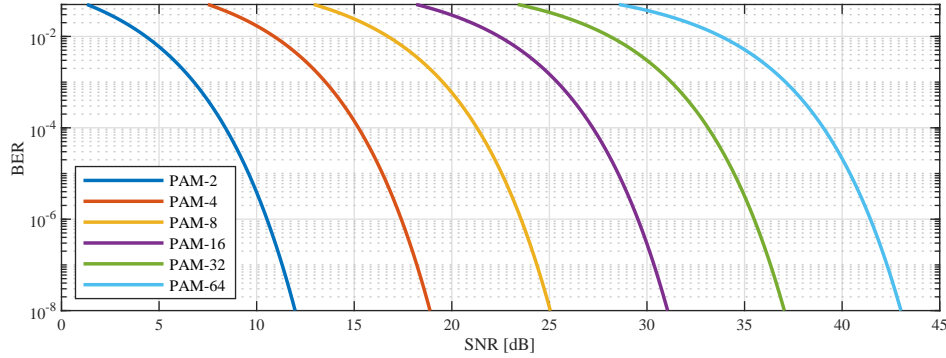
Die individuelle Modulation aller vier möglichen Dimensionen XI, XQ, YI und YQ ermöglicht eine flexible Modulation und damit flexible Datenraten. Flexible Datenraten werden dabei durch Variationen der modulierten BpS gesteuert. Daraus resultiert stets ein ganzzahliger Wert an gesamten BpS für die hybride Modulation. Ein generelles Modulationsschema ist in Abbildung 6.3 aufgenommen. Theoretisch ist es möglich, jeden einzelnen der vier Datenströme mit beliebigen realen Modulationsformaten zu belegen. Eine Beschränkung auf ein Modulationsformat der Ordnung  $M$  und das nächsthöhere Modulationsformat  $M+1$  erweist sich allerdings als günstig. Ein Grund dafür ist die erhaltene Einfachheit der Modulation und der damit verbundenen Anforderungen an die nötige DSP. Als weiteren Grund ist die aus der Einfachheit des Schemas resultierende Operationsstrategie, was die Leistungsverteilung der Modulationsdimensionen betrifft [53]. Eine ausführliche Diskussion der resultierenden Strategien ist folgend in Abschnitt 6.2.1 zu finden.

### 6.2.1 Operationsstrategien

In diesem Kapitel sollen nachfolgend die möglichen Operationsstrategien bei hybrider Modulation dargestellt und analysiert werden. Die Operationsstrategien sind definiert durch die zu verteilende Gesamtleistung  $P_{FP}$  auf die vier Dimensionen XI, XQ, YI und YQ.

Im Allgemeinen ist es möglich, jeder der vier Dimensionen eine unterschiedlichen Leistung zuzuweisen ( $P_{X_I}$ ,  $P_{X_Q}$ ,  $P_{Y_I}$  und  $P_{Y_Q}$ ). Aber durch die Vereinfachung der Dimensionen mit





**Abbildung 6.4:** BER über SNR für PAM bis einschließlich PAM-64

ausschließlich einem Modulationsformat der Ordnung  $M_1=M$  und dem dazugehörigen nächst höheren Modulationsformat mit der Ordnung  $M_2=2M$ , macht es Sinn, die zu verteilende Leistung  $P_{\text{FP}}$  sinnvoll auf die beiden verwendeten Modulationsformate  $M_1$  und  $M_2$ , mit den entsprechenden Leistungen  $P_{M_1}$  und  $P_{M_2}$ , zu verteilen. Resultierend aus den Leistungen  $P_{M_1}$  und  $P_{M_2}$  ergibt sich ein bestimmtes Leistungsverhältnis  $\text{PR}_{\text{FP}}$  definiert durch

$$\text{PR}_{\text{FP}}[\text{dB}] = 10 \log_{10} \left( \frac{\text{SNR}_{M_1}}{\text{SNR}_{M_2}} \right), \quad (6.1)$$

wobei  $\text{SNR}_{M_1}$  und  $\text{SNR}_{M_2}$  die SNRs (Abschnitt 4.3.1) der entsprechenden Modulation ergeben. Bei gleich verteilter Rauschleistung ergibt sich dabei für das Leistungsverhältnis entsprechend [52]:

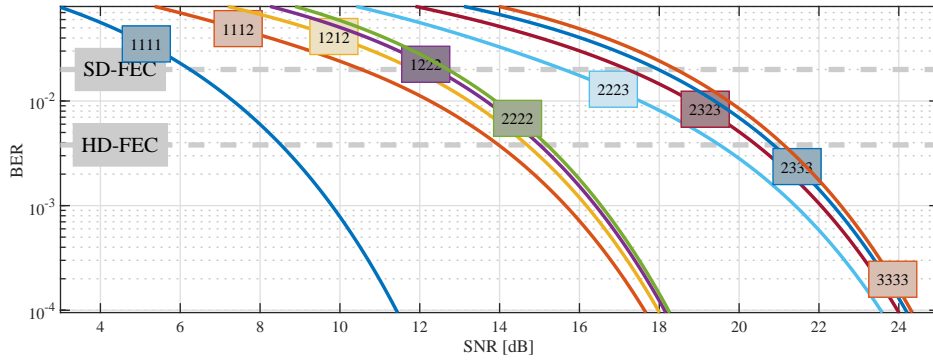
$$\text{PR}_{\text{FP}}[\text{dB}] = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{M_1}}{P_{M_2}} \right). \quad (6.2)$$

Umgekehrt definieren die eingestellten Leistungen der verwendeten Modulationsformate das resultierende SNR des Gesamtsystems und alle individuell belegten Modulationsdimensionen ( $\text{SNR}_{M_1}$  und  $\text{SNR}_{M_2}$ ). Da das SNR maßgeblich für die erhaltene BER (Abschnitt 4.3.3) bestimmend ist, resultiert daraus für die BER des Flex-PAM-Gesamtsystems

$$\text{BER}_{\text{FP}}(\text{SNR}_{\text{FP}}, \mathbf{M}_{\text{FP}}) = \frac{1}{N_{\text{bit/S}}} \sum_{n=0}^3 \log_2(\mathbf{M}_{\text{FP}}[n]) \cdot \text{BER}_{\text{PAM}}(\text{SNR}_{\text{FP}}[n], \mathbf{M}_{\text{FP}}[n]), \quad (6.3)$$

wohingegen  $\text{SNR}_{\text{FP}}$  und  $\mathbf{M}_{\text{FP}}$  jeweils ein Array bzw. 4-Tupel mit den jeweiligen SNRs bzw. Modulationsordnungen  $M$  darstellt wie z.B.

$$\text{SNR}_{\text{FP}} = [\text{SNR}_{M_1}, \text{SNR}_{M_2}, \text{SNR}_{M_1}, \text{SNR}_{M_2}] \quad (6.4)$$



**Abbildung 6.5:** BER über SNR anhand Gleichung 6.11 für eine konstante Leistungsverteilung

für

$$\mathbf{M}_{\text{FP}} = [M, 2M, M, 2M] \quad (6.5)$$

bzw.

$$\mathbf{M}_{\text{FP}} = [M_1, M_2, M_1, M_2]. \quad (6.6)$$

$\text{BER}_{\text{PAM}}$  beschreibt hier die BER einer PAM im AWGN-Kanal (Abschnitt 2.3.1, Abbildung 6.4, Gleichung 4.23).  $N_{\text{bit/S}}$  gibt die Anzahl der modulierten Bits pro Symbol an und ist mathematisch beschrieben durch:

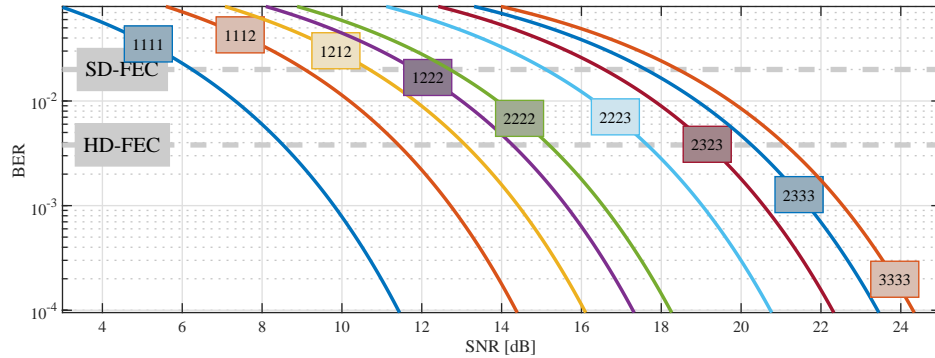
$$N_{\text{bit/S}} = \sum_{n=0}^3 \log_2(\mathbf{M}_{\text{FP}}(n)). \quad (6.7)$$

Im vereinfachten Fall lässt sich Gleichung 6.3 auch als

$$\begin{aligned} \text{BER}_{\text{FP}}(\text{SNR}_{M_1}, \text{SNR}_{M_2}, M_1, M_2) &= \frac{1}{N_{\text{bit/S}}} \sum_{n=1}^{N_{M_1}} \log_2(M_1) \cdot \text{BER}_{\text{PAM}}(\text{SNR}_{M_1}, M_1) \\ &+ \frac{1}{N_{\text{bit/S}}} \sum_{n=1}^{N_{M_2}} \log_2(M_2) \cdot \text{BER}_{\text{PAM}}(\text{SNR}_{M_2}, M_2) \end{aligned} \quad (6.8)$$

schreiben, bzw. als

$$\begin{aligned} \text{BER}_{\text{FP}}(\text{SNR}_{M_1}, \text{SNR}_{M_2}, M_1, N_{\text{bit/S}}) &= \frac{1}{N_{\text{bit/S}}} \sum_{n=1}^{N_{M_1}} \log_2(M_1) \cdot \text{BER}_{\text{PAM}}(\text{SNR}_{M_1}, M_1) \\ &+ \frac{1}{N_{\text{bit/S}}} \sum_{n=1}^{N_{M_2}} \log_2(2M_1) \cdot \text{BER}_{\text{PAM}}(\text{SNR}_{M_2}, 2M_1) \end{aligned} \quad (6.9)$$



**Abbildung 6.6:** BER anhand Gleichung 6.9 mit 6.12 und 6.13 für äquidistante euklidische Distanzen

mit Gleichung 6.5 und 6.6. Bei konstanter Rauschleistung bestimmt somit die individuelle mittlere Leistung der modulierten Symbole über das SNR die Performanz des Gesamtsystems. Die insgesamt vier unterschiedlichen Strategien die Leistung innerhalb eines Flex-PAM-Rahmens zu verteilen, sollen in den folgenden Kapiteln (6.2.1.1 bis 6.2.1.4) beschrieben werden.

### 6.2.1.1 Konstante Leistungsverteilung

Wenn die Leistung aller verwendeten Modulationsformate in einem Flex-PAM-Rahmen konstant gleich ist, bedeutet dies effektiv  $PR_{FP}=0$  dB und nach Gleichung 6.1 außerdem, dass die SNR-Werte der beiden Modulationsformate im vereinfachten Fall gleich sind:

$$SNR_{FP} = SNR_{M_1} = SNR_{M_2} \quad (6.10)$$

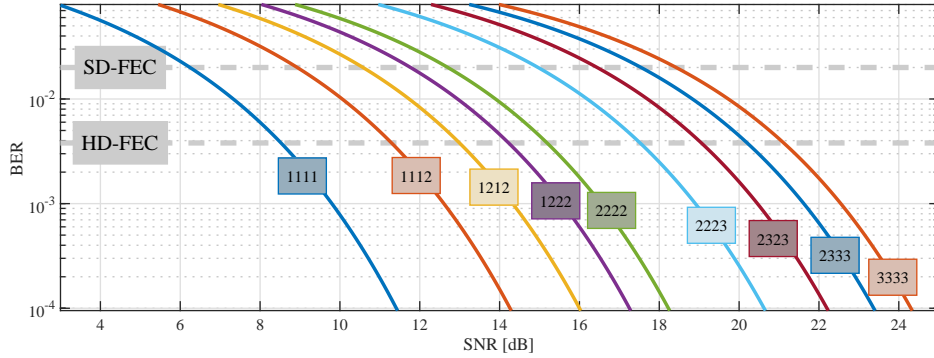
Gleichung 6.3 vereinfacht sich dann zu

$$BER_{FP}(SNR_{FP}, \mathbf{M}_{FP}) = \frac{1}{N_{\text{bit/S}}} \sum_{n=0}^3 \log_2(\mathbf{M}_{FP}[n]) \cdot BER_{PAM}(SNR_{FP}, \mathbf{M}_{FP}[n]). \quad (6.11)$$

Das zeigt Abbildung 6.5.

### 6.2.1.2 Gleiche euklidische Distanz

Eine weitere Möglichkeit, die Leistungsverteilung des Flex-PAM-Rahmen einzustellen, liegt darin, die euklidische Distanz der Symbole aller verwendeten Modulationsformate konstant



**Abbildung 6.7:** BER anhand Gleichung 6.3 mit 6.13 und 6.14 für eine gleiche BER aller Dimensionen

bzw. gleich zu halten. Daraus resultiert für eine reine PAM-Modulation innerhalb eines Rahmens, dass sich die durchschnittliche Leistung  $P_{M_2}$  des jeweils höheren Modulationsformates  $M_2$  nach [53] wie folgt ergibt:

$$P_{M_2} = 10 \log_{10} \left( \frac{(M_2)^2 - 1}{(M_1)^2 - 1} \right) + P_{M_1}. \quad (6.12)$$

Es resultiert daraus für das SNR im AWGN-Fall äquivalent

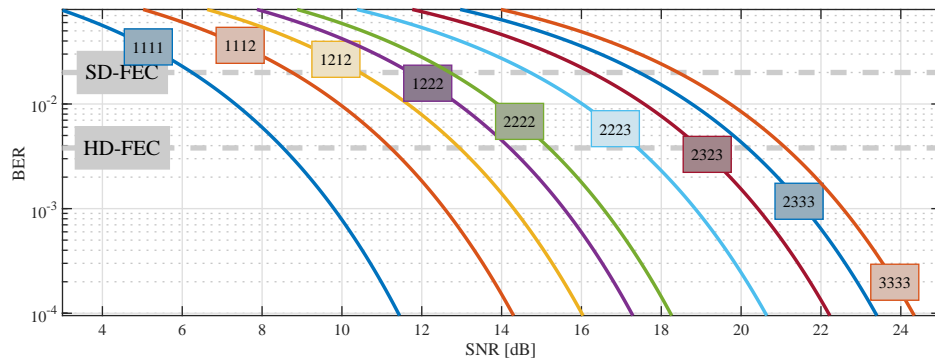
$$\text{SNR}_{M_2} = 10 \log_{10} \left( \frac{4(M_1)^2 - 1}{(M_1)^2 - 1} \right) + \text{SNR}_{M_1}. \quad (6.13)$$

Gleichung 6.3 liefert entsprechend der Modulation damit das resultierende BER, welche in Abbildung 6.6 aufgezeigt wird.

### 6.2.1.3 Gleiche Bitfehlerrate

Des Weiteren ist es möglich, eine gleiche BER für alle verwendeten Modulationsformate anzustreben. Es wird dementsprechend ein Ziel in Bezug auf die BER angegeben und das nötige SNR des jeweiligen betrachteten Modulationsformates berechnet. Aus Gleichung 4.23 folgen daraus für eine PAM die entsprechenden SNR-Werte, abhängig vom Modulationsformat  $M$  und der angestrebten  $\text{BER}_{\text{target}}$ :

$$\text{SNR}(M) = \frac{M^2 - 1}{3} \left( \text{erfc}^{-1} \left( \frac{M \log_2(M)}{M - 1} \text{BER}_{\text{target}} \right) \right)^2. \quad (6.14)$$



**Abbildung 6.8:** BER anhand Gleichung 6.3 mit 6.13 und 6.14 für minimierte globale BER im AWGN-Kanal

Aus den gewonnenen SNR-Werten für die verwendeten Modulationsformate (e.g.  $\text{SNR}_{M_1}^{\text{req}}$ ,  $\text{SNR}_{M_2}^{\text{req}}$ ), kann wieder auf das nötige Leistungsverhältnis geschlossen werden. Für den vereinfachten Fall erhält man [53]:

$$\text{PR}_{\text{FP}} = 10 \log_{10} \left( \frac{\text{SNR}_{M_1}^{\text{req}}}{\text{SNR}_{M_2}^{\text{req}}} \right). \quad (6.15)$$

#### 6.2.1.4 Minimale Bitfehlerrate

Eine optimale Übertragungsstrategie wird erreicht, indem die Leistungsverhältnisse so gewählt werden, dass die resultierende globale BER minimiert wird. Dazu müssen diejenigen SNRs des Flex-PAM-Rahmens gefunden werden, die in eine minimale BER nach Gleichung 6.3 resultieren. Für den vereinfachten Fall ergibt dies

$$\text{BER}_{\text{FP}}(\text{SNR}_{M_1}^{\text{opt}}, \text{SNR}_{M_2}^{\text{opt}}, M_1, M_2) \Rightarrow \min \quad (6.16)$$

unter der Nebenbedingung

$$\text{SNR}_{M_2}^{\text{opt}} = \frac{1}{N_{M_2}} \left( 4 \cdot \text{SNR}_{\text{FP}} - \sum_{n=1}^{N_{M_1}} \text{SNR}_{M_1}^{\text{opt}} \right). \quad (6.17)$$

Gleichung 6.17 resultiert aus der Tatsache, dass sich die Gesamtleistung des Formates  $M_2$  aus dem Gesamtleistungsbudget  $4 \cdot P_{\text{FP}}$  abzüglich der Leistung mit  $M_1$  belegten Dimensionen ergibt. Daraus folgt ein Optimierungsproblem, abhängig von  $\text{SNR}_{M_1}^{\text{opt}}$  des gesamten SNRs

und des verwendeten Modulationsformates

$$\text{BER}_{\text{FP}}(\text{SNR}_{M_1}^{\text{opt}}, \text{SNR}_{\text{FP}}, M_1) \Rightarrow \min. \quad (6.18)$$

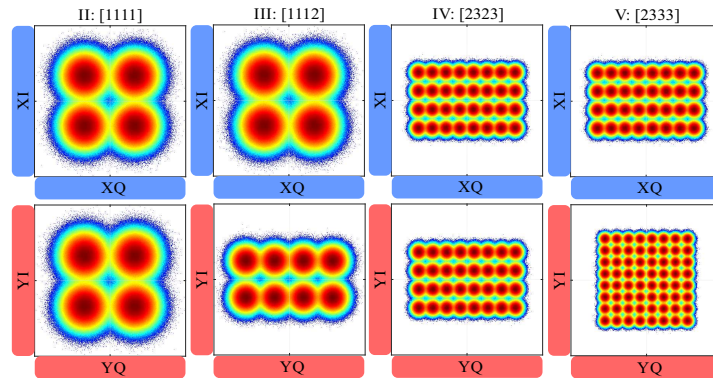
### 6.2.2 Vergleich der Strategien

Die aus den Operationsstrategien resultierenden Konstellationen sind in Tabelle 6.1 für alle niederen Formate bis einschließlich [1222] und in Tabelle 6.2 für alle höheren bis einschließlich [2333] zum Vergleich abgebildet. Dabei werden alle vier Strategien für X- wie auch Y-Polarisation gegenübergestellt. Die Abbildungen 6.5, 6.6, 6.7 und 6.8 zeigen die Performanz der vier unterschiedlichen Operationsstrategien einer Flex-PAM-Modulation. Die entsprechenden Leistungsverhältnisse und resultierenden rSNR-Werte sind in Anhang B zu finden.

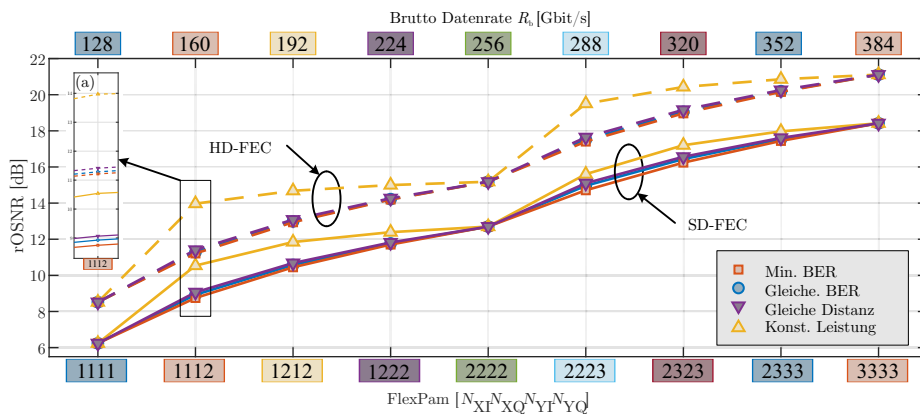
Abbildung 6.10 vergleicht die vier Strategien anhand ihrer rOSNR-Werte aus Abschnitt 4.3.8 für die beiden in Abschnitt 2.8 beschriebenen relevanten FEC-Limits HD-FEC (----) und SD-FEC (—). Es ist zu erkennen, dass die Operation mit einer HD-FEC eines deutlich höheren OSNRs bedarf als bei der SD-FEC. Die üblichen Modulationsformate QPSK ([1111]), 16-QAM ([2222]) und 64-QAM ([3333]) resultieren für alle Strategien in ein gleiches Leistungsverhältnis, da auf allen vier Dimensionen die jeweils gleiche PAM-Modulation verwendet wird (siehe Tabelle 6.1 und 6.2). Die Strategie einer minimalen globalen BER führt zur besten Performanz, während sowohl die Strategien zur gleichen BER wie auch die der äquidistanten euklidischen Distanz zu ähnlich guten Ergebnissen führen.

Wie der Ausschnitt (a) in Abbildung 6.10 zeigt, sorgt lediglich eine konstante Leistungsverteilung der vier Dimensionen innerhalb einer Flex-PAM-Modulation zur erheblichen Degradation in der Performanz.

Daher soll in den folgenden Betrachtungen stets die Strategie zur konstanten globalen BER über alle Dimensionen verwendet werden, solange es nicht spezifisch anders erwähnt wird. Dies hat den Hintergrund, dass während der Modulation der Bitstrom  $b[k_0]$  aus Abbildung 6.2 auf die unterschiedlichen Dimensionen aufgeteilt wird. Da beide FEC-Ansätze aus Abschnitt 2.8 von äquivalenten Bitfehlern im Bitstrom ausgehen, sorgt eine gleiche BER der Dimensionen XI, XQ, YI und YQ für eine bessere Vorwärtsfehlerkorrektur.

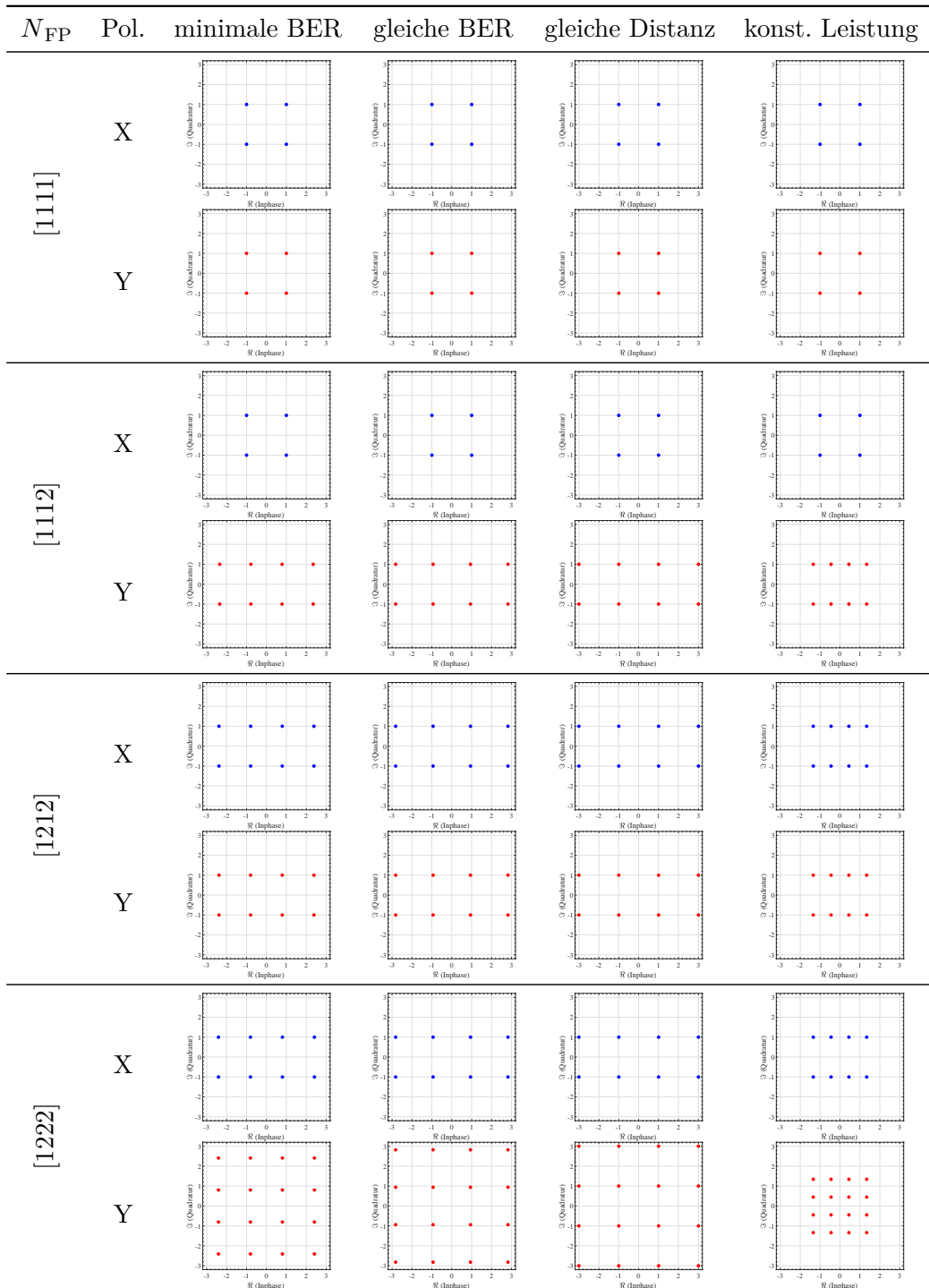


**Abbildung 6.9:** Beispiel für eine optimale Flex-PAM-Modulation zur Erreichung eines theoretischen minimalen BER-Wertes: Simulierte empfangene Konstellationen für ein AWGN-Szenario bei einer Fehlerrate von  $3,8 \cdot 10^{-3}$  und Verwendung einer Strategie zur Minimierung der BER, was das PR anbelangt. Es ist dabei zu beachten, dass alle dargestellten Konstellationen auf eine mittlere Leistung von eins normiert sind.



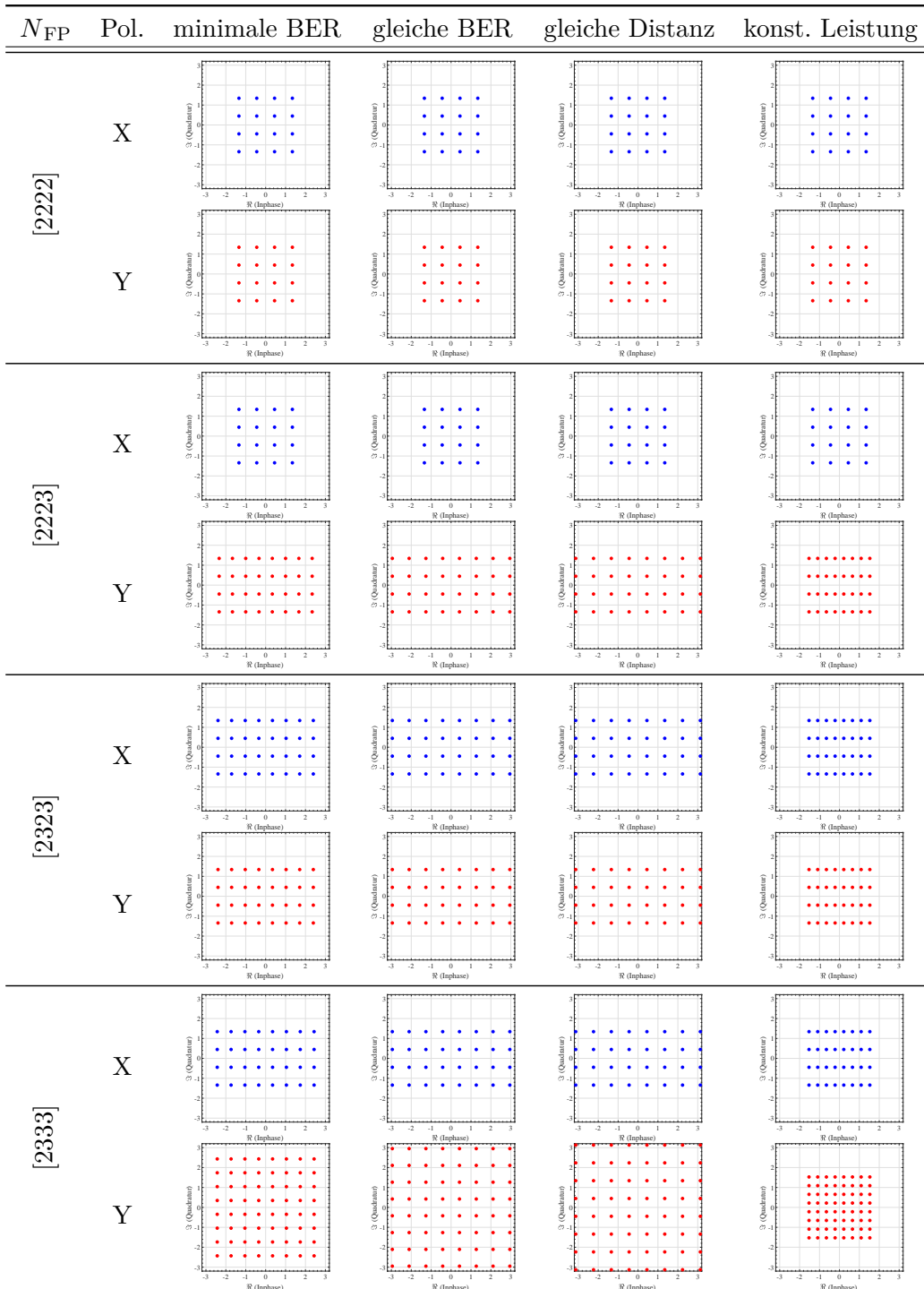
**Abbildung 6.10:** Theoretisches benötigtes OSNR ( $rOSNR$ ) für die Realisierung mit HD-FEC und SD-FEC bei hybrider Modulation bis [3333]. a) Einlass zur Verdeutlichung des Unterschieds zwischen den vier Operationsstrategien bei [1112]

# Kapitel 6 Hybride Modulation



**Tabelle 6.1:** Flex-PAM-Konstellation von [1111] bis einschließlich [1222] für die vier möglichen Operationsstrategien. Dargestellt sind jeweils die Sendekonstellationen für X- und Y-Polarisation in direktem Vergleich.





**Tabelle 6.2:** Flex-PAM-Konstellation von [2222] bis einschließlich [2333] für die vier möglichen Operationsstrategien. Dargestellt sind jeweils die Sendekonstellationen für X- und Y-Polarisation in direktem Vergleich.

## 6.3 Digitale Signalverarbeitung

Im Folgenden sollen die Grundpfeiler der DSP bei hybrider Modulation erläutert werden. Neben der generellen Operationsstrategie aus Abschnitt 6.2.1 entscheidet die verwendete DSP über die Gesamtperformance des jeweiligen Systems (Abschnitt 3.2). Ein grundlegendes DSP-Schema ist in den Abbildungen 6.11 und 6.12 zu finden.

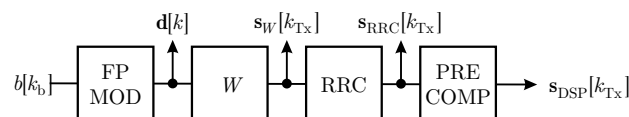
### 6.3.1 Senderseitige Signalverarbeitung

Wie in Abbildung 6.11 zu sehen ist, werden nach Modulation des Bitstroms  $b[k_b]$  im DSP-Block „FPMOD“, wie in Abschnitt 6.1 beschrieben, die Datensymbole  $\mathbf{d}[k]$  entsprechend Abschnitt 2.6 mit dem Umtastfaktor  $W$ , auf die Abtastrate des verwendeten DACs  $f_{\text{DAC}}$  im Block mit der Bezeichnung „ $W$ “, neu abgetastet.

Der Umtastfaktor  $W$  ergibt sich dabei aus dem Verhältnis der gewünschten Baudrate  $f_{\text{sym}}$  und der Abtastrate des DACs entsprechend  $W = f_{\text{DAC}}/f_{\text{sym}}$ . Es ist dabei zu beachten, dass der Umtastfaktor  $W$ , für ordnungsgemäße Pulsformung ohne Aliasing entsprechend Abschnitt 2.5 mindestens  $W = (1 + \alpha_{\text{RRC}})$  betragen muss. Der Index der Symbole  $\mathbf{d}$  ändert sich hier mit der Änderung des zeitlichen Symbolabstands (Symboldauer) von  $k$  zu  $k_{\text{Tx}}$ .

Anschließend wird, wie in Abschnitt 2.5 beschrieben, im DSP-Block „RRC“, das umgetastete Signal  $s_W[k_{\text{Tx}}]$  spektral geformt. Der Abrollfaktor  $\alpha_{\text{RRC}}$  des RRC-Filters zur Pulsformung, liegt stets zwischen 0,2 und 0,3. So wird eine steile spektrale Flanke erreicht, um selbst bei hohen Baudraten, nicht an die Grenzen des DACs zu gelangen und mit einer Optimalfilterung (Abschnitt 2.7) das SNR zu maximieren.

Auch eine Vorverzerrung aus Abschnitt 5.2.1 wird bei hybrider Modulation im DSP-Block „PRECOMP“ verwendet, um Störungen aus Sender und Empfänger zu kompensieren und eine möglichst gute Signalqualität zu gewährleisten. Hierzu werden für jedes Szenario die Koeffizienten zur Kompensation entsprechend Gleichung 5.16 neu ermittelt und angewendet.



**Abbildung 6.11:** Grundlegendes Sender-DSP-Schema bei hybrider Modulation

### 6.3.2 Empfängerseitige Signalverarbeitung

Am Empfänger sind möglichst alle Störungen die während der Übertragung entstehen rückgängig zu machen oder zu minimieren, um eine fehlerfreie Übertragung entsprechend Abschnitt 2.8 zu gewährleisten.

Zu Beginn der Signalverarbeitungskette am Empfänger, wird das bereits durch den ADC mit der Frequenz  $f_{\text{ADC}}$  abgetastete Signal  $\mathbf{r}[k_{\text{ADC}}]$ , im Block „ $W$ “, auf die Frequenz der Signalverarbeitung  $f_{\text{DSP}}$  umgetastet (Abschnitt 2.6). Der Index der Proben  $\mathbf{r}$  ändert sich von  $k_{\text{ADC}}$  zu  $k_{\text{Rx}}$ , da sich mit der Abtastung ebenso ein zeitlich geringerer Abstand zwischen den Proben ergibt. Die Abtastrate der DSP liegt hier üblicherweise beim Zweifachen der Symbolfrequenz  $f_{\text{DSP}} = 2 \cdot f_{\text{sym}}$ , um das Nyquist-Shannon-Abtasttheorem einzuhalten und Informationsverluste zu vermeiden. Es ist genauso eine nicht ganzzahlige Überabtastung aus Abschnitt 5.2 denkbar.

Im ersten Schritt sollen IQ-Ungleichgewichte aus Sender und Empfänger im DSP-Block „COR“ mit der Frontendkorrektur aus Abschnitt 5.1 korrigiert werden. Neben den statisch bekannten Verzerrungen kommt hier der BME-Algorithmus aus Abschnitt 5.1 zum Einsatz. Da es sich beim BME um einen Algorithmus handelt, welcher auf statistischen Kennzahlen arbeitet, bedarf dieser einer großen Probenanzahl, um aussagekräftige Ergebnisse zu erhalten.

Das resultierende Signal  $\mathbf{r}_{\text{COR}}[k_{\text{Rx}}]$  wird anschließend durch *digitale Dispersionskompensation* (engl.: Digital Dispersion Compensation, DDC) entzerrt. Hier wird das Signal von ISI resultierend aus CD bereinigt. Es wird ein statisches FIR-Filter (Abschnitt 5.2.3) verwendet, um die resultierende ISI durch CD, entsprechend Abschnitt 3.3.1.2 zu kompensieren [121]. Dazu wird die inverse Frequenzantwort definiert und durch die Gleichung 3.6 als FIR-Filter im Frequenzbereich mit dem *Overlap/Add*-Verfahren implementiert.

Die intradyne kohärente Detektion verlangt durch den zeitvarianten Frequenzdrift der LOs am Sender wie Empfänger nach einer ersten groben Frequenzkorrektur. Es wird ein FFT-basierter Algorithmus zur Beseitigung der Frequenzunsicherheit eingesetzt [221]. Auch

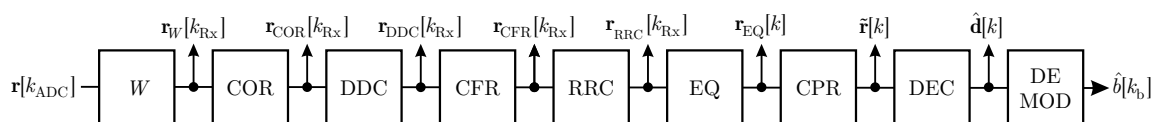


Abbildung 6.12: Grundlegendes DSP-Schema eines Empfängers bei hybrider Modulation

## Kapitel 6 Hybride Modulation

---

wenn der Frequenzversatz im Vergleich zur Signalbandbreite  $f_{\text{sym}}$  im MHz Bereich (Abschnitt 4.1.3) klein ausfällt, ist es für die weitere DSP zwingend notwendig, ein vom Frequenzversatz bereinigtes Signal zu haben [12]. Bei einer digitalen Frequenzversatzkompensation ist es zwingend notwendig, dass sich der Versatz bereits durch Stabilisation der Laser innerhalb der Empfangsbandbreite befindet.

Das vom Frequenzversatz bereinigte Signal  $\mathbf{r}_{\text{CFR}}[k_{\text{Rx}}]$  wird durch ein der Sender-DSP angepasstes Matched-Filter im SNR maximiert. Dieses Filter wird entsprechend der im Sender verwendeten Pulsformung (RRC) aus Abschnitt 6.3.1 angepasst. Es resultiert das Signal  $\mathbf{r}_{\text{RRC}}[k_{\text{Rx}}]$  im Takt der DSP nach dem RRC DSP-Block.

Da das Signal während der Übertragung durch PMD und Modenkopplung gestört wird, bedarf es der in Abbildung 5.10 erwähnten Schmetterlingsentzerrung zur Trennung der vermischten Moden des Signals  $\mathbf{r}_{\text{CFR}}[k_{\text{Rx}}]$ . Hier kommen der CMA- wie auch der LMS-Algorithmus in Frage.

Nach der Entzerrung liegt, wie in Abbildung 5.10 ausgeführt, das Signal im Symboltakt vor, um anschließend im DSP-Block „CPR“ den residualen Frequenzversatz und das Phasenrauschen zu kompensieren. Da der BPS-Algorithmus, wie in Abschnitt 5.3.2 erläutert, als blinder Algorithmus für höhere Modulationsformate heraussticht, soll dieser neben einem entscheidungsbasierten Ansatz, für Flex-PAM verwendet werden. Der „CPR“ DSP-Block arbeitet nach der Entzerrung im Symboltakt  $f_{\text{sym}}$  und liefert das letztendlich entzerrte Symbol  $\tilde{\mathbf{r}}[k]$ , welches durch die Entscheidung auf ein Symbol im „DEC“-Block das gesendete Symbol  $\hat{\mathbf{d}}[k]$  liefern soll.

Die Demodulation, entsprechend Abschnitt 6.1, liefert dann den informationstragenden Bitstrom.

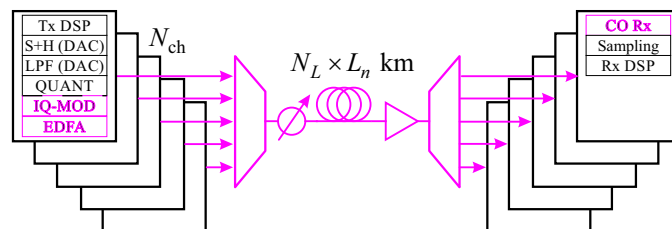


Abbildung 6.13: WDM-Simulationsaufbau

## 6.4 Numerische Evaluation

In diesem Abschnitt sollen die Auswirkungen der Störungen aus Kapitel 4 und die dazugehörigen Algorithmen aus Kapitel 5 diskutiert und numerisch in Simulationen evaluiert werden. Dazu werden die in Kapitel 4 angesprochenen Störungen mit ihren korrespondierenden DSP-Blöcken aus Kapitel 5 im Folgenden zunächst isoliert in Simulationen untersucht. Vorher sollen in Abschnitt 6.4.2, anhand einer einfachen ersten Simulation in der optischen Domäne (AWGN), die theoretischen Überlegungen aus Abschnitt 6.2 im AWGN-Kanal mit Optimalfilter verifiziert werden. Zur Vereinfachung wird der gesamte Simulationssetup in Abschnitt 6.4.1 kurz umrissen. In diesem Kapitel wird sukzessiv auf eine Gesamtperformance hingearbeitet, um einen deutlichen Zusammenhang zu den in Abschnitt 6.5 gewonnenen experimentellen Ergebnissen herstellen zu können. Die einzelnen Kapitel mit ihren Ergebnissen sollen einen Einblick in die im System vorhandenen Degradationen geben und sukzessiv ein Gesamtbild erzeugen.

### 6.4.1 Simulationsaufbau

Zur simulativen Evaluation wird ein WDM-Aufbau entsprechend Abbildung 6.13 verwendet. Das Simulationsmodell umfasst alle angesprochenen Störungen aus Kapitel 4. Zur Evaluation eines WDM-Systems werden neben dem zu untersuchenden Kanal, vier weitere Nebenchkanäle simuliert. Sofern nicht anders benannt, wird ein Übertragungssystem mit variabler Modulation, DSP und einer Baudrate von 32 GBaud untersucht. Jeder Nebenchkanal erhält zur Vereinfachung die gleiche DSP und Simulationseinstellung, wie der zu untersuchende Mittenkanal. Alle Kanäle arbeiten unkorreliert voneinander und werden gebündelt (multiplexed) auf einer simulierten Glasfaser nach Gleichung 3.23 übertragen. Zur Lösung der Manakov-PMD-Gleichung wird die in Abschnitt 3.3.2.3 beschriebene Split-Step-Methode verwendet.

Am Empfänger wird dann jeweils der zu betrachtende Kanal herausgefiltert und analysiert. Sender wie Empfänger sind entsprechend der simulativen Evaluation mit der DSP aus

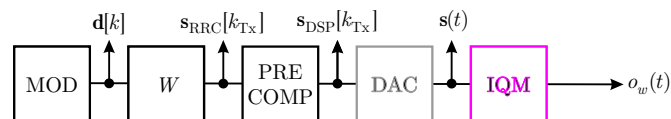


Abbildung 6.14: Generelle Sender-DSP

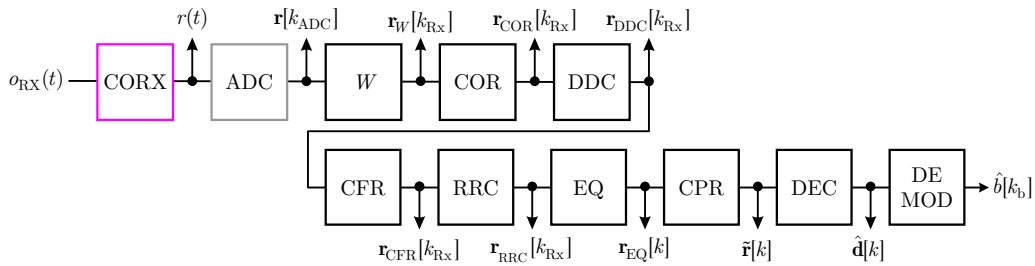
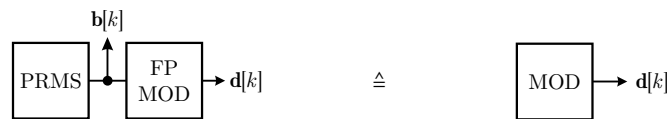


Abbildung 6.15: Generelle Empfänger-DSP

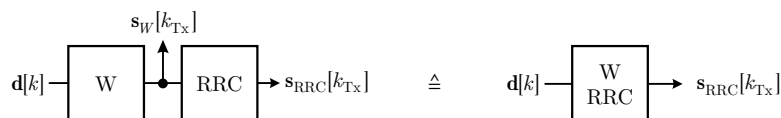
Kapitel 5 ausgestattet. Abbildung 6.14 zeigt dabei die generelle DSP am Sender und Abbildung 6.15 am Empfänger. Der Aufbau ist so entworfen, dass sukzessiv dem Modell Störungen und Effekte aufgeprägt werden können. So beinhaltet, wie in Abschnitt 6.4.2 ausgeführt, die einfachste Ausbaustufe des Modells lediglich weißes Rauschen der EDFAs. Hinzu kommt eine Pulsformung mit Optimalfilterung, entsprechend den Abschnitten 2.5 und 2.14 bei der Übertragung eines Kanals. Effekte wie CD, PMD, Quantisierung oder nichtlineare Effekte werden somit zunächst ausgeklammert.

In den nachfolgenden Kapiteln werden einzelne Phänomene isoliert betrachtet und sukzessiv zu einem vollständigen Simulationsmodell zur Untersuchung von Flex-PAM zusammengeführt. Der Übersicht halber sollen einige funktional zusammenhängende Module zusammengefasst werden:

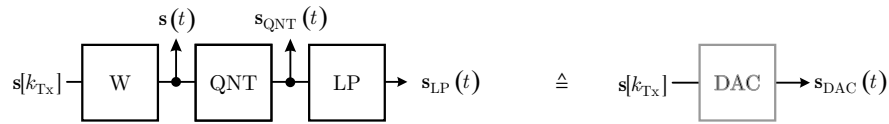
1. Die Generierung einer PRMS oder Zufallsfolge zur simulativen Untersuchung (Abschnitt 3.5) soll mit dem Modulationsblock zusammengefasst und im Folgenden mit MOD bezeichnet werden:



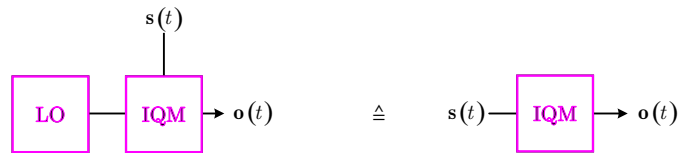
2. Die im Sender mit der Pulsformung verbundenen Umtastung, soll mit derselbigen zusammengefasst werden und im Folgenden der Pulsformung entsprechend als RRC o.ä. bezeichnet werden:



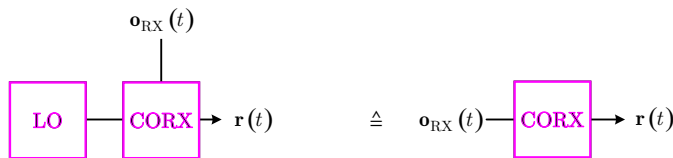
3. Sämtliche Störungen aus Abschnitt 3.4.3 inklusive der Hochstastung zu einem analogen Signal, soll im Folgenden als DAC zusammengefasst werden:



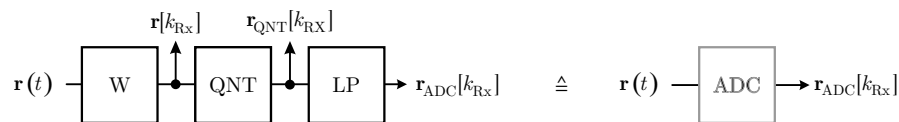
4. Der zum IQ-Modulator zugehörige LO bzw. Laser soll mit diesem zum IQM zusammengefasst werden.



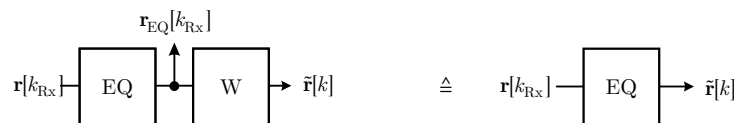
5. Der zum kohärenten Empfänger zugehörige LO bzw. Laser, soll mit diesem zum CORX zusammengefasst werden:

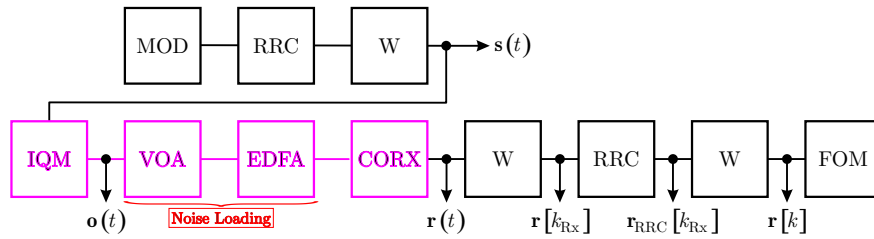


6. Sämtliche Störungen aus Abschnitt 3.4.4 inklusive der Abtastung zu einem digitalen Signal sollen im Folgenden als ADC zusammengefasst werden:



7. Die sich der Entzerrung anschließende oder miteinhergehende Abtastung soll mit dieser zusammen zum EQ zusammengefasst werden:





**Abbildung 6.16:** Simulationssetup zur Evaluierung der Simulationsumgebung in der optischen Domäne als Referenz

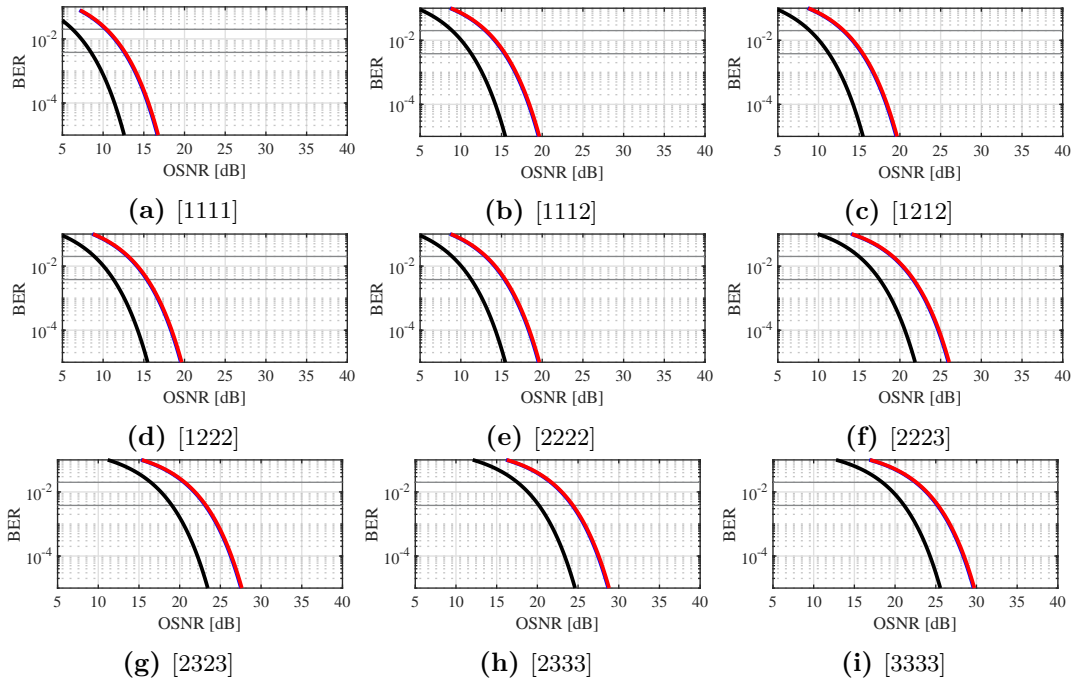
### 6.4.2 Optische Übertragung

Zur Verifikation wird der Simulationsaufbau aus Abbildung 6.16 realisiert. Hierbei handelt es sich um eine idealisierte Evaluierung im idealen optischen Kanal. Ideal bedeutet, dass lediglich der Einfluss durch AWGN, die Kapazität beeinflusst. Es wird von einem OSNR zwischen 5 und 40 dB ausgegangen, um insgesamt ein gutes Spektrum an Übertragungsqualitäten abzudecken. Weitere Störungen, wie nichtlineare Effekte oder Quantisierung aus Kapitel 4, werden vorerst ignoriert. Das elektrische Signal  $s(t)$  nach der DSP wird mithilfe eines perfekten IQ-Modulators umgesetzt. In dem Fall gilt  $o(t) = s(t)$ .

Das zu simulierende Rauschen addiert sich mit Hilfe eines *variablen optischen Dämpfungsgliedes* (engl.: Variable Optical Attenuator, VOA). Das VOA dient zum Einstellen der Signalleistung  $P_o$  vor einem EDFA, entsprechend Gleichung 4.21 aus Abschnitt 4.3.2.2. Es stellt sich entsprechend den Eigenschaften des EDFAs ein gewünschtes OSNR ein. Durch idealisierte kohärente Detektion gilt:  $r(t) = o(t) + n(t)$  am Empfänger. Nach Umtasten auf  $f_{\text{DSP}} = 2 \cdot f_{\text{sym}}$ , Filterung mit einem Optimalfilter passend zum Sendefilter (RRC mit  $\alpha_{\text{RRC}} = 0,01$ ) und letztendlich Umtasten auf den Symboltakt  $f_{\text{sym}}$ , erhalten wir die gestörten Symbole durch den AWGN-Kanal innerhalb der „optischen“ Domäne. Eine Auflistung aller relevanten Simulationsparameter ist in Tabelle 6.3 am Ende des Abschnitts zu finden.

Die Ergebnisse anhand der BER mit mindestens 1000 Fehlern pro Messpunkt sind in Abbildung 6.17 dargestellt. Für jedes Flex-PAM-Modulationsformat bis einschließlich  $N_{\text{FP}}=[3333]$  erhalten wir drei Wasserfallkurven für die Theorie aus Abschnitt 6.2.1 mit optimaler Operationsstrategie in schwarz, im optischen Kanal anhand Gleichung 4.20 in blau (hinter rot) und die Simulationsergebnisse mit dem Aufbau aus Abbildung 6.16 in rot. Die Ergebnisse aus Abbildung 6.17 sind in Abbildung 6.18, anhand ihres rOSNR-Wertes zusammengefasst und entsprechen den Untersuchungen aus [52, 53]. Zwischen Theorie und Simulation ist





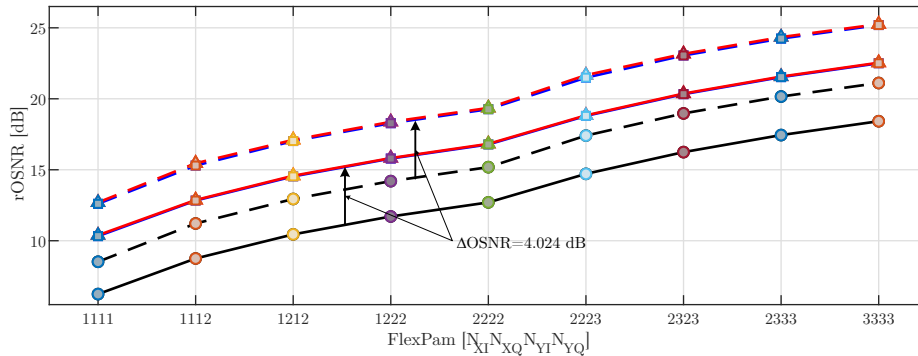
**Abbildung 6.17:** BER über OSNR aus Abschnitt 6.2.1 bei optimaler Betriebsstrategie theoretisch in schwarz, im theoretischem optischen Kanal anhand Gleichung 4.20 in blau und die Simulationsergebnisse mit dem Aufbau aus Abbildung 6.16 in rot

lediglich eine Differenz von etwa 0,1 dB zu sehen, welche aus der numerischen Umsetzung und Bandbegrenzung der Simulation stammt. Der Unterschied von 4,08 dB (Gleichung 6.19) zwischen elektrischer und optischer Theorie ergibt sich aus der Berechnung des optischen SNRs, verglichen mit der Berechnung des SNRs in der elektrischen Domäne. Wir erhalten so einen konstanten Aufschlag von

$$\Delta\text{OSNR} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{32 \text{ GHz}}{12.5 \text{ GHz}} \right) = 4.0824 \text{ dB.} \quad (6.19)$$

Parameter	Formelzeichen	Wert	Einheit
OSNR	OSNR	5 - 40	dB
Übertragungsstrecke (SSMF)	$L$	0	km

**Tabelle 6.3:** Simulationsparameter zur Evaluation der Einflüsse einer optischen Übertragungsstrecke

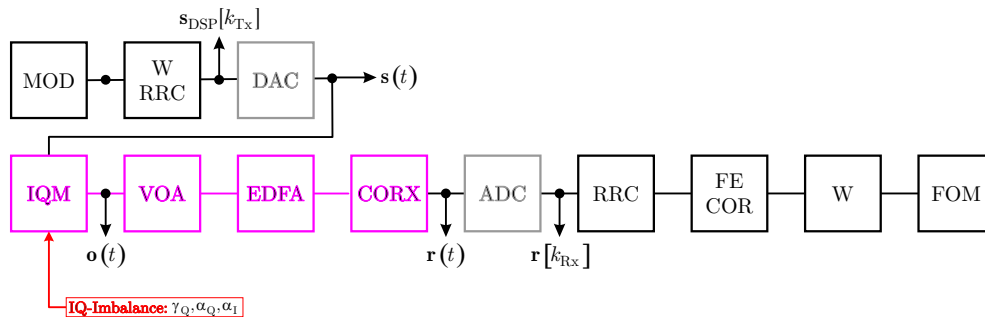


**Abbildung 6.18:** Das rOSNR entsprechend Abbildung 6.17 zum Vergleich der Theorie mit den Simulationen in der optischen Domäne. Schwarz/Kreise: Theorie (SNR), blau,rot/Dreiecke: Theorie (OSNR), Simulation (OSNR) für die FEC-Limits HD-FEC (---) und SD-FEC (—)

### 6.4.3 Frontend Korrektur

Zur Evaluation geeigneter Verfahren, zur Frontendkorrektur bei hybrider Modulation, wird der Aufbau aus Abschnitt 6.4.2, erweitert. Abbildung 6.16 stellt den um die IQ-Ungleichgewicht-Störung erweiterten Aufbau dar. Die Parameter  $\alpha_Q$ ,  $\alpha_I$  und  $\gamma_{IQ}$  aus Abschnitt 4.1.4 parametrisieren die IQ-Ungleichgewicht-Störung in diesem Versuch. Sinngemäß ist der IQ-Modulator nun nicht mehr ideal. Die Empfänger-DSP erhält zudem einen weiteren DSP-Block zur Frontendkorrektur, entsprechend der Algorithmik aus Abschnitt 5.1. Dieser Block befindet sich üblicherweise nach dem Optimalfilter im RRC-Block.

Der Vergleich zwischen den verfügbaren Algorithmen wird mit einer Parametrisierung nahe der nötigen BER der in dieser Arbeit verwendeten FECs (Abschnitt 2.8) durchgeführt. Zur Evaluation wird das OSNR auf den Wert zur Erreichung der FEC-Grenzen aus Abschnitt 2.8, entsprechend Abbildung 6.18 bzw. der Tabelle B.1 aus Anhang B, eingestellt. Der IQ-Versatz

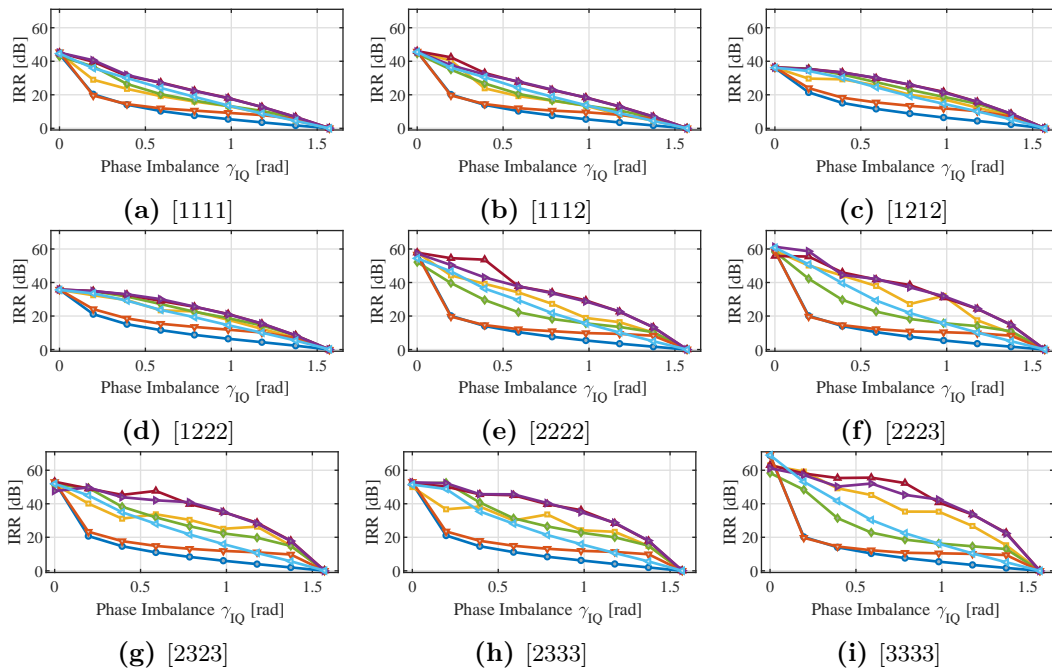


**Abbildung 6.19:** Simulationssetup zur Evaluierung der Algorithmen zur Frontendkorrektur

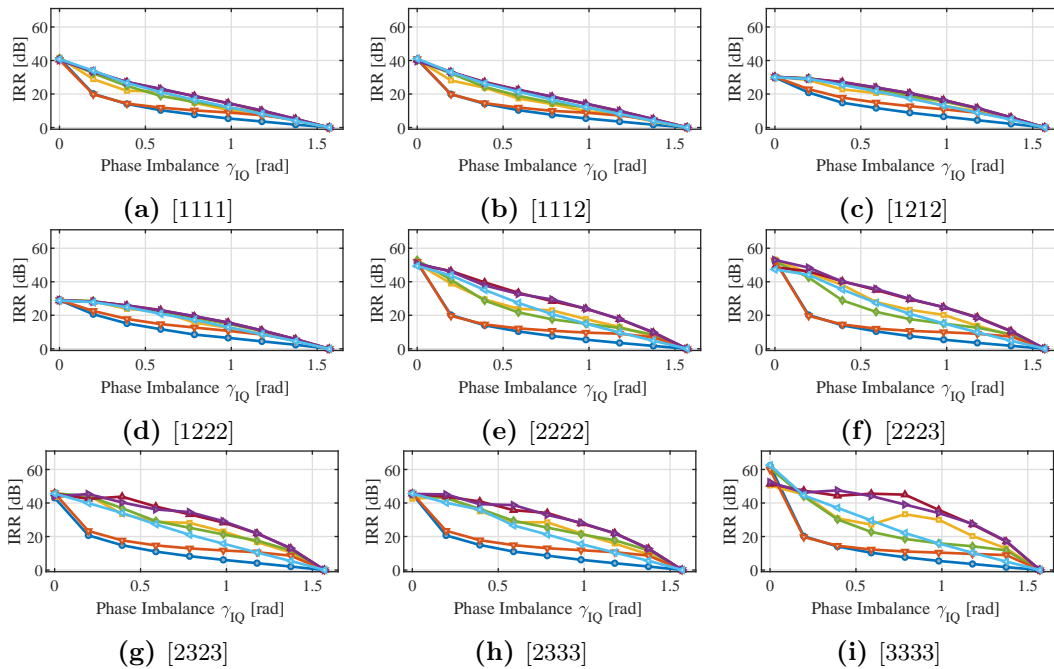
für den Inphase- wie Quadraturanteil  $\alpha_I$  und  $\alpha_Q$  wird für beide Polarisierungen auf den Wert null fixiert. Der Quadraturfehler  $\gamma_{IQ}$  hingegen wird von 0 bis  $\pi/2$  variiert. Es wird der Quadraturfehler anstatt des IQ-Versatzes variiert, da dieser, wie sich gezeigt hat, von den Algorithmen schwieriger zu kompensieren ist.

Abbildung 6.20 zeigt das IRR aus Abschnitt 4.3.6 zur Bewertung der Algorithmen. Es sind zudem in Abbildung B.1 die dazugehörigen BER-Werte abgebildet.

Es ist deutlich zu erkennen, dass sich der BME-Algorithmus ( $\blacktriangleright$ ) aus [165] und der EEM-Algorithmus ( $\blacktriangle$ ) aus [170] in der Performanz für alle Modulationsformate von den anderen untersuchten Algorithmen absetzt. Während der CA-Algorithmus ( $\blacktriangleleft$ ), wie auch der GSOP-Algorithmus ( $\blacklozenge$ ) gerade bei den nicht symmetrischen höheren Modulationsformaten wie [2333] schlechtere Ergebnisse liefert. Der EASI-Algorithmus ( $\blacktriangledown$ ) versagt und bringt lediglich bei sehr großen Quadraturfehlern (größer als 0,5) eine marginale Verbesserung in der BER. Da bei niedrigem OSNR und der SD-FEC-Grenze die Verbesserung relativ zur BER nur gering ausfällt, wird zur Evaluation für eine SD-FEC der in Abschnitt 4.3.4 beschriebene Q-Faktor zum vertikalen BER-Vergleich aus Abbildung B.2 verwendet.



**Abbildung 6.20:** IRR nach Evaluation mit dem Aufbau aus Abbildung 6.19 für eine HD-FEC beim  $rOSNR$  aus Tabelle B.1 der Algorithmen: BME (lila Dreieck), EEM (rotes Dreieck), EASI (oranges Dreieck), GSOP (grünes Rhombus), EF (gelbes Rechteck), CA (hellblaues Dreieck) und keine Kompensation als dunkelblauer Kreis zur Referenz

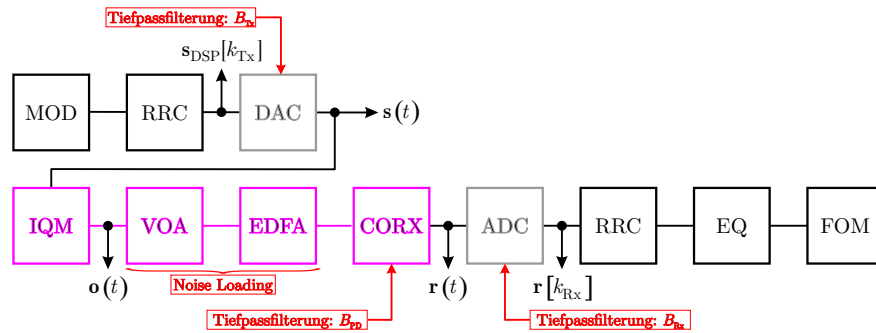


**Abbildung 6.21:** IRR nach Evaluation mit dem Aufbau aus Abbildung 6.19 für eine SD-FEC beim rOSNR aus Tabelle B.1 der Algorithmen: BME (lila Dreieck), EEM (rotes Dreieck), EASI (oranges Dreieck), GSOP (grünes Rhombus), EF (gelbes Rechteck), CA (hellblaues Dreieck) und keine Kompensation als dunkelblauer Kreis zur Referenz

### 6.4.4 Einfluss von Bandbegrenzungen

Ein trivialer aber durchaus wichtiger Teil eines Übertragungssystems ist das Überwinden von Bandbegrenzungen bzw. Tiefpasseffekten aus den Abschnitten 3.4.3, 3.4.4 und 3.4.7. Gerade Systeme mit hohen Baudraten und damit nach Gleichung 2.9 einhergehend entsprechender Bandbreite, sind von starken Beeinträchtigungen betroffen.

Abbildung 6.22 zeigt einen einfachen Aufbau zur Untersuchung der Einflüsse von Tiefpasseffekten, welche realen Komponenten (DAC und ADC) nachempfunden wurden. Auf der Senderseite wurden die Eigenschaften des DACs Tektronix AWG70001A mit einer 3 dB-Bandbegrenzung von  $B_{Tx} = 13,1$  GHz mit einem Butterworth-Filter vierter Ordnung emuliert. Am Empfänger wird im ADC eine Bandbegrenzung entsprechend dem digitalen Oszilloskop Tektronix DP070000S von  $B_{Rx} = 33$  GHz mit einem Butterworth-Filter dritter Ordnung nachempfunden. Die Bandbegrenzung der Photodioden im kohärenten Empfänger wird mit einem Butterworth-Filter achter Ordnung mit  $B_{PD} = 25$  GHz simuliert. Zum Vergleich wird im Sender eine Simulation mit einer erweiterten doppelten Bandbegrenzung von



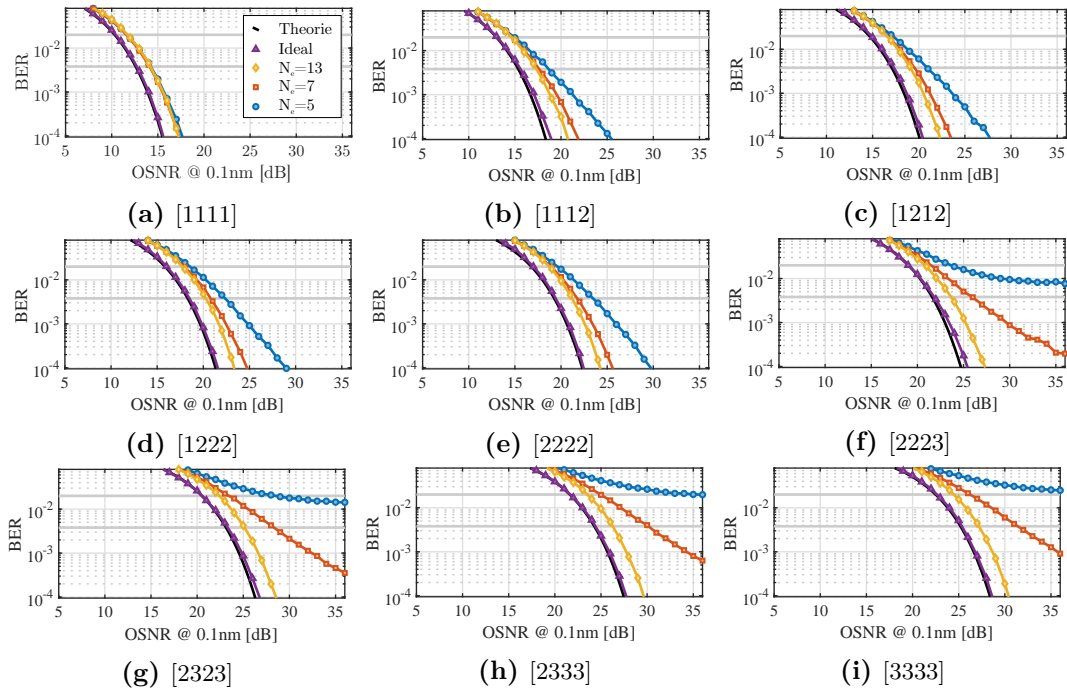
**Abbildung 6.22:** Simulationsaufbau zur Evaluierung der Effekte durch Tiefpassfilterung in DAC, ADC und kohärentem Empfänger

$B_{Tx} = 26,3$  GHz im DAC,  $B_{Rx} = 66$  GHz im ADC und  $B_{PD} = 25$  GHz in den Photodioden angenommen.

Ohne bandbegrenzende Effekte im Sender und Empfänger wird eine Performanz nahe der theoretischen Erwartung entsprechend Abschnitt 6.4.2 erreicht. Abbildung 6.23 zeigt den Effekt der Bandbegrenzung bei Flex-PAM. Die Referenzevaluation mit erweiterter Bandbegrenzung ist in lila Dreiecken ( $\blacktriangle$ ) dargestellt. Die resultierende ISI der Bandbegrenzung wird mit einem Schmetterlingsentzerrer verringert. Die Performanz der Entzerrung mit unterschiedlicher Anzahl an Koeffizienten ist in Abbildung 6.23 zu sehen. Es ist eine Entzerrung mit  $N_e = 5$  ( $\bullet$ ),  $N_e = 7$  ( $\blacksquare$ ) und  $N_e = 13$  ( $\blacklozenge$ ) dargestellt. Eine weitere Erhöhung der Anzahl an Entzerrerkoeffizienten würde das Ergebnis nur marginal und in keinem Fall im Verhältnis zum Aufwand erhöhen.

Parameter	Formelzeichen	Wert	Einheit
OSNR	OSNR	5 - 40	dB
Senderbandbegrenzung	$B_{Tx}$	13,1; 26,2	GHz
Empfängerbandbegrenzung	$B_{Rx}$	33	GHz
Photodiodenbandbegrenzung	$B_{PD}$	25	GHz
Übertragungsstrecke	$L$	0	km
Entzerrerkoeffizienten	$N_e$	13; 7; 5	

**Tabelle 6.4:** Simulationsparameter zur Evaluation des Einfluss von Bandbegrenzung

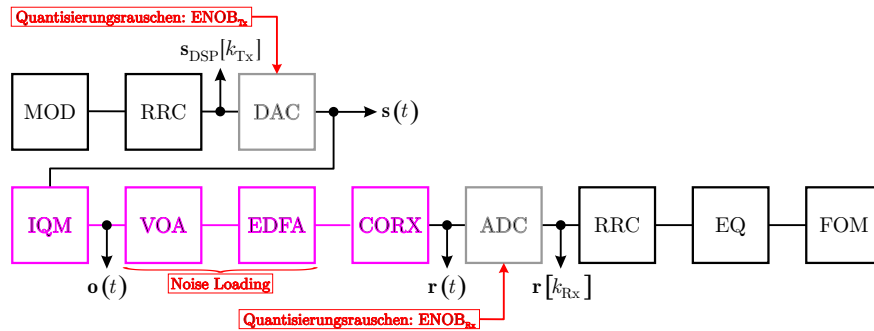


**Abbildung 6.23:** BER nach Evaluation mit dem Aufbau aus Abbildung 6.22: Mit  $N_e = 5$  in blauen Kreisen,  $N_e = 7$  in orangenen Quadraten und  $N_e = 13$  in gelben Rhomben und einer Vergleichssimulation bei doppelter Bandbegrenzung von 26,2 GHz in lila Dreiecken

### 6.4.5 Einfluss von Quantisierungsrauschen

Wie in Abschnitt 4.2.4 bereits erwähnt, stellt die Quantisierung im Sender (DAC) und Empfänger (ADC) eine kritische Systemkomponente in modernen Systemen mit höherstufigen Modulationsformaten dar. Daher soll in diesem Kapitel der Einfluss des Quantisierungsrauschens aufgezeigt werden. Untersucht wird mit dem Simulationsmodell aus Abbildung 6.24 bei einer Baudrate von 32 GBaud, basierend auf dem Aufbau aus Abbildung 6.22. Neben den Tiefpasseffekten von DAC, ADC und PD kommt nun das Quantisierungsrauschen von DAC und ADC hinzu. Angegeben wird das Quantisierungsrauschen entsprechend Abschnitt 4.2.4 anhand des ENOBs. Die Störgröße ENOB bewegt sich in dieser Untersuchung zwischen  $\text{ENOB}_{\text{Tx}} = 4$  und  $\text{ENOB}_{\text{Tx}} = 6$ , um einen realistischen Untersuchungsraum zur Evaluierung zu geben. Realistisch bezieht sich dabei auf die Referenzwerte, der im Rahmen dieser Arbeit zur Verfügung stehenden Hardware:

- Tektronix AWG70001A:  $\text{ENOB}_{\text{Tx}} = 5,2$  und
- Tektronix DP070000S:  $\text{ENOB}_{\text{Rx}} = 5,6$ .



**Abbildung 6.24:** Simulationssetup zur Evaluierung der Einflüsse von Quantisierungsrauschen im Sender (DAC) und Empfänger (ADC) mit den Parameters auf Tabelle 6.5

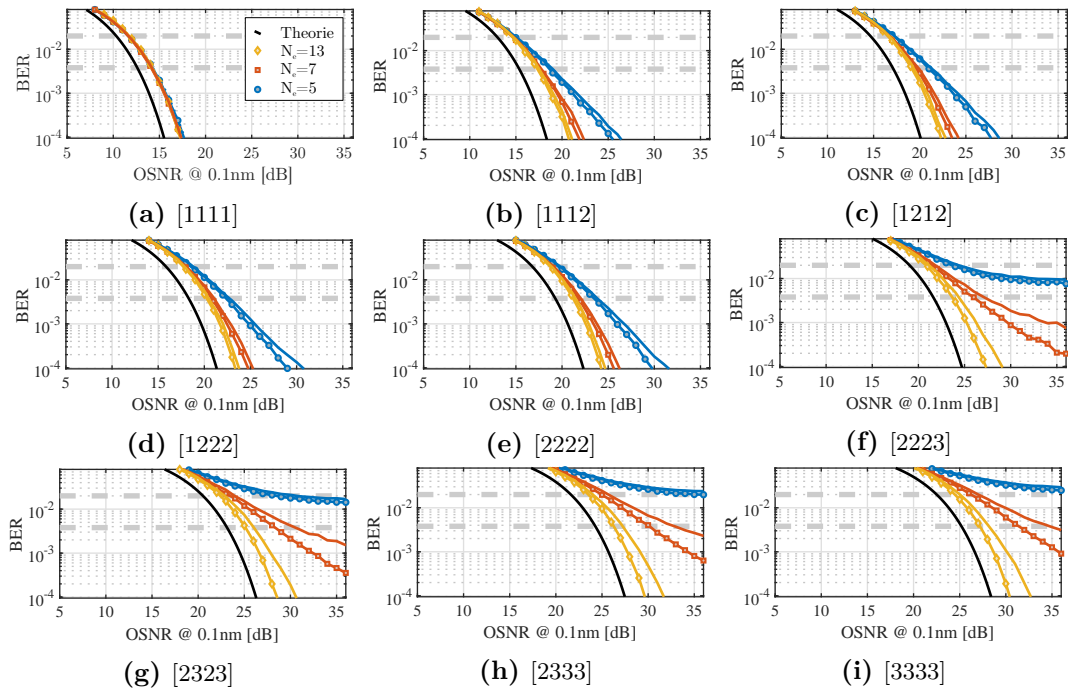
In Abbildung 6.25 sind die Referenzgraphen aus Abschnitt 6.4.4 mitabgebildet. Es ist eine Entzerrung mit  $N_e = 5$  ( $\bullet$ ),  $N_e = 7$  ( $\blacksquare$ ) und  $N_e = 13$  ( $\blacklozenge$ ) ausgedrückt. Zur Verdeutlichung des Effektes einer Quantisierung ist die Performanz mit einem ENOB von 4 Bits zusätzlich abgebildet. In Abbildung B.3 im Anhang wird der Einfluss einer Quantisierung zwischen 4 und 6 durch unterschiedliche Linienarten abgebildet.

Parameter	Formelzeichen	Wert	Einheit
OSNR	OSNR	5 - 40	dB
Senderquantisierung	$\text{ENOB}_{\text{Tx}}$	4 - 8	Bits
Empfängerquantisierung	$\text{ENOB}_{\text{Rx}}$	4 - 8	Bits
Übertragungstrecke	$L$	0	km

**Tabelle 6.5:** Simulationsparameter zur Evaluation des Einfluss von Quantisierungsrauschen

Es ist, wie in Abschnitt 4.2.4 bereits angedeutet, zu erkennen, dass Quantisierung, wie auch der Einfluss durch ISI, bei höheren Modulationsformaten ab [2223] einen deutlich größeren Effekt haben. Zur Verdeutlichung des Einflusses von Quantisierung sind in Abbildung 6.26 und 6.27 das zusätzlich benötigte OSNR ( $r\text{OSNR}$ ) zur Erreichung der beiden FEC-BER-Grenzen von  $3,8 \cdot 10^{-3}$  und  $2,2 \cdot 10^{-2}$  abgebildet. Es wurde in dieser Simulation sowohl für den Sender als auch den Empfänger die ENOB-Werte von acht bis vier verringert. Simuliert wurde ein OSNR zwischen 0 und 40 dB. Eine umfassende Darstellung der Simulation mit BER ist in Abbildung B.4 vorgestellt.

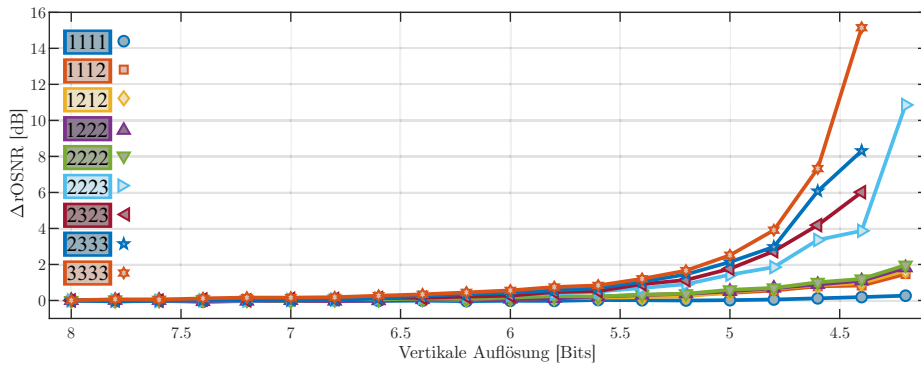
Die Auswirkungen auf das zusätzlich benötigte  $r\text{OSNR}$  ( $\Delta r\text{OSNR}$ ), entsprechend Abbildung B.4, sind in Abbildung 6.26 für eine HD-FEC ( $3,8 \cdot 10^{-3}$ ) und SD-FEC ( $2,2 \cdot 10^{-2}$ ) nachgebildet. Es ist deutlich zu erkennen, dass eine hybride Modulation mit einer impliziten PAM-8-Modulation, wie bereits in Abschnitt 4.2.4 diskutiert wurde, deutlich stärker



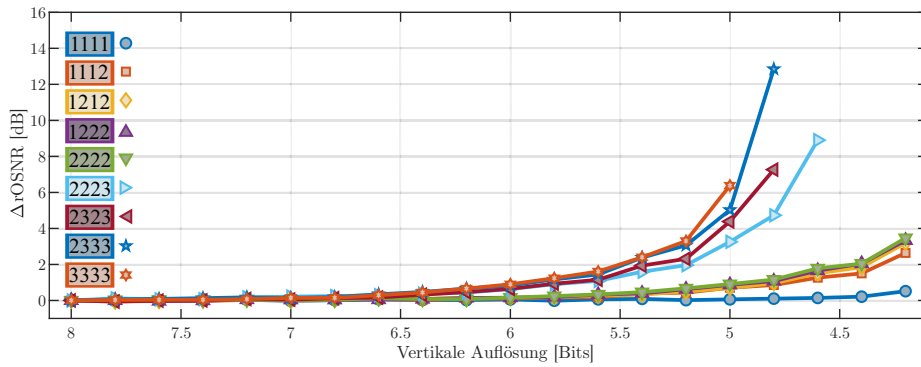
**Abbildung 6.25:** BER nach Evaluation mit dem Aufbau aus Abbildung 6.24: Mit  $N_e = 5$  in blauen Kreisen,  $N_e = 7$  in orangenen Quadraten und  $N_e = 13$  in gelben Rhomben aus Abbildung 6.23 und eine durch Quantisierung (ENOB=4) verzerrte Simulation

vom Quantisierungsrauschen beeinflusst wird. Zudem wird für eine Modulation höher als [2222] mindestens ein ENOB von 4,6 Bit benötigt. Abbildungen 6.26 und 6.27 zeigen eine Degradation durch eine Variation der Quantisierung im Sender und Empfänger. Um zu verdeutlichen an welchem Punkt die Quantisierung einen größeren Einfluss hat, wird in Abbildung 6.28 das relative rOSNR herangezogen. Vorgestellt ist der Unterschied des benötigten OSNRs ( $\Delta r\text{OSNR}$ ) zu einer Referenzmessung ohne Quantisierung. Es ist zu erkennen, dass die Quantisierung am Sender einen deutlicheren Einfluss auf das Ergebnis hat. Abbildung 6.28 ist als beispielhafte Darstellung zu verstehen. Eine ausführliche Aufstellung aller hybriden Modulationsformate für eine SD-FEC wie HD-FEC sind in den Abbildungen B.5 und B.6 im Anhang B zu finden. Für die hohen Modulationsformate der hybriden Modulation bedeutet dies bei vereinfachten Simulationen, dass die BER-Grenzen der FECs ( $3,8 \cdot 10^{-3}$  und  $2,2 \cdot 10^{-2}$ ) selbst mit einem hohem OSNR von 40 dB nicht mehr erreicht werden können. Dies ist in Abbildung B.6 zu erkennen. Ein Nichterreichen der FEC-Grenzen ist durch eine weiße Fläche in den Abbildungen im Anhang B gekennzeichnet.

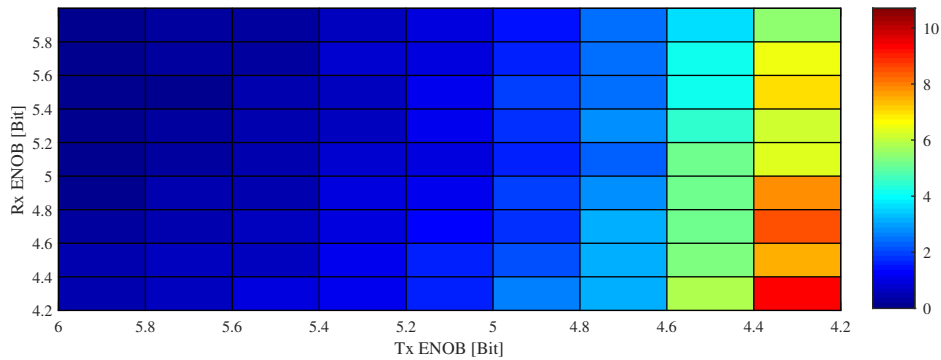




**Abbildung 6.26:** Unterschied des benötigten OSNRs ( $\Delta rOSNR$ ) für eine SD-FEC mit einer BER von  $2,2 \cdot 10^{-2}$  bei gleicher Quantisierung im Sender und Empfänger für eine hybride Modulation



**Abbildung 6.27:** Unterschied des benötigten OSNRs ( $\Delta rOSNR$ ) für eine HD-FEC mit einer BER von  $3,8 \cdot 10^{-3}$  bei gleicher Quantisierung im Sender und Empfänger für eine hybride Modulation



**Abbildung 6.28:** Unterschied des benötigten OSNRs ( $\Delta rOSNR$ ) für eine HD-FEC mit einer BER von  $3,8 \cdot 10^{-3}$  bei unterschiedlicher Quantisierung in Sender und Empfänger für eine [2333] Modulation

6.4.6 Gewinn durch Vorverzerrung

Der Einfluss der Bandbreitenbegrenzung aus Abschnitt 6.4.4 kann, wie in Abschnitt 5.2.1 beschrieben, verringert werden. In diesem Kapitel soll der Effekt, der in Abschnitt 5.2.1 entwickelten Methodik, untersucht werden. Das bisherige Simulationsmodell mit dem Einfluss von Tiefpassfilterung aus Abbildung 6.22 erweitert sich zu einem Modell, welches die Abbildung 6.29 zeigt. Es wird dem Sender eine Vorstufe zur Vorverzerrung (PRECOMP) hinzugefügt.

Um eine realitätsnahe Messung zu erhalten, wird der Frequenzgang gemäß Gleichung 5.16 bei einem geringen Rauschlevel ( $rOSNR = 40 \text{ dB}$ ) ermittelt und dann für alle Simulationen angewendet. Den ermittelten Frequenzgang der Vorverzerrung zeigt Abbildung 6.30.

Es wurde in Abschnitt 6.4.5 bereits gezeigt, dass der Einfluss der Quantisierung gerade für hochstufige Modulationsformate immens ist. Auch hier soll der Einfluss von Quantisierungsrauschen untersucht werden. Um die Anzahl der Simulationen überschaubar zu halten, wird die Quantisierung auf einem der Realität entsprechenden Wert gesetzt. Es ergibt sich entsprechend Abschnitt 6.4.5 für den Sender gemäß Tektronix AWG70001A ein ENOB von 5,2 Bit. Für den Empfänger ergibt sich gemäß Tektronix DP070000S ein ENOB von 5,6 Bit.

Abbildung 6.31 zeigt zunächst Ergebnisse ohne Quantisierungsrauschen. Gemäß Abschnitt 5.2.1 ist, wie erwartet, eine deutliche Verbesserung gegenüber den Ergebnissen aus Abschnitt 6.4.4 ohne Quantisierung bei Vorverzerrung zu erkennen. Die Ergebnisse ohne Vorverzerrung, entsprechend Abschnitt 6.4.5, sind für alle höheren Modulationsformate ab [2223] bis [3333] in blau mit Kreisen (•) in Abbildung 6.31 dargestellt. Eine Simulation mit Vorverzerrung ist durch rote Rechtecke (■) gekennzeichnet.

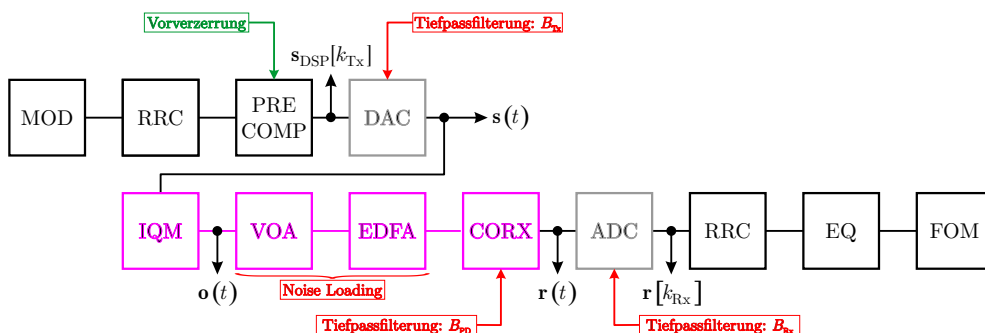
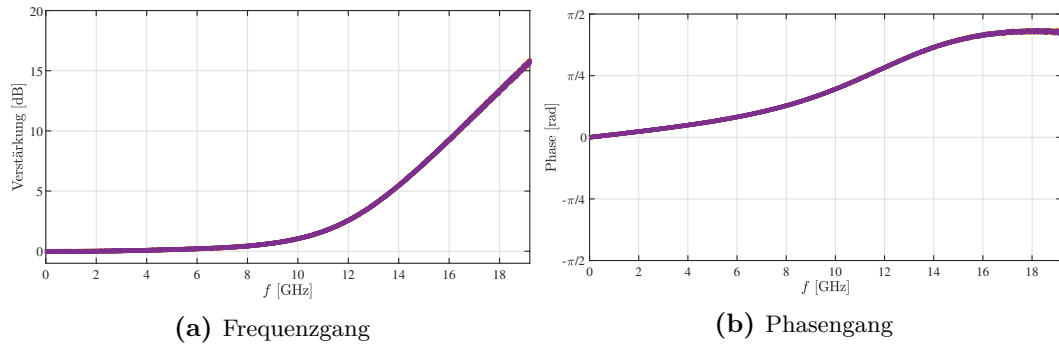


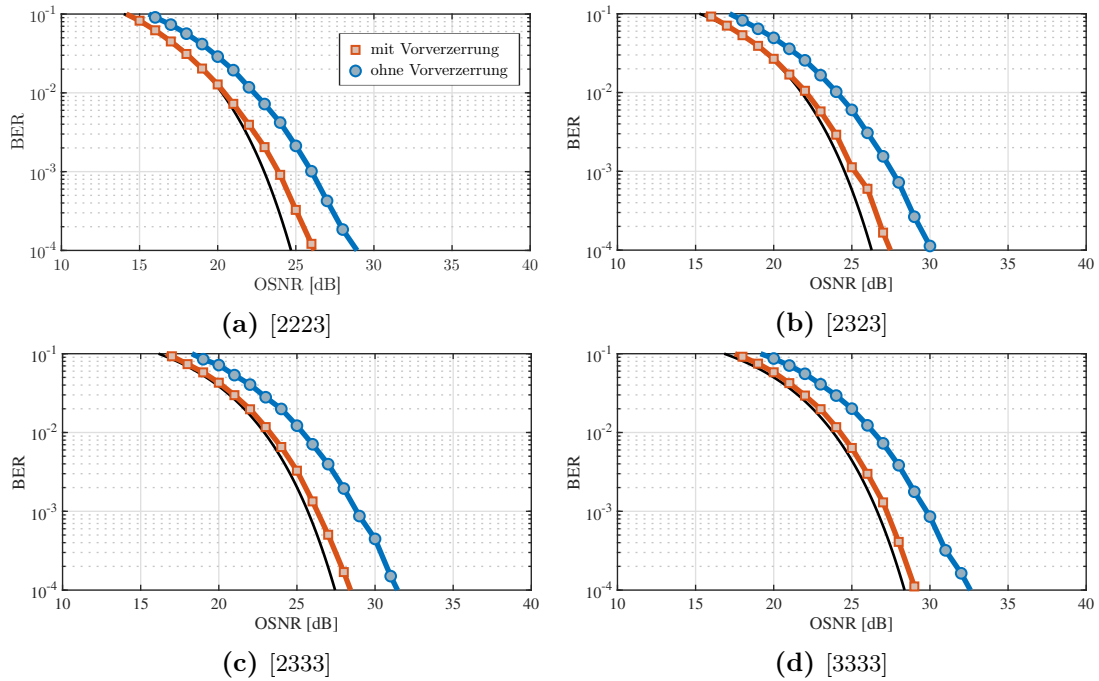
Abbildung 6.29: Simulationsaufbau zur Evaluierung der Einflüsse von Vorverzerrung zur Mäßigung des Einflusses von Tiefpassfilterung mit den Parametern aus Tabelle 6.4 und einer Vorverzerrung



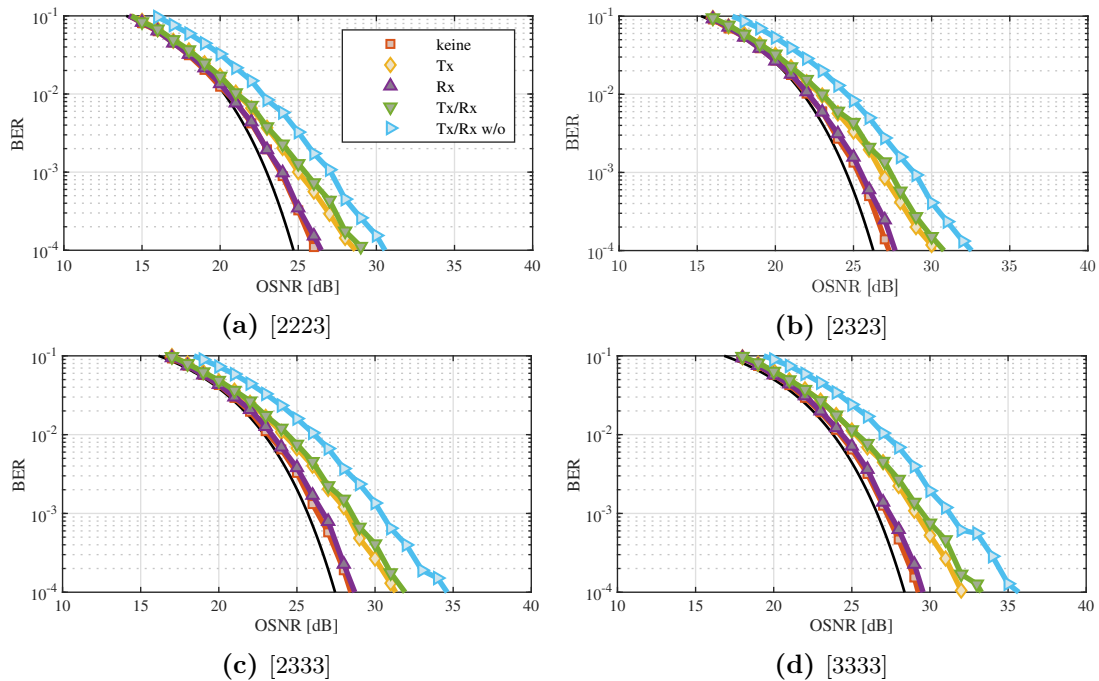
**Abbildung 6.30:** Ermittelter Frequenzgang zur Vorverzerrung

Es ist eine deutliche Verbesserung in Richtung des theoretischen Optimums in schwarz (—) zu erkennen. Im Falle vorliegender Quantisierung im Empfänger wie Sender, wird der Effekt durch Quantisierung höherer Modulationsformate besonders deutlich. Für ein Szenario mit Quantisierung wird nun zwischen Quantisierung im Empfänger und Sender unterschieden. Abbildung 6.32 zeigt die Ergebnisse von Vorverzerrung bei Quantisierung. Als Referenz wird neben dem theoretischen Optimum in schwarz (—) die bereits aus Abbildung 6.31 bekannte Performanz von Vorverzerrung ohne Quantisierung (■) mitabgebildet. Die Performanz bei vollständiger Quantisierung im Sender und Empfänger ohne Vorverzerrung ist mit blauen Dreiecken (▶) gekennzeichnet. Wendet man jetzt die Vorverzerrung an, erhält man das Ergebnis in grünen Dreiecken (▼) dargestellt. Differenziert man weiter den Einfluss von Sender und Empfänger und führt Simulationen mit jeweils nur einem Einfluss durch, erhält man für den Fall von Quantisierung im Sender die Ergebnisse, welche durch gelbe Rhomben (◆) abgebildet werden. Im Falle einer Quantisierung im Empfänger ergibt sich das Ergebnis, das mit lilanen Dreiecken (▲) dargestellt wird.

Wie man in Abbildung 6.32 erkennt, ist der Einfluss der Quantisierung des Senders in gelb (◆) deutlich stärker als der Einfluss von der Empfängerquantisierung in lila (▲). Zusammen ergibt sich das Resultat in grün (▼).



**Abbildung 6.31:** BER nach Evaluation mit dem Aufbau aus Abbildung 6.29 zur Untersuchung des Einflusses von Vorverzerrung. Dargestellt ist ein Ergebnis mit und ohne Vorverzerrung.

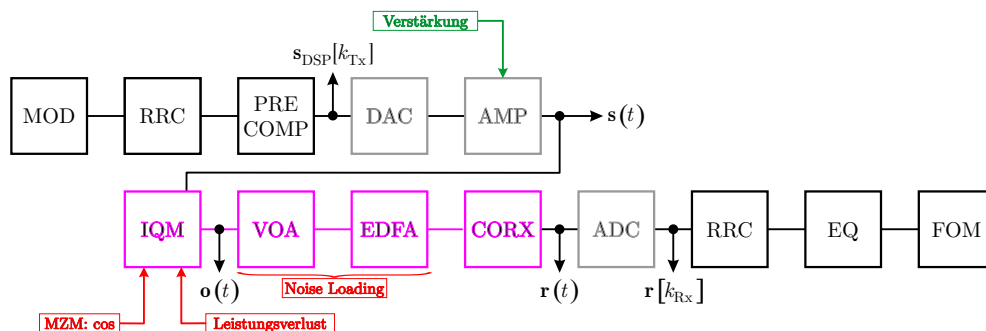


**Abbildung 6.32:** BER nach Evaluation mit dem Aufbau aus Abbildung 6.29 zur Untersuchung des Einflusses von Vorverzerrung bei Quantisierung.

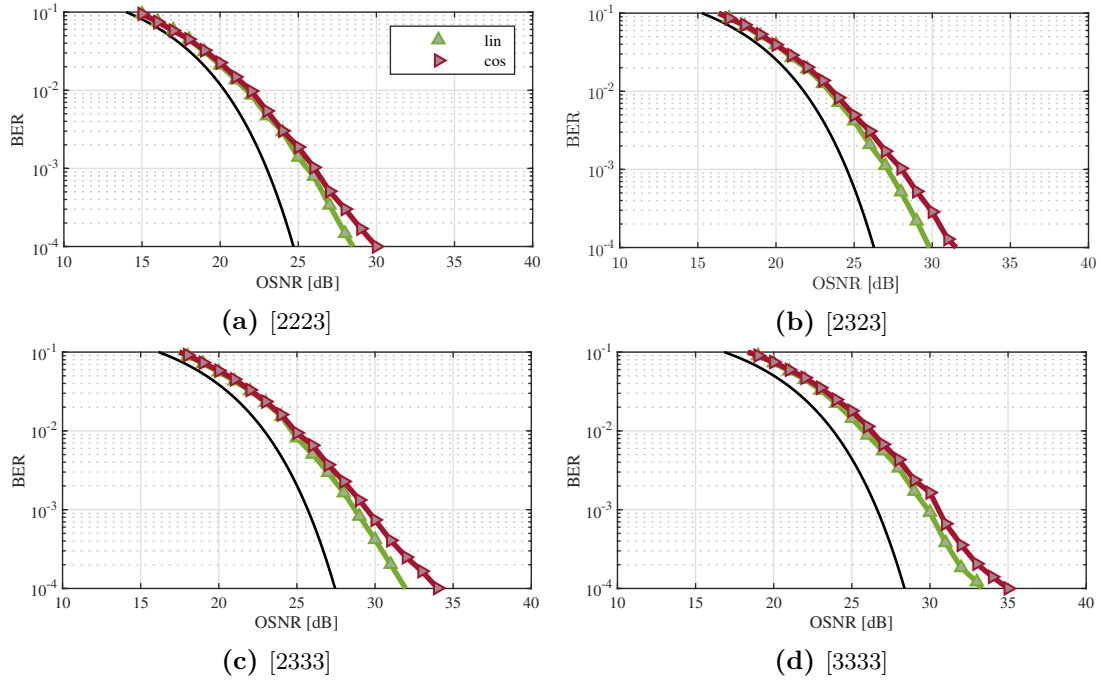
## 6.4.7 Einfluss optischer Modulation

Wie in Abschnitt 3.4.2.1 beschrieben und in Abbildung 3.9 dargestellt, spielt auch die Kennlinie, während der Umsetzung von der elektrischen zur optischen Domäne, eine Rolle. Zur Darstellung des Einflusses auf eine hybride Modulation wird eine Simulation entsprechend Abbildung 6.33 herangezogen und einer Modulation mit beschriebener Kennlinie einer perfekten Umsetzung gegenübergestellt. Dabei ist zu beachten, dass die Ansteuerung entsprechend einer äquivalenten Evaluation im Labor angepasst ist. Dies gilt sowohl für die Ansteuerung der Modulationen durch elektrische Verstärker, entsprechend Abschnitt 3.4.6.1, wie auch für die Umsetzung des Signals aus der digitalen in die analoge Domäne. Die Quantisierung beträgt, wie aus den vorherigen Kapiteln bekannt, 5,2 Bit im Sender und 5,6 Bit im Empfänger. Die Spitze-Spitze-Spannung am Ausgang des DACs beträgt entsprechend des Datenblatts vom Tektronix AWG70001A 0,45 V. Mit einer anschließenden elektrischen Verstärkung um 14 dB ergibt dies eine Gesamtansteuerung von  $0,315 \cdot U_\pi$  an der Kosinus-Kennlinie des Mach-Zehnder-Modulators. Innerhalb des Modulators kommt es zudem zur polarisationsabhängigen Einfügedämpfung. Hier wird ein der gegebenen Hardware entsprechender Wert von 7,8 dB für die X-Polarisation und 7,6 dB für die Y-Polarisation angesetzt. Zusätzlich wird von einem restlichen Inphasenversatz, wie auch einem Quadraturversatz von  $\alpha_I, \alpha_Q = 2\%$  und einem Quadraturfehler  $\gamma_{IQ} = \pi/64$  ausgegangen.

Abbildung 6.34 zeigt die Ergebnisse einer Ansteuerung des Modulators ohne Kosinus-Kennlinie in grünen Dreiecken ( $\blacktriangle$ ) und einer dem entsprechenden realistischen Simulation inklusive Kosinus-Kennlinie in bordeauxroten Dreiecken ( $\blacktriangleright$ ). Der Einfluss einer nicht perfekten optischen Modulation fällt bei niederwertiger Modulation nur gering aus (Abbildung B.7 in Anhang B). Ähnlich wie bei der Quantisierung ist jedoch eine Auswirkung auf die Performanz höherer Modulation deutlich erkennbar. In Abbildung 6.34d erkennt man



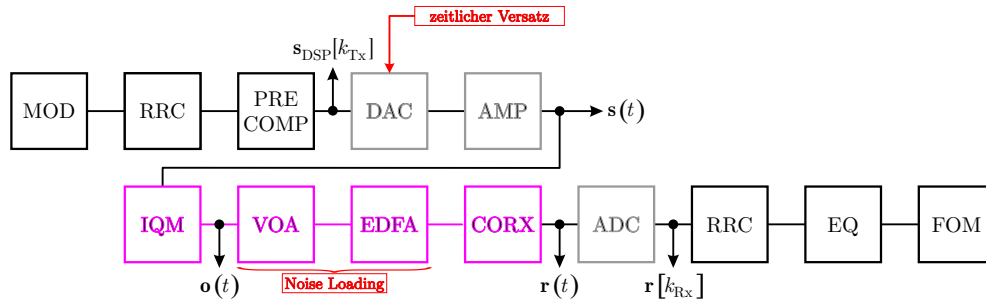
**Abbildung 6.33:** Simulationssetup zur Evaluierung der Einflüsse optischer Modulation mit Mach-Zehnder-Modulator-Kennlinien in IQ-Modulatoren



**Abbildung 6.34:** BER nach Evaluation mit dem Aufbau aus Abbildung 6.29 zur Ermittlung des Einflusses nicht perfekter optischer Modulation mit MZM

eine deutliche Veränderung der Steigung bei hohen OSNR-Werten und einen erkennbaren Boden, an dem selbst eine Steigerung des OSNRs keine Verbesserung ermöglicht.

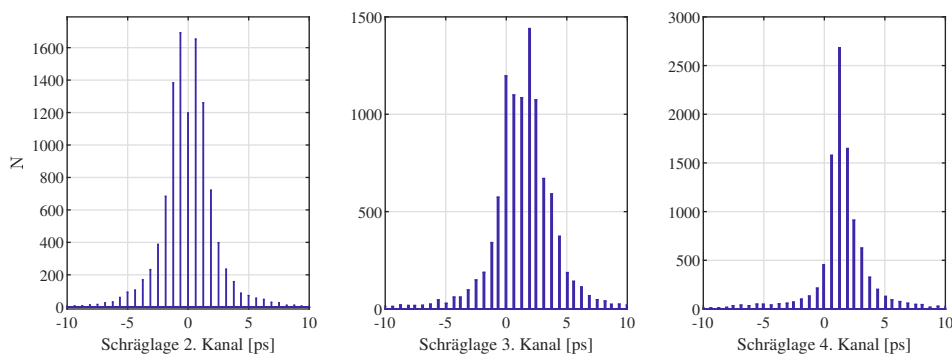
## 6.4.8 Einfluss zeitlicher Schräglage des Senders



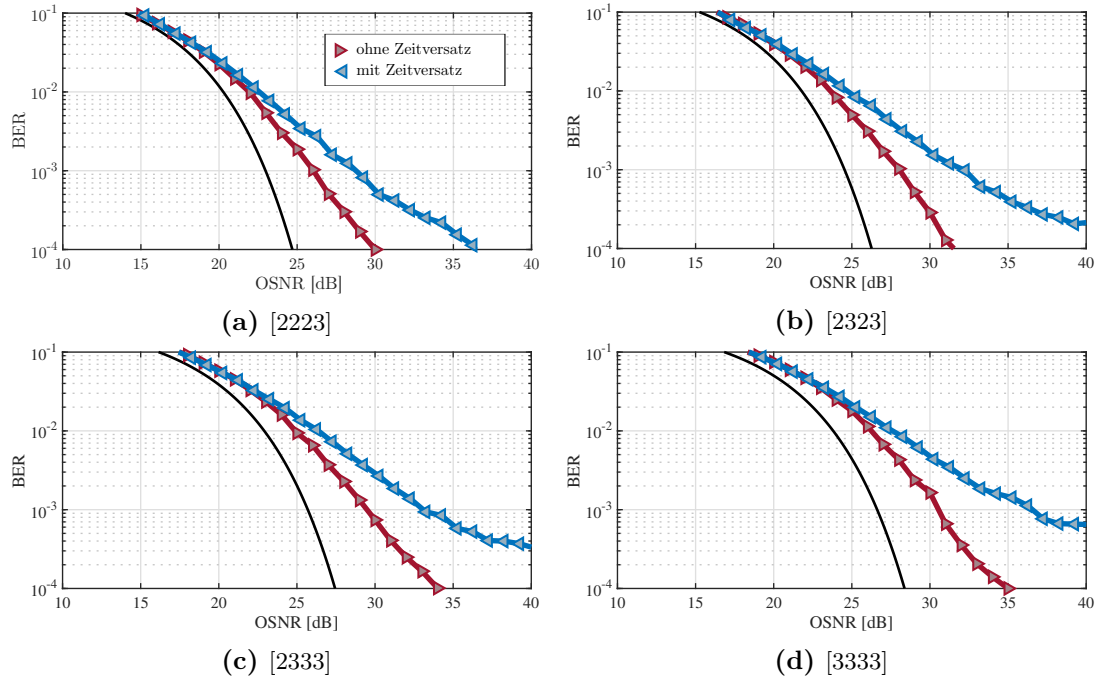
**Abbildung 6.35:** Simulationssetup zur Evaluierung des Einflusses zeitlicher Schräglage des Senders

Während der experimentellen Evaluation im Labor stellte sich heraus, dass der Einfluss einer zeitlichen Schräglage (Skew) ein Problem in der Performanz darstellt. Es hat sich gezeigt, dass eine zeitliche Schräglage der gesendeten wie empfangenen Signale kritisch für eine Evaluation im Labor ist.

Bei den im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Tektronix AWG70001A *Arbiträr-Signalgeneratoren* (engl.: Arbitrary Waveform Generator, AWG), handelt es sich um vier zeitlich synchronisierte Geräte. Im ersten Schritt zur Evaluierung der Effekte auf eine hybride Simulation wird ermittelt, in welchem Rahmen sich die Störung bewegt. Um die zeitlichen Versätze ermitteln zu können, werden die vier Kanäle der AWGs durch PRMS-Signale stimuliert. Durch Korrelation der empfangenen Signale können so Zeitversätze für Sender wie Empfänger ermittelt werden. Die erhaltenen Zeitversätze einer Langzeitmessung zwischen den Kanälen durch Korrelation zeigt Abbildung 6.36. Es ist zu sehen, dass sich die gemessenen Versätze zwischen den Kanäle in dem angegebenen Toleranzrahmen von 3 ps bewegen.



**Abbildung 6.36:** Gemessene zeitliche Senderschräglage gegen den 1. Kanal als Histogramm in ps



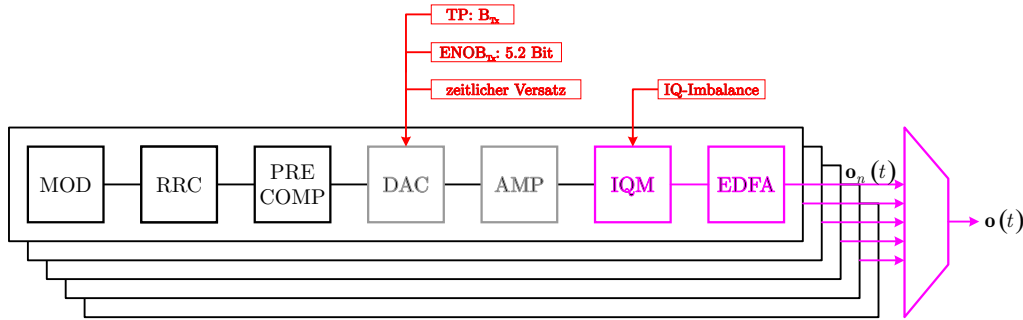
**Abbildung 6.37:** BER nach Evaluation mit dem Aufbau aus Abbildung 6.35 zur Ermittlung des Einflusses bei zeitlicher Schräglage im Sender

Es soll der theoretische Einfluss dieser Versätze kurz dargestellt werden. Der Aufbau aus Abbildung 6.35 führt einen bewussten Zeitversatz als Störgröße am Sender im DAC hinzu. Abbildung 6.37 zeigt den Einfluss der in den Datenblättern angegebenen Toleranzen des DACs Tektronix AWG70001A. Es ist dabei zu unterscheiden, zwischen welchen Kanälen die Schräglage besteht. In der Simulation wurde entsprechend den Messungen aus dem Labor und den Angaben des Datenblatts ein Zeitversatz von 2 ps zwischen der X- und Y-Polarisation und 1 ps zwischen I- und Q-Signalen der jeweiligen Polarisation angenommen. Der Effekt schlägt sich in einem erweiterten BER-Fehlerboden für höhere Modulationsformate nieder, während die BER niedrigerer Formate im relevanten Bereich weitestgehend unverändert bleibt. Eine gesamte Darstellung der hybriden Formate ist in Abbildung B.8 zu finden.

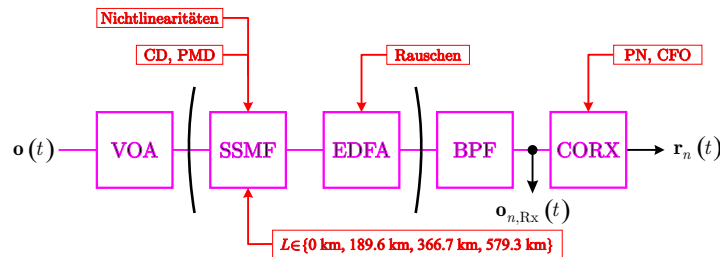
### 6.4.9 Einfluss der SSMF

Während ein Großteil der bisherigen Betrachtung auf die unumgänglichen Effekte imperfekter Bauteile im Sender und Empfänger zurückzuführen ist, wird in diesem Kapitel der Einfluss der in der Glasfaser dominierenden Effekte aus Abschnitt 3.3.1 und 3.3.2 betrachtet.





(a) Sender-WDM-Simulationsaufbau durch individuelle Simulation eines Prüfkanals und insgesamt vier Störkanälen inklusive aller Störungen aus Kapitel 4



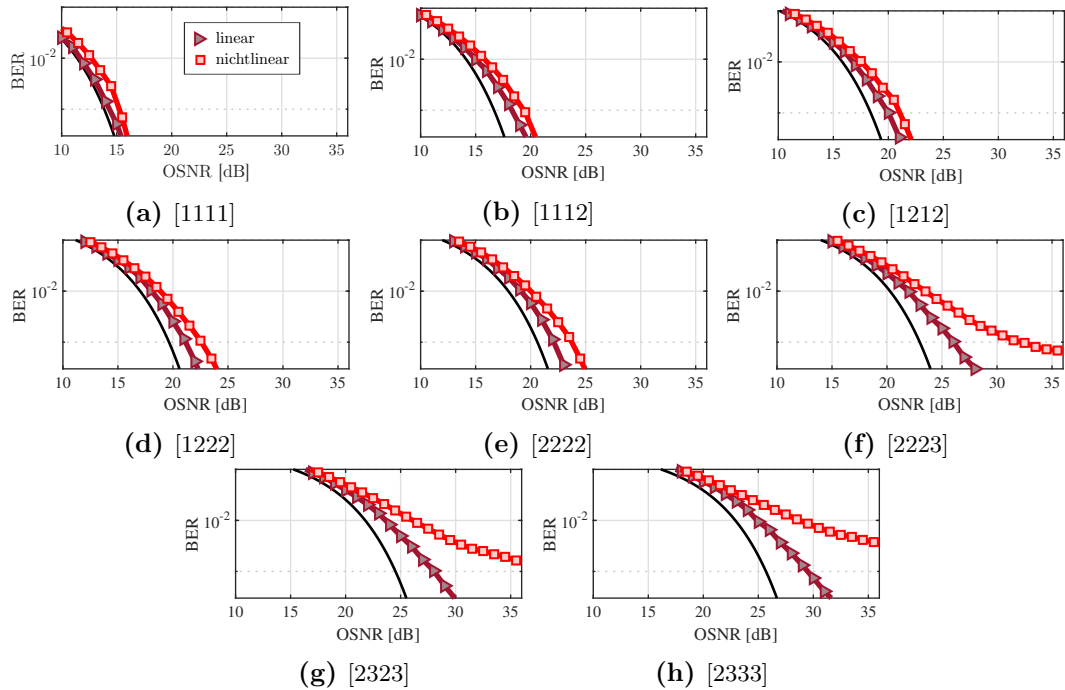
(b) Faserstrecken-Simulationssetup zur Simulation von Streckenlängen zwischen 0 km, 189,6 km, 366,7 km und 579.3 km mit anschließender Bandpassfilterung (BPF) wie Detektion

**Abbildung 6.38:** WDM-Simulationsaufbau: Simulation eines durch vier individuelle Störkanäle beeinflusste Übertragung abgebildet in (a) und dem entsprechenden Kanal abgebildet in (b) mit den allgemeinen Parameters aus Tabelle 6.6

Wie in Abschnitt 3.4.8 beschrieben, besteht bei der kohärenten Detektion die Möglichkeit, lineare Effekte weitestgehend durch DSP zu kompensieren. Bei der CD eines optischen Mediums ist dies ebenso der Fall. Um CD vollständig kompensieren zu können, ist vollständiges Wissen über alle durchlaufenden Faserstücke und deren exakte Eigenschaften vonnöten. Dieses Wissen ist unter realen Bedingungen in SDN-Netzen nicht vorhanden. Unter dieser Prämisse wird innerhalb der simulativen Umgebung eine Restdispersion von 5% angenommen, um ein realistisches Szenario zu generieren.

Es wird zur Kompensation aller beeinflussenden Effekte das DSP-Setup aus Abbildung 6.15 verwendet. Während die bisherigen Simulationsumgebungen theoretische Untersuchungen emulierten, wird hier eine Simulationsumgebung aufgesetzt, welche der experimentellen Untersuchung entspricht und alle relevanten Störgrößen beinhaltet. Es wurde dazu einem Simulationsmodell der experimentellen Untersuchung aus 6.40 in Abschnitt 6.5 nachempfunden.

Ein weiterer Unterschied besteht darin, dass hier nicht mehr auf ein sogenanntes „Noise-Loading“ zurückgegriffen wird, um den Einfluss des dominierenden weißen Rauschens in



**Abbildung 6.39:** Simulationsergebnisse mit BER-Leistungskurven bei einer 32 Gbd Flex-PAM-Übertragung über 189,6 km SSMF. Die Ergebnisse der Monte-Carlo-Simulation werden einschließlich aller diskutierten Beeinträchtigungen aus Kapitel 4 als durchgezogene Linien dargestellt, wobei das ENOB des Senders 5,2 Bit (rot + Quadrate) beträgt.

optischen Übertragungen zu untersuchen. Das OSNR ist somit nach Gleichung 4.21 direkt abhängig von der verwendeten SSMF und der Leistung am Eingang der Faser.

Während der Kanal unter Beobachtung weiter mit einer PRMS betrieben wird, erhält jeder Störkanal im WDM-System eine zufällige Bitfolge. Simuliert wird, definiert nach den Laborbedingungen, über 189,6 km, 366,7 km und 579,3 km SSMF Übertragungsstrecke. Die SSMF wird dabei entsprechend Kapitel 4 bzw. Abschnitt 3.3.2.3 mit den Parametern aus Tabelle 6.6 simuliert.

Vor der Verarbeitung durch die Empfänger-DSP wird das Signal zunächst erneut abgetastet, um einen Abtastfaktor  $W = 2$  zu erhalten. Der ist notwendig, da das Tektronix DP070000S Oszilloskop mit einer Abtastrate von 100 GSamples/s arbeitet und somit zunächst das 3,125-fache der Symbolrate  $f_{\text{sym}} = 32$  GHz erreicht. Wird nicht auf DSP mit nicht-ganzzahliger Überabtastung aus Abschnitt 5.2.3 zurückgegriffen, ist es sinnvoll, wie in Abschnitt 5.2 beschrieben, bei einer Überabtastung  $W = 2$  zu arbeiten.

## 6.4 Numerische Evaluation

Parameter	Formelzeichen	Wert	Einheit
OSNR	OSNR	10 - 40	dB
Senderquantisierung	$ENOB_{Tx}$	5,2	Bits
Empfängerquantisierung	$ENOB_{Rx}$	5,6	Bits
Senderbandbegrenzung	$B_{Tx}$	13,1	GHz
Empfängerbandbegrenzung	$B_{Rx}$	33	GHz
Photodiodenbandbegrenzung	$B_{PD}$	25	GHz
Übertragungstrecke	$L$	0; 189,6; 366,7; 579,3	km
Dispersionskoeffizient	$D$	17	ps/nm/km
Dispersionssteigung	$D_{slope}$	0,06	ps/nm <sup>2</sup> /km
Nichtlinearitätskoeffizient	$\gamma$	1,6	1/W/km
nichtlinearer Brechungsindex	$n_2$	$3,2 \cdot 10^{-20}$	m <sup>2</sup> /W
effektiver Kerndurchmesser	$A_{eff}$	80	$\mu\text{m}$
Polarisationsdispersionsparameter	$D_{PMD}$	0,2	ps/ $\sqrt{\text{km}}$
Rhythmuslänge	$B_L$	50	m
Korrelationslänge	$C_L$	50	m

**Tabelle 6.6:** Simulationsparameter zur Evaluation des Einflusses während der Übertragung innerhalb eines WDM-Szenarios entsprechend Abbildung 6.38

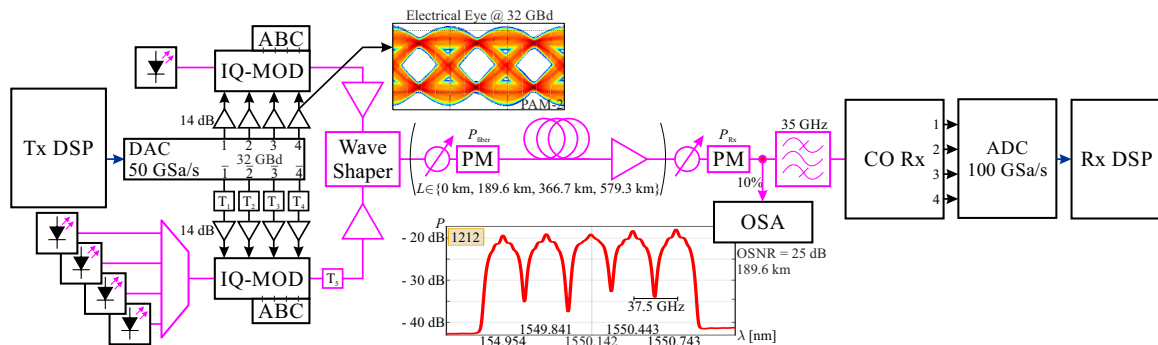
Es wird zur Pulsformung ein RRC-Filter mit einem  $\alpha_{RRC}$  von 0,2 verwendet. So ist es nach dem Nyquist-Shannon-Abtasttheorem kein Problem, bei einer Abtastrate größer als dem 1,2-fachen der Symbolrate, das Signal vollständig zu rekonstruieren. Um ein restliches IQ-Ungleichgewicht zu vermeiden, wird der adaptive BME-Algorithmus zur Frontendkorrektur verwendet.

Am Anfang der DSP-Kette wird zur Kompensation der bereits angedeuteten CD eine statische FIR-Filterentzerrung im Frequenzbereich nach Abschnitt 5.2.3 mit den Parametern aus Tabelle 6.6 eingesetzt. Zur Kompensation von der restlichen CD und der PMD wird ein LMS-Schmetterlingsentzerrer aus Abbildung 5.10 bzw. 5.2.4.1 eingesetzt. Die Anzahl der Entzerrerkoeffizienten wird dabei stets optimiert und überschreitet nicht den Wert von 12. Zur abschließenden Feinfrequenz- und Phasenrückgewinnung findet der BPS-Algorithmus aus Abschnitt 5.3.2 mit 64 Testwinkeln seine Anwendung.

Die Ergebnisse der numerischen Evaluation für 189 km SSMF sind exemplarisch in Abbildung 6.39 für eine Glasfaser mit Nichtlinearitäten in roten Rechtecken (■) dargestellt. Zur Referenz ist zusätzlich ein Ergebnis ohne Nichtlinearitäten mit  $\gamma = 0$  durch bordeauxrote Dreiecke (►) hervorgehoben. Die Auswirkungen der Quantisierung und der Nichtlinearitäten sind bereits für 189 km bei den höheren Formaten ab [2223] zu erkennen. Eine [2333] erreicht die HD-FEC-Grenze durch den Fehlerboden nicht mehr, während Modulationen bis

[2222] nahe an der Referenz ohne Nichtlinearitäten liegen. Die Ergebnisse der ganzheitlichen Simulation inklusive den Effekten der SSMF sollen im nachfolgenden Kapitel als Referenz verwendet werden.

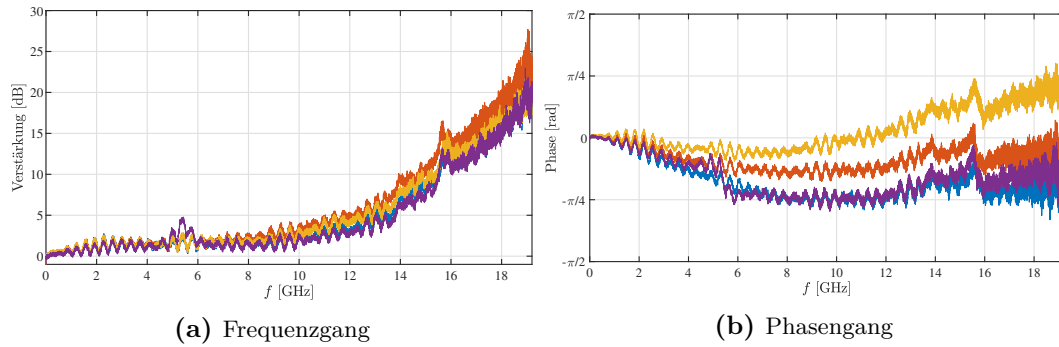
### 6.5 Experimentelle Evaluation



**Abbildung 6.40:** Experimenteller Aufbau: Die schwarzen Blöcke und Linien stellen elektrische Geräte und Verbindungen dar, während die pinken Verbindungen optischer Natur sind. Die Zahlen innerhalb des DAC-Blocks stehen für die Ausgänge der vier synchronisierten DACs. Zudem ist das gemessene Empfangsspektrum nach 189,6 km bei einem OSNR von 25 dB abgebildet. Auch das Augendiagramm eines 32 GBd PAM-2-Signals nach dem elektrischen Verstärker am Sender ist als Einsatz dargestellt.

Im finalen Abschnitt von Kapitel 6 wird der Einsatz der hybriden Modulation in einer experimentellen Untersuchung evaluiert. Dazu wird im Labor ein Evaluationsaufbau realisiert. Dieser Aufbau ist grundlegend in Abbildung 6.40 beschrieben und soll im Folgenden eingehend erläutert werden. Er entspricht möglichst exakt den simulativen Untersuchungen aus Abschnitt 6.4.9 und hat den Zweck, über verschiedene Glasfaserlängen die Übertragung eines WDM-PDM-Systems zu emulieren. Es werden insgesamt vier Störkanäle nebst dem zu untersuchenden Testkanal realisiert. Dazu werden die invertierten Eingänge des Tektronix AWG70001A DACs als Störsignal und zur Modulation der Störkanäle verwendet.

Zur Modulation des zu untersuchenden Testkanals wird ein ECL mit einer Linienbreite von 80 kHz bei  $\lambda_c = 1550.142$  nm verwendet. Der Laser wird direkt einem IQ-Modulator zugeführt. Als IQ-Modulator dient ein Oclaro 100G DP-IQ-MOD 6M100300 mit einem  $U_\pi$  von 8,3 V zur optischen Modulation des ECLs. Der Modulator arbeitet bei einer Bandbreite von etwa 40 GHz, um eine Operation im 50 GHz Grid zu gewährleisten. Um eine optimale Ansteuerung des E/O-MODs zu gewährleisten, müssen elektrische Verstärker verwendet

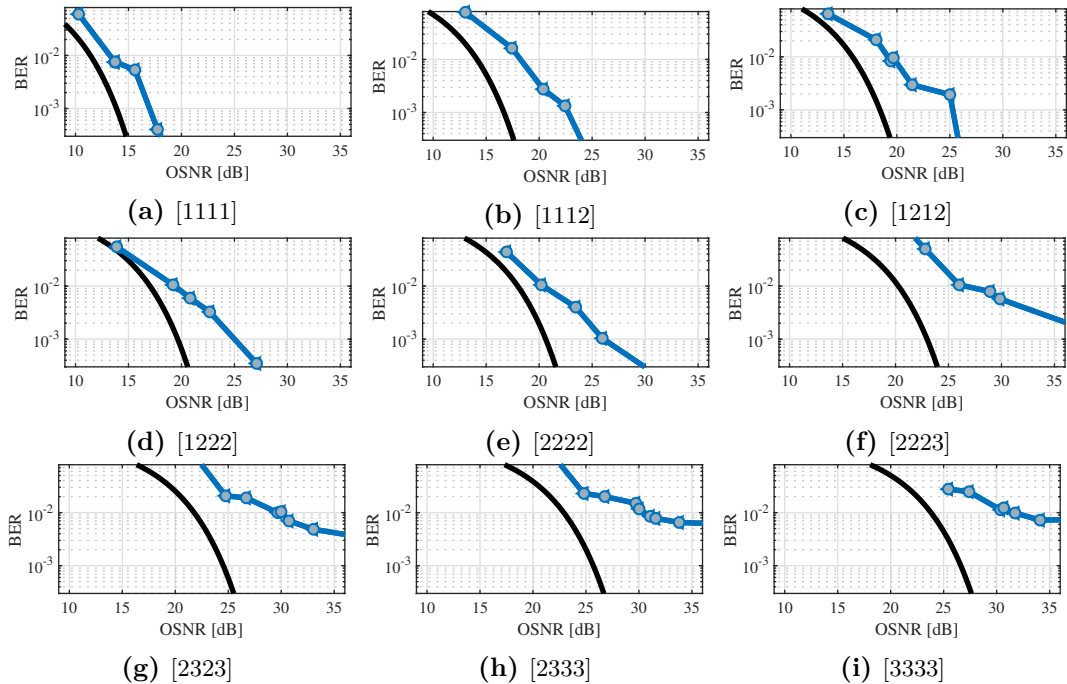


**Abbildung 6.41:** Mithilfe von OFDM ermittelter Frequenzgang des Aufbaus aus Abbildung 6.40 der vier verwendeten Kanäle des verwendeten ADCs. Die ermittelten Frequenzgänge in Betrag und Phase werden zur Vorverzerrung innerhalb der Sender-DSP entsprechend Abschnitt 5.2.1 angewendet.

werden. Zur Ansteuerung werden jeweils zwei gleiche Paare von SHF 870 ultra-linearen Verstärkern mit einer Bandbreite von mindestens 55 GHz vorgeschaltet. Der SHF 870 arbeitet bis zu einer Spitze-Spitze-Spannung von 0.25 V laut Datenblatt linear. Mithilfe von elektrischen Dämpfungsgliedern werden die elektrischen Verstärker auf eine Verstärkung von insgesamt 14 dB eingestellt. Zusätzlich werden die Vorspannungen des Oclaro 100G DP-IQ-MOD 6M100300 durch eine externe ABC von IDphotonics stabil gehalten.

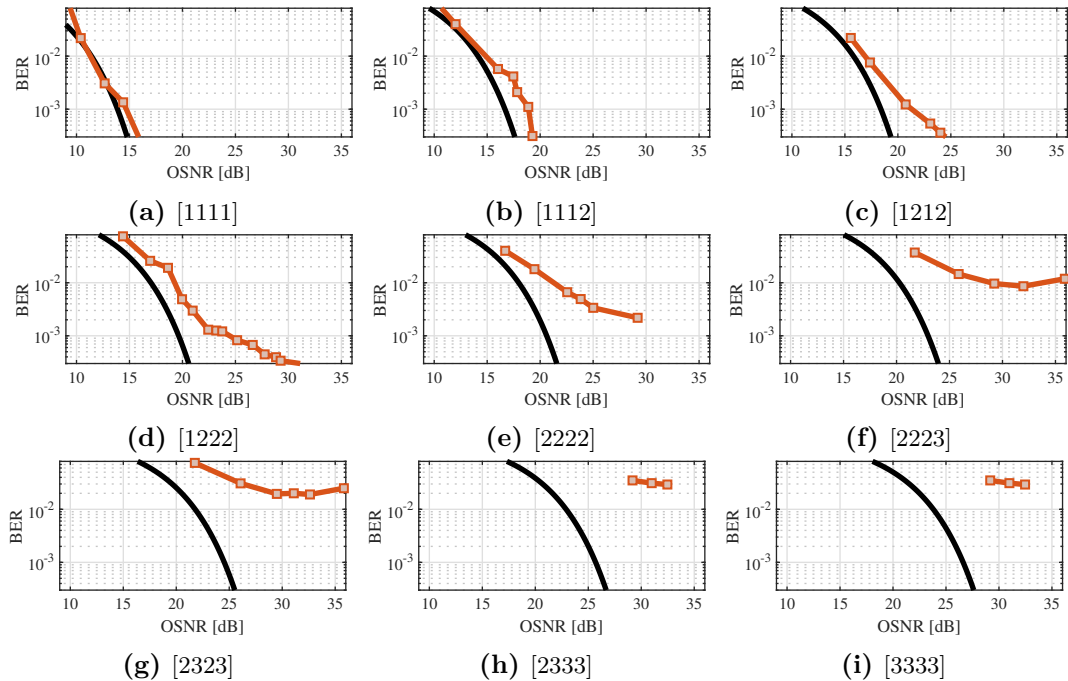
Die Störkanäle werden mit Agilent ECLs und einer Linienbreite von 80 kHz versorgt. Die Frequenzen der LOs werden auf jeweils  $f_{n,int} = f_c + n \cdot 37,5 \text{ GHz}$  eingestellt, wobei  $n$  dem jeweiligen relativen Kanalindex zum Mittenkanal entspricht:  $n \in \{-2, -1, +1, +2\}$ . Dies resultiert in einem dichten WDM-Szenario mit einer Kanalbandbreite von 37,5 GHz. Das Testszenario, bestehend aus insgesamt fünf Kanälen, wird mit einem Finisar WaveShaper 9000S in der Leistung angeglichen. So entsteht vor der eigentlichen Übertragung in einem Kanal ein ebenes WDM-Szenario. Ein optisches Spektrum mit den fünf realisierten Kanälen bei 1549,549 nm, 1549,841 nm, 1550,142 nm, 1550,443 nm und 1550,743 nm, ist als Einlass in Abbildung 6.40 für eine [1212] Modulation zu sehen.

Die Ausgangsleistungen des ADCs sowie die Verstärkungsfaktoren der elektrischen Verstärker werden so optimiert, dass die jeweiligen Kanäle sowohl die gleiche Steuerspannung als auch den gleichen Ansteuerungspunkt jeweils relativ zu  $U_\pi$  aufweisen. Dies ist dahingehend wichtig, dass die Operationsstrategien aus Abschnitt 6.2.1 ordnungsgemäß angewendet werden können. Für die folgenden Szenarien wurde stets die Operationsstrategie der gleichen Bitfehlerraten entsprechend Abschnitt 6.2.1.3 angewendet. Diese weist zum einen eine ähnlich gute Performanz wie die optimale Strategie auf und ist zum anderen entsprechend der erhaltenen Bitrate in einem B2B-Szenario gut zu optimieren. Neben dem Ansteuerungspunkt



**Abbildung 6.42:** Experimentelle Flex-PAM-Evaluation ohne Strecke (0 km) mit dem Aufbau aus Abbildung 6.40 für die Flex-PAM-Modulationen bis [3333]. Die BER wurde mit einer vollständigen DSP entsprechend der Abbildungen 6.38a und 6.12 generiert.

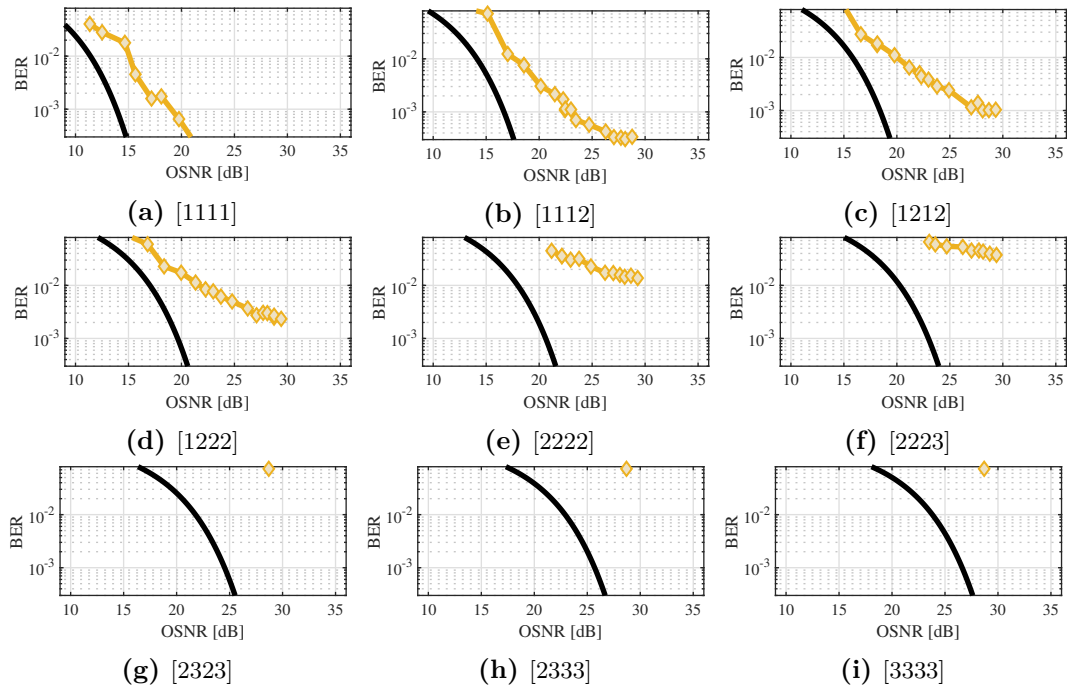
des Modulators, ist die Ausgangsspannung wie die Verstärkung vor dem Modulator relevant, um eine Operationsstrategie einstellen zu können. Während der Messung hat sich gezeigt, dass sich die Ausgangsspannungen der Tektronix AWG70001A minimal unterscheiden und zeitvariant verhalten. Die theoretisch optimal eingestellte Ausgangsspannung des AWGs zur optimalen Einstellung der Strategien beträgt 0,4 V bei einem Maximum von 0,5 V je Kanal. Die optimierten Spannungslevel befanden sich zwischen 0,34 V und 0,48 V. Daher wird in regelmäßigem Abstand die BER der vier Dimensionen anhand einer B2B-Messung erneut optimiert. Ein VOA mit Leistungsüberwachung wird verwendet, um die Eingangsleistung  $P_{\text{launch}}$  in die Faser für jede Messung einzustellen und zu überwachen. Das resultierende OSNR wird entsprechend Abschnitt 4.3.2 durch Integration und Normierung mit einem OSA bei 0,01 nm Bandbreite und 2001 Abtastpunkten für jede Messung ermittelt. Nach der Übertragung wird der Testkanal durch das optische Filter Nettest XTRACT mit einer optimierten 3 dB Bandbreite von 35,5 GHz herausgefiltert. Das einstellbare optische Filter arbeitet mit einer quadratischen Flachdach-Filterform (engl Flat-Top) und einer Ebenheit (engl. Flatness) von 0,2 dB laut Datenblatt. Die Empfangs- bzw. Eingangsleistung  $P_{\text{Rx}}$  in den kohärenten Empfänger U2T CPRV1010A wird mit einem VOA konstant gehalten. Der



**Abbildung 6.43:** Experimentelle Flex-PAM-Evaluation über 189 km SSF mit dem Aufbau aus Abbildung 6.40 und dem DSP-Schema aus Abbildung 6.38a und 6.12

kohärente Empfänger arbeitet mit einer Bandbreite von 20,5 GHz. Faktisch bedeutet dies, dass bei einer Eingangsleistung über der optimalen Eingangsleistung  $P_{\text{opt}} = -8$  dBm, das Eingangssignal gedämpft wird, um eine konstante Performanz des Empfängers zu gewährleisten. In einigen Szenarien mit geringem OSNR kommt es allerdings zu Leistungen unter  $P_{\text{opt}}$ . In diesen Fällen muss eine Degradation der Empfängerleistung in Kauf genommen werden. Am Empfänger wird ein weiterer ECL mit einer Linienbreite von 5 kHz bei 1550,142 nm als optischer LO für den kohärenten Detektor verwendet.

Nach Detektion wird das Signal durch einen Tektronix DP070000S ADC bei 100 GSamples/s abgetastet. Der Tektronix DP070000S hat eine theoretische vertikale Auflösung von 8 Bits. Die theoretischen 8 Bits an Auflösung resultieren in einem ENOB von etwa 5,6 Bits. Zur effizienten Evaluation werden sowohl Sender- als auch Empfänger-DSP offline vor- bzw. nachprozessiert. Die zu sendenden Signale werden dementsprechend vorab in Matlab erzeugt, den entsprechenden AWG per *Programmierschnittstelle* (engl. Application Programming Interface, API) übermittelt und zur kontinuierlichen Signalerzeugung verwendet. Das Oszilloskop am Empfänger zeichnet außerdem, nach erfolgreicher Einstellung aller relevanten Parameter der Szenarien, wie Fasereingangsleistung  $P_{\text{launch}}$ , PR der hybriden Modulation und Empfangsleistung  $R_x$  am kohärenten Detektor, die vier empfangenen Signale auf. Die

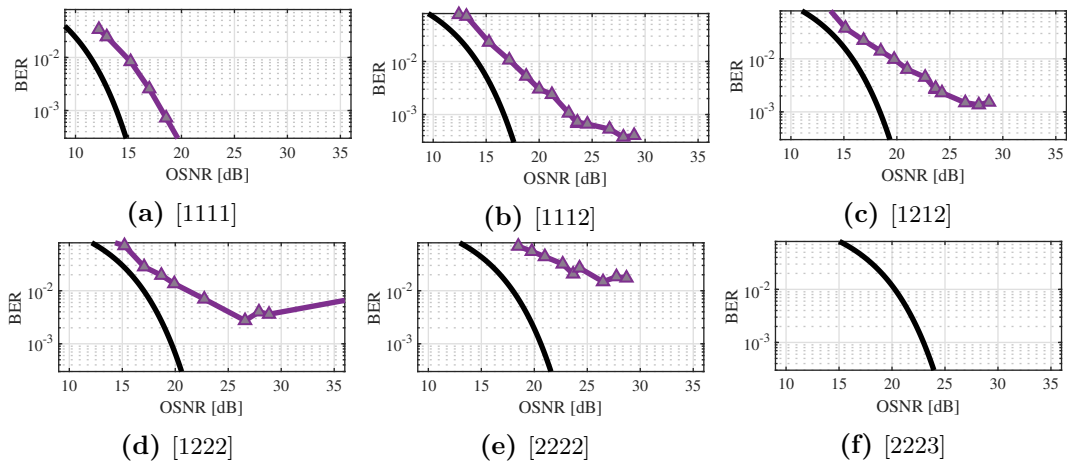


**Abbildung 6.44:** Experimentelle Flex-PAM-Evaluation über 366,7 km SSMF mit dem Aufbau aus Abbildung 6.40 und dem DSP-Schema aus den Abbildungen 6.38a und 6.12

vier gewonnenen Signale enthalten sinngemäß die Signalkomponenten XI, XQ, YI und YQ. Neben den Signalen selbst, wurden stets die Fasereingangsleistungen sowie ein optisches Leistungsspektrum mit dem OSA aufgezeichnet. Abbildung 6.42 zeigt die Ergebnisse einer *Übertragung ohne Strecke* (engl.: Back-to-Back, B2B)-Übertragung. Die B2B-Ergebnisse dienen zum einen als Referenz für folgende Messungen und zum anderen zur Verifikation des Evaluationsaufbaus. Obwohl die degradierenden Fasereigenschaften in einer B2B-Messung keinen großen Einfluss haben, ist zu erkennen, dass bei höheren Modulationsformaten bereits ein asymptotisches Verhalten nahe der SD-FEC-Grenze auftritt. Wie in den vorangegangenen Kapiteln erörtert, kann dies verschiedene Gründe haben.

Der Effekt der Quantisierung aus Abschnitt 4.2.4 ist ein Kandidat, der zu einem asymptotischen Verhalten, abhängig vom Modulationsformat, führen kann. Wie in Abschnitt 6.4.5 gezeigt, weist ein vorhandenes Quantisierungsrauschen denselben Effekt, wie in Abbildung 6.42 zu sehen ist, auf. Durch ein Zusammenspiel mit den Unstetigkeiten der zeitlichen Synchronisation der vier empfangenen wie gesendeten Kanäle, wäre ein kaskadiertes asymptotisches Verhalten denkbar. Abschnitt 6.4.8 zeigt den zusätzlichen Effekt einer zeitlichen Schräglage im Rahmen der verwendeten Hardware auf.





**Abbildung 6.45:** Experimentelle Flex-PAM-Evaluation über 579,3 km SSMF mit dem Aufbau aus Abbildung 6.40 und dem DSP-Schema aus den Abbildungen 6.38a und 6.12

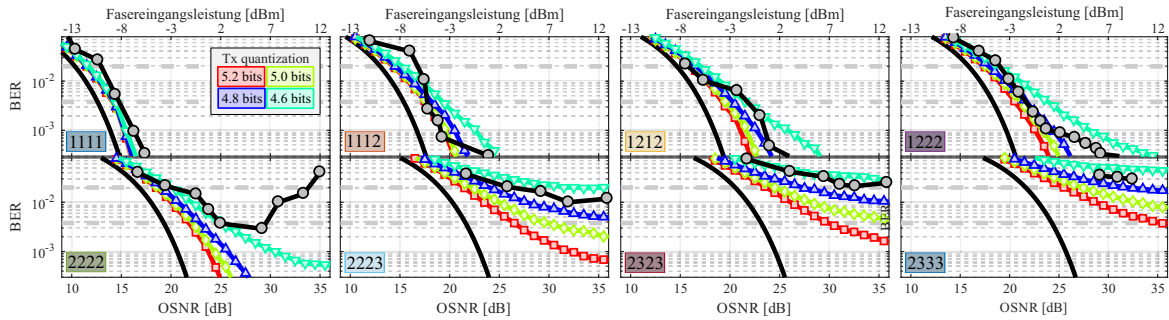
Bei den Messungen über 189 km in Abbildung 6.43 ist zu erkennen, dass für die Performance niedriger Ordnung das Ergebnis dem der B2B-Messung aus Abbildung 6.42 nahezu entspricht. Ab der Modulation [2222] erkennt man bei höheren OSNR-Werten von mehr als 30 dB eine deutliche Änderung der BER-Steigung im Graphen. Während also der Einfluss von CD und PMD aufgrund der kohärenten Detektion gering ausfällt, fangen die Nichtlinearitäten aus Abschnitt 3.3.2 an, die Signalqualität zu degradieren. Insbesondere der inhärente Effekt von SPM des Signals und die Einflüsse von XPM der vier Störkanäle, sind hier zu erwähnen. Eine Modulation mit [2323] erreicht gerade die SD-FEC-Grenze von  $2,2 \cdot 10^{-2}$ . Höhere Formate der hybriden Modulationen ab [2333] erreichen, bei 189 km Strecke und diesem Aufbau, die FEC nicht mehr.

Bei 366,7 km, dargestellt in Abbildung 6.44, verdeutlicht sich der Effekt aus Abbildung 6.43 weiter. Hier erreicht bereits die [2223]-Modulation die SD-FEC-Grenze nicht mehr. Bei Formaten der hybriden Modulation ab [2323], versagt die DSP auf Empfängerseite vollständig, und es kann kein informationstragendes Signal mehr zurückgewonnen werden.

Bei einer Strecke von 579,3 km schafft es eine [2222] Modulation gerade die SD-FEC-Grenze zu erreichen. Für Modulationen höherer Ordnung ist eine Rückgewinnung des Signals gar nicht möglich.

Obwohl die theoretischen Untersuchungen aus Abschnitt 6.4.5 bereits abzeichnen, dass die Quantisierung durch einen zusätzlichen Fehlerboden in der BER einen deutlichen Effekt auf das Gesamtergebnis haben, ist eine abschließende Untersuchung, inklusive aller relevanten Beeinträchtigungen, mit variabler Quantisierung in Abbildung 6.46 dargestellt. Es ist zu

## Kapitel 6 Hybride Modulation

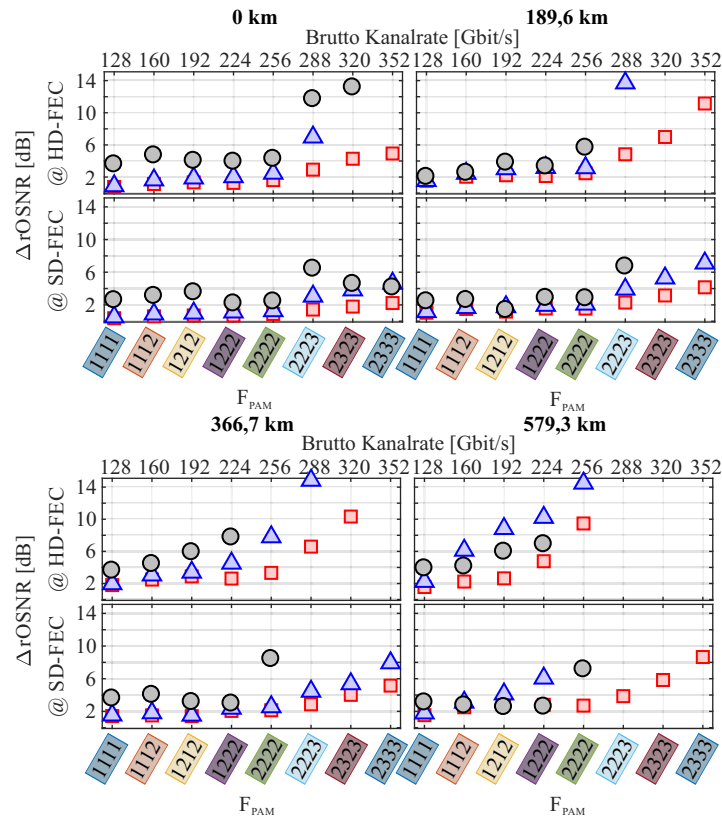


**Abbildung 6.46:** Simulation und experimentelle Ergebnisse mit BER-Wasserfallkurven einer 32 GBd Flex-PAM-Übertragung über 189,6 km SSMF. Die Monte-Carlo-Simulationsergebnisse einschließlich aller relevanten Beeinträchtigungen aus Kapitel 4 in BER über OSNR werden als durchgezogene Linie dargestellt. Die ENOB des Senders variiert zwischen 5,2 Bit (rot + Quadrate), 5,0 Bit (grün + Diamanten), 4,8 Bit (blau + Dreiecke) und 4,6 Bit (cyan + Dreiecke unten). Die experimentelle Messung wird als durchgezogene schwarze Linie und umlaufende Marker dargestellt. Die entsprechenden B2B AWGN BER-Kurven aus Abbildung 6.17 sind als schwarze durchgezogene Linie ohne Marker für jedes Modulationsformat als Referenz angegeben.

erkennen, dass bereits kleine Variationen der Quantisierung, einen deutlichen Effekt auf das Gesamtergebn haben. Gleiches gilt für eine Übertragung über 366,7 km und 579,3 km SSMF. Die Auswirkungen aller Untersuchungen durch Quantisierung in Verbindung mit den nichtlinearen Effekten aller möglichen Flex-PAM-Modulationen bis einschließlich [2333] sind in Abbildung 6.47 in Simulation und Experiment aufgezeigt.

Abbildung 6.47 zeigt den  $r$ OSNR-Abstand in Bezug auf die Referenz aus Abbildung 6.17 für alle acht getesteten Flex-PAM-Modulationsformate. Es ist zu beachten, dass die Ergebnisse separat für eine HD-FEC (obere Reihe) und eine SD-FEC (untere Reihe) angegeben werden. Die Ergebnisse für die Faserlängen von 0 km (B2B), 189,6 km, 366,7 km und 579,3 km sind von links nach rechts zu sehen. Die schwarzen Kreise beschreiben jeweils die experimentellen Ergebnisse, während die roten Rechtecke (ENOB = 5,6 Bit) und die blauen Dreiecke (ENOB = 4,8 Bit) die simulativen Ergebnisse darstellen. Des Weiteren ist zu erkennen, dass bei höheren Modulationsformaten entsprechend Abbildung 6.46, der spezifische FEC-Grenzwert nicht erreicht werden kann.

Die Abbildungen 6.46 und 6.47 zeigen einen mittleren  $\Delta r$ OSNR Umsetzungsnachteil im Experiment von etwa 1,5 dB. Sowohl die simulativen als auch die experimentellen Ergebnisse folgen dem gleichen Trend und haben eine Abweichung vom theoretischen Sollwert. Es ist nach Abschnitt 3.3.2 und 4.2.4 zu erwarten, dass Modulationen höherer Ordnung durch Nichtlinearitäten und Quantisierung stärker beeinflusst werden. In der numerischen Evaluation aus Abschnitt 6.4 zeigt sich eine deutliche Abflachung in der BER-Wasserfallkurve für



**Abbildung 6.47:** Simulation und experimentelle Ergebnisse für 0 km, 189,6 km, 366,7 km und 579,3 km in  $\Delta r\text{OSNR}$ . Die Simulationsergebnisse werden für eine Senderquantisierung von 5,6 (rote Quadrate) und 4,8 Bit (blaue Dreiecke) angegeben. Die experimentellen Ergebnisse werden als schwarze Kreise dargestellt. Die erforderliche  $\Delta r\text{OSNR}$  ist in Bezug auf die B2B AWGN  $r\text{OSNR}$  an den in Abbildung 6.18 dargestellten HD-FEC-Grenzen (obere Reihe) und SD-FEC (untere Reihe) dargestellt. Die Ergebnisse wurden in einem WDM-Szenario mit fünf Kanälen erzielt. Die Brutto-Bitraten pro Kanal, die jeder der verwendeten Modulationen entsprechen, sind oben in den jeweiligen Abbildungen angegeben.

höhere OSNR-Werte. Selbst für den B2B-Fall ist ein deutlicher Nachteil durch die Akkumulation der Beeinträchtigungen aus Kapitel 4 erkennbar.

Insbesondere die Quantisierungs- und Tiefpasseffekte von ADC und DAC spielen hier durch ihre Unvollkommenheiten eine große Rolle. Bezogen auf die Messung kann angenommen werden, dass die DAC-Quantisierung in Verbindung mit den Nichtlinearitäten der Glasfaser höher ausfällt als im Datenblatt angegeben. Der Betrieb am Rand der Hardwarespezifikation bei Baudraten von 32 GBd und der starken Tiefpasscharakteristik, bringen die DSP, wie in Abschnitt 6.4.4 gezeigt, an die Grenzen des Machbaren. Gerade der starke Ausgleich durch die Vorentzerrung von den stärker betroffenen hohen Frequenzen in Verbindung mit

der frequenzabhängigen Quantisierungskennlinie des DACs, spielt dabei eine Rolle. Während 16-QAM bzw. [2222] Modulation noch eine relativ langsam zunehmende Steigung aufweist, fällt der Nachteil eines jeden Modulationsformates mit mindestens einer PAM-8-Modulation wesentlich größer aus. Der Nachteil im rOSNR wächst dabei mit der Anzahl der Dimensionen, die eine PAM-8-Modulation verwenden. Die Graphen mit einer Quantisierung von 4,8 Bit, dargestellt durch blaue Dreiecke in Abbildung 6.47 und die Simulationskurven aus Abbildung 6.46, bestätigen diese Schlussfolgerung.

### 6.6 Zusammenfassung

In Kapitel 6 wurde numerisch und experimentell der Einsatz von Flex-PAM als vielversprechender Kandidat für flexible Transceiver in link-adaptiven faseroptischen Systemen evaluiert. Es wurden die in Kapitel 4 betrachteten Beeinträchtigungen in Bezug auf die in Kapitel 5 vorgestellten Aspekte der DSP numerisch im Abschnitt 6.4 untersucht und deren Einfluss auf eine Flex-PAM analysiert.

Die Leistung von Flex-PAM wurde in einer  $5 \times 32$  GBd WDM-Übertragung mit einem 37,5 GHz-Raster über bis zu 580 km getestet, was Datenraten von 113,6 bis 312,2 Gb/s pro Kanal und eine maximal erreichbare Nettobitrate von 1,561 Tb/s ergab.

Während der Implementierungsnachteil für die Flex-PAM-Modulation bis [2222] relativ niedrig war (ca. 1,5 dB), wurde ein steigender Nachteil für Modulationsformate mit PAM-8-Modulation beobachtet. Obwohl die verwendete Hardware ein angegebenes ENOB von 5,2 Bit für den Sender und 5,6 Bit für den Empfänger hatte, ist die Quantisierung ein Problem, da eine vertikale Auflösung innerhalb des Bereichs 5,2 bis 5,6 Bit, einen Anstieg des beobachteten Nachteils für höhere Modulationen zeigt. Die experimentellen Ergebnisse deuten auf einen zusätzlichen Fehlerboden für höhere Modulationsformate hin, der das Ergebnis eines höher als erwarteten Quantisierungsrauschens ist. Dennoch zeigte die Flex-PAM beim Betrieb mit einer einfachen adaptiven DSP in einer experimentellen Umgebung eine hervorragende Flexibilität, die in der Lage ist, eine ganze Bandbreite an Bitraten (128 bis 320 Gbit/s) und Faserlängen bis zu 580 km zu verarbeiten.

# Kapitel 7

## Fazit

In dieser Arbeit wurden Möglichkeiten untersucht, um in kohärenten WDM-Netzen mit dichtem Raster von weniger als 50 GHz, die Datenrate adaptiv zu gestalten. Eine adaptive Datenrate wird angestrebt, um moderne durch Software bestimmte Konzepte (SDN) zu unterstützen. Das Hauptaugenmerk liegt dabei auf der Untersuchung, Optimierung und experimentellen Umsetzung der hybriden Modulation und deren digitalen Signalverarbeitung im Sender wie Empfänger.

Die hybride Modulation bietet neben anderen Konzepten eine zentrale Abstraktionsmöglichkeit, indem die einzelnen Datenströme unabhängig voneinander moduliert werden können. Außerdem zeigt diese Arbeit, dass bereits gängige Konzepte der digitalen Signalverarbeitung auf eine hybride Modulation anwendbar sind. Dazu wurde ein WDM-Szenario mit einem Kanalabstand von 37,5 GHz realisiert und in Simulationen sowie experimentell untersucht.

### 7.1 Zusammenfassung

Kapitel 4 dieser Arbeit untersucht, neben der Realisierung der hybriden Modulation, ein ganzheitliches WDM-Modell analytisch und in Abschnitt 6.4 numerisch. Zudem steht die experimentelle Realisierung eines WDM-Szenarios mit hybrider Modulation im Fokus. Kapitel 5 leuchtet geeignete Signalverarbeitungsalgorithmen zur detaillierten Untersuchung aus und adaptiert sie auf die spezifischen Gegebenheiten einer hybriden Modulation aus Kapitel 6.

Kapitel 4 beschäftigt sich hauptsächlich mit der numerischen Umsetzung eines optischen Kommunikationssystems und dessen beschriebenen Beeinträchtigungen aus Kapitel 3. Hiermit werden bereits etablierte Ansätze aus der Literatur, beispielsweise zur Simulation der

chromatischen Dispersion, der optischen Verstärkung oder digitalen Modulation, auf ein DP-System angepasst.

Realisiert wurde ein numerisches Modell zur Untersuchung von Glasfasern bei Doppelbrechung mit der Umsetzung und Optimierung der Lösung zur Manakov-PMD-Gleichung durch die Split-Step-Methode. Dies gilt ebenso für die Lösung der CNLSE. Die Manakov-PMD-Gleichung erlaubt im Gegenzug zur CNLSE, die Lösung in größeren Schritten und somit eine Optimierung der Rechenzeit von Simulationen für optische Kommunikationssysteme bei ausreichender Genauigkeit. Dabei wird die schnelle Entwicklung der Polarisation des Trägers bei der numerischen Lösung separiert und über einen größeren Schritt entsprechender Beobachtungen gemittelt.

Diese Arbeit führt des Weiteren wichtige Aspekte der digitalen Signalverarbeitung aus. Indem die Algorithmen EF, GSOP, EEM, BME, EASI und CA für eine hybride Modulation angepasst und untersucht wurden. Im Rahmen der Entzerrung wurde für den Sender eine Vorverzerrung durch Kanalschätzung mithilfe von OFDM implementiert. Für den Empfänger wurden adaptive Schmetterlingsentzerrer nach LMS und CMA implementiert, erweitert und untersucht. Es wurden Entzerrerstrukturen bei nicht-ganzzahliger Überabtastung implementiert und mit den Ergebnissen aus [179] verglichen. Auch die für ein kohärentes System wichtige Trägerrückgewinnung wird betrachtet und umgesetzt.

Neben den beschriebenen Untersuchungen dieser Arbeit wurde ebenso der Einfluss weiterer Stetigkeiten untersucht. So wurde der Einfluss von Rauschen, Modulator Kennlinien eines IQ-Modulators (MZM), zeitlicher Schräglagen zwischen den Modulationsdimensionen und von IQ-Ungleichgewichten in Zusammenhang zur hybriden Modulation gestellt. Zur Abmilderung von IQ-Ungleichgewichten vergleicht die Arbeit relevante Algorithmen und untersucht diese qualitativ. Der BME-Algorithmus stach mit der besten Performanz über alle Modulationen heraus und erfuhr einer detaillierten Beleuchtung.

## 7.2 Schlussfolgerung

Ein ganzheitliches WDM-Szenario mit allen relevanten Beeinträchtigungen und nötiger digitaler Signalverarbeitung wurde analytisch hergeleitet und numerisch aufgearbeitet. Die hybride Modulation wurde erstmals mit Datenraten bis zu 312,2 Gbit/s pro Kanal in einem Fünf-Kanal-WDM-Szenario in Simulation evaluiert und im Experiment validiert. Sie erreicht dadurch eine maximale spektrale Effizienz von 6,8 Bit/s/Hz. Schwerpunktmäßig konnte der

Zusammenhang von kritischen Beeinträchtigungen, wie der Senderquantisierung bei hochwertigen Modulationsformaten in Verbindung mit genutzter DSP und Nichtlinearitäten beleuchtet und detailliert analysiert werden.

Es hat sich gezeigt, dass der Einfluss von Nichtlinearitäten während der Übertragung über eine SSMF durch geschickte Wahl der Leistungsverteilung anhand von Operationsstrategien (Abschnitt 6.2.1) auf die modulierten Dimensionen minimiert werden kann. Die These hat sich sowohl im Experiment wie in Simulationen bestätigt. Gerade bei hochwertigen Modulationsformaten zeigt sich während der Untersuchung des Einflusses von Nichtlinearitäten die erhebliche Störung durch Quantisierung. Es stellten sich Degradationen von bis zu 11 dB im benötigten OSNR bei einem ENOB von 5 Bit bei Modulationen ab [2333] heraus. Dies sorgt bei der Betrachtung der maximalen Streckenlänge dafür, dass selbst bei Verwendung einer SD-FEC eine Übertragung von 256 Gbit Bruttokanalrate und eine Modulation von [2223] nicht mehr zu realisieren ist. Es wurde der Einfluss von Quantisierung am Sender als auch Empfänger dediziert untersucht und in einen qualitativen Zusammenhang gebracht. Der Einfluss auf die Übertragungsqualität wurde quantitativ durch numerische Simulation ermittelt. Es zeigt sich, dass der Einfluss von Senderquantisierung eine deutliche Degradation aufweist.

Diese Arbeit zeigt eine Methode zur Ermittlung einer Vorverzerrung in Abschnitt 6.4.6 auf und setzt sie erfolgreich zur Migration von statischen Tiefpasseffekten in bandbegrenzten Systemen bei hohen Baudraten ein. Es konnte ein Zusammenhang zwischen durchgeführter Vorverzerrung und Einfluss von Quantisierung am Sender hergestellt werden. Der Einfluss von Quantisierung auf die Performanz einer Vorverzerrung zeigte sich als kritisch und schlägt sich in einen Fehlerboden nahe der FEC-Grenzen bei höherstufigen Modulationen ab [2222] aus. Dieser Fehlerboden verstärkte sich zudem durch den Einfluss der Nichtlinearitäten in der Simulation und im Experiment.

## 7.3 Ausblick

Diese Arbeit führte die hybride Modulation erstmals in einer experimentellen WDM-Untersuchung durch. Sie stellt sich als vielversprechender Variante für flexible Transceiver in link-adaptiven Systemen dar. Wie sich abzeichnete, gestaltete sich die Realisierung von hybrider Modulation bei höheren Modulationsordnungen in Verbindung mit Nichtlinearitäten und Quantisierung in einem dichten WDM-Szenario als kompliziert. Um hybride Modulation bei hohen Datenraten in Gänze umsetzen zu können, bedarf es einer Weiterentwicklung der

elektrischen Komponenten wie DAC und ADC. Des Weiteren spielt die frequenzabhängige Quantisierung von Hardware, wie ein DAC beim Betrieb hoher Baudraten von 25 GBaud und mehr, am Limit der Tiefpassbegrenzung eine Rolle. In Bezug auf die Leistungsfähigkeit von DSP und deren Auswirkung bedarf es einer detaillierten Untersuchung.

Dennoch erweist Flex-PAM mit einer einfachen adaptiven DSP in einer experimentellen Umgebung eine hervorragende Flexibilität, die in der Lage ist, eine bemerkenswerte Bandbreite an Bitraten (128 bis 320 Gbit/s) und Faserlängen mit einer BER unterhalb der FEC-Grenzen zu verarbeiten. In Zukunft müssen weitere Untersuchungen bei Echtzeitverarbeitung durchgeführt werden, um eine Abschätzung über Komplexität und Realisierbarkeit einer DSP beurteilen zu können.

Für Netze der nächsten Generation mit link-adaptiven Transceivern muss Flex-PAM direkt mit anderen Ansätzen und deren Echtzeitverhalten verglichen werden. Das Verfahren der probabilistischen Formgebung (Abschnitt 2.9.2) ist mit der adaptiven Anpassung der Wahrscheinlichkeiten zum Auftreten bestimmter Konstellationssymbole ein guter Anwärter. Ob eine einfache Standard-DSP den Nachteil der diskreten Flexibilität von Flex-PAM entschuldigt und inwiefern dies in einem Echtzeitdemonstrator umgesetzt werden kann, ist für die eingesetzte Technik in der nächsten Generation von Transceivern in nicht-starren Netzen (SDN) entscheidend.

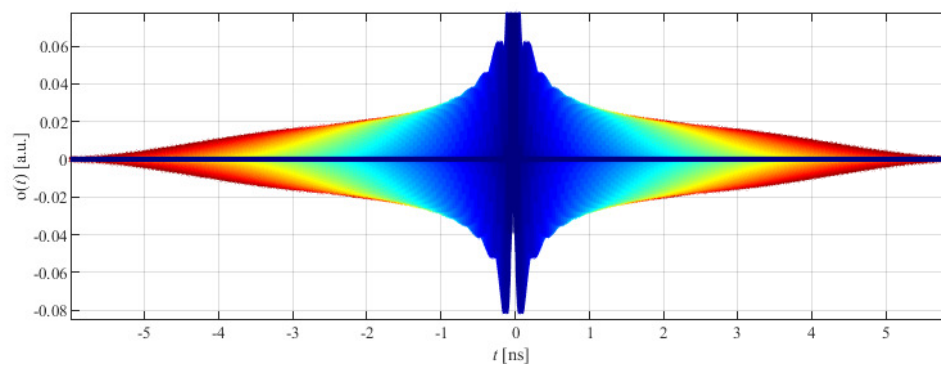
Im Hinblick auf zukünftige durch Software bestimmte Netzwerkstrukturen bietet die hybride Modulation eine einfach umzusetzende gute Alternative zur Anpassung der Datenrate an einen gegebenen Kanal durch die Übertragungslänge und das OSNR. Während andere Methoden wie TDHM oder die probabilistische Formgebung durch komplexere DSP- und FEC-Ansätze herausstechen, arbeitet die hybride Modulation, wie in dieser Arbeit gezeigt, weitestgehend mit etablierten Ansätzen digitaler Signalverarbeitung. Adaptionsansätze mit konstantem Modulationsformat sind durch das verwendete Modulationsformat und der Baudrate begrenzt, während die hybride Modulation beliebig skaliert. Das Festlegen eines Modulationsformates schafft implizit eine harte Anforderung an die verwendete Hardware und wird durch die obere mögliche Datenrate bestimmt. So ist beispielsweise der Einfluss von Nichtlinearitäten und der Quantisierung bei anderen Ansätzen implizit durch das Modulationsformat bestimmt und bleibt unabhängig der Datenrate konstant. Bei der hybriden Modulation skaliert, wie im Rahmen dieser Arbeit gezeigt, der Einfluss mit Erhöhung der Datenrate. Dafür hat die hybride Modulation den Nachteil der im Vergleich groben Schrittweite an Adaptivität und den Nachteil unsymmetrischer Modulation.



# Anhang A

## Anhang zur optischen Theorie

### Ergänzende Tabellen und Abbildung



**Abbildung A.1:** Realteil hervorgerufener Pulsverbreiterung durch CD ( $D_{CD} = 17$  ps/nm/km) von 0 bis 1000 km. Blau entspricht dabei 0 km und rot einer Übertragung über 1000 km SSMF (äquivalent zu Abbildung 4.1)





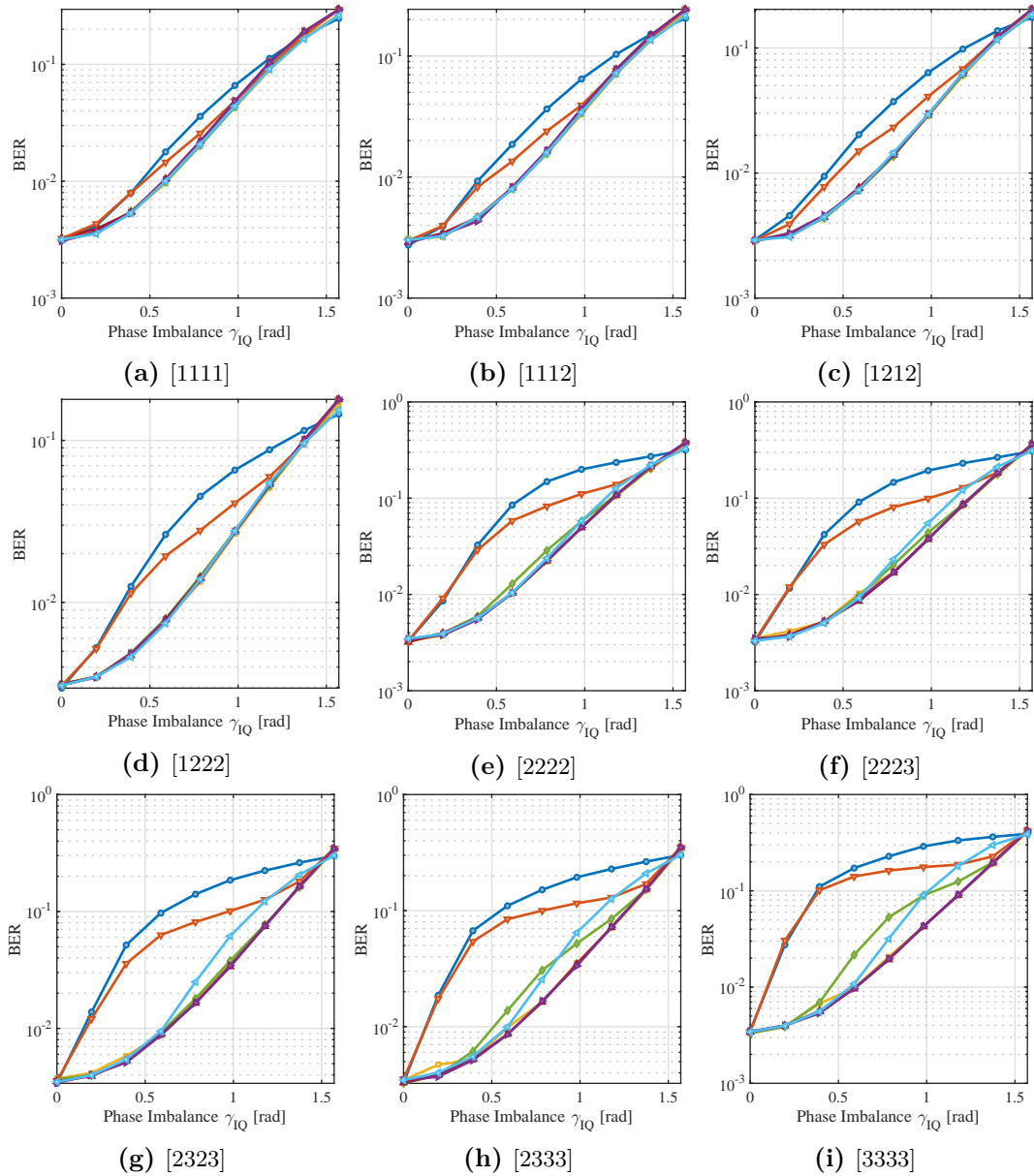
# Anhang B

## Anhang zur hybriden Modulation

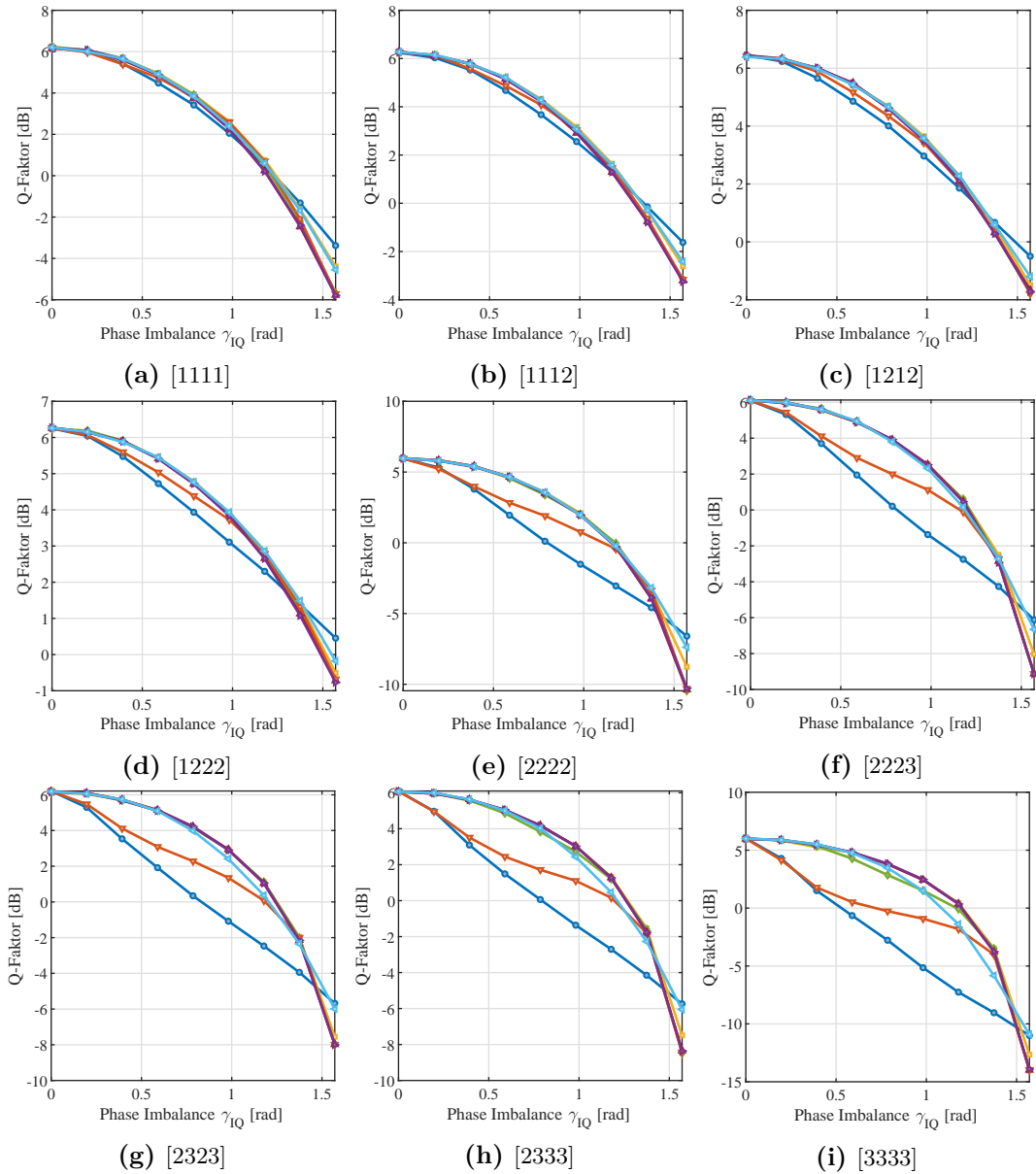
### Ergänzende Tabellen und Abbildung

$N_{\text{FP}}$		Minimale BER	Gleiche BER	Gleiche Distanz	Konst. Leistung
[1111]	PR <sub>FP</sub>	0	0	0	0
	rSNR SD-FEC	6,241	6,241	6,241	6,241
	rSNR HD-FEC	8,518	8,518	8,518	8,518
[1112]	PR <sub>FP</sub>	4,87	6,46	7	0
	rSNR SD-FEC	8,749	8,928	9,064	10,54
	rSNR HD-FEC	11,21	11,29	11,41	13,97
[1212]	PR <sub>FP</sub>	5	6,46	7	0
	rSNR SD-FEC	10,45	10,58	10,68	11,85
	rSNR HD-FEC	12,94	12,99	13,09	14,68
[1222]	PR <sub>FP</sub>	5,09	6,46	7	0
	rSNR SD-FEC	11,71	11,77	11,82	12,39
	rSNR HD-FEC	14,2	14,22	14,27	15,01
[2222]	PR <sub>FP</sub>	0	0	0	0
	rSNR SD-FEC	12,7	12,7	12,7	12,7
	rSNR HD-FEC	15,18	15,18	15,18	15,18
[2223]	PR <sub>FP</sub>	3,9	5,72	6,23	0
	rSNR SD-FEC	14,71	14,96	15,1	15,6
	rSNR HD-FEC	17,41	17,51	17,64	19,51
[2323]	PR <sub>FP</sub>	4,04	5,72	6,23	0
	rSNR SD-FEC	16,24	16,44	16,56	17,2
	rSNR HD-FEC	18,97	19,05	19,16	20,43
[2333]	PR <sub>FP</sub>	3,9	5,72	6,23	0
	rSNR SD-FEC	17,44	17,54	17,61	17,97
	rSNR HD-FEC	20,16	20,2	20,26	20,86
[3333]	PR <sub>FP</sub>	0	0	0	0
	rSNR SD-FEC	18,41	18,41	18,41	18,41
	rSNR HD-FEC	21,12	21,12	21,12	21,12

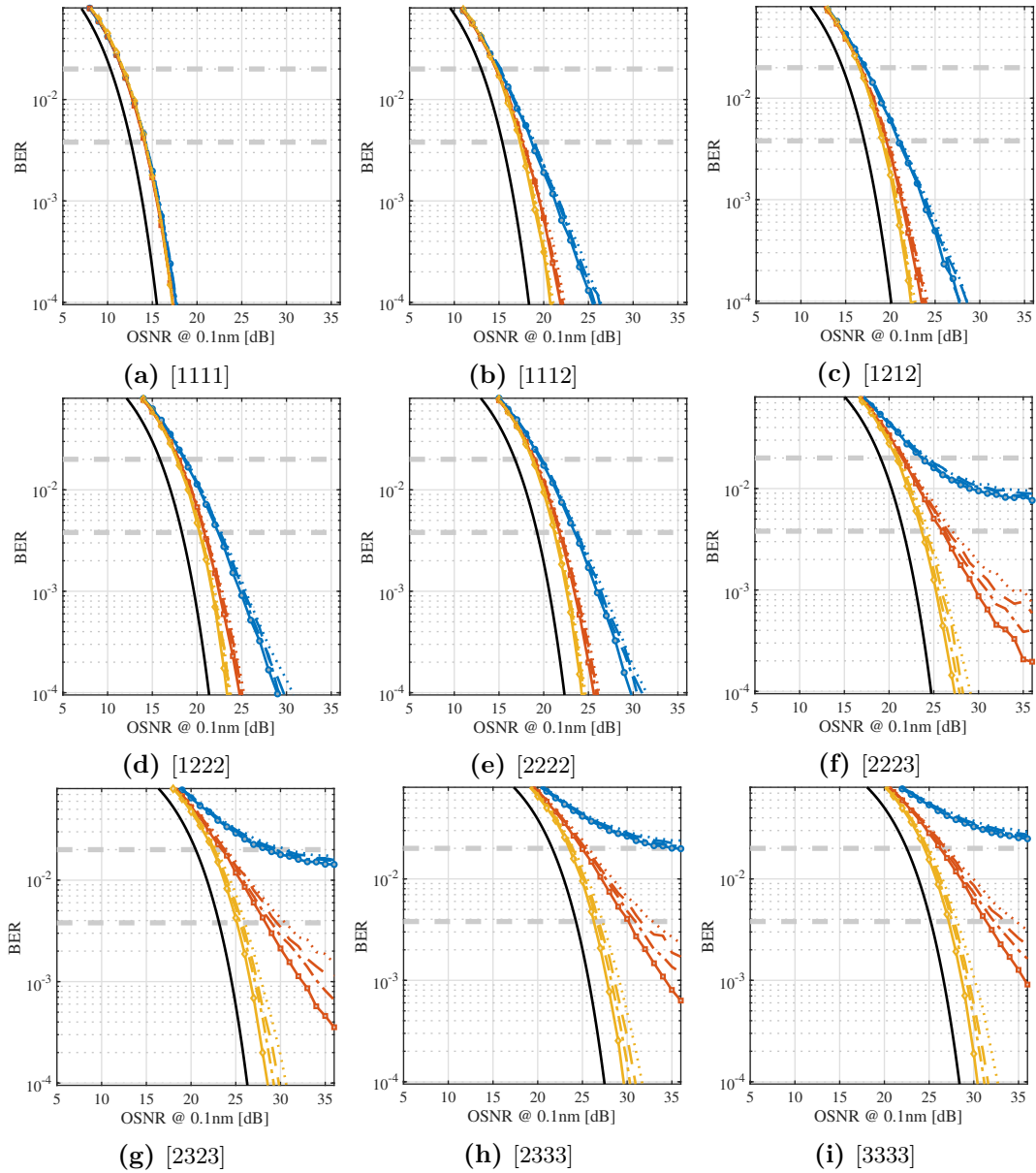
**Tabelle B.1:** Leistungsformate für alle Flex-PAM Formate bis einschl.  $N_{\text{FP}}=[3333]$ .



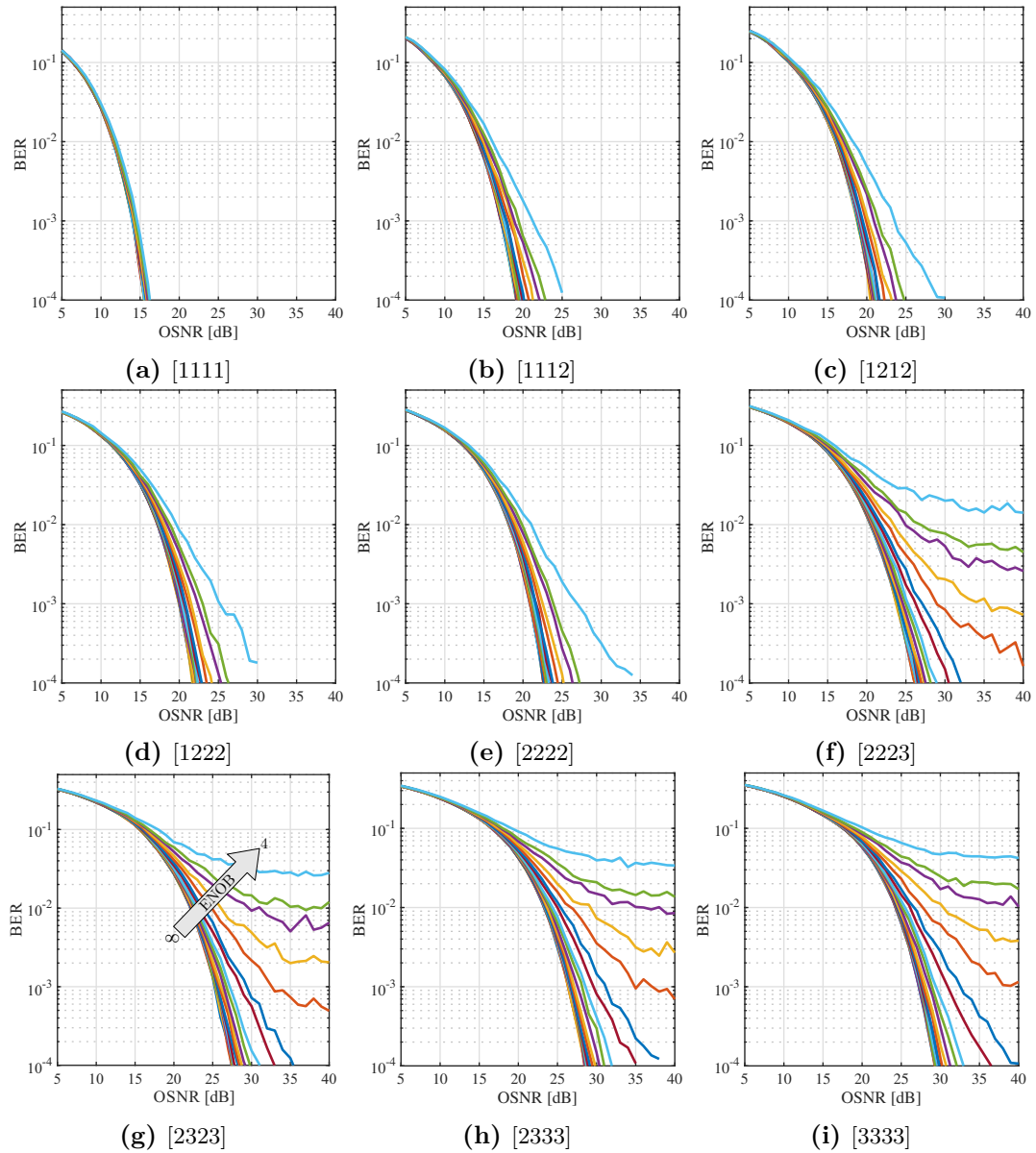
**Abbildung B.1:** BER nach Evaluation mit dem Aufbau aus Abbildung 6.19 für eine HD-FEC beim rOSNR aus Tabelle B.1 der Algorithmen: BME (lila Dreieck), EEM (rotes Dreieck), EASI (oranges Dreieck), GSOP (grüner Rhombus), EF (gelbes Rechteck), CA (hellblaues Dreieck) und keine Kompensation als dunkelblauer Kreis zur Referenz.



**Abbildung B.2:** Q-Faktor nach Evaluation mit dem Aufbau aus Abbildung 6.19 für eine SD-FEC beim rOSNR aus Tabelle B.1 der Algorithmen: BME (lila Dreieck), EEM (rotes Dreieck), EASI (oranges Dreieck), GSOP (grüner Rhombus), EF (gelbes Rechteck), CA (hellblaues Dreieck) und keine Kompensation als dunkelblauer Kreis zur Referenz.

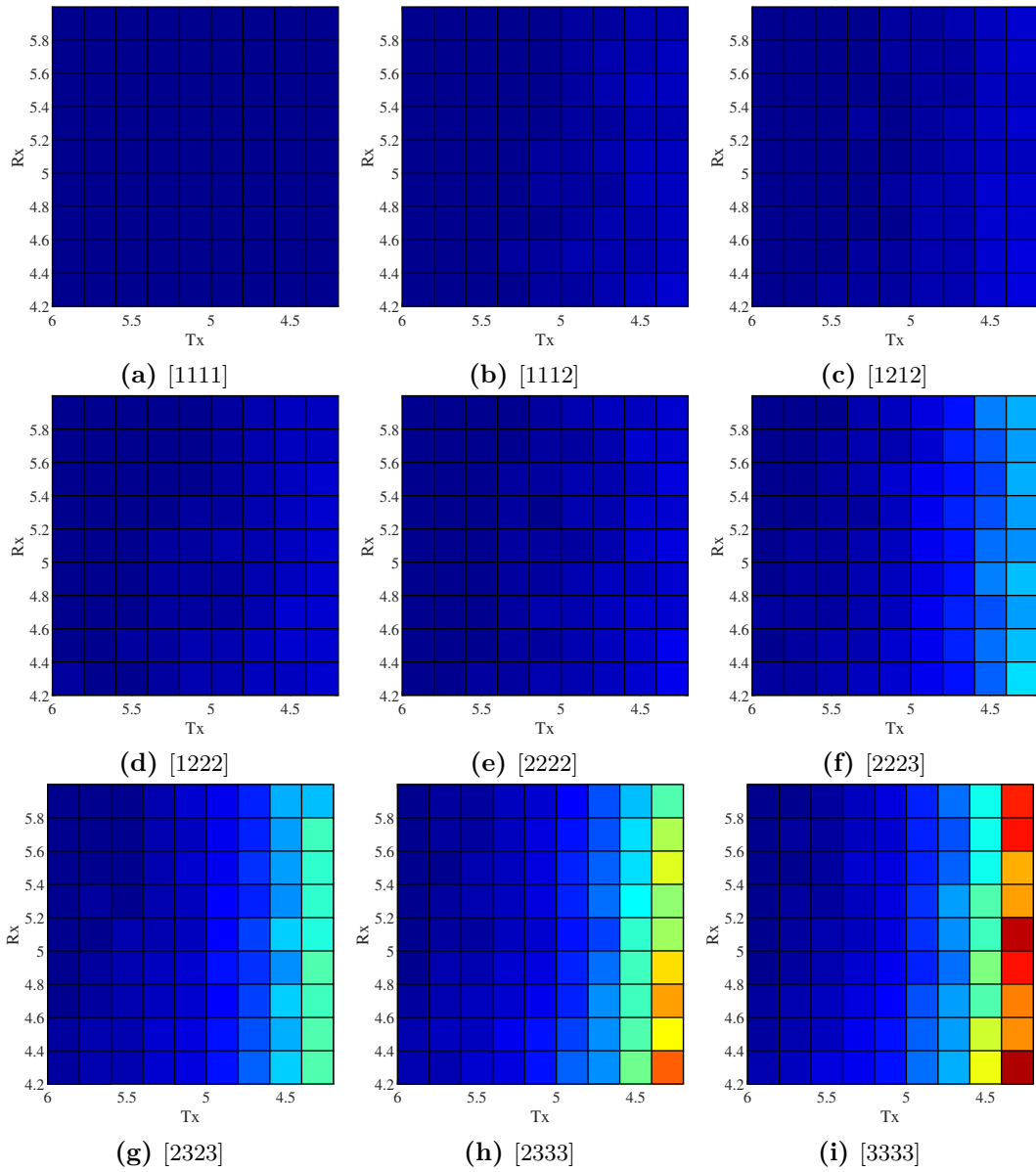


**Abbildung B.3:** BER nach Evaluation mit dem Aufbau aus Abbildung 6.24: Mit  $N_e = 5$  in blauen Kreisen,  $N_e = 7$  in orangenen Quadraten und  $N_e = 13$  in gelben Rhomben aus Abbildung 6.23 und eine durch Quantisierung (ENOB=e) verzerrte Simulation. Es ist eine Entzerrung mit  $N_e = 5$ ,  $N_e = 7$  und  $N_e = 13$  dargestellt. Der Einfluss von Quantisierung wird des Weiteren durch unterschiedliche Linienarten abgebildet. Die durchgezogene Linie beschreibt weiterhin einen ENOB von unendlich (kein Quantisierungsrauschen). Die unterbrochen, gepunktete Linie steht für ein Quantisierungsrauschen mit einem ENOB = 6. Die unterbrochene Linie beschreibt ein Quantisierungsrauschen von ENOB = 5 und die gepunktete Linie steht für ein Quantisierungsrauschen mit ENOB = 4.

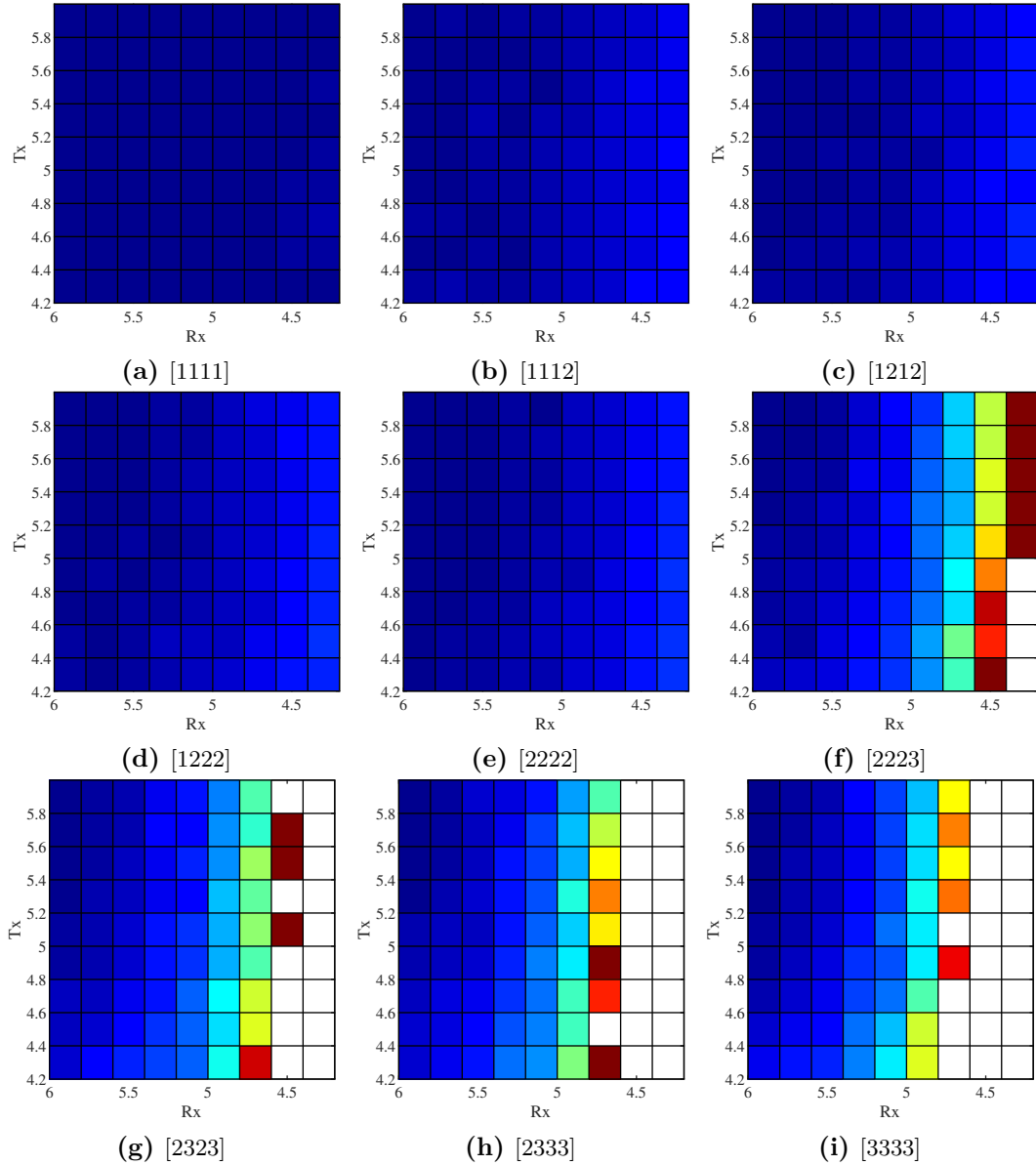


**Abbildung B.4:** BER Wasserfallkurven zur Ermittlung des Unterschied des benötigten OSNRs ( $\Delta r\text{OSNR}$ ) bei gleicher Quantisierung im Sender und Empfänger für hybride Modulation (Abbildung 6.26 und 6.27). Das ENOB wurde dabei entsprechend dem Pfeil in Abbildung (g) zwischen 8 und 4 variiert.

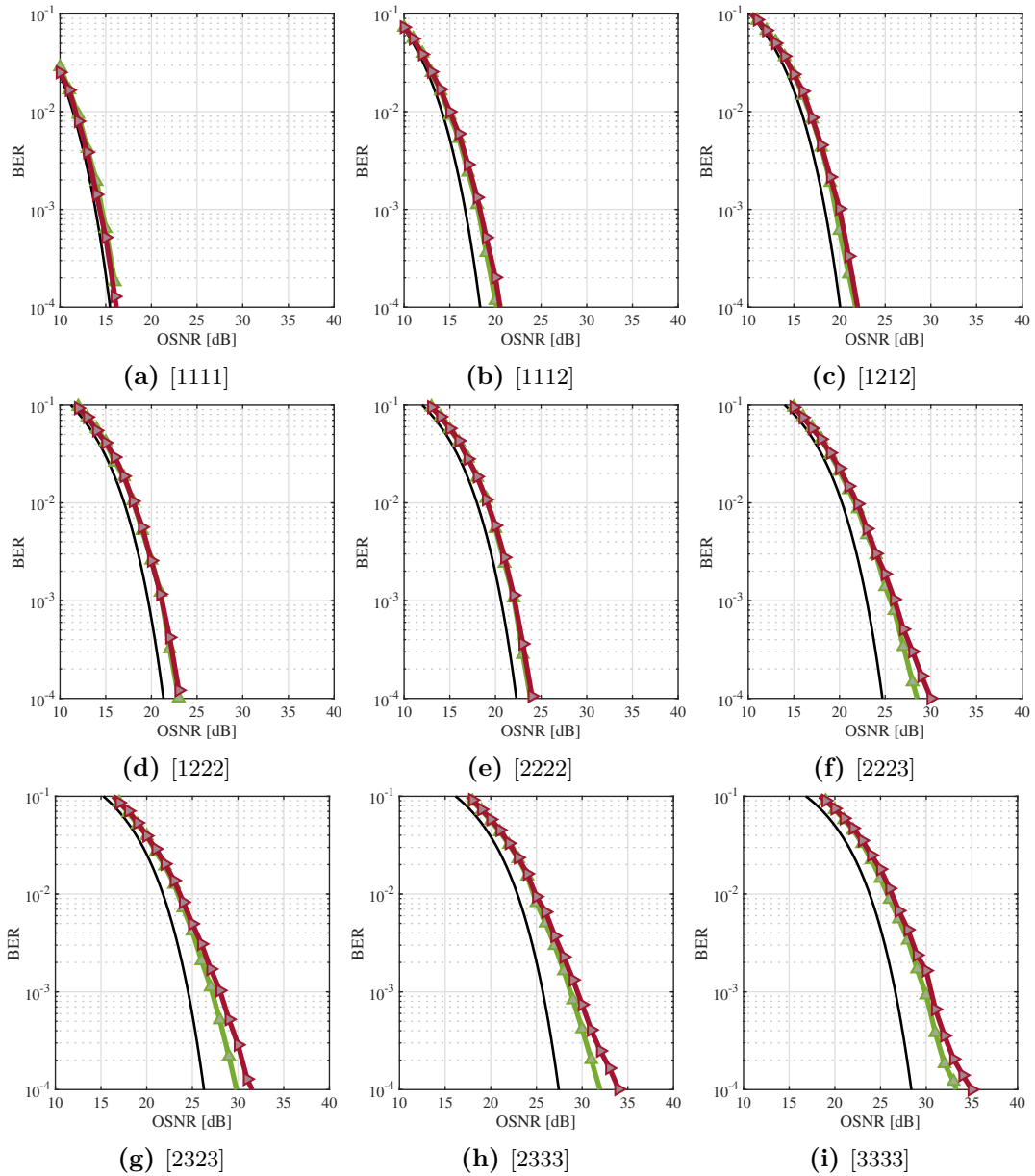




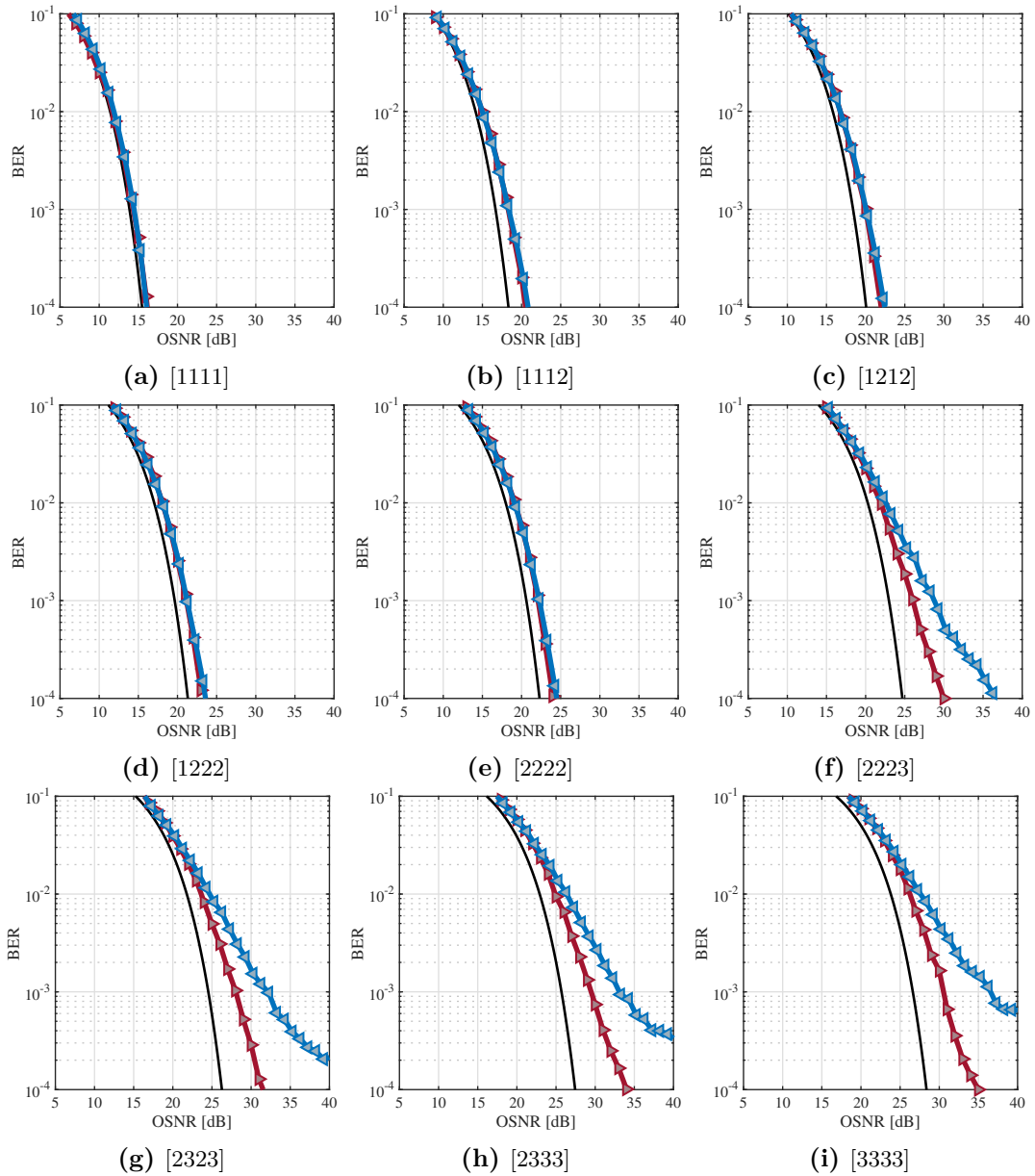
**Abbildung B.5:** Unterschied des benötigten OSNRs ( $\Delta r\text{OSNR}$ ) für eine HD-FEC mit einer BER von  $3,8 \cdot 10^{-3}$  bei unterschiedlicher Quantisierung in Sender und Empfänger für eine hybride Modulation. Der Unterschied im rOSNR bewegt sich zwischen 0 und 12 dB entsprechend der Verteilung aus Abbildung 6.28



**Abbildung B.6:** Unterschied des benötigten OSNRs ( $\Delta r\text{OSNR}$ ) für eine SD-FEC mit einer BER von  $2,2 \cdot 10^{-2}$  bei unterschiedlicher Quantisierung in Sender und Empfänger für eine hybride Modulation. Der Unterschied im rOSNR bewegt sich zwischen 0 und 12 dB entsprechend der Verteilung aus Abbildung 6.28



**Abbildung B.7:** BER nach Evaluation mit dem Aufbau aus Abbildung 6.29 zur Ermittlung des Einflusses nicht perfekter optischer Modulation durch einen MZM (rot) im Vergleich zu perfekter Modulation (lineare Kennlinie, grün)



**Abbildung B.8:** BER nach Evaluation mit dem Aufbau aus Abbildung 6.35 zur Ermittlung des Einflusses bei zeitlicher Schräglage im Sender inklusive einem Versatz von 2 ps (blau) und ohne (rot) entsprechend Abbildung 6.37

# Anhang C

## Eingesetzte Laborgeräte

Die Liste enthält die in dieser Arbeit eingesetzten Laborgeräte.

### **Elektrisch**

#### *Signalgeneratoren:*

Tektronix AWG70001, Tektronix AWG7102, Tektronix AWG7122B,  
Tektronix AWG7122C

#### *Elektrische Verstärker:*

SHF 870, SHF 100CP, SHF 107CP, SHF 824, SHF 810, SHF 804, SHF 806

#### *Tiefpassfilter:*

Gaußfilter 7,46 GHz von Picosencond Pulse Lab, Chebychev 6 GHz (WLKS6000-5SS) von  
Wainwright Instruments GmbH,

#### *RF-Modulator:*

Marki IQB0618LK

#### *LO-Elektrisch:*

Hittite (heute Analog Devices, Inc.) HMC-T2100, Anritsu 68047B

### **E/O- und O/E-Wandler**

#### *Optische Modulatoren:*

MZM Avanex (heute Lumentum) SD-20, MZM Avanex (heute Lumentum) SD-40, MZM  
UTP S0150-002023, Oclaro (heute Lumentum) 100G DP-IQ-MOD 6M100300, Tektronix

#### *Photodioden:*

New Focus 1544, Lab Buddy DSC-R401HG von Discovery Semiconductors

## Anhang C Eingesetzte Laborgeräte

---

### *Kohärenter Empfänger:*

U2T (heute Finisar) CPRV1010A

### *OSA:*

Advantest Q8384

## **Messgeräte**

### *Inline-Leistungsmessung mit variablen Dämpfungsglied:*

Eigenlight Cooperation (heute NeoPhotonics Corporation) Eigenlight M420, Optisches-Leistungsmessgerät EXFO OQ-203-11

### *Echtzeitoszilloskope:*

Tektronix DP070000S, Tektronix DPO 72004, LeCroy SDA830Zi

## **Komponenten**

### *Laser:*

Multiport tunable Laser Source (N7714A) von Agilent Technologies (heute Keysight) Tunable Narrow Linewidth Laser (TNL-CBV-1U) von Teraxion

### *Optische Filter:*

YenistaOptics XTA-50, Nettek XTRACT, Finisar Waveshaper 400S

### *Optische Verstärker:*

EDFA Nettek, EDFA Keopsis KPS-BT2-C-PB-FA, EDFA HHI MGM FL-1AEC28

### *Diverse optische Komponenten:*

3db, 10dB, 1:4 Koppler von Diamond,  
Polarisationssteller von Fiber Control Industrie,  
Zirkulator (GPC-CIR-P-15-FCA-90-SS) von General Photonics

# Anhang D

## Glossar

Jedes Akronym wird, wenn es zum ersten Mal erscheint, vollständig definiert, so dass der Leser nicht den gesamten Text durchsuchen muss, um seine Bedeutung zu finden. An wichtigen Stellen wird ggfs. die Definition wiederholt, um einzelne Kapitel verständlich zu halten. Als eine weitere Hilfe, sollen hier alle Symbole wie Akronyme in alphabetischer Reihenfolge aufgelistet werden. Zudem werden besondere Akronyme und weitere wichtige Schlagworte in einem Index mit entsprechender Verknüpfung der beinhaltenden Seiten aufgelistet.

### Akronyme

ABC	automatische Vorspannungssteuerung (engl. Automatic Bias Control).
ADC	Analog-Digital-Wandler (engl. Analog to Digital Converter).
AOM	Akustisch-Optischer Modulator (engl.: Acoustic-Optical-Modulator).
APD	Lawinenphotodiode (engl. Avalanche Photodiode).
API	Programmierschnittstelle (engl. Application Programming Interface).
ASE	verstärkte spontane Emission (engl. Amplified Spontaneous Emission).
ASK	Amplitudenumtastung (engl. Amplitude-Shift Keying).
ASTN	automatisch schaltendes Transportnetz.
AWG	Arbiträr-Signalgeneratoren (engl.: Arbitrary Waveform Generator).
AWGN	additives weißes Gauß'sches Rauschen.
B2B	Direktverbindung (engl.: Back-to-Back).
BEP	Bitfehlerwahrscheinlichkeit (engl. Bit Error Probability).
BER	Bitfehlerverhältnis (engl.: Bit Error Ratio).
BGE	Bandlückenenergie (engl. Band Gap Energy).

## Akronyme

---

Bit	Binärziffer (engl. Binary Digit).
BME	Blind-Moment-Estimation.
BP	Bandpass.
BPS	Blind-Phase-Search.
BpS	Bits pro Symbol (engl. Bits per Symbol).
BPSK	Binäre Phasenumtastung (engl.: Binary Phase Shift Keying).
CA	Cyclostationary-Approach.
CB	Leitungsband (engl. Conduction Band).
CD	chromatische Dispersion.
CFR	Trägerfrequenzrückgewinnung (engl.: Carrier Frequency Recovery).
CMA	Constant-Modulus-Algorithm.
CNLSE	gekoppelte nichtlineare Schrödingergleichung.
CPR	Trägerphasenrückgewinnung (engl.: Carrier Phase Recovery).
CR	Trägerrückgewinnung (engl.: Carrier Recovery).
CW	kontinuierliche Welle (engl.: Continuous Wave).
DAC	Digital-Analog-Umsetzer (engl.: Digital to Analog Converter).
DC	Gleichstrom (engl. Direct Current).
DCF	dispersionkompensierende Glasfaser.
DCO	digital kontrollierten Oszillator (engl. Digitally Controlled Oscillator).
DD	entscheidungsbasiert (engl.: Decision-Directed).
DDC	digitale Dispersionskompensation.
DEMUX	entbündelt (engl. Demultiplexed).
DFBL	Laser mit verteilter Rückkopplung (engl. Distributed Feed Back Laser).
DFE	Entzerrer mit Entscheidungsrückkopplung.
DFT	Diskrete Fourier-Transformation.
DGD	Differentielle Lufzeitverzögerung (engl.: Differential Group Delay).
DP	zwei Polarisationen (engl. Dual Polarization).
DSP	digitale Signalverarbeitung (engl.: Digital Signal Processing).
E/O-MOD	elektro-optische Modulation (engl.: Electro-Optical Modulation).
EASI	Equivariant-Adaptive-Separation-via-Independence.
ECL	Laser mit externem Resonator (engl. External Cavity Laser).
EDFA	erbiumdotierter Faserverstärker (engl.: Erbium Doped Fiber Amplifier).
EEM	Eigenvalues-and-Eigenvectors-Method.



EF	Ellipse-Fitting.
ENOB	Effektive Anzahl an Bits (engl.: Effective Number of Bits).
EVM	Betragsfehlervektor (engl.: Error Vector Magnitude).
FDM	Frequenzmultiplexverfahren (engl.: Frequency Division Multiplexing).
FEC	Vorwärtsfehlerkorrektur (engl.: Forward Error Correction).
FFE	vorwärtsgerichteter Vorentzerrer (engl.: Feed-Forward Equalizer).
FFT	schnelle Fourier-Transformation (engl.: Fast Fourier Transformation).
FIR	endliche Impulsantwort (engl.: Finite Impulse Response).
Flex-PAM	flexible hybride Modulation (engl. Flexible Hybrid Modulation).
FOM	Gütezahl (engl. Figure of Merit).
FRA	Faser-Ramanverstärker (engl. Fiber Raman Amplifier).
FWM	Vierwellenmischung (engl. Four-Wave Mixing).
GSOP	Gram-Schmidt-Orthogonalization-Procedure.
HD-FEC	Hard-Decision-FEC.
HDR	hoher Dynamikumfang (engl.: High Dynamic Range).
IFFT	inverse schnelle Fourier-Transformation.
IIR	unendliche Impulsantwort (engl.: Infinite Impulse Response).
IoT	Internet der Dinge (engl.: Internet-of-Things).
IQ-Modulator	Inphase- und Quadraturmodulator.
IRR	Image-Rejection-Ratio.
ISI	Intersymbolinterferenzen.
ISP	Internetanbieter (engl.: Internet Service Provider).
Laser	Lichtverstärkung durch angeregte Emission von Strahlung.
LDPC	Low-Density Parity-Check.
LED	Leuchtdiode (engl. Light-Emitting Diode).
LMS	kleinster quadratischer Mittelwert (engl.: Least Mean Square).
LO	Lokaloszillator.
LUT	Nachschlagtabelle (engl.: Look-Up-Table).
MCMA	Modified Constant Modulus Algorithm.
MMSE	minimaler durchschnittlicher quadrierter Fehler.

## Akronyme

---

MUX	gebündelt (engl. Multiplexed).
MZI	Mach-Zehnder-Interferometer.
MZM	Mach-Zehnder-Modulator.
NF	Rauschzahl (engl. Noise Figure).
NLSE	nichtlineare Schrödingergleichung.
NRZ	Non-Return-to-Zero.
OFDM	orthogonales Frequenzmultiplexverfahren.
OSA	optischer Spektrum-Analysator.
OSI-Modell	Open-Systems-Interconnection-Modell.
OSNR	optisches Signal-zu-Rauschverhältnis.
PAM	Pulsamplitudenmodulation.
PD	Photodetektor (engl. Photo Detector).
PDL	Polarisationsabhängiger Verlust (engl. Polarization-dependent Loss).
PDM	Polarisationsmultiplex (engl. Polarization Division Multiplexing).
PI-Filter	Filter mit Proportional- und Integralterm.
PLL	Phasenregelschleife (engl. Phase-locked Loop).
PM	Leistungsmesser (engl. Power Monitor).
PMD	Polarisationsmodendispersion.
PN	Phasenrauschen (engl.: Phase Noise).
PON	passives optisches Netz.
PR	Leistungsverhältnis (engl.: Power Ratio).
PRBS	pseudozufällige Bitsequenz (engl.: Pseudo Random Bitsequence).
PRMS	pseudozufällige mehrstufige Bitsequenz.
PS	Probabilistische Formgebung (engl. Probabilistic Shaping).
PSD	Leistungsdichtespektrum (engl. Power Spectrum Density).
PSK	Phasenumtastung (engl. Phase-Shift Keying).
QAM	Quadraturamplitudenmodulation.
QoS	Dienstgüte (engl.: Quality of Service).
QPSK	Vierphasenumtastung (engl.: Quadrature Phase Shift Keying).
RC	hochgestellter Kosinus (engl. Raised-Cosine).
RIN	relatives Intensitätsrauschen (engl.: Relative Intensity Noise).

---

RMS	Effektivwert (engl.: Root Mean Square).
ROADM	re-konfigurierbarer optischer Add-Drop-Multiplexer.
rOSNR	benötigtes OSNR (engl. Required OSNR).
RRC	Wurzel des hochgestellten Kosinus (engl. Root Raised-Cosine).
RS	Reed-Solomon-Code.
rSNR	benötigtes SNR (engl. Required SNR).
RSS	Wurzel-Summe-Quadrat (engl. Root Sum Squared).
Rx	Empfänger (engl.: Receiver).
SBS	stimulierte Brillouinstreuung (engl. Stimulated Brillouin Scattering).
SCA	Ansatz geteilter Kanäle (engl. Seperated Channel Approach).
SD-FEC	Soft-Decision-FEC.
SDN	Software bestimmte Netze (engl.: Software-defined Networks).
SE	spektrale Effizienz (engl.: Spectral Efficiency).
SINAD	Verhältnis von Signal zu Rausch- und Verzerrungseffekte.
SINC	Kardinalsinus (engl. Sinus Cardinalis).
SMF	Einmodenfaser (engl.: Single Mode Faser).
SNR	Signal-Rauschverhältnis (engl.: Signal-to-Noise Ratio).
SOVA	Viterbi Algorithmus mit weichem Ausgang.
SPM	Selbstphasenmodulation (engl.: Self-Phase Modulation).
SRS	stimulierte Ramanstreuung (engl. Stimulated Raman Scattering).
SSD	Halbleiterlaufwerk (engl.: Solid-State-Drive).
SSMF	Standard-Einmodenfaser (engl.: Standard Single Mode Fiber).
TDHM	hybride Modulation im Zeitbereich.
TDM	Zeitmultiplexverfahren (engl.: Time Division Multiplexing).
THP	Tomlinson-Harashima Vorkodierung.
TP	Tiefpass.
TS	Trainingssequenz.
TV	Fernsehen (engl.: Television).
Tx	Sender (engl.: Transmitter).
VB	Valenzband (engl. Valence Band).
VOA	variables optisches Dämpfungsglied (engl.: Variable Optical Attenuator).
VOD	Video-on-Demand.
VSS	variable Schrittweite (engl. Variable Stepsize).

## Akronyme

---

WDM	Wellenlängenmultiplex (engl.: Wavelength Division Multiplexing).
WP	Verzögerungsplatten (engl.: Waveplates).
WSC	wellenlängenselektiver Koppler (engl. Wavelength Selective Coupler).
WWW	weltweites Netz (engl.: World Wide Web).
XPM	Kreuzphasenmodulation (engl.: Cross-Phase Modulation).

# Anhang E

## Stichwortverzeichnis

### Zahlen

1550 nm 31, 34  
3 dB-Grenzfrequenz 54  
90° – *Hybrid* 28, 63, 64

### A

Absperrwellenlänge 61  
Abtastfaktor 17, 123  
Abtast-Halte 14, 53, 85, 86  
Abtasttheorem 18  
Abtastung 16  
Akustisch-Optische Modulator 70  
Aliasing 15, 54, 138  
Amplituden-Mismatch 96  
Amplitudenmodulation 50  
Analog-Digital-Wandler 54  
Analogisierung 85  
Ansprechvermögen 61  
asymmetrische Pilotton-Verfahren 52  
AWGN 18, 19, 21–23, 87, 89, 92–95, 130,  
132, 133, 135, 141, 144, 170, 171,  
191, 203

### B

Bandbreite 28  
Bandpassübertragung 47  
Bessel-Filter 55  
Bit 7, 8, 11, 19, 20, 25, 28, 53, 66, 85, 91,  
92, 96, 130, 134, 152, 154, 157, 172,  
192  
Blind Moment Estimation 100  
Blind-Phase-Search 119–121  
Brillouin-Streuung 41  
Brillouin-Verstärkung 41  
Butterworth-Filter 55

### C

Chromatische Dispersion 32, 74  
CMA 113–116, 140, 174, 192, 204, 206  
Coarse-Step-Methode 44, 45  
Constant Modulus Algorithm 113  
Cyclostationary Approach 101

### D

DAC 53

---

Dämpfung 30  
Dämpfungsglied 30  
DC-Blocker 54  
Detektion 60, 62  
digital kontrollierter Oszillator 122  
Digital-Analog-Wandler 53  
digitale Filter 56  
digitale Modulation 11  
Digitale Signalverarbeitung 3, 99  
Digitalisierung 85  
Dispersion 32, 37  
Doppelbrechung 34, 35, 42, 46, 174  
DSP 3, 5, 16, 19, 25, 26, 63, 65, 73, 99, 100,  
102, 103, 106, 110, 112, 117, 118,  
121–123, 125, 128, 138–142, 144,  
146, 161–163, 165–169, 171, 172,  
175, 176, 192, 205, 210

## E

effektive Faserlänge 39  
Eigenvalues and Eigenvectors Method 100  
Einfügedämpfung 30  
elektrische Verstärker 56  
Elektrostriktion 41  
Ellipse Fitting 100  
Empfänger 4, 27, 32, 60, 63, 64, 71, 73, 78,  
80–83, 87, 100, 101, 106, 108–110,  
117, 118, 123, 126, 138, 139,  
141–144, 146, 148–155, 157, 159,  
160, 162, 166, 167, 169, 172–174,  
184–186  
Empfangsfilter 18  
ENOB 53, 54, 85, 97, 98, 150–152, 154, 167,  
175, 184, 193  
Entzerrerkoeffizienten 111  
Entzerrung 123

Equivariant Adaptive Separation via  
Independence 100

## F

FEC 19, 21, 25, 97, 126, 134, 146, 151, 152,  
169, 170, 175, 176, 193, 195  
Filter 54, 109  
Flex-PAM 5, 25, 26, 126–129, 131, 133–137,  
140, 142, 144, 149, 166–170, 172,  
176, 180, 193, 200, 206, 207  
Forward Error Correction 19  
Frequenzversatz 78, 79, 82, 140  
Frontendkorrektur 99, 100, 139, 146

## G

Gauß-Filter 55  
Gegentaktempfänger 63  
Glasfaser 28–31, 33, 34, 37, 39, 42, 47, 55,  
73, 75, 81, 141, 163, 164, 171, 174,  
208  
Gram-Schmidt-Orthogonalization-Procedure  
100  
Grenzwellenlänge 61  
Group Delay 33  
Gruppenlaufzeit 33  
Gruppenverzögerung 33  
Gütezahlen 73

## H

Halbleiterlaser 48  
Hamming-Code 20  
Hamming-Distanz 20  
Hard-Decision-FEC 20  
HD-FEC 20, 21, 23, 134, 135, 146, 147,  
151–153, 163, 170, 171, 180, 181,  
185, 193

---

homodyn 64  
Hybride Modulation 125, 151, 152

## I

Image Rejection Ratio 95, 96  
Impulsantwort 9  
Infrarot-Absorption 32  
InGaAs 61  
InGaAsP 61  
Inphasenversatz 80, 157  
Intensitätsmodulation 51  
Intensitätsrauschen 48  
Interferenzrefraktometer 49  
Interferometer 49  
Intersymbolinterferenz 18, 74, 101  
Intradyn 64  
intradyn Detektion 78  
IQ-Modulator 49, 52, 79, 143, 144, 146, 157,  
164, 174, 210  
IQ-Ungleichgewicht 95, 100, 117, 123, 139,  
146, 174  
IQ-Versatz 79, 80, 146, 147

## K

Kanalabstand 28  
Kanalcodierung 19  
Kanalkapazität 20, 28  
Kapazität 28  
Kerr-Effekt 37, 38, 75  
Kodierungstheorie 19  
kohärenter Detektor 64  
Kohärenter Empfänger 148, 149  
Kommunikationssystem 7  
Komplexe Einhüllende 9, 11, 38  
komplexe Hüllkurve 64  
Konstellation 80

Konstellationsdiagramm 11  
Kreuzphasenmodulation 38, 39

## L

Laser 27, 28, 48, 49, 64, 65, 73, 78, 82, 140,  
143, 193, 208, 210  
Lawinenphotodiode 62  
Lichtquelle 47  
Lichtwellenleiter 29  
Lichtwellensystem 41  
Linienbreite 48, 82, 164, 165  
LMS 113, 115, 116, 119, 140, 163, 174, 193,  
206  
Low-Density Parity-Check 22

## M

Mach-Zehnder-Modulator 49–51, 56, 157  
Manakov-PMD-Gleichung 45, 67, 141, 174  
Mapping 11  
Matched-Filter 18, 85, 108, 140  
Minimum-Mean-Square-Error 110  
Modenkopplung 35, 36, 109, 116, 140  
Modified Constant Modulus Algorithm  
113  
Modulation 11, 126  
Modulationsformat 126  
Modulationsordnung 11  
Modulator 55, 79, 174  
Multiplexing 26

## N

Neuabtastung 16  
nicht-ganzzahliger Überabtastung 103,  
112  
Nichtlineare Effekte 19, 37, 42, 44, 45, 65,  
71, 94, 116, 142, 144

---

nichtlineare Koeffizient 38  
nichtlineare Schrödingergleichung 42  
Non-Integer Sampling 99  
Nonlinear Schrödinger Equation 42  
Null-Dispersionswellenlänge 33  
Nyquist-Pulsformung 15  
Nyquist-Shannon-Abtasttheorem 18, 54, 56,  
123, 139, 163

## O

OH-Absorption 32  
Open Systems Interconnection Modell 3  
Operationsstrategien(Flex-PAM) 128  
Optimalfilter 18, 81, 141, 142, 144, 146  
Optische Fenster 30  
Optische Filter 55  
Optische Signale 9  
OSNR 20, 58, 71, 83, 87–91, 134, 135,  
144–147, 151, 152, 158, 162, 164,  
166, 167, 169–171, 175, 176, 194  
Oszilloskop 162, 167

## P

PAM 12, 13, 24, 26, 92, 127, 129, 130, 132,  
134, 151, 194, 203  
Phase-locked Loop 78  
Phasendiversitätsempfänger 64  
Phasenmodulation 50  
Phasenmodulator 50, 52, 208  
Phasenrauschen 65, 78, 140  
Phasenregelkreis 64  
Photodetektor 60, 62, 63, 82, 150, 194  
Photodiode 55, 60, 62, 63, 148, 149  
Photostrom 61, 63, 65  
PI-Filter 122  
Pilotton-Methode 118

Pockels-Effekt 50  
Poincaré-Sphäre 45, 46  
Polarisation 64  
polarisationsabhängiger Verlust 32  
Polarisationsmodendispersion 34  
Polarisationsverwürfler 70  
probabilistische Formgebung 23, 176  
Pulsamplitudenmodulation 12  
Pulsformung 15, 18, 142, 163  
Pulsverbreiterung 74, 177  
Pumplaser 57  
Push-Pull 51, 56

## Q

QAM 3, 12, 13, 26, 57, 66, 67, 75, 77, 80, 81,  
83, 92, 93, 115, 119, 127, 134, 194  
Q-Faktor 23, 93, 94, 147, 182  
Quadraturamplitudenmodulation 13  
Quadraturfehler 79, 80, 95, 96, 147, 157  
Quadraturversatz 80, 157  
Quadrieren und Filtern 122  
Quantenausbeute 61  
Quantisierung 86, 142, 144, 150, 151, 154,  
183  
Quantisierungsfehler 85  
Quantisierungskennlinie 85  
Quantisierungsrauschen 53, 85, 94

## R

Raman-Gain-Spektrum 42  
Ramanverstärker 59  
Random-Walk 48  
raten-adaptive Kodierung 22  
Rauschen 19, 75, 174  
Rayleigh-Streuung 32  
Rechteckpulsformung 53



---

Recirculating-Loop 69–71  
Reed-Solomon-Code 20  
Resampling 17  
Resonator 48

## S

Samples 16  
Schmetterlingsentzerrer 149, 163  
Schmetterlingsentzerrung 117, 140  
Schmetterlingsfilter 109  
Schrotrauschen 82  
Schwebungslänge 34, 46, 47  
SD-FEC 20, 21, 23, 134, 135, 146–148,  
151–153, 168–171, 175, 180, 182,  
186, 195  
segmentierten Faltung 103  
Sendefilter 18, 144  
Sender 4, 26–28, 57, 82, 99, 105, 106, 118,  
123, 126, 127, 138–142, 148, 149,  
151–155, 157, 159–162, 164, 165,  
167, 170–175, 184–186, 188  
Seperated Channel Approach 39  
Shannon-Kanalcodierungstheorem 19  
Shannon-Limit 19, 20  
Signal zu Rausch- und Verzerrungseffekte  
97  
Signalraum 8, 9  
Simulationssetup 141  
Skew 159  
Soft-Decision-FEC 20  
spektrale Effizienz 15, 96  
Spleiße 30, 32  
Split-Step-Methode 44, 45, 47, 67, 68, 141,  
174  
Steckverbindungen 32  
Stimulated Brillouin Scattering 41

Stimulated Raman Scattering 41  
stimulierte Emission 48  
Stokes-Parameter 45  
Streaming 2  
Super-FEC 20

## T

Takrückgewinnung 121, 123  
thermische Rauschen 82  
Tomlinson-Harashima Vorcodierung 105  
Trägerfrequenzrückgewinnung 117  
Trägerphasenrückgewinnung 118  
Trägerrückgewinnung 117  
Transceiver 125, 175, 176  
Transversalfilter 102  
Tschebyscheff-Filter 55

## U

Ultraviolett-Absorption 32  
Umlaufschleife 69

## V

Variablendefinitionen 9  
Vibrations-Energielevel 41  
Viterbi-Dekoder 21  
Viterbi-Viterbi-Algorithmus 119  
Vorspannung 79  
Vorspannungsregelung 100  
Vorverzerrung 154, 155, 165  
Vorverzerrungsfilter 108  
Vorwärtsfehlerkorrektur 19, 134

## W

Wasserfallkurve 144  
Waveplate 35  
Wellenlängenmultiplex 4

---

Whittaker-Shannon-Interpolation 18

**Z**

Zufallsbewegung 48, 82

# Anhang F

## Symbolverzeichnis

Symbol	Beschreibung	Einheit
$a$	Komplexe Einhüllende (Amplitude)	
$\alpha_{\text{dB}}$	Dämpfung (Attenuation) eines Kanals (Faser)	dB, lin
$\alpha_{\text{I}}$	Inphaseversatz	rad
$\alpha_{\text{Q}}$	Quadraturversatz	dB,lin
$\alpha_{\text{RRC}}$	Abrollfaktor eines RRC-Filters	dB,lin
$B$	Bandbreite (generell)	Hz
$B_{\text{ASE}}$	Rauschbandbreite	Hz,m
$b_{\text{CD}}(f)$	Phasenfrequenzgang durch chromatische Dispersion	rad
$B_{\text{DAC}}$	digitales informationstragendes Signal	Hz/m
$\text{BER}_{\text{PAM}}$	BER im AWGN Kanal einer PAM	
$\text{BER}_{\text{target}}$	angestrebte Bitfehlerrate	Fehler/Bit
$\beta_0$	Laufzeitanteil aus der Tailorentwicklung von der Dispersion	
$\beta_2$	Anteil der linearen Gruppenlaufzeit aus der Tailorentwicklung von der Dispersion	
$\beta_3$	Anteil der quadrierten Gruppenlaufzeit aus der Tailorentwicklung von der Dispersion	
$b[k]$	(gesendeter) sequentieller Bitstrom mit dem Laufindex $k$	
$B_{\text{PD}}$	Bandbegrenzung einer Photodiode	Hz,m
$B_{\text{ref}}$	Referenzbandbreite	Hz,m

---

<b>Symbol</b>	<b>Beschreibung</b>	<b>Einheit</b>
$B_{\text{Rx}}$	3dB-Bandbegrenzung eines Empfängers	Hz,m
$B_{\text{Tx}}$	3dB-Bandbegrenzung eines Senders	Hz,m
$C$	Kanalkapazität	Bit/s
$C_{\text{MA}}^{(p)}$	Statistische Konstanter Modules (CMA)	
$C_{\text{MA},\Im}^{(p)}$	Statistische Konstanter Modules (CMA) des Imaginärteils	
$C_{\text{MA},\Re}^{(p)}$	Statistische Konstanter Modules (CMA) des Realteils	
$D$	Modulationssymbolmenge (beinhaltet alle Modulationssymbole eines Formates)	
$d$	(gesendetes) Symbol	
dBm	Leistungspegel in Dezibel Milliwatt	dbM
$\Delta_{\text{FWM}}$	Phasenversatz bei Vierwellenmischung	rad
$\delta_0$	Dirac Funktion	
$d[k]$	(gesendetes) Symbol $d$ zum diskreten Zeitpunkt $k$	
$d_{\text{I}}[k]$	Inphaseanteil des (gesendetes) Symbols $d[k]$	
$d_{\text{im}}[k]$	Imaginärteil des (gesendetes) Symbols $d[k]$	
$d_{\text{Q}}[k]$	Quadraturanteil des (gesendetes) Symbols $d[k]$	
$d_{\text{re}}[k]$	Realanteil des (gesendetes) Symbols $d[k]$	
$d_{\text{X}}[k]$	(gesendetes) Symbols $d[k]$ in X-Polarization	
$d_{\text{XI}}[k]$	Inphaseanteil des (gesendetes) Symbols $d[k]$ in X-Polarization	
$d_{\text{XQ}}[k]$	Quadraturanteil des (gesendetes) Symbols $d[k]$ in X-Polarization	
$d_{\text{YI}}[k]$	Inphaseanteil des (gesendetes) Symbols $d[k]$ in Y-Polarization	
$d_{\text{YQ}}[k]$	Quadraturanteil des (gesendetes) Symbols $d[k]$ in Y-Polarization	
$e$	Enzerrerkoeffizienten	
$e_0$	Elektronenladung (konstante)	
$E_{\text{b}}/N_0$	Verhältnis der Signalenergie pro Bit zu der Rauschleistung pro Hz	1/Bit
$E_{\text{MZM}}$	Elektrisches Feld am Ausgang eines MZM	V/m

---

---

<b>Symbol</b>	<b>Beschreibung</b>	<b>Einheit</b>
ENOB	Effektive Anzahl an Bits	Bit
$\varepsilon$	(quadratischer) Fehler (generell)	
$\varepsilon[k]$	quadratischer Fehler zwischen gesendeten $d[k]$ und empfangenen Symbol $r[k]$	
EV	Fehlervektor	
EVM	Betrag des Fehlervektors	
$E\{\cdot\}$	Erwartungswertfunktion	
$f$	Frequenz oder Abtastrate	Hz
$f_{\text{ADC}}$	Abtastrate oder Arbeitsfrequenz des ADC	Hz
$f_c$	Träger- bzw. Mittenfrequenz	Hz
$f_{\text{DAC}}$	Abtastrate oder Arbeitsfrequenz des DAC	Hz
$f_{\text{DSP}}$	Abtastrate oder Arbeitsfrequenz der DSP	Hz
$F(\cdot)$	generelle Filterfunktion	
$f_{\text{inter}}$	Zwischenfrequenz/Abtastrate	Hz
$F_{\text{MSE}}$	Mittlerer quadratischer Fehler	
$f_{\text{sam}}$	Abtastfrequenz/Abtastrate	Hz
$f_{\text{sym}}$	Symbolrate, Baudrate oder Symbolfrequenz	Hz
$g$	Impulsantwort von Filterstrukturen	
$\gamma$	Nichtlineares Koeffizient (NLSE)	$(\text{W} \cdot \text{km})^{-1}$
$\gamma_{\text{IQ}}$	Quadraturfehler	rad
$g_{\text{IQ}}$	Amplituden-Mismatch	
$g_{\text{Rx}}$	Impulsantwort des Empfangsfilters	
$g_{\text{Tx}}$	Impulsantwort des Sendefilters	
$g_{\text{TxRx}}$	Gesamtimpulsantwort Sender/Empfänger	
$H$	Frequenzantwort	
$h$	Impulsantwort eines (generellen) Systems	
$H_{\text{CD}}(f)$	Frequenzantwort eines optischen Kanals mit ausschließlich CD	
$H_e$	Frequenzantwort eines Entzerrers (e.g. FIR)	
$H_e(f)$	Frequenzantwort eines Entzerrers (e.g. FIR)	
$\mathbf{H}_{e,\text{FFT}}$	Frequenzantwort eines (FIR) Filters im Frequenzraaster einer FFT der Länge $N_{\text{FFT}}$	

---

---

Symbol	Beschreibung	Einheit
$h_e(t)$	zeitkontinuierliche Impulsantwort	
$H[f]$	diskrete Frequenzantwort für bestimmte Frequenzstützstellen $f$	
$i$	Strom	A
$\Im$	Imaginäranteil	
$K_1$	IQ-Imbalance Mismatch-Faktor 1	dB,lin
$K_2$	IQ-Imbalance Mismatch-Faktor 2	dB,lin
$\text{IQ}_V$	IQ-Versatz	rad
IRR	Image Rejection Ratio	dB, lin
$J_{\text{CMA}}^{(p)}$	Kostenfunktion des CMA	
$J_{\text{MCMA}}^{(p)}$	Kostenfunktion des MCMA	
$k$	zeitdiskreter Laufindex	
$L$	Länge (einer Übertragungsstrecke, wie z.B. eine Faserlänge)	m
$l$	(genereller) Laufindex über eine Länge (wie in Arrays, Matrizen oder Abtastzeitpunkten)	
$\lambda$	Wellenlänge	m
$\lambda_c$	Trägerwellenlänge	m
$\lambda_{\text{cutoff}}$	Photodioden-Absperrwellenlänge	m
$L_{\text{eff}}$	Effektive Ausbreitungslänge	m
$M$	Modulationsordnung	
$M_1$	erste verwendete Flex-PAM Modulationsordnung	
$M_2$	zweite verwendete Flex-PAM Modulationsordnung	
$N_{\text{FP}}$	Modulationstupel einer Flex-PAM	
$\mu$	Schrittweite (engl. step-size)	
$\mu_{\text{CMA}}$	CMA-Schrittweite (engl. step-size)	
$\mu_{\text{LMS}}$	LMS-Schrittweite (engl. step-size)	
$M_{\text{XI}}$	Modulationsordnung Inphaseanteil X-Polarisation	
$M_{\text{XQ}}$	Modulationsordnung Quadraturanteil X-Polarisation	
$M_{\text{YI}}$	Modulationsordnung Inphaseanteil Y-Polarisation	

---

---

Symbol	Beschreibung	Einheit
$M_{YQ}$	Modulationsordnung Quadraturanteil Y-Polarisation	
$N$	(generelle) Anzahl (Beispiel: $N_e, N_{\text{span}}$ )	
$n$	Brechungsindex	
$N_0$	Rauschleistungsdichte	W/Hz,dBm/Hz
$N_{\text{ASE}}$	ASE Rauschleistungsdichte	
$N_{\text{bit/S}}$	Anzahl der modulierten bits pro Flex-PAM Symbol	
$N_{\text{span}}$	Anzahl an Faserabschnitten	
$n_{\text{clad}}$	Brechzahl im Mantel einer Glasfaser	
$n_{\text{coat}}$	Brechzahl in der Beschichtung einer Glasfaser	
$n_{\text{core}}$	Brechzahl im Kern einer Glasfaser	
$N_d$	Anzahl an Symbole ( $d$ ) einer Symbolmenge $D$	
$N_e$	Anzahl an Entzerrerkoeffizienten $e$	
$N_{\text{FFT}}$	FFT bzw. <i>inversen schnellen Fourier-Transformation</i> (IFFT) Länge	
$G_{\text{EDFA}}$	Brechzahl in der Beschichtung einer Glasfaser	
$n(\lambda)$	Wellenlängenabhängiger Brechungsindex	
$N_{\text{OFDM}}$	Anzahl OFDM (trainings) Symbole	
$n(P)$	Leistungsabhängiger Brechungsindex	
$N_{\text{SC}}$	Anzahl an Subkanälen	
$n_{\text{SC}}$	Index über alle verfügbaren Subkanäle $N_{\text{SC}}$	
$\bar{n}$	Nichtlinearer Brechungsindexkoeffizient	
$N_{\text{TS}}$	Anzahl an Trainingssymbolen $d[k]$	
$\eta_{\text{PD}}$	Photodioden-Quantenausbeute	
$N_{\text{XI}}$	Anzahl der modulierten Bits im Inphaseanteil X-Polarisation	
$N_{\text{XQ}}$	Anzahl der modulierten Bits im Quadraturanteil X-Polarisation	
$N_{\text{YI}}$	Anzahl der modulierten Bits im Inphaseanteil Y-Polarisation	
$N_{\text{YQ}}$	Anzahl der modulierten Bits im Quadraturanteil Y-Polarisation	
$O$	Spektrum von $o$	
$o$	Analoges optisches Signal	

---

---

<b>Symbol</b>	<b>Beschreibung</b>	<b>Einheit</b>
$\Omega_{\text{WDM}}$	Kanalabstand in WDM Mehrkanalsystemem	Hz
$o_{\text{PM}}(t)$	Ausgang eines optischen Phasenmodulators	
OSNR	Optisches Signal zu Rauschverhältnis	dB,W
rOSNR	benötigtes optisches Signal-zu-Rauschverhältnis	dB
$o(t)$	Analoges optisches zeitkontinuierliches Signal	
$o_{\text{X}}(t)$	Analoges optisches zeitkontinuierliches Signal in der X-Polarisation	
$o_{\text{Y}}(t)$	Analoges optisches zeitkontinuierliches Signal in der Y-Polarisation	
$\Theta$	Rotierte zeit- und ortsabhängige elektr. Felder	
$o(z,t)$	Analoges optisches zeitkontinuierliches Signal	
$P$	Leistung (engl. Power)	W,dBm
$P_{\text{c}}$	Trägerleistung	W,dBm
$P_{\text{DC}}$	Gleichanteilsleistung	W,dBm
$P_{\text{FP}}$	Flex-PAM Leistungsverhaltis	dB, lin
$\phi_{\text{SPM}}$	Induzierte Phasenmodulation durch SPM	rad
$\pi$	Kreiszahl: $\pi = 3.1415926$	rad
$P_{\text{Laser}}$	Leistung eines Lasers	W,dbM
$P_{\text{launch}}$	Glasfasereingangsleistung	dBm,W
$P_{M_1}$	Mittlere Leistung der ersten verwendeten Flex-PAM Modulationsordnung	W,dBm
$P_{M_2}$	Mittlere Leistung der zweiten verwendeten Flex-PAM Modulationsordnung	W,dBm
$P_{\text{D}}$	Durchschnittliche Leistung einer Konstellation $D$	W,dBm
$P_{\text{n}}^{\text{opt}}$	Optische Rauschleistung	W,dBm
$P_{\text{o}}$	Optische Signalleistung	W,dBm
$P_{\text{RIN}}$	Relative Intensitatsrauschleistung eines Lasers	W,dBm
$P_{\text{s}}$	mittlere Signalleistung	W,dBm
$P_{\text{XI}}$	Mittlere Leistung der XI-Polarisation	W,dBm
$P_{\text{XQ}}$	Mittlere Leistung der XQ-Polarisation	W,dBm
$P_{\text{YI}}$	Mittlere Leistung der YI-Polarisation	W,dBm
$P_{\text{YQ}}$	Mittlere Leistung der YQ-Polarisation	W,dBm
$R$	Datenrate	Bit/s

---



---

<b>Symbol</b>	<b>Beschreibung</b>	<b>Einheit</b>
$r$	(empfangenes) Symbol	
$\Re$	Realanteil	
$R(f)$	Spektrum zu $r(t)$	
$R_k(f)$	Zeitkontinuierliches Empfangssignal nach Abtastung	
$\tilde{r}[k]$	entzertes (empfangenes) Symbol entsprechend $r[k]$ bzw. $d[k]$	
$R_{PD}$	Photodioden-Ansprechvermögen	
$r_k(t)$	Zeitkontinuierliches Empfangssignal	
$\mathbf{r}_{Xd}$	Kreuzkorrelationsvektor von X und d	
$\mathbf{R}_{XX}$	Autokorrelationsmatrix von X	
$s$	informationstragendes Signal	
$s_{BP}$	Bandpasssignal	
$s_c$	Trägersignal	
$s_c(t)$	Zeitabhängiges Trägersignal	
SE	Spektrale Effizienz	Bit/Hz
SINAD	Signal-zu-Störungsverhältnis inkl. Rauschen und Verzerrungen	dB
SNR	Signal-zu-Rauschverhältnis	dB,lin
$SNR_{M_1}$	SNR der ersten verwendeten Flex-PAM Modulationsordnung	dB,lin
$SNR_{M_2}$	SNR der zweiten verwendeten Flex-PAM Modulationsordnung	dB,lin
$SNR_{M_1}^{opt}$	Optimales SNR der ersten verwendeten Flex-PAM Modulationsordnung um eine minimale BER zu erreichen	dB,lin
rSNR	benötigtes Signal-zu-Rauschverhältnis	dB
$SNR_{M_1}^{req}$	Nötiges SNR der ersten verwendeten Flex-PAM Modulationsordnung um eine bestimmte BER zu erreichen	dB,lin
$SNR_{M_2}^{req}$	Nötiges SNR der zweiten verwendeten Flex-PAM Modulationsordnung um eine bestimmte BER zu erreichen	dB,lin
$s(t)$	Analoges elektrisches zeitkontinuierliches Signal	

---

---

Symbol	Beschreibung	Einheit
$s_X(t)$	Analoges elektrisches zeitkontinuierliche Signal in X-Polarisation	
$s_Y(t)$	Analoges elektrisches zeitkontinuierliche Signal in Y-Polarisation	
$T_{\text{sam}}$	Abtastintervall	s
$t$	zeitkontinuierlicher Index	
$T_0$	Grundverzögerung (des Systems)	s
$\tau_g$	Gruppenlaufzeit (engl. Group Delay)	
$T_{\text{DSP}}$	zeitlicher Symbolabstand innerhalb der DSP: $T_{\text{DSP}} = 1/f_{\text{DSP}}$ [s]	
$\vartheta_{\text{Laser}}$	Linienbreite eines Lasers	Hz,m
$t_{\text{sam}}$	Abtastzeitpunkt	s
$U$	Spannung	V
$U_{\text{bias}}$	Vorspannung	V
$U_{\text{I}}$	Inphase-Vorspannung ( $U_{\text{bias}}$ )	V
$u_{\text{I}}(t)$	Inphase-Steuerspannung IQ-Modulator	V
$U_{\text{P}}$	Phasenmodulator-Vorspannung ( $U_{\text{bias}}$ )	V
$U_{\pi}$	Spannung am MZM, wo die Trägerleistung gleich null ist	V
$U_{\pi/2}$	Spannung, die zu einer Phasenverschiebung von $\pi/2$ führt	V
$U_{\text{Q}}$	Quadratur-Vorspannung ( $U_{\text{bias}}$ )	V
$u_{\text{Q}}(t)$	Quadratur-Steuerspannung IQ-Modulator	V
$u(t)$	Spannung (oft) Steuerspannung (Modulator)	V
$W$	Abtastungsfaktor, Abtastverhältnis	
$W_{\text{up}}$	Umtastfaktor	
$x$	Ausgangssignal eines (Sub)-Systems	
$\mathbf{x}_e$	Inhalt eines FIR Schieberegisters in Matrix Form: $\mathbf{x}_e = [x[k], \dots, x[k - N_e]]^T$	
$\mathbf{x}_{e,\text{FFT}}$	Eingangssarray eines (FIR) Filters im Frequenzbereich mit Hilfe einer FFT der Länge $N_{\text{FFT}}$	

---

---

<b>Symbol</b>	<b>Beschreibung</b>	<b>Einheit</b>
$x_e[k]$	Eingangswert eines FIR Filter zum diskreten Abtastzeitpunkt $k$	
XI	Inphaseanteil der X-Polarisation	
$x[k]$	diskretes Eingangssignals eines (Sub)-Systems über dem Laufindex $k$	
XQ	Quadraturanteil der X-Polarisation	
$y$	Eingangssignal eines (Sub)-Systems	
$\mathbf{y}_{e,\text{FFT}}$	Ausgangsarray eines (FIR) Filters im Frequenzbereich mit Hilfe einer FFT der Länge $N_{\text{FFT}}$	
$y_e[k]$	Ausgangswert eines FIR Filter (vor Abtastung)	
YI	Inphaseanteil der Y-Polarisation	
$y[k]$	diskretes Ausgangssignals eines (Sub)-Systems über dem Laufindex $k$	
YQ	Quadraturanteil der Y-Polarisation	
$z$	Strecke bzw. $z$ -Dimension	m

---



# Anhang G

## Literaturverzeichnis

- [1] CISCO, „Cisco Visual Networking Index: Forecast and Trends, 2017–2022“, Techn. Ber., 2019, S. 1–38 (siehe S. 1–3).
- [2] B. Bellalta, „IEEE 802.11ax: High-efficiency WLANs“, *IEEE Wireless Communications*, Jg. 23, Nr. 1, S. 38–46, 2016 (siehe S. 1).
- [3] J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. Soong und J. C. Zhang, „What will 5G be?“, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Jg. 32, Nr. 6, S. 1065–1082, 2014 (siehe S. 1).
- [4] J. Palfrey und U. Gasser, *Born Digital: Understanding the First Generation of Digital Natives*. 2008, S. 365 (siehe S. 1).
- [5] G. Gilder, *Life After Television*, 1st. W. W. Norton & Co., Inc., New York, NY, USA, 1994 (siehe S. 1).
- [6] Sandvine, „The Global Internet Phenomena Report“, Techn. Ber. October, 2018, S. 1–23 (siehe S. 1, 2).
- [7] D. Lu, *Google to launch video game service*, 2019 (siehe S. 2).
- [8] V. Kotov, „Systems of Systems as Communicating Structures“, *Object-Oriented Technology and Computing Systems Re-engineering*, S. 141–154, 2013 (siehe S. 2).
- [9] A. P. Sage und C. D. Cuppan, „On the Systems Engineering and Management of Systems of Systems and Federations of Systems“, *Information Knowledge Systems Management*, Jg. 2, Nr. 4, S. 325–345, 2001 (siehe S. 2).
- [10] S. Deering und R. Hinden, „Internet Protocol, Version 6 (IPv6) Specification“, RFC Editor, STD 86, Juli 2017 (siehe S. 3).
- [11] R. Graziani, *IPv6 Fundamentals: A Straightforward Approach to Understanding IPv6 Second Edition*. 2017 (siehe S. 3).

- [12] E. Agrell, M. Karlsson, A. R. Chraplyvy, D. J. Richardson, P. M. Krummrich, P. Winzer, K. Roberts, J. K. Fischer, S. Savory, B. Eggleton, M. Secondini, F. Kschischang, A. Lord, J. Prat, I. Tomkos, J. E. Bowers, S. Srinivasan, M. Brandt-Pearce und N. Gisin, „Roadmap of optical communications“, *Journal of Optics*, Jg. 18, Nr. 6, S. 1–40, 2016 (siehe S. 3, 20, 63, 107, 110, 113, 140).
- [13] A. S. Thyagaturu, A. Mercian, M. P. McGarry, M. Reisslein und W. Kellerer, *Software Defined Optical Networks (SDONs): A Comprehensive Survey*, 4. 2016, Bd. 18, S. 2738–2786 (siehe S. 4).
- [14] S. Pachnicke, T. Gravemann, M. Windmann und E. Voges, „Physically constrained routing in 10-Gb/s DWDM networks including fiber nonlinearities and polarization effects“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 24, Nr. 9, S. 3418–3425, 2006 (siehe S. 4).
- [15] S. Pachnicke, J. Reichert, S. Spälter und E. Voges, „Fast Analytical Assessment of the Signal Quality in Transparent Optical Networks“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 24, Nr. 2, S. 815–824, 2006 (siehe S. 4).
- [16] C. E. Shannon, „A Mathematical Theory of Communication“, Jg. 27, Nr. April 1928, S. 379–423, 1948 (siehe S. 7, 18, 19).
- [17] K.-D. Kammeyer, *Nachrichtenübertragung*. 2004, S. 827 (siehe S. 8, 9, 15, 16, 18, 53, 85, 91, 92, 101, 104, 110, 113).
- [18] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4. Aufl. McGraw-Hill, 2001, S. 1002 (siehe S. 11, 12, 15).
- [19] M. Ohm und J. Speidel, „Optimal amplitude ratios and chromatic dispersion tolerances of optical quaternary ASK-DPSK and 8-ary ASK-DQPSK“, Jg. 2, Nr. November, 2004 (siehe S. 12).
- [20] B. Teipen und M. Eiselt, „107Gb/s DPSK-3ASK Optical Transmission over SSMF“, *National Fiber Optic Engineers Conference*, NMB1, 2010 (siehe S. 12).
- [21] N. Eiselt, J. Wei, H. Griesser, A. Dochhan, M. H. Eiselt, J.-P. Elbers, J. J. Vegas Olmos und I. Tafur Monroy, „First Real-Time 400G PAM-4 Demonstration for Inter-Data Center Transmission over 100 km of SSMF at 1550 nm“, *Optical Fiber Communication Conference*, W1K.5, 2016 (siehe S. 12).
- [22] J. Renaudier, A. Ghazisaeidi, P. Tran, O. Bertran-Pardo, G. Charlet und S. Bigo, „Long-haul transmission of 1-Tb/s superchannels, 175-GHz spaced, over SSMF using Nyquist pulse shaping and flex-grid WDM architecture“, in *39th European Conference*

---

and *Exhibition on Optical Communication (ECOC 2013)*, Sep. 2013, S. 1–4 (siehe S. 15).

- [23] R. Schmogrow, M. Winter, M. Meyer, D. Hillerkuss, S. Wolf, B. Baeuerle, A. Ludwig, B. Nebendahl, S. Ben-Ezra, J. Meyer, M. Dreschmann, M. Huebner, J. Becker, C. Koos, W. Freude und J. Leuthold, „Real-time Nyquist pulse generation beyond 100 Gbit/s and its relation to OFDM“, *Opt. Express*, Jg. 20, Nr. 1, S. 317–337, Jan. 2012 (siehe S. 15).
- [24] M. S. Erkilinc, S. Kilmurray, R. Maher, M. Paskov, R. Bouziane, S. Pachnicke, H. Griesser, B. C. Thomsen, P. Bayvel und R. I. Killely, „Nyquist-shaped dispersion-precompensated subcarrier modulation with direct detection for spectrally-efficient WDM transmission“, *Optics Express*, Jg. 22, Nr. 8, S. 9420, 2014 (siehe S. 15, 62, 94).
- [25] M. S. Erkilinc, B. C. Thomsen, P. Bayvel, R. I. Killely, S. Pachnicke und H. Griesser, „Performance Comparison of Single-Sideband Direct Detection Nyquist-Subcarrier Modulation and OFDM“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 33, Nr. 10, S. 2038–2046, 2015 (siehe S. 15).
- [26] M. S. Erkilinc, Z. Li, S. Pachnicke, H. Griesser, B. C. Thomsen, P. Bayvel und R. I. Killely, „Spectrally Efficient WDM Nyquist Pulse-Shaped 16-QAM Subcarrier Modulation Transmission With Direct Detection“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 33, Nr. 15, S. 3147–3155, 2015 (siehe S. 15).
- [27] B. Widrow und I. Kollár, „Quantization noise“, *Cambridge University Press*, Jg. 2, S. 5, 2008 (siehe S. 16, 85).
- [28] W. K. Linvill, „Sampled-Data Control Systems Studied Through Comparison, of Sampling with Amplitude Modulation“, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Jg. 70, Nr. 2, S. 1779–1788, 1951 (siehe S. 16).
- [29] S. Benedetto; und E. Biglieri, *Principles of Digital Transmission*. 1999 (siehe S. 16).
- [30] P. Seibt, *Algorithmic Information Theory: Mathematics of Digital Information Processing*. Springer-Verlag, 2006, S. 450 (siehe S. 18).
- [31] E. T. Whittaker, „XVIII.—On the Functions which are represented by the Expansions of the Interpolation-Theory“, *Proceedings of the Royal Society of Edinburgh*, Jg. 35, S. 181–194, Sep. 1915 (siehe S. 18).
- [32] R. J. Marks II, *Introduction to Shannon Sampling and Interpolation Theory*. Springer-Verlag, 1991 (siehe S. 18).

- [33] B. Li, K. J. Larsen, S. Forchhammer und T. M. Idelfonso, „Forward Error Correcting Codes for 100 Gbit/s Optical Communication Systems“, Diss., 2014, S. 115 (siehe S. 19).
- [34] ITU-T, *G.975*, 2004 (siehe S. 20).
- [35] —, *G.709*, 2011 (siehe S. 20).
- [36] —, *G.975.1*, 2005 (siehe S. 20, 21).
- [37] B. P. Smith, A. Farhood, A. Hunt, F. R. Kschischang und J. Lodge, „Staircase Codes : FEC for 100 Gb / s OTN“, Jg. 30, Nr. 1, S. 110–117, 2012 (siehe S. 20).
- [38] F. Chang und V. S. Corp, „Forward Error Correction for 100 G Transport Networks“, Nr. March, S. 48–55, 2010 (siehe S. 20).
- [39] T. Mizuochi, Y. Konishi, Y. Miyata, T. Inoue, K. Onohara, S. Kametani, T. Sugihara, K. Kubo, T. Kobayashi, H. Yoshida und T. Ichikawa, „FPGA based prototyping of next generation forward error correction“, *European Conference on Optical Communication, ECOC*, S. 3–6, 2009 (siehe S. 20).
- [40] F. Wackerle, R. F. Fischer, D. Clausen und R. Rath, „Decoding metrics for multistage bit-wise coded modulation in optical communications“, *Proceedings - 2015 Advances in Wireless and Optical Communications, RTUWO 2015*, S. 98–101, 2015 (siehe S. 20).
- [41] V. Guruswami und M. Sudan, „Improved decoding of Reed-Solomon and algebraic-geometry codes“, *IEEE Transactions on Information Theory*, Jg. 45, Nr. 6, S. 1757–1767, 1999 (siehe S. 20).
- [42] M. Sudan, „Decoding of Reed Solomon Codes beyond the Error-“, *Journal of Complexity*, Jg. 193, Nr. 13, S. 180–193, 1997 (siehe S. 20).
- [43] J. Hagenauer und P. Hoeher, „Viterbi algorithm with soft-decision outputs and its applications“, *IEEE Global Telecommunications Conference and Exhibition*, Jg. 3, S. 1680–1686, 1989 (siehe S. 21).
- [44] G. Böcherer, P. Schulte und F. Steiner, „Probabilistic shaping and forward error correction for fiber-optic communication systems“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 37, Nr. 2, S. 230–244, 2019 (siehe S. 22, 25).
- [45] —, „Bandwidth Efficient and Rate-Compatible Low-Density Parity-Check Coded Modulation“, *IEEE Transactions on Communications*, Jg. 63, Nr. 12, S. 1–14, 2015. arXiv: arXiv:1502.02733v1 (siehe S. 22).



- 
- [46] G. H. Gho und J. M. Kahn, „Rate-adaptive coding for optical fiber transmission systems“, *Optics InfoBase Conference Papers*, Jg. 29, Nr. 2, S. 222–233, 2011 (siehe S. 22).
- [47] —, „Rate-Adaptive Modulation and Low-Density Parity-Check Coding for Optical Fiber Transmission Systems“, *Optics InfoBase Conference Papers*, Jg. 4, Nr. 10, S. 760–768, 2016 (siehe S. 23).
- [48] G. Böcherer, „Probabilistic Signal Shaping for Bit-Interleaved Coded Modulation“, *arXiv:1401.6190 [cs, math]*, Nr. Cm, S. 431–435, 2014 (siehe S. 23).
- [49] F. Buchali, G. Böcherer, W. Idler, L. Schmalen, P. Schulte und F. Steiner, „Experimental demonstration of capacity increase and rate-adaptation by probabilistically shaped 64-QAM“, *European Conference on Optical Communication, ECOC*, Jg. 2015-Novem, Nr. 2, S. 2–4, 2015. arXiv: 1509.08836 (siehe S. 23).
- [50] S. Ohlendorf, T. Wettlin, S. Pachnicke und W. Rosenkranz, „Optimized Flexible Mappings with Multidimensional Modulation for Coherent Optical Transport“, *European Conference on Optical Communication (ECOC)*, S. 1–4, 2019 (siehe S. 23).
- [51] T. Fehenberger, A. Alvarado, G. Böcherer und N. Hanik, „On Probabilistic Shaping of Quadrature Amplitude Modulation for the Nonlinear Fiber Channel“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 34, Nr. 21, S. 5063–5073, 2016. arXiv: 1606.04073 (siehe S. 24).
- [52] D. Clausen, R. Rath, S. Ohlendorf, W. Rosenkranz und S. Pachnicke, „Experimental Demonstration of Flexible Hybrid Modulation Formats for Future Adaptive Optical Transmission Systems“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 36, Nr. 12, S. 2551–2558, 2018 (siehe S. 25, 129, 144).
- [53] F. P. Guiomar, R. Li, C. R. S. Fludger, A. Carena und V. Curri, „Hybrid modulation formats enabling elastic fixed-grid optical networks“, *Journal of Optical Communications and Networking*, Jg. 8, Nr. 7, A92–A100, 2016 (siehe S. 26, 128, 132, 133, 144).
- [54] S. Ohlendorf, D. Clausen, R. Rath, S. Pachnicke und W. Rosenkranz, „Comparison of Time Domain Hybrid PAM and DMT for Data Center Applications Time Domain Hybrid-PAM“, *Photonic Networks; 18. ITG-Symposium*, S. 1–7, 2017 (siehe S. 26).
- [55] W. Idler, L. Schmalen, F. Buchali, K. Schuh und H. Buelow, „Hybrid Modulation Formats Outperforming 16QAM and 8QAM in Transmission Distance and Filtering with Cascaded WSS“, M3G.4, 2015 (siehe S. 26).

- [56] F. Buchali, L. Schmalen, K. Schuh und W. Idler, „Optimization of time-division hybrid-modulation and its application to rate adaptive 200Gb transmission“, *European Conference on Optical Communication, ECOC*, Nr. Mc, S. 3–5, 2014 (siehe S. 26).
- [57] F. Buchali, W. Idler, L. Schmalen und K. Schuh, „Performance and Advantages of 100 Gb/s QPSK/8QAM Hybrid Modulation Formats“, *Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference*, S. 4–6, 2015 (siehe S. 26).
- [58] S. Ohlendorf, R. Joy, S. Pachnicke und W. Rosenkranz, „Flexible PAM in DWDM Transmission with Kramers-Kronig DSP“, *European Conference on Optical Communication, ECOC*, Jg. 2018-Septe, Nr. August, 2018 (siehe S. 26).
- [59] Y. Yamamoto und T. Kimura, „Coherent Optical Fiber Transmission Systems“, *Topics in Lightwave Transmission Systems*, Nr. 6, S. 203–266, 1981 (siehe S. 27).
- [60] J. P. Powers, *Introduction to Fiber Optic Systems*. McGraw-Hill Professional, 1993 (siehe S. 29).
- [61] M. J. Li und D. A. Nolan, „Optical transmission fiber design evolution“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 26, Nr. 9, S. 1079–1092, 2008 (siehe S. 29).
- [62] J. D. Montgomery, „History of fiber optics“, *Fiber optic data communication: technological trends and advances*, Jg. 1, S. 9–16, 2002 (siehe S. 29).
- [63] T. Li, „Advances in Optical Fiber Communications: An Historical Perspective“, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Jg. 1, Nr. 3, S. 356–372, 1983 (siehe S. 29).
- [64] R. Ramaswami, K. Sivarajan und G. Sasaki, *Optical Networks: A Practical Perspective*, 3rd. Morgan Kaufmann, 2009 (siehe S. 30, 31, 33, 57, 61, 82).
- [65] R. Engelbrecht, *Nichtlineare Faseroptik: Grundlagen und Anwendungsbeispiele*. Springer-Verlag, 2015 (siehe S. 30).
- [66] C. Brinkmann, *Die Isolierstoffe der Elektrotechnik*. 1975 (siehe S. 30).
- [67] H. Häckelmann, H. J. Petzold und S. Strahringer, *Kommunikationssysteme: Technik und Anwendungen*, 1. Aufl. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2000, S. 540 (siehe S. 31).
- [68] J. Leibrich, *Modeling and Simulation of Limiting Impairments on Next Generation's Transparent Optical WDM Transmission Systems with Advanced Modulation Formats*. Shaker, 2007 (siehe S. 31, 33, 34, 39, 40, 57, 67, 82, 91).

- 
- [69] M. Bass, E. W. van Stryland, D. R. Williams und W. L. Wolfe, *OSA Handbook of Optics*. MGH, 1994, Bd. Volume 1 (siehe S. 32).
- [70] G. P. Agrawal, *Lightwave technology: components and devices*. John Wiley & Sons, 2004, Bd. 1 (siehe S. 33, 49).
- [71] —, *Applications of Nonlinear Fiber Optics*. 2008 (siehe S. 33, 63, 67).
- [72] W. Bludau, *Lichtwellenleiter in Sensorik und optischer Nachrichtentechnik*. Springer-Verlag, 2013 (siehe S. 33).
- [73] J. A. Buck, *Fundamentals of optical fibers*. John Wiley & Sons, 2004 (siehe S. 33).
- [74] C. D. Poole und R. E. Wagner, „Phenemological approach to polarisation Dispersion in long Single-Mode Fibres“, *Electronics Letters*, Jg. 22, Nr. 19, S. 19–20, 1986 (siehe S. 34).
- [75] D. Marcuse, C. R. Menyuk und P. K. A. Wai, „Application of the Manakov-PMD Equation to Studies of Signal Propagation in Optical Fibers with Randomly Varying Birefringence“, Jg. 15, Nr. 9, S. 1735–1746, 1997 (siehe S. 34, 42, 44, 45, 47).
- [76] G. G. P. Agrawal, P. L. Kelley und I. P. Kaminow, *Nonlinear fiber optics*. 2001, S. 467 (siehe S. 35, 37, 39, 42, 45, 63, 67).
- [77] C. R. Menyuk und A. Galtarossa, *Polarization Mode Dispersion (Optical and Fiber Communications Reports)*, 1. Aufl. 2005, S. 306 (siehe S. 35).
- [78] R. E. Fischer, B. Tadic-Galeb und P. R. Yoder, *Optical System Design*. 2008, S. 1–828 (siehe S. 35).
- [79] S. Pachnicke, *Fiber-Optic Transmission Networks: Efficient Design and Dynamic Operation*, 1. Aufl., Ser. Signals and Communication Technology. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2012 (siehe S. 35, 42).
- [80] I. P. Kaminow, „Polarization in Optical Fibers“, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Jg. QE-17, S. 15–22, 1981 (siehe S. 35).
- [81] G. J. Foschini und C. D. Poole, „Statistical Theory of Polarization Dispersion in Single Mode Fibers“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 9, Nr. 11, S. 1439–1456, 1991 (siehe S. 35).
- [82] P. K. A. Wai und C. R. Menyuk, „Polarization mode dispersion, decorrelation, and diffusion in optical fibers with randomly varying birefringence“, Jg. 14, Nr. 2, S. 148–157, 1996 (siehe S. 35, 42, 45).

- [83] J. C. Bishoff und B. Perny, „Experimental Investigations of the Statistical Properties of Polarization Mode Dispersion in Single Mode Fibers“, *IEEE Photonics Technology Letters*, Jg. 5, Nr. 7, S. 819–821, 1993 (siehe S. 35).
- [84] B. J. Thompson, *Polarized light*, 2nd ed., r, Ser. Optical engineering (Marcel Dekker, Inc.), v. 83. Marcel Dekker, 2003 (siehe S. 36).
- [85] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communications Systems, Third Edition*. 2002, Bd. 6, S. 1–471 (siehe S. 37–42, 59).
- [86] F. Mitschke und L. Mollenauer, „Experimental observation of interaction forces between solitons in optical fibers“, *Optics Letters*, Jg. 12, S. 355–357, Mai 1987 (siehe S. 37).
- [87] J. Koch, S. Li und S. Pachnicke, „Transmission of higher order solitons created by optical multiplexing“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 37, Nr. 3, S. 933–941, 2019 (siehe S. 37, 76).
- [88] R. I. Killey, V. Mikhailov, S. Appathurai und P. Bayvel, „Investigation of nonlinear distortion in 40-Gb/s transmission with higher order mode fiber dispersion compensators“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 20, Nr. 12, S. 2282–2289, 2002 (siehe S. 37).
- [89] A. R. Chraplyvy, „Limitations on Lightwave Communications Imposed by Optical-Fiber Nonlinearities“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 8, Nr. 10, S. 1548–1557, 1990 (siehe S. 37).
- [90] Y. R. Shen, *The principles of nonlinear optics*, First Edit, Ser. Wiley Series in Pure and Applied Optics. J. Wiley, 1984 (siehe S. 39).
- [91] R. W. Boyd, *Nonlinear optics*. Elsevier, 2003 (siehe S. 41).
- [92] J. M. Kahn und K.-P. Ho, „Communications technology: A bottleneck for optical fibres“, *Nature*, Jg. 411, Nr. 6841, S. 1007, 2001 (siehe S. 42).
- [93] A. Hasegawa und F. Tappert, „Transmission of stationary nonlinear optical pulses in dispersive dielectric fibers. II. Normal dispersion“, *Applied Physics Letters*, Jg. 23, Nr. 4, S. 171–172, 1973 (siehe S. 42).
- [94] C. R. Menyuk, „Nonlinear pulse propagation in birefringent optical fibers“, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Jg. 23, Nr. 2, S. 174–176, 1987 (siehe S. 42).
- [95] —, „Stability of solitons in birefringent optical fibers I: Equal propagation amplitudes“, *Optics Letters*, Jg. 12, Nr. 8, S. 614, 1987 (siehe S. 42, 44).

- 
- [96] S. G. Evangelides, „Polarization multiplexing with solitons“, *Lightwave ...*, Jg. 10, Nr. 1, S. 28–35, 1992 (siehe S. 44).
- [97] S. Pachnicke, A. Chachaj, M. Helf und P. M. Krummrich, „Fast parallel simulation of fiber optical communication systems accelerated by a graphics processing unit“, *2010 12th International Conference on Transparent Optical Networks, ICTON 2010*, Nr. 1, S. 3–6, 2010 (siehe S. 45).
- [98] F. Pedrotti, L. Pedrotti, W. Bausch und H. Schmidt, *Optik für Ingenieure*. 2002, S. 879 (siehe S. 48, 61).
- [99] M. Seimetz, *High-Order Modulation for Optical Fiber Transmission*. 2009, Bd. 143 (siehe S. 48).
- [100] C. Hebebrand, *Digitale Signalverarbeitung in kohärenten optischen Kommunikationssystemen mit mehrstufigen Modulationsformaten*, Dissertati. Shaker Verlag, Aachen, DE, 2012 (siehe S. 48, 81, 91, 122).
- [101] K. Petermann, *Laser Diode Modulation and Noise*, Advances i. Springer Netherlands, 1988 (siehe S. 49).
- [102] L. Zehnder, „Ein neuer interferenzrefraktor“, *Zeitschrift für Instrumentenkunde*, Jg. 11, S. 275, 1891 (siehe S. 49).
- [103] L. Mach, „Ueber einen Interferenzrefraktor“, *Zeitschrift für Instrumentenkunde*, Jg. 12, Nr. 3, S. 89, 1892 (siehe S. 49).
- [104] L. N. Binh, *Optical fiber communication systems with Matlab and Simulink models*. CRC Press, 2014 (siehe S. 50).
- [105] H. Kawakami, E. Yoshida und Y. Miyamoto, „Auto bias control technique based on asymmetric bias dithering for optical QPSK modulation“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 30, Nr. 7, S. 962–968, 2012 (siehe S. 52).
- [106] Stephen Butterworth, *On the Theory of Filter Amplifiers*, 1930 (siehe S. 55).
- [107] L. Wangenheim, *Aktive Filter und Oszillatoren: Entwurf und Schaltungstechnik mit integrierten Bausteinen*, 2. Aufl. Springer, Berlin, 2007 (siehe S. 55).
- [108] R. L. Ozenbaugh, *EMI Filter Design Second Edition Revised and Expanded*, 2. Aufl., Ser. Electrical & Computer Engineering. CRC Press, 2000 (siehe S. 55).
- [109] C. Ruprecht, *Orthogonales Frequenzmultiplexverfahren für passive optische Netze*. Shaker, 2018 (siehe S. 55).
- [110] J. von Hoyningen-Huene, *Experimental Investigations of Digital Signal Processing in Optical Access Networks*. Shaker, 2014 (siehe S. 55, 105, 107, 109).

- [111] S. Pachnicke, T. Paschenda und P. Krummrich, „Assessment of a constraint-based routing algorithm for translucent 10Gbits/s DWDM networks considering fiber nonlinearities“, *Journal of Optical Networking*, Jg. 7, Nr. 4, S. 365, 2008 (siehe S. 57, 93).
- [112] C. Wree, *Differential phase shift keying for long haul fiber optic transmission based on direct detection*. Shaker, 2004 (siehe S. 58).
- [113] H. A. Haus, „The noise figure of optical amplifiers“, *IEEE Photonics Technology Letters*, Jg. 10, Nr. 11, S. 1602–1604, 1998 (siehe S. 58).
- [114] G. A. Clifford Headley, *Raman Amplification in Fiber Optical Communication Systems*, Ser. Optics and photonics. Elsevier Academic Press, 2005 (siehe S. 59).
- [115] R. H. Stolen und E. P. Ippen, „Raman gain in glass optical waveguides“, *Applied Physics Letters*, Jg. 22, Nr. 6, S. 276–278, 1973 (siehe S. 59).
- [116] D. Hollenbeck und C. D. Cantrell, „Multiple-vibrational-mode model for fiber-optic Raman gain spectrum and response function“, *Journal of the Optical Society of America B*, Jg. 19, Nr. 12, S. 2886, 2002 (siehe S. 60).
- [117] R. Noé, *Essentials of Modern Optical Fiber Communication*, 2. Aufl. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2016 (siehe S. 62, 119).
- [118] M. Nakazawa, S. Okamoto, T. Omiya, K. Kasai und M. Yoshida, „256-QAM (64 Gb/s) coherent optical transmission over 160 km with an optical bandwidth of 5.4 GHz“, *IEEE Photonics Technology Letters*, Jg. 22, Nr. 3, S. 185–187, 2010 (siehe S. 62).
- [119] L. G. Kazovsky, S. Benedetto und A. E. Willner, *Optical fiber communication systems*. Artech House, 1996 (siehe S. 62, 63).
- [120] C. Fludger, „Coherent equalization and POLMUX-RZ-DQPSK for robust 100-GE transmission“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 26, Nr. 1, S. 64–72, 2008 (siehe S. 63, 109).
- [121] E. Ip und J. M. Kahn, „Digital equalization of chromatic dispersion and polarization mode dispersion“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 25, Nr. 8, S. 2033–2043, 2007 (siehe S. 63, 104, 105, 110, 112, 139).
- [122] S. J. Savory, „Digital Coherent Optical Receivers: Algorithms and Subsystems“, *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, Jg. 16, Nr. 5, S. 1164–1179, 2010 (siehe S. 63).

- 
- [123] E. Ip und J. M. Kahn, „Compensation of dispersion and nonlinear impairments using digital backpropagation“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 26, Nr. 20, S. 3416–3425, 2008 (siehe S. 63, 105).
- [124] C. Kottke, J. von Hoyningen-Huene, J. Elbers, K. Habel, M. Eiselt, H. Griesser und W. Rosenkranz, „Coherent SCM-WDM-PON System using OFDM or Single Carrier with SSB Modulation and Wavelength Reuse“, *39th European Conference and Exhibition on Optical Communication (ECOC 2013)*, Nr. 4, S. 570–572, 2013 (siehe S. 64).
- [125] J. R. Barry und E. A. Lee, „Performance of Coherent Optical Receivers“, *Proceedings of the IEEE*, Jg. 78, Nr. 8, S. 1369–1394, 1990 (siehe S. 64).
- [126] J. Salz, „Modulation and Detection for Coherent Lightwave Communications“, *IEEE Communications Magazine*, Jg. 24, Nr. 6, S. 38–49, 1986 (siehe S. 64).
- [127] F. Derr, *Optische Übertragungssysteme mit quaternärer Phasenmodulation und Überlagerungsempfang*. Lehrst. für Nachrichtentechnik der Techn. Univ. München, 1991 (siehe S. 64).
- [128] L. Blum, M. Blum und M. Shub, „A Simple Unpredictable Pseudo-Random Number Generator“, *SIAM Journal on Computing*, Jg. 15, Nr. 2, S. 364–383, 1986 (siehe S. 66).
- [129] N. Živić, *Modern Communications Technology*, Ser. De Gruyter Graduate. Walter de Gruyter, 2016 (siehe S. 66).
- [130] ITU-T, *O.150*, 1992 (siehe S. 66).
- [131] O. V. Sinkin, R. Holzlöhner, J. Zweck und C. R. Menyuk, „Optimization of the split-step Fourier method in modeling optical-fiber communications systems“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 21, Nr. 1, S. 61–68, 2003 (siehe S. 67).
- [132] G. Bosco, A. Carena, V. Curri, R. Gaudino, P. Poggiolini und S. Benedetto, „Suppression of Spurious Tones Induced by the Split-Step Method in Fiber Systems Simulation“, *IEEE Photonics Technology Letters*, Jg. 12, Nr. 5, S. 489–491, 2000 (siehe S. 69).
- [133] C. Mazzali und H. L. Fragnito, „Recirculating loop for experimental evaluation of EDFA saturated regime effects on optical communication systems“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jg. 46, Nr. 3, S. 253–257, 1998 (siehe S. 69, 70).

- [134] S. J. Savory, G. Gavioli, V. Mikhailov, R. I. Killey und P. Bayvel, „Ultra Long-Haul QPSK Transmission using a Digital Coherent Receiver“, *IEEE LEOS Summer Topical*, Jg. 1, MA3.1, 2007 (siehe S. 69, 70).
- [135] S. J. Savory, „Digital filters for coherent optical receivers.“, *Optics express*, Jg. 16, Nr. 2, S. 804–17, Jan. 2008 (siehe S. 69, 70).
- [136] J. P. G. Linn F. Mollenauer, *Solitons in Optical Fibers: Fundamentals and Applications*, 1. Aufl. Academic Press, 2006 (siehe S. 75).
- [137] V. E. Zakharov; und A. B. Shabat, „Exact theory of two-dimensional self-focusing and one-dimensional self-modulation of waves in nonlinear media“, *SOVIET PHYSICS JETP*, Jg. 34, Nr. 1, 1972 (siehe S. 76).
- [138] S. Benedetto, E. Biglieri und V. Castellani, „Digital transmission theory“, 1988 (siehe S. 78).
- [139] S. Benedetto und E. Biglieri, *Principles of digital transmission: with wireless applications*. Springer Science & Business Media, 1999 (siehe S. 78).
- [140] M. Nakazawa, M. Yoshida, K. Kasai und J. Hongou, „20 Msymbol/s, 128 QAM coherent Optical transmission over 500 km using heterodyne detection with frequency-stabilized laser“, *2006 European Conference on Optical Communications Proceedings, ECOC 2006*, S. 1–2, 2006 (siehe S. 78).
- [141] R. Chahar und U. Nirmal, „Phase Frequency Detector For Phase Locked Loop - A Review“, Jg. 7, Nr. 2, S. 59–64, 2018 (siehe S. 78).
- [142] K. Balakier, L. Ponnampalam, M. J. Fice, C. C. Renaud und A. J. Seeds, „Integrated Semiconductor Laser Optical Phase Lock Loops“, *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, Jg. 24, Nr. 1, S. 1–12, 2018 (siehe S. 78).
- [143] I. Fatadin, S. J. Savory und D. Ives, „Compensation of Quadrature Imbalance in an Optical QPSK Coherent Receiver“, Jg. 20, Nr. 20, S. 1733–1735, 2008 (siehe S. 79, 100, 119).
- [144] G. Jacobsen, *Noise in digital optical transmission systems*. Artech House on Demand, 1994 (siehe S. 82).
- [145] S. Zhang, P. Y. Kam, J. Chen und C. Yu, „Decision-aided maximum likelihood detection in coherent optical phase-shift-keying system“, *Optics Express*, Jg. 17, Nr. 2, S. 703, 2009 (siehe S. 82, 119).
- [146] M. Shinagawa, Y. Akazawa und T. Wakimoto, „Jitter Analysis of High-Speed Sampling Systems“, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Jg. 25, Nr. 1, S. 220–224, 1990 (siehe S. 84).



- 
- [147] C. Azeredo-Leme, „Clock Jitter Effects on sampling: A tutorial“, *IEEE Circuits and Systems Magazine*, Jg. 11, Nr. 3, S. 26–37, 2011 (siehe S. 84).
- [148] R. F. H. Fischer, *Precoding and Signal Shaping for Digital Transmission*. 2002, S. 504 (siehe S. 88, 104, 105).
- [149] ITU-T, *G.967*, 2016 (siehe S. 88).
- [150] J. Kissing, *Analytische Bewertung der Signalqualität in faseroptischen Nachrichtennetzen*. Logos Verlag Berlin, 2003 (siehe S. 91).
- [151] G. C. Nevio Benvenuto, *Algorithms for communications systems and their applications*. J. Wiley, 2002 (siehe S. 91).
- [152] A. Keller, *Breitbandkabel und Zugangsnetze: Technische Grundlagen und Standards*, 2. Aufl. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2011 (siehe S. 91).
- [153] P. A. Höher, *Grundlagen der digitalen Informationsübertragung: Von der Theorie zu Mobilfunkanwendungen*, 2. Aufl. Vieweg+Teubner Verlag, 2013 (siehe S. 91, 92, 108).
- [154] E. Ip, A. Pak, T. Lau, D. J. F. Barros und J. M. Kahn, „Coherent detection in optical fiber systems“, *Electronics*, Jg. 16, Nr. 2, S. 861–866, 2008 (siehe S. 92, 105).
- [155] E. Böhmer, D. Ehrhardt und W. Oberschelp, *Elemente der angewandten Elektronik: Kompendium für Ausbildung und Beruf*. Springer-Verlag, 2009 (siehe S. 93).
- [156] L. C. Andrews und L. C. Andrews, *Special functions of mathematics for engineers*. McGraw-Hill New York, 1992 (siehe S. 93).
- [157] E. Diagram, D. Hillerkuss, S. Koenig, J. Meyer, M. Dreschmann, M. Huebner, C. Koos, J. Becker und J. Leuthold, „Quality Metrics for Optical Signals :“ *Ratio*, Jg. 1, S. 3–6, 2012 (siehe S. 93, 94).
- [158] R. Schmogrow, B. Nebendahl, M. Winter, A. Josten, D. Hillerkuss, S. Koenig, J. Meyer, M. Dreschmann, M. Huebner, C. Koos, J. Becker, W. Freude und J. Leuthold, „Error Vector Magnitude as a Performance Measure for Advanced Modulation Formats“, *IEEE Photonics Technology Letters*, Jg. 24, Nr. 1, S. 61–63, Jan. 2011 (siehe S. 94).
- [159] D. Clausen, C. Ruprecht und W. Rosenkranz, „Experimental Investigation of Bit and Power Loading in 10 Gbit/s Next Generation Optical OFDM Access Networks“, *Proceedings of the 17th International OFDM Workshop 2012*, S. 90–93, 2012 (siehe S. 94, 107).

- [160] R. A. Shafik, M. S. Rahman, A. H. Islam und N. S. Ashraf, „On the error vector magnitude as a performance metric and comparative analysis“, *Proceedings - 2nd International Conference on Emerging Technologies 2006, ICET 2006*, Nr. November, S. 27–31, 2006 (siehe S. 94).
- [161] C. S. Petrou, A. Vgenis, I. Roudas und L. Raptis, „Quadrature imbalance compensation algorithms for coherent PDM QPSK systems“, *Conference Proceedings - Lasers and Electro-Optics Society Annual Meeting-LEOS*, Nr. 1, S. 642–643, 2009 (siehe S. 95).
- [162] I. Roudas, M. Sauer, J. Hurley, Y. Mauro und S. Raghavan, „Compensation of coherent DQPSK receiver imperfections“, *LEOS Summer Topical Meeting*, Nr. 2, S. 19–20, 2007 (siehe S. 95).
- [163] B. Razavi, *RF Microelectronics, 2nd Edition (Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series)*, 2. Aufl. Prentice Hall, 2011 (siehe S. 95).
- [164] M. Valkama, M. Renfors und V. Koivunen, „Advanced methods for I/Q imbalance compensation in communication receivers“, *IEEE Transactions on Signal Processing*, Jg. 49, Nr. 10, S. 2335–2344, 2001 (siehe S. 96, 100).
- [165] L. Anttila, M. Valkama und M. Renfors, „Blind moment estimation techniques for I/Q imbalance compensation in quadrature receivers“, *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC*, Nr. 3, 2006 (siehe S. 96, 100, 101, 147).
- [166] N. A. Moseley und C. H. Slump, „A low-complexity feed-forward I/Q imbalance compensation algorithm“, *17th Annual Workshop on Circuits, Veldhoven, The Netherlands*, S. 158–164, 2006 (siehe S. 96).
- [167] M. Eiselt, A. Dochhan und W. Rosenkranz, „OSNR sensitivity of multi-level modulation formats“, *2010 Asia Communications and Photonics Conference and Exhibition, ACP 2010*, S. 353–354, 2010 (siehe S. 97).
- [168] W. Kester, *Analog-Digital Conversion*. Analog Devices, 2004 (siehe S. 97).
- [169] S. H. Chang, H. S. Chung und K. Kim, „Impact of Quadrature Imbalance in Optical Coherent QPSK Receiver“, *IEEE Photonics Technology Letters*, Jg. 21, Nr. 11, S. 709–711, Juni 2009 (siehe S. 100).
- [170] M. Valkama, M. Renfors und V. Koivunen, „Blind signal estimation in conjugate signal models with application to I/Q imbalance compensation“, *IEEE Signal Processing Letters*, Jg. 12, Nr. 11, S. 733–736, 2005 (siehe S. 100, 147).

- 
- [171] C. P. Yen, Y. Tsai, G. Zhang und R. Olesen, „Blind estimation and compensation of frequency-flat I/Q imbalance using cyclostationarity“, *IEEE Vehicular Technology Conference*, Nr. 2, S. 2–6, 2008 (siehe S. 101).
- [172] R. Kudo, T. Kobayashi, K. Ishihara, Y. Takatori, a. Sano und Y. Miyamoto, „Coherent Optical Single Carrier Transmission Using Overlap Frequency Domain Equalization for Long-Haul Optical Systems“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 27, Nr. 16, S. 3721–3728, 2009 (siehe S. 102).
- [173] M. Alfiad, A. Napoli, B. Spinnler, B. Lankl, K. Piyawanno, F. Hauske und M. Kushnerov, „DSP for Coherent Single-Carrier Receivers“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 27, Nr. 16, S. 3614–3622, 2009 (siehe S. 102).
- [174] K. S. Gaur und M. Rawat, „Implementation of FIR filter in frequency Domain and Time Domain for Wireless Communication System“, *International Journal of Computer Science and Technology*, Jg. 4333, Nr. 3, S. 506–512, 2011 (siehe S. 103).
- [175] M. Dentino, „Frequency Domain Adaptive Correlator“, in *11th Asilomar Conference on Circuits, Systems and Computers, 1977. Conference Record.*, 1977, S. 267–271 (siehe S. 103).
- [176] E. R. Ferrara, „Fast Implementation of LMS Adaptive Filters“, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Jg. 28, Nr. 4, S. 474–475, 1980 (siehe S. 103).
- [177] P. Sommen und J. Jayasinghe, „On frequency domain adaptive filters using the overlap-add method“, S. 27–30, 1988 (siehe S. 103).
- [178] W. Rosenkranz, R. Rath und D. Clausen, „Advanced digital signal processing for coherent and non-coherent optical transmission“, in *International Conference on Transparent Optical Networks*, Bd. 2015-Augus, 2015 (siehe S. 103).
- [179] D. Clausen, R. Rath, J. von Hoyningen-Huene, C. Ruprecht, C. Castro und W. Rosenkranz, „Experimental Demonstration of Non-Integer Fractionally-Spaced Equalization for Flexible Coherent Receivers“, S. 153–155, 2015 (siehe S. 103, 112, 174).
- [180] G. Ungerboeck, „Fractional Tap-Spacing Equalizer and Consequences for Clock Recovery in Data Modems“, Jg. COM-24, Nr. 8, S. 856–864, 1976 (siehe S. 104).
- [181] W. Rosenkranz, R. Rath und D. Clausen, „Precoding and equalization in digital coherent optical transmission“, in *2016 21st European Conference on Networks and Optical Communications, NOC 2016*, 2016 (siehe S. 105, 112).

- [182] R. Rath, D. Clausen, S. Ohlendorf, S. Pachnicke und W. Rosenkranz, „Tomlinson-Harashima Precoding for Dispersion Uncompensated PAM-4 Transmission with Direct-Detection“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 35, Nr. 18, 2017 (siehe S. 105).
- [183] R. Rath, „Investigation of Digital Signal Processing Techniques for Compensation of Linear and Nonlinear Impairments in Fiber-Optic Communication Systems“, Diss., University of Kiel, Kiel, Germany, Feb. 2020 (siehe S. 105).
- [184] S. Warm, C. Bunge, T. Wuth und K. Petermann, „Electronic Dispersion Precompensation With a 10-Gb / s Directly Modulated Laser“, *IEEE Photonics Technology Letters*, Jg. 21, Nr. 15, S. 1090–1092, 2009 (siehe S. 105, 107).
- [185] E. Ip und J. Kahn, „Fiber Impairment Compensation Using Coherent Detection and Digital Signal Processing“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 28, Nr. 4, S. 502–519, 2010 (siehe S. 105, 107).
- [186] A. Napoli, D. Rafique, M. Bohn, V. A. J. M. Sleiffer, T. Rahman, B. Spinnler, M. M. Mezghanni und S. Calabrò, „Novel DAC digital pre-emphasis algorithm for next-generation flexible optical transponders“, Th3G.6, 2015 (siehe S. 105, 107).
- [187] R. Rath, J. von Hoyningen-Huene und W. Rosenkranz, „Combined Precoding and Volterra Equalization for the Mitigation of Fiber-Optic Nonlinear Channel Impairments“, *Photonische Netze : Beiträge der 15. ITG-Fachtagung*, S. 1–5, 2014 (siehe S. 107).
- [188] S. Warm, *Electronic predistortion strategies for directly modulated laser systems*. 2010 (siehe S. 107).
- [189] C. Xia, *Advanced electronic distortion equalization for high speed optical SMF and MMF communications*. Shaker, 2008 (siehe S. 107).
- [190] M. Kuschnerov, M. Chouayakh, K. Piyawanno, B. Spinnler, E. De Man, P. Kainzmaier, M. S. Alfiad, A. Napoli und B. Lankl, „Data-aided versus blind single-carrier coherent receivers“, *IEEE Photonics Journal*, Jg. 2, Nr. 3, S. 387–403, 2010 (siehe S. 110).
- [191] R. Elschner, L. Molle, S. Alreesh, C. Schmidt-Langhorst, F. Frey, T. Tanimura, C. Schubert, C. Meuer und J. K. Fischer, „Experimental demonstration of a format-flexible single-carrier coherent receiver using data-aided digital signal processing“, *Optics Express*, Jg. 20, Nr. 27, S. 28 786, 2012 (siehe S. 110).

- 
- [192] J. K. Fischer, S. Alreesh, R. Elschner, F. Frey, M. Nölle, C. Schmidt-Langhorst und C. Schubert, „Bandwidth-variable transceivers based on four-dimensional modulation formats“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 32, Nr. 16, S. 2886–2895, 2014 (siehe S. 110).
- [193] S. Ohlendorf, S. Pachnicke und W. Rosenkranz, „Minimizing the Oversampling Rate in Bandwidth-Variable Optical Kramers-Kronig IM / DD-Transmission with Multidimensional PAM“, *SCC 2019 - 12th International ITG Conference on Systems, Communications and Coding*, Nr. May, S. 215–220, 2019 (siehe S. 112).
- [194] J. G. Proakis, „Adaptive equalization for TDMA digital mobile radio“, *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, Jg. 40, Nr. 2, S. 333–341, 1991 (siehe S. 113).
- [195] D. Godard, „Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems“, *Communications, IEEE Transactions on*, Jg. C, S. 1867–1875, 1980 (siehe S. 113, 114).
- [196] K. N. Oh; und Y. O. Chin, „Modified constant modulus algorithm: blind equalization and carrier phase recovery algorithm“, *Proceedings IEEE International Conference on Communications ICC '95*, Jg. 1, S. 498–502, 1995 (siehe S. 113).
- [197] Y. Fan, X. Chen, W. Zhou, X. Zhou und H. Zhu, „The comparison of CMA and LMS equalization algorithms in optical coherent receivers“, *2010 6th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, WiCOM 2010*, Nr. 2009, 2010 (siehe S. 114, 115).
- [198] D. Jones, „A normalized constant-modulus algorithm“, S. 694–697, 1996 (siehe S. 115).
- [199] A. Leven, N. Kaneda, U. V. Koc und Y. K. Chen, „Frequency estimation in intradyne reception“, *IEEE Photonics Technology Letters*, Jg. 19, Nr. 6, S. 366–368, 2007 (siehe S. 118).
- [200] G. Goldfarb und G. Li, „BER estimation of QPSK homodyne detection with carrier phase estimation using digital signal processing“, *Optics Express*, Jg. 14, Nr. 18, S. 8043, 2006 (siehe S. 118).
- [201] M. Seimetz, „Laser linewidth limitations for optical systems with high-order modulation employing feed forward digital carrier phase estimation“, *OFC/NFOEC 2008 - 2008 Conference on Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference*, S. 2–4, 2008 (siehe S. 118).

- [202] Y. Cao, S. Yu, J. Shen und Y. Ji, „Frequency Estimation for Optical Coherent MSK System Without Removing Modulated Data Phase“, *Communication*, Jg. 22, Nr. 10, S. 603–604, 2010 (siehe S. 118).
- [203] J. Cartledge, J. D. Downie und J. E. Hurley, „Frequency offset estimation for 112 Gbit/s PDM-QPSK systems using sample autocorrelation functions“, *2010 23rd Annual Meeting of the IEEE Photonics Society, PHOTONICS 2010*, S. 596–597, 2010 (siehe S. 118).
- [204] S. Kay, „A Fast and Accurate Single Frequency Estimator“, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Jg. 37, Nr. 12, S. 1987–1990, 1989 (siehe S. 118).
- [205] L. G. Kazovsky, G. Kalogerakis und W. T. Shaw, „Homodyne phase-shift-keying systems: Past challenges and future opportunities“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 24, Nr. 12, S. 4876–4884, 2006 (siehe S. 118, 119).
- [206] D.-S. Ly-Gagnon, S. Tsukamoto und K. Katoh, „Coherent Detection of Optical Quadrature Phase-Shift Keying Signals With Carrier Phase Estimation“, Jg. 24, Nr. 1, S. 12–21, 2006 (siehe S. 118).
- [207] D.-S. Ly-Gagnon, K. Katoh und K. Kikuchi, „Unrepeated 210-km Transmission with Coherent Detection and Digital Signal Processing of 20 Gb/s QPSK Signal“, *Ofc/Nfoec 2005*, S. 4–6, 2005 (siehe S. 118).
- [208] M. G. Taylor, „Accurate Digital Phase Estimation Process for Coherent Detection Using a Parallel Digital Processor“, Jg. 2, Nr. 3, S. 263–264, 2005 (siehe S. 118).
- [209] M. G. Taylor, „Coherent detection for optical communications using digital signal processing“, *OFC/NFOEC 2007 - Optical Fiber Communication and the National Fiber Optic Engineers Conference 2007*, S. 6–8, 2007 (siehe S. 118).
- [210] M. Morsy-Osman, Q. Zhuge, L. R. Chen und D. V. Plant, „Feedforward carrier recovery via pilot-aided transmission for single-carrier systems with arbitrary M-QAM constellations“, *Optics Express*, Jg. 19, Nr. 24, S. 24331, 2011 (siehe S. 118).
- [211] Y. Gao, A. Lau und C. Lu, „Cycle-slip resilient carrier phase estimation for polarization multiplexed 16-QAM systems“, *Opto-Electronics and Communications ...*, Nr. July, S. 154–155, 2012 (siehe S. 119).
- [212] T. Pfau, „Development and real-time implementation of digital signal processing algorithms for coherent optical receivers“, Diss., 2009 (siehe S. 119, 120).

- 
- [213] K. Piyawanno, M. Kuschnerov, B. Spinnler und B. Lankl, „Low complexity carrier recovery for coherent QAM using superscalar parallelization“, *European Conference on Optical Communication, ECOC*, Jg. 1-2, Nr. 1, S. 3–5, 2010 (siehe S. 119, 121).
- [214] K.-T. Wu und H. Sun, „Techniques in Carrier Recovery for Optical Coherent Systems“, OTh4C.3, 2012 (siehe S. 119).
- [215] Y. Mori, C. Zhang, M. Usui, K. Igarashi, K. Katoh und K. Kikuchi, „Unrepeated 200-km transmission of 40-Gbps 16-QAM signals using digital coherent receiver“, *Optics Express*, Jg. 17, Nr. 3, S. 3–4, 2009 (siehe S. 119).
- [216] T. Pfau, S. Hoffmann und R. Noé, „Hardware-efficient coherent digital receiver concept with feedforward carrier recovery for M-QAM constellations“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 27, Nr. 8, S. 989–999, 2009 (siehe S. 119).
- [217] X. Zhou und Y. Sun, „Low-Complexity, Blind Phase Recovery for Coherent Receivers Using QAM Modulation“, in *Conference on Optical Fiber Communication, Technical Digest Series*, 2013 (siehe S. 121).
- [218] J. Li, L. Li, Z. Tao, T. Hoshida und J. C. Rasmussen, „Laser-linewidth-tolerant feed-forward carrier phase estimator with reduced complexity for QAM“, *Journal of Lightwave Technology*, Jg. 29, Nr. 16, S. 2358–2364, 2011 (siehe S. 121).
- [219] M. Oerder, „Digital Filter and Square Timing Recovery“, *IEEE Trans. on Communications*, Jg. 36, Nr. 5, S. 605–612, 1988 (siehe S. 121, 122).
- [220] F. M. Gardner, „A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers“, *IEEE Transactions on Communications*, Jg. 34, Nr. 5, S. 423–429, 1986 (siehe S. 121–123).
- [221] Z. Ziran, L. Xinying, S. Yufeng, F. Wuliang, H. Bo, Z. Junwen, Z. Shumin, T. Li, Z. Jiangbo und C. Nan, „Frequency estimation for optical coherent MSK system“, *Communications and Photonics Conference and Exhibition (ACP), 2010 Asia*, S. 603–604, 2010 (siehe S. 139).





# Veröffentlichungen des Autors

---

#	Veröffentlichung inklusive Eigenanteil			
---	--	--	--	--

---

[1]	D. Clausen, C. Ruprecht, and W. Rosenkranz, “Experimental investigation of bit and power loading in 10 Gbit/s next generation optical OFDM access networks,” in <i>17th International OFDM Workshop 2012 (InOWo’12)</i> , 2015, 2012.			
<i>Eigenanteil:</i>	Konzeptionierung:	95%	Planung:	95%
	Durchführung:	90%	Manuskripterstellung:	90%
[2]	D. Clausen, R. Rath, J. v. Hoyningen-Huene, C. Ruprecht, C. Castro, and W. Rosenkranz, “Experimental demonstration of non-integer fractionally-spaced equalization for flexible coherent receivers,” in <i>Photonic Networks; 16. ITG Symposium</i> , 2015, pp.153–155.			
<i>Eigenanteile</i>	Konzeptionierung:	90%	Planung:	95%
	Durchführung:	95%	Manuskripterstellung:	85%
[3]	W. Rosenkranz, R. Rath, and D. Clausen, “Advanced digital signal processing for coherent and non-coherent optical transmission,” in <i>2015 17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)</i> , 2015, pp. 1–4.			
<i>Eigenanteile</i>	Konzeptionierung:	30%	Planung:	40%
	Durchführung:	25%	Manuskripterstellung:	50%
[4]	F. Wäckerle, R. F. H. Fischer, D. Clausen, and R. Rath, “Decoding metrics for multistage bit-wise coded modulation in optical communications,” in <i>2015 Advances in Wireless and Optical Communications (RTUWO)</i> , 2015, pp. 98–101.			
<i>Eigenanteile</i>	Konzeptionierung:	15%	Planung:	5%
	Durchführung:	30%	Manuskripterstellung:	10%

## Anhang G Literaturverzeichnis

---

#	Veröffentlichung inklusive Eigenanteil			
[5]	W. Rosenkranz, R. Rath, and D. Clausen, “Precoding and equalization in digital coherent optical transmission,” in <i>2016 21st European Conference on Networks and Optical Communications (NOC)</i> , 2016, pp. 195–200.			
<i>Eigenanteile</i>	Konzeptionierung:	10%	Planung:	30%
	Durchführung:	30%	Manuskripterstellung:	25%
[6]	R. Rath, D. Clausen, and W. Rosenkranz, “Enhanced detection vs. digital compensation for IQ imbalance in coherent fiber-optic communication systems,” presented at the <i>2016 IEEE International Conference on the Science of Electrical Engineering (ICSEE)</i> , Eilat, Israel, Nov. 2016.			
<i>Eigenanteile</i>	Konzeptionierung:	25%	Planung:	30%
	Durchführung:	30%	Manuskripterstellung:	25%
[7]	S. Ohlendorf, D. Clausen, R. Rath, S. Pachnicke, and W. Rosenkranz, “Comparison of time domain hybrid PAM and DMT for data center applications,” in <i>Photonic Networks; 18. ITG-Symposium, 2017</i> , pp. 115–121.			
<i>Eigenanteile</i>	Konzeptionierung:	10%	Planung:	20%
	Durchführung:	20%	Manuskripterstellung:	10%
[8]	R. Rath, D. Clausen, S. Ohlendorf, S. Pachnicke, and W. Rosenkranz, “Tomlinson–Harashima precoding for dispersion uncompensated PAM-4 transmission with direct-detection,” in <i>Journal of Lightwave Technology</i> , vol. 35, no. 18, pp. 3909–3917, Sep. 2017.			
<i>Eigenanteile</i>	Konzeptionierung:	10%	Planung:	10%
	Durchführung:	30%	Manuskripterstellung:	15%
[9]	D. Clausen, R. Rath, S. Ohlendorf, W. Rosenkranz, and S. Pachnicke, “Experimental demonstration of flexible hybrid modulation formats for future adaptive optical transmission systems,” in <i>Journal of Lightwave Technology</i> , vol. 36, no. 12, pp. 2551–2558, Jun. 2018.			
<i>Eigenanteile</i>	Konzeptionierung:	90%	Planung:	95%
	Durchführung:	80%	Manuskripterstellung:	90%