

Technische Universität Dresden

**Simulation und experimentelle Untersuchung von  
optischen und elektronischen Entzerrern in  
hochbitratigen optischen Übertragungssystemen**

**Daniel Fritzsche**

von der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik der  
Technischen Universität Dresden

zur Erlangung des akademischen Grades eines

**Doktoringenieurs**

(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. habil. J. Czarske

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. C. G. Schäffer

Prof. Dr.-Ing. B. Schmauß

Tag der Einreichung: 08.04.2010

Tag der Verteidigung: 14.07.2010



---

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b> .....	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Grundaufbau und Komponenten optischer Übertragungssysteme</b> .....	<b>3</b>
2.1	Optische Sender.....	4
2.1.1	Prinzipieller Aufbau .....	4
2.1.2	Optische Modulatoren .....	5
2.1.3	Optische Modulationsformate .....	7
2.2	Das Übertragungsmedium Glasfaser.....	9
2.2.1	Dämpfung.....	9
2.2.2	Wellenausbreitung in Glasfasern .....	10
2.2.3	Dispersion.....	12
2.2.4	Chromatische Dispersion .....	14
2.2.5	Nichtlineare Effekte .....	15
2.2.6	Simulation der Pulsausbreitung in Glasfasern .....	17
2.2.7	Polarisationsmodendispersion.....	18
2.3	Optische Faserverstärker .....	22
2.4	Optische Empfänger und Signalauswertung .....	24
2.4.1	Photodetektion.....	25
2.4.2	Messung und Simulation der Bitfehlerrate.....	25
<b>3</b>	<b>Filterstrukturen und Polynomsysteme</b> .....	<b>29</b>
3.1	Digitalfilter .....	29
3.2	Optische Filter .....	30
3.3	Volterra-Systeme.....	33
<b>4</b>	<b>Elektronische Entzerrung zur Erhöhung der Systemtoleranz</b> .....	<b>35</b>
4.1	Klassische Entzerrer .....	35
4.1.1	Linearer vorwärtsgerichteter Entzerrer .....	35
4.1.2	Nichtlinearer entscheidungsrückgekoppelter Entzerrer .....	36
4.1.3	Kombinierter Entzerrer .....	37
4.1.4	Adaptive Optimierung der Entzerrerkoeffizienten.....	38
4.2	Nichtlineare Entzerrer basierend auf Volterra-Systemen.....	41
4.2.1	Vorwärtsgerichteter Volterra-Entzerrer .....	41
4.2.2	Entscheidungsrückgekoppelter Volterra-Entzerrer .....	43
4.2.3	Adaptive Optimierung.....	45
4.3	Maximum Likelihood Sequence Estimation .....	45
4.3.1	Viterbi-Algorithmus .....	46
<b>5</b>	<b>Optische Entzerrung und Kompensation</b> .....	<b>49</b>
5.1	Dispersionskompensationsfasern .....	49
5.2	Optische FIR-Filter .....	50
5.2.1	Direkte Dispersionskompensation.....	53
5.2.2	Adaptive Entzerrung .....	54
5.2.3	Quasi-analytische Filterberechnung.....	58

<b>6</b>	<b>Entzerrung in unkompensierten Übertragungssystemen.....</b>	<b>61</b>
6.1	Prinzipieller Vergleich der Entzerrer bei linearer Übertragung .....	61
6.1.1	Untersuchtes System .....	62
6.1.2	Elektronische Entzerrung .....	63
6.1.3	Optische Entzerrung .....	66
6.1.4	Analyse und Optimierung der Parameter optischer Entzerrer .....	72
6.1.5	Parameterauswertung und Designrichtlinien .....	77
6.2	Entzerrung unter Berücksichtigung nichtlinearer Fasereffekte.....	78
6.2.1	Untersuchtes System .....	78
6.2.2	Verhalten bei NRZ-Modulation .....	79
6.2.3	Verhalten bei Duobinärmodulation .....	80
6.2.4	Vergleich bei unterschiedlicher Sendeleistung .....	82
<b>7</b>	<b>Entzerrung in dispersionskompensierten Übertragungssystemen .....</b>	<b>87</b>
7.1	Ausgleich einer DCF-Fehlanpassung .....	87
7.1.1	Ansatz für Streckendesign.....	88
7.1.2	Einfluss der DCF-Granularität .....	89
7.1.3	Einfluss der Entzerrer .....	91
7.2	Entzerrung von Restdispersion.....	93
7.2.1	Untersuchtes System .....	94
7.2.2	Verhalten bei NRZ-Modulation .....	94
7.2.3	Verhalten bei Duobinärmodulation .....	96
<b>8</b>	<b>Gleichzeitige Entzerrung mehrerer Fasereffekte.....</b>	<b>97</b>
8.1	Simulation der Entzerrung durch MLSE-Entzerrer .....	97
8.2	Experimentelle Untersuchung von MLSE-Entzerrern im Feldversuch .....	99
8.2.1	Aufbau der MLSE-Entzerrer .....	100
8.2.2	Labor und Streckenaufbau .....	101
8.2.3	4-states MLSE bei PMD und CD.....	104
8.2.4	4-states MLSE in Kombination mit einem gechirpten Modulator.....	106
8.2.5	16-states MLSE bei PMD und CD.....	108
8.2.6	Vergleich der Leistungsfähigkeit .....	110
<b>9</b>	<b>Alternative Verfahren zur Erhöhung der Systemtoleranz.....</b>	<b>113</b>
9.1	Optisches Subcarrier-Multiplexing .....	113
9.1.1	Aufbau und prinzipielle Funktionsweise.....	114
9.1.2	Experimentelle Untersuchung und Ergebnisauswertung .....	114
9.2	Gezielter Austausch von Glasfasern mit hoher PMD .....	117
9.2.1	Polarisationsempfindliche OTDR-Messung .....	118
9.2.2	Identifizierung PMD-belasteter Faserabschnitte .....	119
<b>10</b>	<b>Zusammenfassung und Schlussfolgerung.....</b>	<b>121</b>
	<b>Literaturverzeichnis.....</b>	<b>123</b>
	<b>Verzeichnis der im Rahmen dieser Arbeit entstandenen Veröffentlichungen .....</b>	<b>133</b>
	<b>Anhang A .....</b>	<b>137</b>
	<b>Anhang B.....</b>	<b>138</b>

## Verzeichnis der Abkürzungen und Formelzeichen

Liste der wichtigsten Abkürzungen (in Klammern englische Bezeichnung)

AM	Amplitudenmodulation (amplitude modulation)
ASE	verstärkte spontane Emission Amplified Spontaneous Emission
ASK	Amplitudenumtastung (amplitude-shift-keying)
BER	Bitfehlerrate (bit error rate)
BERT	Bitfehlerratentester (bit error rate tester)
BPF	Bandpassfilter (band pass filter)
BTB	back-to-back
CDI	chromatischer Dispersionsindex (chromatic dispersion index)
CW	Dauerstrich (continuous wave)
DCF	Dispersionskompensationsfaser (dispersion compensating fiber)
DFE	entscheidungsrückgekoppelter Entzerrer (decision feedback equalizer)
DGD	differentielle Gruppenlaufzeit (differential group delay)
DSF	dispersionsverschobene Faser (dispersion-shifted fiber)
DSL	digital subscriber line
DB	duobinär (duo-binary)
DPSK	differentielle Phasenumtastung (differential phase shift keying)
DQPSK	differentielle Quadratur-Phasenumtastung (differential quadrature phase shift keying)
EDFA	Erbium-dotierter Faserverstärker (erbium doped fiber amplifier)
EEQ	electronic equalizer, elektronischer Entzerrer
ER	Extinktionsverhältnis (extinction ratio)
FEC	vorwärtsgerichtete Fehlerschutzcodierung (forward error correction)
FFE	vorwärtsgerichteter Entzerrer (feed forward equalizer)
FFT	schnelle Fourier-Transformation (fast fourier transformation)
FIR	endliche Impulsantwort (finite impulse response)
FSR	freier Spektralbereich (free spectral range)
FTTH	fiber to the home
IP	Internetprotokoll (internet protocoll)
ISI	Intersymbol-Interferenz, Symbolübersprechen (inter-symbol interference)
LMS	Least Mean Square
LP	linear polarisiert (linear polarized)
LTE	long term evolution
MLSE	maximum likelihood sequence estimation
MZI	Mach-Zehnder-Interferometer
MZM	Mach-Zehnder-Modulator
NRZ	non-return to zero
NZDSF	non-zero dispersion shifted fiber
OEO	optisch-elektrisch-optisch
OEQ	optischer Entzerrer (optical equalizer)
OFDM	optical frequency divison multiplexing
OSNR	optisches Signal-Rausch-Verhältnis (optical signal to noise ratio)
PM	Phasenmodulation (phase modulation)
PMD	Polarisationsmodendispersion (polarization mode dispersion)

PRBS	pseudozufällige Bitsequenz (pseudo random bit sequence)
PSK	Phasenumtastung (phase shift keying)
QPSK	Quadratur-Phasenumtastung (quadrature phase shift keying)
Rx	Empfänger (receiver)
RZ	return to zero
SBS	stimulierte Brillouin Streuung (stimulated brillouin scattering)
SOP	Polarisationszustand (state of polarization)
SOPMD	PMD zweiter Ordnung (second order PMD)
SPM	Selbstphasenmodulation (self phase modulation)
SRS	stimulierte Raman Streuung (stimulated Raman scattering)
SSMF	Standardeinmodenfaser (standard single mode fiber)
Tx	Sender (transmitter)
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
WDM	Wellenlängenmultiplex (wavelength division multiplexing)
WLAN	lokales Funknetzwerk (wireless local area network)
XPM	Kreuzphasenmodulation (cross phase modulation)
a.u.	arbitrary units

### Liste der wichtigsten Formelzeichen

$a$	Koeffizienten des Vorwärtsfilters
$b$	Koeffizienten des Feedbackfilters
$a_n$	komplexe Koeffizienten eines Vorwärtsfilters
$A_{\text{eff}}$	effektive Modenfläche
$B$	normierte Ausbreitungskonstante
$BW$	Bandbreite eines Signals oder Filters
$BW_{\text{Ref}}$	Referenzbandbreite
$\mathbf{B}$	Vektor der magnetischen Induktion bzw. magnetischen Flußdichte
$c$	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
$\underline{c}$	Koppelfaktor eines Faserkopplers
$D$	Dispersion
$D_M$	Materialdispersion
$D_W$	Wellenleiterdispersion
$\mathbf{D}$	Vektor der dielektrischen Verschiebung bzw. der elektrischen Flußdichte
$\mathbf{E}$	Vektor der elektrischen Feldstärke
$F$	Rauschzahl
$G$	Gewinn eines Verstärkers
$\mathbf{H}$	Vektor der magnetischen Feldstärke
$h$	Planksches Wirkungsquantum
$h_i$	diskreter Volterra-Kern $i$ -ter Ordnung
$i_{\text{max}}$	Entscheidungsverzögerung des Viterbi-Algorithmus
$I_p$	elektrischer Strom einer Photodiode
$K$	Boltzmannkonstante
$L$	Länge
$n$	Brechzahl
$n_{\text{eff}}$	effektive Brechzahl
$n_g$	Gruppenbrechzahl

$n_{\text{sp}}$	Besetzungsinversion (spontaner Emissionsfaktor)
$P$	Leistung
$\mathbf{P}$	dielektrische Polarisierung
$R$	Responsivität einer Photodiode
$S$	Anstieg der Dispersion
$T$	Verzögerungszeit eines Verzögerungselementes eines Filters
$T_{\text{Bit}}$	Bitdauer
$T_S$	Symboldauer
$R_{\text{Bit}}$	Bitrate
$R_S$	Symbolrate
$r$	Kernradius einer Glasfaser
$S_k$	Symbol- bzw. Kanalzustand
$V_1, V_2$	Steuerspannungen eines Mach-Zehnder-Modulators
$V_\pi$	Halbwellenspannung
$V$	normierte Frequenz bzw. Faserparameter
$\alpha$	Dämpfungskoeffizient einer Glasfaser
$\alpha_{\text{dB}}$	Dämpfungskoeffizient einer Glasfaser in dB
$\alpha_{\text{MZM}}$	Chirp-Parameter eines Mach-Zehnder-Modulators
$\beta$	Ausbreitungskonstante
$\beta_2, \beta_3$	chromatische Dispersion erster und zweiter Ordnung
$\varepsilon_0$	Dielektrizitätskonstante
$\lambda$	Wellenlänge
$\omega$	Kreisfrequenz
$\nu$	optische Frequenz
$\rho_{\text{ASE}}$	spektrale Rauschleistungsdichte des ASE-Rauschens
$\mu_0$	Permeabilitätskonstante
$\eta$	Quantenwirkungsgrad
$\tau$	Gruppenlaufzeit
$\Delta\tau$	differentielle Gruppenlaufzeit
$\tau_{\text{PMD}}$	PMD einer Faserstrecke
$\varphi$	Phasenverschiebung
$v_g$	Gruppengeschwindigkeit
$v_p$	Phasengeschwindigkeit
$\sigma$	Varianz eines Rauschsignals
$\sigma_{\text{sh}}$	Schrotrauschen
$\sigma_{\text{th}}$	thermisches Rauschen
$\gamma$	Nichtlinearitätskoeffizient einer Glasfaser
$\chi$	Suszeptibilität



---

# 1 Einleitung

Als die ersten optischen Übertragungssysteme mit Einmoden-Glasfasern verlegt wurden war die Dämpfung einer der wichtigsten Faserparameter. Systeme mit typischen Streckenlängen von 80 km wurden bei einer Datenrate von bis zu 2,5 GBit/s betrieben und durch die Dämpfung der Fasern begrenzt. Nach der Entwicklung optischer Verstärker stellte die Faserdämpfung bei der Realisierung noch längerer Strecken kein Hindernis mehr dar, so dass sich die Aufmerksamkeit beim Systemdesign auf die Dispersionskompensation richtete. Durch optische Verstärker und Dispersionskompensationsfasern konnten sehr lange optisch transparente Strecken, d.h. ohne optisch-elektronisch-optische Regeneration, von mehreren Hundert km erreicht werden. Parallel dazu stieg die Kanaldatenrate beständig an, zunächst auf 10 GBit/s und später auf 40 GBit/s, wie sie heute im kommerziellen Bereich häufig verwendet werden. In der Forschungswelt werden derzeit sogar noch höhere Datenraten von 100 GBit/s und darüber hinaus untersucht. Mit zunehmender Datenrate wird eine immer bessere und genauere Dispersionskompensation notwendig. Zusätzlich fallen andere Faserverzerrungen wie die Polarisationsmodendispersion stärker ins Gewicht. Auch hier sind zusätzliche Kompensationsmethoden notwendig.

Ein Grund für immer höhere Datenraten ist der ständig wachsende Bandbreitebedarf durch den rasant steigenden Internetverkehr. Neue Anwendungen wie massenmarktaugliches Home Entertainment, Triple Play (Internet, Video, Telefonie), Video on Demand Dienste, Grid und Storage Netze in virtualisierten Firmenumgebungen oder Multimediakonferenzen/Videotelefonie werden als die Wachstumstreiber für neue breitbandige Netze angesehen. Die Anforderungen des Marktes bzw. der Nutzer sind dabei sowohl eine steigende Bandbreite, als auch eine flexible und von Zugangstechniken unabhängige Bereitstellung der Netzdienstleistungen z. B. über DSL, FTTH, WLAN oder mobile Services wie UMTS oder LTE. Um diesen Datenverkehr bewältigen zu können steht aus Sicht der Netzbetreiber vor allem die Erhöhung der Effizienz und die Skalierbarkeit des Backbone- oder Kernnetzes im Vordergrund. Zukünftige Backbone-Netze sollten für IP-Verkehr optimiert sein und somit eine Dienstendifferenzierung ermöglichen und sehr flexibel sein. Außerdem wird aufgrund der steigenden Netzgröße und der globalen Vernetzung das Zusammenspiel zwischen mehreren Netzbetreibern immer wichtiger. Für die Systemhersteller sind daher vereinheitlichte und offene Architekturen und Schnittstellen von Bedeutung, da diese eine schnelle Einbettung neuer Techniken ermöglichen.

Auf der Übertragungsebene, die einen wichtigen Netzaspekt abdeckt, steht neben der Realisierung immer höherer Datenraten auch eine möglichst robuste Übertragung im Vordergrund. Im optischen Weitverkehrsnetz werden heutzutage Systeme mit Datenraten von 40 Gbit/s pro Kanal kommerziell eingesetzt und sogar schon Datenraten von 100 Gbit/s pro Kanal intensiv erforscht und experimentell erprobt. Bei diesen hohen Datenraten wirken sich Fasereffekte wie chromatische Dispersion, Polarisationsmodendispersion oder nichtlineare Effekte besonders gravierend auf die Übertragungsqualität aus, sodass eine zuverlässige Übertragung im bestehenden Netz nur durch spezielle Kompensationsmethoden und Entzerrer oder durch komplexe Übertragungstechniken, wie mehrstufige Modulation, ermöglicht wird. Aber auch für Systeme mit 10 Gbit/s, sind robuste Übertragungstechniken von Bedeutung, da sich das Streckendesign damit deutlich vereinfacht und die entstehenden Betriebskosten reduziert werden können. Moderne optische Übertragungssysteme bestehen zu einem großen Teil aus Signalverarbeitungselektronik, so dass neben optischen Kompensationsmethoden auch elektronische Lösungen zur Kompensation und Entzerrung des Signals von Bedeutung sind.

In dieser Arbeit werden verschiedene Methoden zur Erhöhung der Systemtoleranz optischer Übertragungssysteme theoretisch analysiert, durch numerische Simulationen untersucht und in Experimenten und Feldversuchen praktisch überprüft. Der Schwerpunkt lag dabei auf empfängerseitigen elektronischen sowie optischen Entzerrern. Diese Entzerrer verbessern die Signalübertragung, in dem sie die Augenöffnung des Signals am Empfänger vergrößern oder in dem sie durch digitale Logikschaltungen das gesendete Signal aus einem gestörten Signal rekonstruieren. Der Schwerpunkt dieser Arbeit liegt jedoch auf der Untersuchung der Entzerrer auf Systemebene, d.h. es wird das Verhalten in einem kompletten optischen Übertragungssystem bestehend aus Sender, Glasfaserstrecke und Empfänger bewertet. Zur Untersuchung wurde eine Simulationsumgebung in der Programmiersprache FORTRAN erstellt, in der die unterschiedlichen Entzerrer in verschiedenen Netz-Szenarien untersucht wurden. Zur praktischen Untersuchung wurde außerdem eine Testumgebung im verlegten Glasfasernetz aufgebaut und eine Realisierung eines Entzerrers experimentell untersucht.

In Kapitel 2 werden zunächst die Grundlagen optischer Übertragungssysteme und die in der Glasfaser wirkenden Effekte vorgestellt. Durch diese Effekte treten Signalverzerrungen auf, die die Motivation für die Entwicklung von Kompensationsmethoden und Entzerrern darstellen. Das Kapitel 3 beschäftigt sich mit der Filtertheorie, die die Grundlage für viele der untersuchten Entzerrer darstellt. Darauf aufbauend befasst sich Kapitel 4 mit den Grundlagen elektronischer Entzerrer wie dem linearen feed forward equalizer, Strukturen auf Basis der Volterra-Theorie oder dem MLSE-Entzerrer. Demgegenüber stehen optische Kompensationsmethoden und Entzerrer, die in Kapitel 5 behandelt werden. Die Untersuchungen und Ergebnisse in den verschiedenen Netz-Szenarien werden in den darauffolgenden Kapiteln vorgestellt. Zunächst werden in Kapitel 6 relativ kurze Streckenlängen betrachtet, in denen bis auf die untersuchten Entzerrer keine weiteren Kompensationsmethoden verwendet werden. Die Untersuchungen erfolgen zunächst im linearen, später auch im nichtlinearen Leistungsbereich. In Kapitel 7 werden dann komplexere Szenarien betrachtet und die Wechselwirkung mit verteilter Dispersionskompensation untersucht. Es wird in beiden Fällen gezeigt, dass ein zusätzlicher Entzerrer die Übertragungsqualität deutlich verbessert und zu einer größeren Übertragungsreichweite führen kann. In Kapitel 8 werden dann die experimentellen Ergebnisse der im verlegten Glasfasernetz durchgeführten Feldversuche dargestellt. Hierbei wurde ein verfügbarer und zuverlässiger MLSE-Entzerrer in verschiedenen Streckenszenarien untersucht und die Resultate mit theoretischen Ergebnissen verglichen. In Kapitel 9 werden ergänzend noch zwei alternative Methoden zur Erhöhung der Systemtoleranz in optischen Netzen vorgestellt, die zusätzlich zur Entzerrung anwendbar sind. Auch hier werden experimentelle Ergebnisse dargestellt. Kapitel 10 fasst die gesamte Arbeit zusammen.

---

## 2 Grundaufbau und Komponenten optischer Übertragungssysteme

In diesem Kapitel werden der prinzipielle Aufbau und die Komponenten optischer Übertragungssysteme vorgestellt. Der Fokus liegt dabei auf der Beschreibung auf Systemebene wie es für eine Implementierung innerhalb einer Simulation oder die experimentelle Untersuchung in Feldversuchen notwendig ist. Ausgehend von einem digitalen Datensignal werden die im Sender (Tx) notwendigen Schritte zur Erzeugung eines optischen Signals erläutert. Daraufhin folgt die Beschreibung der Signalausbreitung im Übertragungsmedium Glasfaser. Weiterhin werden die für die Signalverstärkung notwendigen Faserverstärker beschrieben. Abschließend erfolgt dann die Betrachtung der Signaldetektion im Empfänger (Rx) und der Signalauswertung in den Simulationen und den Experimenten. Den prinzipiellen Aufbau eines optischen Übertragungssystems mit den genannten Systemkomponenten zeigt Abbildung 2.1.

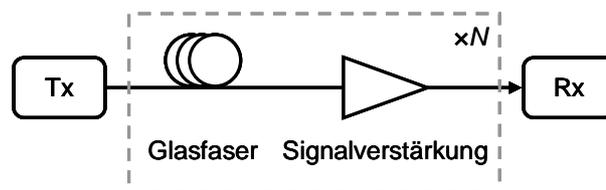


Abbildung 2.1: Prinzipieller Aufbau eines optischen Übertragungssystems mit periodischer optischer Signalverstärkung

Während der Signalübertragung wirken verschiedene Effekte auf das optische Signal. Diese lassen sich prinzipiell unterscheiden in Intersymbol-Interferenz (ISI), Rauschen und Zeit-Jitter. Intersymbol-Interferenz wird durch einen frequenzselektiven Kanal, in diesem Fall durch die Glasfaser, hervorgerufen und führt zur Beeinflussung benachbarter Symbole und damit zu Signalverzerrungen. Rauschen entsteht durch die, bei entsprechenden Streckenlängen, unvermeidliche Signalverstärkung und führt zu einer Verringerung des Signal-Rausch-Abstandes. Zeit-Jitter führt zu Synchronisierungsfehlern im Empfänger. In der Glasfaser tritt Rauschen hauptsächlich in Form von, durch optische Faserverstärker erzeugtes, ASE-Rauschen (engl.: amplified spontaneous emission noise) auf und führt zu einer Verringerung des optischen Signal-Rausch-Verhältnisses (engl.: optical signal to noise ratio, OSNR). Das OSNR ist ein wichtiger Parameter in der optischen Nachrichtentechnik und definiert zu

$$\text{OSNR} = \frac{P}{2 \cdot BW_{\text{Ref}} \cdot \rho_{\text{ASE}}} \quad (2.1)$$

Dabei ist  $P$  die mittlere Signalleistung,  $BW_{\text{Ref}}$  ist eine optische Referenzbandbreite (typischerweise 0,1 nm bzw. 12,5 GHz bei einer Wellenlänge von 1550 nm) und  $\rho_{\text{ASE}}$  ist die spektrale Leistungsdichte des Rauschens pro Polarisation [1]. In Abbildung 2.2 ist das Kanalmodell für einen Kanal mit ISI und Rauschen dargestellt [2]. Die ISI wird durch eine unterschiedliche zeitliche Verzögerung um Vielfache der Verzögerungszeit  $T$  mit

anschließender Gewichtung des Signals modelliert und das Rauschen  $n(t)$  wird dem Signal danach additiv hinzugefügt. Die Koeffizienten  $h$  geben dabei die Impulsantwort des Kanals an. Je länger die Impulsantwort, desto mehr Koeffizienten und Verzögerungselemente werden zur Modellierung des Kanals benötigt und desto größer ist die Beeinflussung durch benachbarte Symbole und damit die erzeugte ISI.

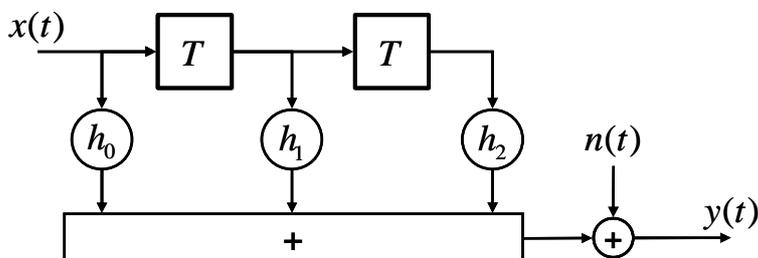


Abbildung 2.2: Einfaches Kanalmodell mit ISI und additivem Rauschen

In der Glasfaser wird ISI z. B. durch Dispersion und nichtlineare Effekte hervorgerufen. Mit größer werdender ISI wird auch die Fehlerrate einer Datenübertragung steigen. Um diesen Effekt zu kompensieren kann z. B. das OSNR erhöht werden. In einem optischen Übertragungssystem verursacht ISI somit eine Erhöhung des für eine fehlerfreie Übertragung benötigten OSNR.

## 2.1 Optische Sender

### 2.1.1 Prinzipieller Aufbau

Um ein elektrisches Datensignal über Glasfasern übertragen zu können muss dieses zunächst in ein optisches Signal umgewandelt werden. Dies geschieht in einem optischen Sender. Den prinzipiellen Aufbau eines optischen Senders zeigt Abbildung 2.3. Ein CW-Laser (engl.: continuous wave) erzeugt ein konstantes schmalbandiges optisches Trägersignal mit der Wellenlänge  $\lambda$ . Die von einer digitalen Quelle erzeugte Datenfolge wird zunächst durch einen Pulsformer in ein zeitkontinuierliches elektrisches Signal gewandelt und dann durch einen externen optischen Modulator auf diesen Träger moduliert.

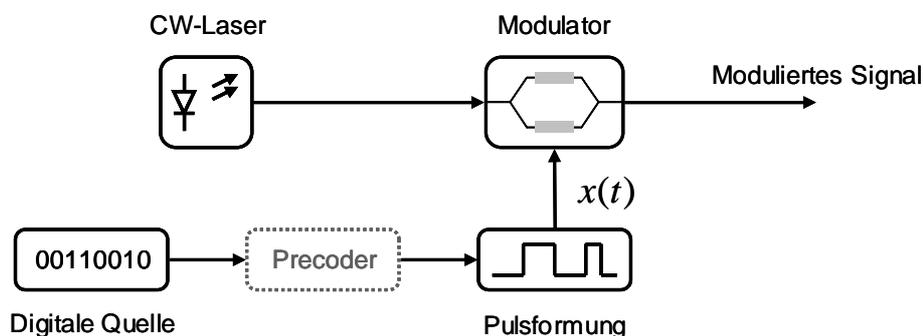


Abbildung 2.3: Prinzipieller Aufbau eines optischen Senders

Ein optionaler Precoder ermöglicht durch eine Vorkodierung des digitalen Signals die Erzeugung von mehrstufigen oder differentiellen Modulationsformaten oder von Signalen mit spezieller Codierung (siehe Kapitel 2.1.3). Das durch die Pulsformung entstandene

zeitkontinuierliche elektrische Signal  $x(t)$  kann allgemein durch folgende Beziehung beschrieben werden

$$x(t) = \sum_{k=1}^N S_k \cdot (t - kT_S). \quad (2.2)$$

Dabei ist  $T_S$  die Dauer eines Datensymbols  $S_k$  und  $N$  die Gesamtanzahl aller zu übertragenden Symbole. Die Symbolrate  $R_S$  ist gegeben zu  $R_S = 1/T_S$ . In den in der optischen Nachrichtentechnik häufig verwendeten Systemen mit Intensitätsmodulation und Direktempfang ist die Symbolrate gleich der Bitrate  $R_{\text{Bit}}$ . Da reale elektrische Bauteile eine Grenzfrequenz besitzen, wird dem Pulsformer in der Simulation zur Bandbegrenzung des zeitkontinuierlichen elektrischen Signals noch ein Tiefpassfilter nachgeschaltet.

Um die sehr große Bandbreite der Faser ausnutzen zu können, werden in Mehrkanalsystemen mehrere optische Kanäle in eine einzige Faser eingespeist. Dies geschieht durch einen sogenannten Multiplexer. Die optischen Kanäle werden dann in einem bestimmten Frequenzabstand (z. B. 100 GHz) im selben optischen Fenster übertragen, können jedoch nach einem Demultiplexer wieder einzeln detektiert werden [1]. Solche optischen Mehrkanalsysteme werden auch WDM-Systeme genannt (engl.: wavelength division multiplexing). Außerdem werden zur Verbesserung der Fehlertoleranz auch in optischen Übertragungssystemen häufig Verfahren zur Fehlerkorrektur in Form von vorwärtsgerichteten Fehlerkorrekturcodes (engl.: FEC-Codes, forward error correction codes) eingesetzt. Verwendet wird dabei z. B. der Reed-Solomon (255,239) Code, ein linearer, systematischer Blockcode mit 7% Overhead [3].

### 2.1.2 Optische Modulatoren

In modernen optischen Sendern werden häufig externe Modulatoren wie Mach-Zehnder Modulatoren (MZM) oder auch Elektroabsorptionsmodulatoren (EAM) eingesetzt [4]. Grund dafür ist der sonst in direkt modulierten Lasern auftretende Frequenz- oder Laserchirp. Dieser ruft eine spektrale Verbreiterung des Sendesignals hervor und führt dadurch zu einer sehr schnellen Verschlechterung der Signalqualität während der Pulsausbreitung. Ursache des Laserchirps ist eine Änderung der Ladungsträgerdichte während der direkten Modulation, welche wiederum zu einer Änderung der Brechzahl des Lasermaterials und damit der Momentanfrequenz des Lasersignals führt [4], [5]. Externe Mach-Zehnder-Modulatoren haben zusätzlich den Vorteil, dass der Signal-Chirp einstellbar bzw. vermeidbar ist. Weiterhin werden sie zur Erzeugung von phasenmodulierten Signalen benötigt [6].

Elektrooptische MZM werden häufig aus Lithium-Niobat ( $\text{LiNbO}_3$ ) Substrat hergestellt [4], [7], da dieses Material einen starken linearen elektrooptischen Effekt aufweist, den sogenannten Pockels-Effekt. Dieser Effekt wird genutzt, um eine Änderung der Brechzahl in einem auf dem Substrat angelegten Streifenleiter zu erzeugen. MZM auf Basis von Lithium-Niobat besitzen eine sehr gute wellenlängenunabhängige Modulationscharakteristik und ein sehr gutes Extinktionsverhältnis (bis zu 20 dB), benötigen jedoch auch hohe Steuerspannungen von bis zu 6 V [1]. Als Extinktionsverhältnis (ER) ist das Verhältnis aus maximaler zu minimaler modulierter Lichtleistung definiert.

MZM basieren auf dem Prinzip der Interferenz. Wie in Abbildung 2.4 dargestellt wird das ankommende optische Signal in einem Y-Verzweiger auf zwei Streifenleiter aufgeteilt. Durch das Anlegen einer Spannung an die Elektroden wird ein elektrisches Feld erzeugt, welches die Brechzahl des jeweiligen Streifenleiters ändert. Die Brechzahländerung ist dabei linear zur

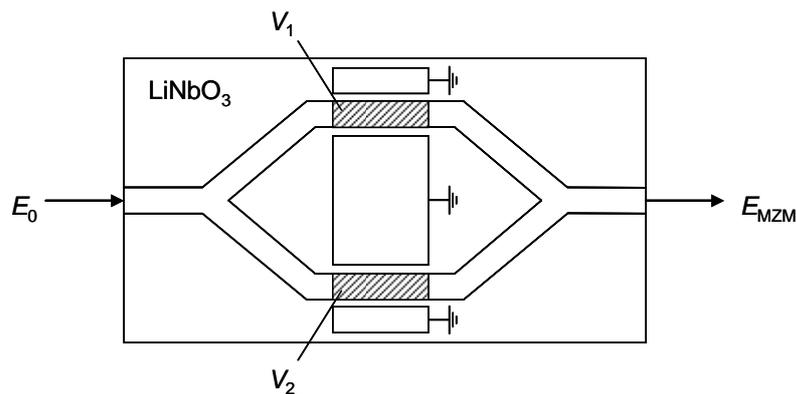


Abbildung 2.4: Dual-drive Mach-Zehnder Modulator als Phasen- bzw. Intensitätsmodulator

angelegten Spannung  $V_1$  bzw.  $V_2$ . Aus der Änderung der Brechzahl folgt eine Änderung der Phase der durchgeführten optischen Signale. In einem zweiten Y-Verzweiger werden die beiden Signale wieder zusammengeführt. In Abhängigkeit der angelegten Spannungen, bzw. der Phasenverschiebung zwischen den Signalen, kommt es dabei zu konstruktiver oder destruktiver Interferenz. Das Ausgangsfeld des Modulators ist somit gegeben durch

$$E_{\text{MZM}} = E_0 \cdot \cos\left(\frac{\pi V_1 - V_2}{2 V_\pi}\right) \cdot \exp\left(-j \frac{\pi V_1 + V_2}{2 V_\pi}\right). \quad (2.3)$$

Dabei ist  $V_\pi$  die sogenannte Halbwellenspannung, die notwendig ist, um im elektrischen Feld eine Phasenverschiebung von  $180^\circ$  bzw.  $\pi$  zu erzeugen und  $E_0$  ist das Signal des CW-Lasers. Die in Abbildung 2.4 dargestellte dual-drive z-cut Konfiguration [6] ermöglicht eine unabhängige und damit sehr flexible Ansteuerung der angelegten Spannungen und damit die Erzeugung verschiedener Modulationsformate. Wählt man  $V_1 = V_2 = V$  arbeitet der Modulator als reiner Phasenmodulator mit dem Ausgangsfeld

$$E_{\text{MZM}} = E_0 \cdot \exp\left(-j \pi \frac{V}{V_\pi}\right). \quad (2.4)$$

Alternativ dazu kann mit  $V_1 = -V_2 = V$  eine reine Amplitudenmodulation mit dem cosinusförmigen Ausgangssignal

$$E_{\text{MZM}} = E_0 \cdot \cos\left(\pi \frac{V}{V_\pi}\right) \quad (2.5)$$

erzeugt werden.

Über den Chirp-Parameter  $\alpha_{\text{MZM}}$  des Modulators kann die Signalausbreitung bei Amplitudenmodulation beeinflusst werden [8], [9], [10]. In der Simulation werden die Ansteuerspannungen dazu wie folgt beschrieben

$$V_1 = x(t) \cdot \frac{\alpha_{\text{MZM}} + 1}{2}, \quad (2.6)$$

$$V_2 = x(t) \cdot \frac{\alpha_{\text{MZM}} - 1}{2}. \quad (2.7)$$

Für den chirp-freien Fall  $\alpha_{\text{MZM}} = 0$  ergibt sich eine reine Amplitudenmodulation nach Gleichung (2.5). Es lassen sich jedoch auch Werte im Bereich  $-1 \leq \alpha_{\text{MZM}} \leq 1$  erzeugen. Durch geeignete Wahl des Chirp-Faktors lässt sich die Übertragungreichweite erhöhen, da es während der Ausbreitung zunächst zu einer Pulskompression kommt und die ISI dadurch verringert wird. In Systemen mit Standardeinmodenfasern und vernachlässigbaren nichtlinearen Effekten ist z. B. ein negativer Chirp optimal [11].

### 2.1.3 Optische Modulationsformate

In den Untersuchungen dieser Arbeit wurden verschiedene optische Modulationsformate verwendet, welche sich grob in zwei Gruppen einteilen lassen. Bei Amplitudenmodulation (AM) wird die Information in der Amplitude bzw. der Leistung des optischen Signals übertragen. Bekannte Modulationsformate sind z. B. Non Return to Zero (NRZ), Return to Zero (RZ) und Duobinärmodulation (DB). Im Unterschied dazu wird bei Phasenmodulation (PM) die Information auf die Phase des komplexen optischen Feldes moduliert. Beispiele für Phasenmodulation sind (Quadrature) Phase Shift Keying ((Q)PSK) bzw. differentielles (Quadrature) Phase Shift Keying (D(Q)PSK) in der nicht die absolute Phase sondern die Phasendifferenz zwischen zwei aufeinanderfolgenden Symbolen übertragen wird [6]. Man kann Modulationsformate auch anhand des Real- und Imaginäranteils eines Symbols unterscheiden. Beispiele für solche sogenannten Konstellationsdiagramme sind in Abbildung 2.5 gezeigt [1].

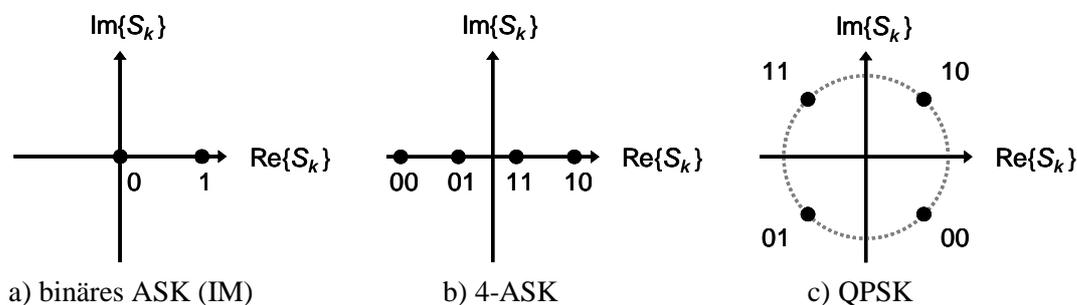


Abbildung 2.5: Konstellationsdiagramme für verschiedene Modulationsformate

Werden mehr als zwei verschiedene Symbolkonstellationen verwendet spricht man von mehrstufiger Modulation, wie z. B. bei 4-ASK und QPSK zu sehen. Mehrstufige Modulationsformate benötigen bei gleichbleibender Datenrate im Vergleich zu einstufiger Modulation weniger Bandbreite. Dadurch wird die Toleranz gegenüber Signalverzerrungen wie chromatischer Dispersion oder Polarisationsmodendispersion erhöht. Demgegenüber steht jedoch eine verringerte Toleranz gegenüber Rauschen und nichtlinearen Effekten, da der Abstand zwischen den Symbolkonstellationen verringert ist [1].

Weiterhin kann man Modulationsformate unterscheiden in Formate mit und ohne Gedächtnis. Bei NRZ-Modulation werden die digitalen Daten direkt in optische Pulse umgewandelt, währenddessen bei Duobinärmodulation eine Vorkodierung der Daten vorgenommen wird. Für die Vorkodierung gibt es verschiedene Methoden. In Abbildung 2.6 sind die nötigen Schritte für die in den Simulationen implementierte Variante dargestellt. Durch die

Vorkodierung ist ein zu sendendes Bit abhängig vom vorher gesendeten Bit, das Modulationsformat besitzt also ein Gedächtnis. Dieser Vorgang ist allgemein auch als Kanalkodierung bekannt.

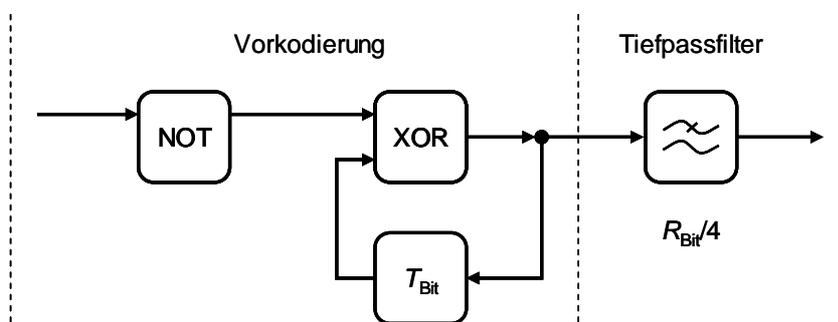


Abbildung 2.6: Vorkodierung inklusive Tiefpassfilterung für Duobinärmodulation

Durch die Vorkodierung wird die Signalform verändert. Abbildung 2.7 zeigt simulierte (rauschfreie) und gemessene Augendiagramme des direkt nach dem optischen Sender detektierten elektrischen Signals für NRZ- und Duobinärmodulation. Die Signale wurden dabei nach der Detektion durch ein elektrisches Tiefpassfilter (ein Gaußfilter vierter Ordnung) mit einer 3 dB-Bandbreite von der 0,7-fachen Datenrate gefiltert, welcher die Flankensteilheit begrenzt und damit die Augenöffnung leicht verringert. Für NRZ-Modulation ergibt sich dennoch eine sehr große vertikale Augenöffnung, was auf eine gute Signalqualität hindeutet. Die Augenöffnung bei Duobinärmodulation ist jedoch direkt nach dem Sender nicht optimal, sondern das Auge öffnet sich erst während der Signalausbreitung (siehe auch Kapitel 6.2.3). Als Gütekriterium für ein Übertragungssystem wird häufig die Verringerung der vertikalen Augenöffnung bezogen auf den Sender, das sogenannte eye-opening penalty (EOP), verwendet.

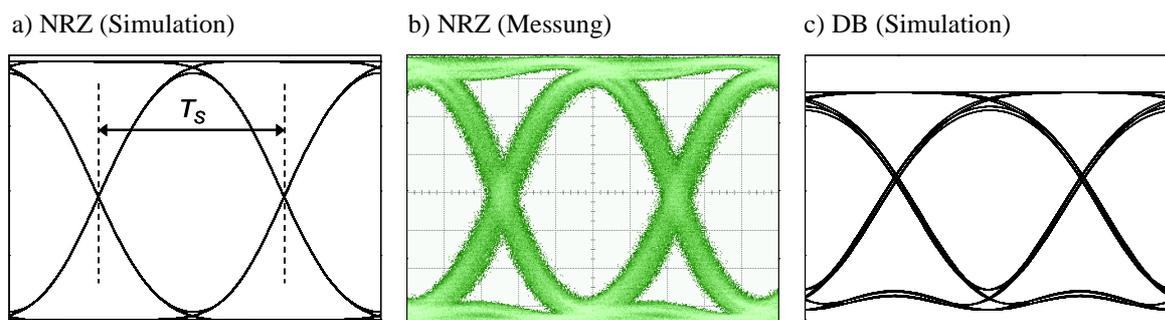


Abbildung 2.7: Normierte Augendiagramme für NRZ- und DB-Modulation nach dem Sender

Ein weiteres wichtiges Kriterium für Modulationsformate ist die Signalbandbreite. Wie noch gezeigt wird, verhalten sich Signalstörungen z. B. durch Dispersion proportional zur spektralen Breite der Signale. In Abbildung 2.8 sind simulierte Spektren eines 10 GBit/s Signals für verschiedene Modulationsformate dargestellt. Im Fall von RZ-Modulation wird sofort klar, dass dieses Format nicht für eine dispersionstolerante Übertragung geeignet ist, da die verwendeten kurzen Pulse sehr viel Bandbreite benötigen. Duobinärmodulation hat hierbei aufgrund der Vorkodierung in Abbildung 2.6 den geringsten Bandbreitenbedarf. Der Vorteil der Duobinär-Vorkodierung ist daher eine verbesserte Toleranz gegenüber Dispersion

und damit eine größere Übertragungsreichweite (siehe Kapitel 6.2.3). Für Signale mit höheren Datenraten und somit kürzeren Pulsen wird sich das Spektrum entsprechend verbreitern, sodass sich die Dispersionstoleranz deutlich verringern wird.

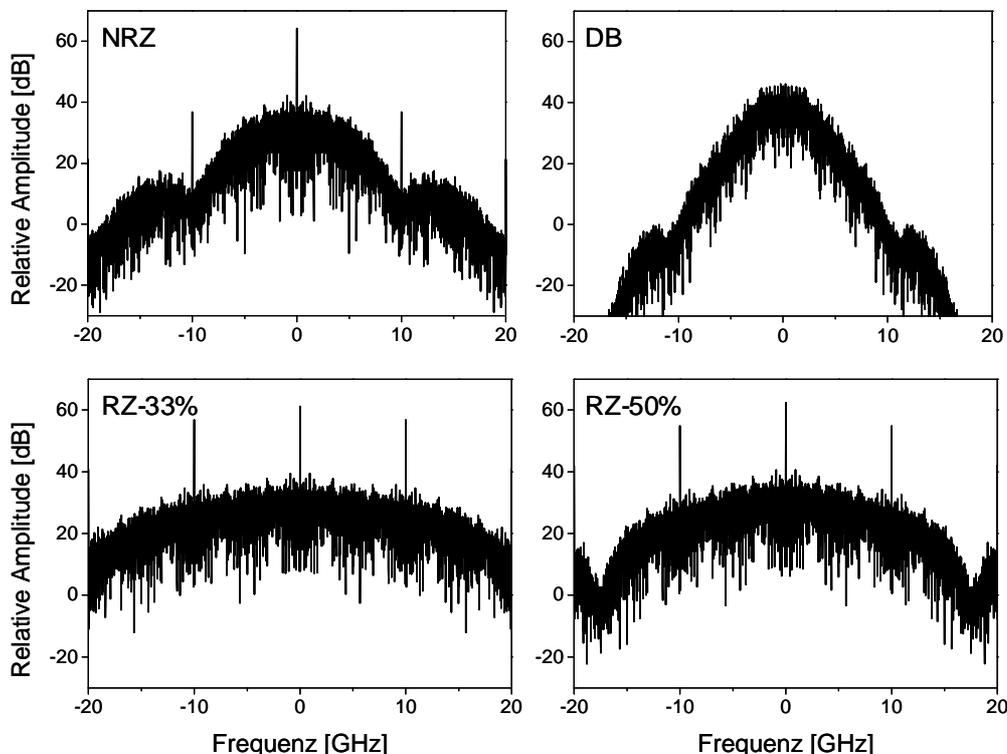


Abbildung 2.8: Simulierte Signalspektren für NRZ-, RZ- und DB-Modulation

## 2.2 Das Übertragungsmedium Glasfaser

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit der Beschreibung der Ausbreitung optischer Signale in der Glasfaser. In der optischen Weitverkehrstechnik werden ausschließlich Einmodenfasern aus Quarzglas ( $\text{SiO}_2$ ) nach ITU-T G.652 oder G.654 (International Telecommunication Union Standardization) verwendet. Dieses Übertragungsmedium besitzt eine sehr große Bandbreite, ist jedoch aufgrund verschiedener linearer und nichtlinearer Effekte relativ kompliziert zu modellieren [12]. Diese Effekte werden zunächst einzeln beschrieben und deren Auswirkung auf die Signalausbreitung erläutert. Anschließend wird die numerische Berechnung der Pulsausbreitung in Glasfasern mit verschiedenen linearen und nichtlinearen Effekten dargestellt.

### 2.2.1 Dämpfung

Die Dämpfung einer Glasfaser ist ein wichtiger Parameter in der optischen Signalübertragung, da sie die Leistung eines Signals verringert. Die nach der Übertragung durch die Faser der Länge  $L$  empfangene Leistung  $P_L$  berechnet sich aus der Sendeleistung  $P_0$  zu

$$P_L = P_0 \exp(-\alpha L), \quad (2.8)$$

wobei der Dämpfungskoeffizient  $\alpha$  sämtliche Faserverluste beschreibt. Üblicherweise wird  $\alpha$  in dB/km angegeben, wobei  $\alpha_{\text{dB}} = 4,343 \cdot \alpha$  gilt. Die Faserdämpfung ist wellenlängenabhängig, wobei kurze Wellenlängen aufgrund der Rayleigh-Streuung tendenziell höhere Dämpfungen aufweisen. Optische Übertragungssysteme werden vorwiegend bei Wellenlängen im Bereich von 1550 nm betrieben, da die Faserdämpfung hier ihr Minimum von ca. 0,2 dB/km erreicht [12]. Weitere Gründe für die Faserverluste sind unter anderem die intrinsische Materialabsorptionen aufgrund der Materialeigenschaften von SiO<sub>2</sub>, extrinsische Materialabsorptionen aufgrund von Materialverunreinigungen (z. B. durch OH-Ionen) sowie Streuverluste durch Störungen der Wellenleiterstruktur oder an Faserverbindungsstellen.

### 2.2.2 Wellenausbreitung in Glasfasern

Die Beschreibung der Wellenausbreitung in Glasfasern wird durch die Maxwell'schen Gleichungen ermöglicht. Für ein isotropes, nichtmagnetisches, quellenfreies dielektrisches Medium formulieren sich diese zu

$$\nabla \times \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = -\frac{\partial \mathbf{B}(\mathbf{r}, t)}{\partial t}, \quad (2.9)$$

$$\nabla \times \mathbf{H}(\mathbf{r}, t) = \frac{\partial \mathbf{D}(\mathbf{r}, t)}{\partial t}, \quad (2.10)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B}(\mathbf{r}, t) = 0, \quad (2.11)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D}(\mathbf{r}, t) = 0. \quad (2.12)$$

Dabei ist  $\mathbf{E}$  der Vektor der elektrischen Feldstärke,  $\mathbf{H}$  der Vektor der magnetischen Feldstärke,  $\mathbf{D}$  der Vektor der dielektrischen Verschiebung bzw. der elektrischen Flußdichte,  $\mathbf{B}$  der Vektor der magnetischen Induktion bzw. magnetischen Flußdichte und  $\nabla$  der Nabla-Operator. Zwischen Flußdichte und Feld besteht jeweils folgender Zusammenhang

$$\mathbf{D}(\mathbf{r}, t) = \varepsilon_0 \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) + \mathbf{P}(\mathbf{r}, t), \quad (2.13)$$

$$\mathbf{B}(\mathbf{r}, t) = \mu_0 \mathbf{H}(\mathbf{r}, t). \quad (2.14)$$

Der Vektor  $\mathbf{P}$  beschreibt dabei die dielektrische Polarisierung,  $\varepsilon_0$  die Dielektrizitätskonstante im Vakuum und  $\mu_0$  die Permeabilitätskonstante im Vakuum. Mit Hilfe der Maxwell'schen Gleichungen kann die Wellengleichung zur Beschreibung der Lichtausbreitung in Glasfasern bestimmt werden. Durch Bildung der Rotation von Gleichung (2.9) und unter Nutzung der Gleichungen (2.13) und (2.14) ergibt sich

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = -\mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \mathbf{E}(\mathbf{r}, t)}{\partial t^2} - \mu_0 \frac{\partial^2 \mathbf{P}(\mathbf{r}, t)}{\partial t^2}. \quad (2.15)$$

Der Zusammenhang zwischen der induzierten dielektrischen Polarisierung und der Feldstärke kann dabei fern von den Materialresonanzen ( $\lambda = 500 \dots 2000$  nm) durch folgende Beziehung beschrieben werden [12]

$$\mathbf{P}(\mathbf{r}, t) = \varepsilon_0 \left[ \chi^{(1)} \mathbf{E} + \chi^{(2)} \mathbf{E}\mathbf{E} + \chi^{(3)} \mathbf{E}\mathbf{E}\mathbf{E} + \dots \right]. \quad (2.16)$$

Die lineare Suszeptibilität  $\chi^{(1)}$  ist dabei der dominierende Anteil und bestimmt die Brechzahl und den Dämpfungskoeffizienten des Materials. Die Suszeptibilität zweiter Ordnung  $\chi^{(2)}$  kann in Quarzglas aufgrund der Symmetrie der  $\text{SiO}_2$  Moleküle vernachlässigt werden. Verantwortlich für nichtlineare Effekte in Glasfasern ist daher nur die Suszeptibilität dritter Ordnung  $\chi^{(3)}$ , da Suszeptibilitäten noch höherer Ordnungen in Quarzglas nur sehr schwach sind und ebenfalls vernachlässigt werden können. Unter diesen Voraussetzungen kann die dielektrische Polarisation in einen linearen Anteil  $\mathbf{P}_L$  und einen nichtlinearen Anteil  $\mathbf{P}_{NL}$  aufgespalten werden, wobei gilt

$$\mathbf{P}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{P}_L(\mathbf{r}, t) + \mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r}, t). \quad (2.17)$$

Da nichtlineare Effekte in der Glasfaser relativ schwach sind, kann die nichtlineare Polarisation  $\mathbf{P}_{NL}$  zur Vereinfachung als eine schwache Störung der dielektrischen Polarisation  $\mathbf{P}$  behandelt werden [12]. Die Wellengleichung (2.15) ergibt sich damit durch Anwenden der Beziehung

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \nabla [\nabla \cdot \mathbf{E}(\mathbf{r}, t)] - \nabla^2 \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = -\nabla^2 \mathbf{E}(\mathbf{r}, t), \quad (2.18)$$

wobei die Beziehung  $\nabla \cdot \mathbf{D}(\mathbf{r}, t) = \varepsilon \nabla \cdot \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = 0$  aus Gleichung (2.12) benutzt wurde, zu

$$\nabla^2 \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}(\mathbf{r}, t)}{\partial t^2} - \mu_0 \frac{\partial^2 [\mathbf{P}_L(\mathbf{r}, t) + \mathbf{P}_{NL}(\mathbf{r}, t)]}{\partial t^2} = 0. \quad (2.19)$$

Dabei gilt die Beziehung für die Vakuumlichtgeschwindigkeit  $c$

$$\mu_0 \varepsilon_0 = \frac{1}{c^2}. \quad (2.20)$$

Die ausführliche Lösung dieser Gleichung kann in z. B. [11], [12] nachvollzogen werden. Für den ausbreitungsfähigen linear polarisierten  $\text{LP}_{01}$  Grundmode einer schwach führenden Einmodenfaser mit der transversalen Feldverteilung  $F(x, y)$  ergibt sich näherungsweise für die Ausbreitung der  $x$ -Komponente des elektrischen Feldes mit einer  $j\omega$ -förmigen Zeitabhängigkeit

$$E_x(z, t) = F(x, y) A(z, t) \exp[-j\beta(\omega)z] \exp(j\omega t) \quad (2.21)$$

mit der langsam oszillierenden Einhüllenden  $A(z, t)$ . Oder im Frequenzbereich zu

$$E_x(z, \omega) = F(x, y) A(z, \omega) \exp[-j\beta(\omega)z] \quad (2.22)$$

mit  $A(z, \omega)$  der Fourier-Transformierten von  $A(z, t)$

$$A(z, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} A(z, t) \exp(-j\omega t) dt. \quad (2.23)$$

Die Pulsform nach der Streckenlänge  $z = L$  ergibt sich daher durch die Pulsform bei  $z = 0$  zu

$$A(z = L, \omega) = H(\omega)A(z = 0, \omega), \quad (2.24)$$

mit der Übertragungsfunktion der Faser  $H(\omega)$

$$H(\omega) = \exp[-j\beta(\omega)L]. \quad (2.25)$$

Dabei ist  $\beta(\omega)$  die frequenzabhängige Ausbreitungskonstante, sie bestimmt allgemein die Ausbreitungseigenschaften der Faser wie Dispersion und nichtlineare Effekte und damit die Pulsausbreitung. Der Puls erfährt durch  $\beta(\omega)$  an der Position  $z = L$  eine Phasenverschiebung  $\varphi(\omega)$  mit

$$\varphi(\omega) = -\beta(\omega)L. \quad (2.26)$$

Da der genaue Verlauf von  $\beta(\omega)$  im Allgemeinen unbekannt ist kann diese zur vereinfachten Betrachtung für schmalbandige, quasi-monochromatische Signale mit der spektralen Breite  $\Delta\omega \ll \omega_0$  in eine Taylorreihe entwickelt werden

$$\beta = \frac{\omega}{c} n(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \beta_2(\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6} \beta_3(\omega - \omega_0)^3 + \dots \quad (2.27)$$

Dabei ist

$$\beta_k = \left. \frac{d^k \beta(\omega)}{d\omega^k} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (k = 0, 1, 2, \dots) \quad (2.28)$$

die  $k$ -te Ableitung von  $\beta(\omega)$ . Mit dieser Vereinfachung ist  $\beta_0 = \omega_0/v_p$  mit der Phasengeschwindigkeit  $v_p$  und  $\beta_1 = 1/v_g$  die längennormierte Gruppenlaufzeit mit der Gruppengeschwindigkeit  $v_g$ , die jedoch lediglich eine zeitliche Verzögerung des Signals beschreibt. Durch  $\beta_2$  bzw.  $\beta_3$  kann die chromatische Dispersion erster bzw. zweiter Ordnung beschrieben werden, die beide für die Pulsverbreiterung verantwortlich sind. Dispersionsanteile noch höherer Ordnung können im Allgemeinen vernachlässigt werden.

### 2.2.3 Dispersion

Die Dispersion  $D$  beschreibt die Abhängigkeit der Ausbreitungsgeschwindigkeit einzelner Signalanteile von der Frequenz bzw. der Wellenlänge. Grund dafür ist die schon erwähnte Frequenzabhängigkeit der Phasenverschiebung  $\varphi(\omega)$  bzw. der Ausbreitungskonstanten  $\beta(\omega)$ . Die Ausbreitungskonstante ist bei Vernachlässigung der Dämpfung gegeben durch

$$\beta(\omega) = \frac{\omega}{c} n_{\text{eff}}(\omega). \quad (2.29)$$

Dabei ist  $n_{\text{eff}}(\omega)$  die effektive Brechzahl der Faser. Ein Wellenbündel, z. B. ein eingespeister Puls, welches sich in der Faser bewegt, ist nach einer Strecke  $L$  um die Gruppenlaufzeit  $\tau(\omega)$  verzögert. Man erhält  $\tau(\omega)$  durch Ableitung von  $\varphi(\omega)$  nach der Frequenz

$$\tau(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = \frac{d\beta(\omega)}{d\omega} \cdot L \quad (2.30)$$

Durch Anwenden der Produktregel für Ableitungen erhält man für die Gruppenlaufzeit

$$\tau(\omega) = \frac{L}{c} \left[ n_{\text{eff}}(\omega) + \omega \frac{dn_{\text{eff}}(\omega)}{d\omega} \right] = \frac{L}{c} n_g(\omega). \quad (2.31)$$

Mit der Gruppenbrechzahl  $n_g(\omega)$ . In der optischen Nachrichtentechnik wird häufig mit der Wellenlänge  $\lambda$  gerechnet. Die wellenlängenabhängige Dispersion wird normiert auf  $L$  und berechnet sich zu

$$D(\lambda) = \frac{1}{L} \frac{d\tau(\lambda)}{d\lambda}. \quad (2.32)$$

Mit der Beziehung

$$\lambda = \frac{2\pi c}{\omega} \quad (2.33)$$

ergibt sich daraus

$$D(\lambda) = \frac{-1}{2\pi c} \left[ 2\lambda \frac{d\beta(\lambda)}{d\lambda} + \lambda^2 \frac{d^2\beta(\lambda)}{d\lambda^2} \right] = -\frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n_{\text{eff}}(\lambda)}{d\lambda^2}. \quad (2.34)$$

Daraus berechnet sich der Anstieg der Dispersion  $S$  zu

$$S(\lambda) = \frac{-1}{2\pi c} \left[ 2 \frac{d\beta}{d\lambda} + 4\lambda \frac{d^2\beta}{d\lambda^2} + \lambda^2 \frac{d^3\beta}{d\lambda^3} \right] = -\frac{1}{c} \left[ \frac{d^2 n_{\text{eff}}}{d\lambda^2} + \lambda \frac{d^3 n_{\text{eff}}}{d\lambda^3} \right]. \quad (2.35)$$

Alternativ ist die frequenzabhängige Dispersion gegeben zu

$$D(\omega) = \frac{-\omega^2}{2\pi c L} \cdot \frac{d\tau(\omega)}{d\omega} = \frac{-\omega^2}{2\pi c} \cdot \frac{d^2\beta(\omega)}{d\omega^2}. \quad (2.36)$$

Der Verlauf der Dispersion in Wellenleitern wird daher, wie schon erwähnt, durch die zweite Ableitung der Ausbreitungskonstante  $\beta(\omega)$  bestimmt. Mit Gleichung (2.28) kann die Dispersion  $D$  deswegen auch durch  $\beta_2$  ausgedrückt werden, wobei die Identität

$$\beta_2 = \frac{-2\pi c}{\omega_0^2} D = -\frac{\lambda_0^2}{2\pi c} D \quad (2.37)$$

gilt. Außerdem gilt für  $\beta_3$ ,  $D$  und  $S$  folgender Zusammenhang

$$\beta_3 = \left( \frac{\lambda_0^2}{2\pi c} \right)^2 \cdot \left( \frac{2D}{\lambda_0} + S \right) \quad (2.38)$$

Die Faserhersteller geben die Dispersion ihrer Fasern bevorzugt mit den Parametern  $D$  und  $S$  an, die auch in ITU-Standards (z.B. G.652) verwendet werden. Für die numerische Simulation einer Faser wird jedoch  $\beta_2$  und  $\beta_3$  benutzt [12].

## 2.2.4 Chromatische Dispersion

Die Dispersion in Einmodenfasern ist umfangreich erforscht [11], [12], [13]. In Einmodenfasern wird  $\beta$  zum einen bestimmt durch die frequenz- bzw. wellenlängenabhängige Brechzahl  $n$ , sowie durch die räumliche Struktur des Wellenleiters. Die Dispersion  $D$  setzt sich daher aus der Materialdispersion  $D_M$  und der Wellenleiterdispersion  $D_W$  zusammen.

$$D = D_M + D_W. \quad (2.39)$$

Man unterscheidet im Allgemeinen zwei Dispersionsbereiche. Im normalen Dispersionsbereich ist  $D$  negativ und niederfrequente (rotverschobene) Signalanteile bewegen sich schneller als höherfrequente (blauverschobene). Im anomalen Dispersionsbereich sind die Verhältnisse umgekehrt.

Die Materialdispersion  $D_M$  ergibt sich ausschließlich aus der frequenzabhängigen Brechzahl  $n$  des Wellenleitermaterials. In Abwesenheit einer Wellenleiterstruktur ergibt sich somit  $n_{\text{eff}} = n$ . Weit entfernt von den Materialresonanzen, also im Bereich von  $\lambda = 500 \dots 2000$  nm kann  $n$  näherungsweise durch die Sellmeier-Gleichungen beschrieben werden, die auf messtechnischen Untersuchungen basieren [11], [14], [15]. Daher ergibt sich  $D_M$  analog Gleichung (2.34) zu

$$D_M = -\frac{\lambda}{c} \frac{d^2 n}{d\lambda^2}. \quad (2.40)$$

Die Materialdispersion ist der Beitrag zur Gesamtdispersion der Faser, der unter Annahme eines wellenlängenunabhängigen Modenfeldes  $F(x,y)$  auftritt. Die Nullstelle von  $D_M$  liegt bei Quarzglas z. B. bei einer Wellenlänge von ca. 1270 nm [12].

Die Wellenleiterdispersion  $D_W$  entsteht nun dadurch, dass sich die Ausdehnung des Modenfeldes mit der Frequenz ändert. Dadurch ändert sich die Gewichtung von Kern und Mantelbereich und damit  $n_{\text{eff}}(\omega)$ . Zur Beschreibung der Wellenleiterdispersion wird üblicherweise die normierte Ausbreitungskonstante  $B$  mit

$$B = \frac{(\lambda\beta/2\pi)^2 - n_2^2}{n_1^2 - n_2^2} \quad (2.41)$$

und die normierte Frequenz bzw. der Faserparameter  $V$  mit

$$V = r \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (2.42)$$

verwendet. Für Einmodenfasern gilt  $V < 2,405$ . Dabei ist  $r$  der Kernradius und  $n_1$  und  $n_2$  sind die Brechzahlen von Kern bzw. Mantel. Die Wellenleiterdispersion ergibt sich daraus zu

$$D_w = -\frac{V}{\lambda c} \cdot (n_1 - n_2) \cdot \frac{d^2(V \cdot B)}{dV^2} \quad (2.43)$$

Die normierte Ausbreitungskonstante  $B(V)$  kann durch Lösung der charakteristischen Gleichung des Wellenleiters, im Allgemeinen numerisch, bestimmt werden [12].

In der optischen Weitverkehrs-Nachrichtentechnik werden üblicherweise Einmodenfasern aus  $\text{SiO}_2$  verwendet und der Anteil der Materialdispersion ist damit weitestgehend fest. Die Wellenleiterdispersion kann hingegen durch die Wahl der Faserparameter wie z. B. des Brechzahlprofils oder des Brechzahlunterschiedes zwischen Kern und Mantel beeinflusst werden. Durch geeignetes Design kann somit z. B. die Nulldispersionswellenlänge verschoben werden. Erhältlich sind zum einen die häufig verwendeten Standard-Einmodenfasern (engl.: standard single mode fiber, SSMF) mit  $D = +16,5$  ps/nm/km, dispersionsverschobene Fasern (engl.: dispersion shifted fibers, DSF) mit sehr geringen Dispersionswerten nahe Null oder dispersionskompensierende Fasern (engl.: dispersion compensating fibers, DCF) mit negativer Dispersion von z. B.  $D = -100$  ps/nm/km.

In optischen Übertragungssystemen ist die chromatische Dispersion im Allgemeinen ein störender Effekt, der die Übertragungreichweite begrenzt. Für eine erste Analyse der Auswirkung der Dispersion wird eine in [16] gegebene Abschätzung verwendet. Die maximale Reichweite  $L_{\max}$  ergibt sich demnach zu

$$L_{\max} = \frac{\text{CDI}_{\text{1dB}} \pi c}{\lambda^2 R_{\text{Bit}}^2 D} \quad (2.44)$$

Dabei ist  $c$  die Lichtgeschwindigkeit,  $R_{\text{Bit}}$  die Bitrate des Systems,  $D$  die Faserdispersion und  $\lambda$  die Wellenlänge.  $\text{CDI}_{\text{1dB}}$  ist der chromatische Dispersionsindex (engl.: chromatic dispersion index) der bei einer Verringerung der Augenöffnung um 1 dB auftritt. In [16] ergibt sich für direkt detektierende Systeme z. B. ein  $\text{CDI}_{\text{1dB}} = 0,252$ , was bei einer Datenrate von 10 GBit/s einer SSMF Länge  $L_{\max}$  von ca. 60 km entspricht. Da der Einfluß der Dispersion auf die Pulsverzerrungen jedoch quadratisch mit der Datenrate skaliert und diese deswegen mit  $1/R_{\text{Bit}}^2$  in die Gleichung eingeht, ist die Reichweite für höhere Datenraten deutlich geringer.

### 2.2.5 Nichtlineare Effekte

Die nichtlinearen Effekte in einer Glasfaser werden hervorgerufen durch die Suszeptibilität dritter Ordnung  $\chi^{(3)}$ . Sie lassen sich unterscheiden in den Kerr-Effekt, der die Leistungsabhängigkeit der Brechzahl beschreibt, und stimulierte Streuprozesse, wie Stimulierte Brillouin Streuung (SBS) und Stimulierte Raman Streuung (SRS) [12]. SRS führt zu einem Leistungstransfer zwischen unterschiedlichen WDM-Kanälen und wird daher für die Untersuchung von Einkanalssystemen nicht weiter berücksichtigt. Betrachtet man nur einen einzelnen Kanal, so ist vor allem SBS und die durch den Kerr-Effekt hervorgerufene

Selbstphasenmodulation (SPM) von Bedeutung. Andere durch den Kerr-Effekt hervorgerufenen Prozesse wie die Kreuzphasenmodulation (XPM) oder die Vierwellenmischung treten ebenfalls nur in Mehrkanalsystemen auf.

Der Kerr-Effekt beschreibt die Abhängigkeit der Brechzahl  $n$  von der Intensität  $|E|^2$  des optischen Feldes [17]

$$n(\omega, E) = n(\omega) + n_2 |E|^2. \quad (2.45)$$

Ein Puls in der Faser erfährt dadurch während der Ausbreitung eine selbst-induzierte Phasenmodulation, bezeichnet als SPM. Durch die Phasenmodulation ergibt sich eine nichtlineare Phase  $\varphi_{\text{NL}}$ , die linear abhängig von der Intensität des Pulses und der Ausbreitungslänge ist. Nach Ausbreitung über eine verlustlose Strecke der Länge  $L$  berechnet sich die gesamte Phasendrehung eines Pulses mit den Gleichungen (2.26) und (2.29) zu

$$\varphi = -n(\omega)L \frac{\omega}{c} - \underbrace{n_2 |E|^2 L \frac{\omega}{c}}_{\varphi_{\text{NL}}} \quad (2.46)$$

Entscheidend für die Größe der nichtlinearen Phasendrehung ist sowohl die mittlere Intensität des Pulses als auch die zeitliche Intensitätsverteilung, d.h. die Pulsform. Für Quarzglas ist der Nichtlinearitätskoeffizient  $n_2$  mit ca. 2,6 bis  $3,2 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$  sehr klein [18]. Allerdings ist die Intensität in der Faser aufgrund der geringen Modenfläche sehr hoch und erreicht Werte im Bereich von  $\text{MW}/\text{cm}^2$  [1]. Die Phasenmodulation verändert nicht die Hüllkurve des Signals, sondern führt zu einem Chirp. Steigende Impulsflanken erfahren dadurch eine Verschiebung der Frequenz zu niedrigen Frequenzen („red shift“) und fallende Flanken eine Verschiebung zu hohen Frequenzen („blue shift“). Durch die Phasenmodulation werden also neue Spektralkomponenten erzeugt. Im Frequenzbereich führt SPM somit zu einer Verbreiterung des Spektrums [1].

In Fasern mit Dispersion kommt es zu einer PM-AM-Konversion phasenmodulierter Signale [19]. Im Fall von SPM kommt es dadurch zu einer Umwandlung des Chirps in Amplituden bzw. Leistungsschwankungen. Bei positiver Dispersion  $D$  (anomaler Dispersionsbereich) bewegen sich die höherfrequenten Signalanteile schneller als die niederfrequenten. In der SSMF kommt es durch SPM daher zunächst zu einer Pulskompression, da die Impulsanteile an der steigenden Flanke langsamer und die Impulsanteile an der fallenden Flanke schneller laufen. Bei der weiteren Ausbreitung erfährt der Puls dann zwar eine Impulsverbreiterung, diese ist jedoch geringer als bei einer rein dispersiven Faser. SPM kann damit zur Dispersionskompensation eingesetzt werden und die Übertragungreichweite erhöhen. Ein Anwendungsgebiet für SPM sind daher z. B. Solitonen, Pulse mit spezieller Sekanshyperbolikus-Pulsform, deren Pulsform während der Signalausbreitung unverändert bleibt, da sich SPM und Dispersion erster Ordnung bei entsprechend hohen Leistungen gegenseitig kompensieren [20]. SPM stellt jedoch bei hohen Sendeleistungen eine wesentliche Begrenzung der Übertragungreichweite dar. Im Gegensatz zu klassischen Funk-basierten Übertragungssystemen gibt es bei optischen Systemen daher immer eine bestimmte Sendeleistung, bei der die Übertragung optimal ist.

Kreuzphasenmodulation ist ein nichtlinearer Effekt, der nur in Mehrkanalsystemen auftritt. Das Signal eines Kanals in der Faser erfährt eine nichtlineare Phasenmodulation, die durch die kopropagierenden Nachbarkanäle induziert wird. Da sich die benachbarten Kanäle in

dispersiven Glasfasern jedoch unterschiedlich schnell bewegen wird die Effizienz der XPM herabgesetzt. Die Auswirkungen von XPM lassen sich daher durch eine entsprechend große Dispersion oder einen großen Kanalabstand verringern bzw. vollständig verhindern. Für eine XPM-Unterdrückung in WDM-Systemen mit geringem Kanalabstand (z. B. 100 GHz) ist daher eine gewisse Faserdispersion notwendig und die DSF als Übertragungsmedium ungeeignet. Aus diesem Grund wurden spezielle NZDSF (engl.: non zero dispersion shifted fiber) entwickelt, die eine sehr geringe, aber nicht verschwindende Dispersion besitzen. In der Praxis werden jedoch fast ausschließlich SSMF verwendet, diese bieten aufgrund der hohen Dispersion ebenfalls eine gute XPM-Unterdrückung.

### 2.2.6 Simulation der Pulsausbreitung in Glasfasern

Die Pulsausbreitung in Glasfasern, unter Berücksichtigung der Dämpfung, der Dispersion und dem Kerr-Effekt, kann allgemein durch die nichtlineare Schrödingergleichung beschrieben werden [12]

$$\frac{dA(z,t)}{dz} = -\frac{\alpha}{2}A(z,t) + j\frac{\beta_2}{2}\frac{d^2A(z,t)}{dT^2} + \frac{\beta_3}{6}\frac{d^3A(z,t)}{dT^3} - j\gamma|A(z,t)|^2A(z,t). \quad (2.47)$$

Die Gleichung ist auf  $T = t - z/v_g = t - \beta_1 z$  normiert, damit sich das Beobachtungsfenster synchron zur Gruppengeschwindigkeit der Einhüllenden  $A(z,t)$  bewegt (sog. Mitbewegter Beobachter). Dabei sind  $\beta_2$  und  $\beta_3$  die Dispersionsparameter aus Kapitel 2.2.3,  $\alpha$  die Faserdämpfung und  $\gamma$  der Nichtlinearitätskoeffizient, der mit der nichtlinearen Brechzahl wie folgt verknüpft ist

$$\gamma = \frac{n_2\omega_0}{c_0A_{\text{eff}}}. \quad (2.48)$$

$A_{\text{eff}}$  beschreibt die effektive Modenfläche

$$A_{\text{eff}} = \frac{\left[ \int_0^\infty |F(r)|^2 dA \right]^2}{\int_0^\infty |F(r)|^4 dA}, \quad (2.49)$$

wobei  $F(r)$  die transversale Feldverteilung des  $LP_{01}$ -Grundmodes der Faser angibt. Für einmodige Standardglasfasern liegt die effektive Modenfläche bei  $\lambda = 1550$  nm bei ca.  $80 \mu\text{m}^2$  [13]. Die nichtlineare Schrödingergleichung ist eine nichtlineare partielle Differentialgleichung, die mit Ausnahme einiger Spezialfälle nicht analytisch lösbar ist. Für die Lösung sind daher verschiedene numerische Verfahren entwickelt worden [12]. Von diesen Verfahren ist die Split-Step Fourier Methode im Allgemeinen am besten für eine numerische Simulation geeignet.

Zur Verdeutlichung der Split-Step Fourier Methode wird Gleichung (2.47) wie folgt umformuliert

$$\frac{dA}{dz} = (\hat{D} + \hat{N})A. \quad (2.50)$$

Das Verfahren basiert dabei auf der Trennung von  $\hat{D}$ , dem Differentialoperator, der die linearen Effekte Dispersion und Dämpfung beschreibt und  $\hat{N}$ , einem nichtlinearen Operator zur Beschreibung der Nichtlinearitäten der Faser. Beide Operatoren ergeben sich unmittelbar aus Gleichung (2.47) zu

$$\hat{D} = -\frac{\alpha}{2} + j\frac{\beta_2}{2}\frac{d^2}{dT^2} + \frac{\beta_3}{6}\frac{d^3}{dT^3}, \quad (2.51)$$

$$\hat{N} = -j\gamma|A|^2. \quad (2.52)$$

Bei der Split-Step Fourier Methode werden diese beiden Operatoren unabhängig voneinander auf ein Faserstück der Länge  $\Delta z$  angewandt. Die Pulsausbreitung wird dementsprechend in zwei Schritten berechnet. Im ersten Schritt werden nur die nichtlinearen Effekte in die Berechnung einbezogen ( $\hat{D} = 0$ ). Im zweiten Schritt wird dann dasselbe Faserstück nochmals durchlaufen und es werden nur die dispersiven Effekte berechnet ( $\hat{N} = 0$ ). Die Ausgangspulsform ergibt sich damit zu

$$A(z_0 + \Delta z, t) = \exp(\Delta z \cdot \hat{D}) \cdot \left[ \exp(\Delta z \cdot \hat{N}) A(z_0, t) \right]. \quad (2.53)$$

Da beide Effekte in der Realität jedoch gleichzeitig wirken, handelt es sich bei der Berechnung lediglich um eine Näherung, deren Genauigkeit unter Anderem durch die Schrittweite  $\Delta z$  bestimmt wird. Da die linearen Effekte vorzugsweise im Frequenzbereich berechnet werden, ist zwischen jedem Schritt eine Fourier-Transformation notwendig. In der Simulation wird dazu die FFT verwendet, da diese besonders schnell und aufwandsarm berechnet werden kann.

### 2.2.7 Polarisationsmodendispersion

Für die Signalausbreitung in hochbitratigen Übertragungssystemen spielt auch die bisher noch vernachlässigte Polarisation des Lichtes eine entscheidende Rolle. Der in Einmodenfasern ausbreitungsfähige LP<sub>01</sub>-Mode tritt bei genauer Betrachtung in zwei orthogonalen Polarisationszuständen auf. Das optische Feld in der Faser kann deswegen immer in zwei Komponenten zerlegt werden

$$\mathbf{E} = \begin{pmatrix} \underline{E}_x \\ \underline{E}_y \end{pmatrix} \exp[-j\beta(\omega)z] \exp(j\omega t). \quad (2.54)$$

Zur Beschreibung der Polarisation einer Welle wird unter Anderem der Jones-Vektor  $\mathbf{J}$  verwendet, mit dem jeder beliebige Polarisationszustand bzw. SOP (engl.: state of polarization) beschrieben werden kann.

$$\mathbf{J} = \begin{pmatrix} \underline{J}_x \\ \underline{J}_y \end{pmatrix} \quad (2.55)$$

Damit formuliert sich Gleichung (2.54) zu

$$\mathbf{E} = E \begin{pmatrix} \underline{J}_x \\ \underline{J}_y \end{pmatrix} \exp[-j\beta(\omega)z] \exp(j\omega t). \quad (2.56)$$

Für die Darstellung des Polarisationszustandes wird häufig auch die Poincaré-Kugel verwendet (siehe Anhang A). Die Poincaré-Kugel ist eine geometrische Darstellungsform der Polarisationszustände und wird deswegen z. B. in der Anzeige von Polarisationsmessgeräten verwendet.

Bei den bisherigen Beschreibungen wurde von einer ideal zylindersymmetrischen Faser ausgegangen, sodass die beiden Polarisationsmoden als entartet bzw. degeneriert betrachtet werden können, da sie die gleichen Ausbreitungseigenschaften haben. In der Realität kommt es jedoch zu Abweichungen dieser Symmetrie. Die Gründe für solche unrunder Fasern sind zum Teil herstellungsbedingt (intrinsisch) aber auch durch externen Druck oder Temperaturschwankungen (extrinsisch) begründet. Dadurch entstehen zwei bevorzugte Polarisationszustände, der „schnelle“ und der „langsame“ SOP. Eine in die Faser eingekoppelte Welle mit beliebigem SOP kann immer in diese beiden orthogonalen Polarisationszustände zerlegt werden. Die beiden ausbreitungsfähigen Polarisationsmoden besitzen zwei unterschiedliche Ausbreitungskonstanten  $\beta_s$  und  $\beta_l$ , deren Differenz als Doppelbrechung  $\Delta\beta$  bekannt ist [1], [11].

$$\Delta\beta(\omega) = \beta_s(\omega) - \beta_l(\omega) \quad (2.57)$$

Aufgrund der Doppelbrechung breiten sich die beiden Polarisationsmoden mit unterschiedlichen Phasen- und Gruppengeschwindigkeiten aus. Nach der Übertragungsstrecke ist der Puls im langsamen SOP gegenüber dem Puls im schnellen SOP verzögert. Im Empfänger eines optischen Übertragungssystems führt dies dann zu einem Laufzeitunterschied, der sog. differentiellen Gruppenlaufzeit (engl.: differential group delay, DGD), auch als Polarisationsmodendispersion (PMD) erster Ordnung bezeichnet. Im einfachsten Fall einer linear doppelbrechenden Faser der Länge  $L$  ergibt sich die DGD  $\Delta\tau$  zu

$$\Delta\tau(\omega) = \tau_s(\omega) - \tau_l(\omega) = \frac{d\Delta\beta(\omega)}{d\omega} \cdot L \quad (2.58)$$

In realen Fasern ist die Doppelbrechung nicht konstant, sondern variiert zufällig entlang der Faserlänge. Ein Ansatz zur Modellierung der PMD ist daher das Waveplate-Modell, zur Beschreibung der PMD von verlegten Fasern wird oft auch das Hinge-Modell verwendet [21]. Dabei geht man davon aus, dass die Faser aus mehreren kleinen Abschnitten besteht, die für sich gesehen lineare Doppelbrechung aufweisen, jedoch mit unterschiedlicher Orientierung der schnellen bzw. langsamen SOP. An den Übergangsstellen zwischen zwei angrenzenden Faserstücken kommt es dadurch zu einer Verkopplung der beiden Polarisationsmoden. Da die DGD in jedem einzelnen Faserstück frequenzabhängig ist, führt diese Verkopplung daher nach mehreren Faserabschnitten zu einer über die Frequenz schwankenden DGD. In realen

Fasern tritt daher PMD höherer Ordnung auf, wobei die PMD zweiter Ordnung (engl.: second order PMD - SOPMD) die größte Bedeutung hat und für die polarisationsabhängige chromatische Dispersion und die Depolarisation des Signals verantwortlich ist.

Abbildung 2.9 zeigt den Verlauf der gemessenen DGD einer ca. 40 km langen verlegten Glasfaser über der Wellenlänge. Es handelt sich dabei um eine ältere Faser mit sehr hoher PMD (92ps), moderne Fasern erreichen Werte die ca. um den Faktor 100 kleiner sind. Dennoch eignet sich dieses Beispiel gut, um die Frequenzabhängigkeit und das zeitliche Verhalten der DGD zu zeigen. Die gemessene DGD schwankt sehr stark über der Wellenlänge, wobei sich der Verlauf nach einigen Stunden leicht verschoben hat. Das zeitliche Verhalten der DGD wird durch die schon erwähnten äußeren Einflüsse bestimmt und ist im Allgemeinen zufällig.

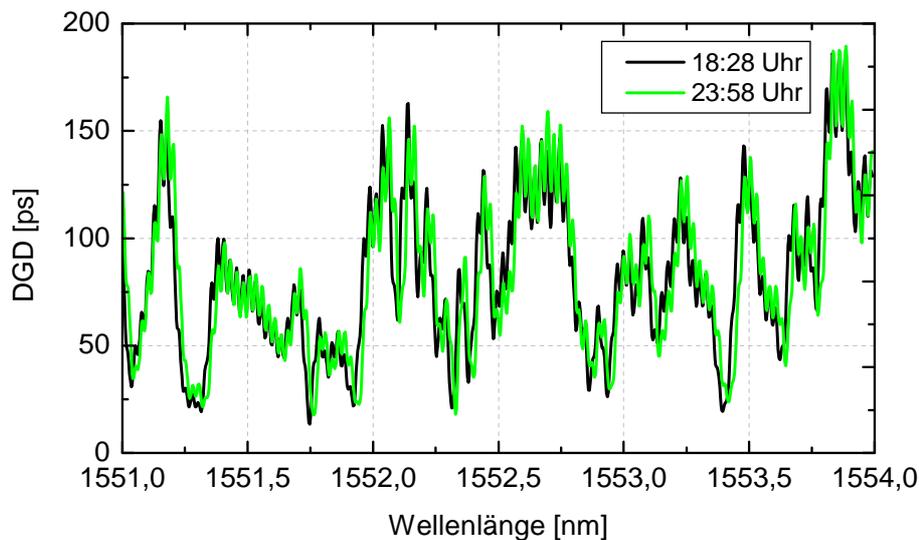


Abbildung 2.9: Gemessene DGD einer verlegten Faser mit sehr hoher PMD = 92 ps

Der quadratische Mittelwert der gemessenen DGD beziffert die PMD der Faserstrecke mit

$$\tau_{\text{PMD}} = \sqrt{\langle \Delta \tau^2 \rangle}. \quad (2.59)$$

Für eine aus mehreren Streckenabschnitten bestehende Faser berechnet sich die Gesamt-PMD  $\tau_{\text{PMD}}$  für  $N \gg 1$  somit aus der geometrischen Addition der PMD-Werte  $\tau_{i,\text{PMD}}$  der einzelnen Abschnitte über die Beziehung

$$\tau_{\text{PMD}}^2 = \sum_{i=1}^N \tau_{i,\text{PMD}}^2. \quad (2.60)$$

Der PMD-Koeffizient  $\tau'_{\text{PMD}}$  der Faser, d.h. der längenbezogene PMD-Wert, wird deswegen berechnet nach

$$\tau'_{\text{PMD}} = \tau_{\text{PMD}} / \sqrt{L} \quad (2.61)$$

und kann in dem oben gezeigten Beispiel mit  $14,5 \text{ ps/km}^{1/2}$  angegeben werden [1]. Die Streckenlänge geht also nur mit der Wurzel in die Berechnung ein.

Die PMD einer Faserstrecke führt zu Verzerrungen bei der Signalübertragung und stellt eine Begrenzung der Datenrate nach oben dar. Betrachtet man einen in eine linear doppelbrechende Faser eingespeisten Puls beliebiger Polarisation, so lässt sich dieser immer in die beiden SOP der Faser aufteilen. Die beiden entstandenen Pulse breiten sich unabhängig voneinander aus und tragen jeweils einen Teil der Energie des Originalpulses. Der Anteil der Energie des Pulses im langsamen SOP wird dabei bestimmt durch den Leistungsaufteilungsfaktor  $\gamma$  und der Anteil des schnellen SOP wird durch  $1-\gamma$  bestimmt. Ein Empfänger mit direkt-detektierender Photodiode (Kapitel 2.4.1) sieht jedoch nur die quadratische Summe aus beiden Teilpulsen. Laufzeitunterschiede zwischen den Teilpulsen werden deswegen als Pulsverbreiterung bzw. Pulsverzerrungen detektiert. Diese Verzerrungen führen zu einer erhöhten Bitfehlerrate bzw. einem größeren benötigten OSNR bei einer bestimmten Bitfehlerrate (siehe Kapitel 2.4.2). Eine analytische Abschätzung dieses OSNR-Penalty aufgrund von PMD erster Ordnung führt nach [22] zu

$$\text{OSNR - Penalty [dB]} = A \left( \frac{\Delta\tau}{T_{\text{Bit}}} \right)^2 \gamma(1-\gamma) \quad (2.62)$$

Mit der Bitdauer  $T_{\text{Bit}}$  und einem systemspezifischen Parameter  $A$  [23], der für NRZ-Modulation experimentell zu 49,6 bestimmt wurde [24]. Das OSNR-Penalty ist dabei sowohl abhängig von der DGD der Faser als auch von der Bitdauer bzw. Bitrate des Datensignals. Hierbei wird klar, dass PMD bei höheren Datenraten eine immer größere Rolle spielt. Im Gegensatz zur chromatischen Dispersion skaliert der Einfluß der PMD auf die Pulsverzerrung jedoch nur linear mit der Datenrate. Weiterhin ist das OSNR-Penalty abhängig vom Leistungsaufteilungsfaktor  $\gamma$ . Für  $\gamma=0$  und  $\gamma=1$  ergibt sich gar kein Penalty, da der Puls hierbei in einem der beiden SOP der Faser eingekoppelt wird und die gesamte Energie somit entweder in der langsamen oder im schnellen SOP übertragen wird. Man spricht hierbei auch von dem „best-case“ SOP. Für  $\gamma=0,5$  wird das größte OSNR-Penalty erzeugt („worst-case“ SOP). Im „worst-case“ wird ein Penalty von 1 dB bei einer DGD von ca. 30% der Bitdauer erreicht, was bei 10 GBit/s bzw. 40 GBit/s einer DGD von 30 ps bzw. 7,5 ps entspricht. Diese Werte können als grobe Grenze für die eine funktionierende Übertragung angesehen werden. Die PMD unterliegt einer Maxwellverteilung, wodurch in seltenen Fällen maximale DGD-Werte mit dem dreifachen der PMD der Faser auftreten können. Für eine Übertragungsstrecke mit 40 GBit/s können daher maximal 2,5 ps PMD toleriert werden [68].

In realen Fasern mit variierender Doppelbrechung gibt es ebenfalls bestimmte SOP, die das OSNR-Penalty minimieren bzw. maximieren. In Abbildung 2.10 sind die gemessenen Augendiagramme nach der Übertragung über eine verlegte Glasfaser mit hoher PMD für „best-case“ und „worst-case“ SOP dargestellt. Im ersten Fall ist das Auge weit geöffnet und der Einfluss der PMD kaum zu erkennen, währenddessen das Auge im zweiten Fall vollständig geschlossen ist. Aufgrund der zeitlichen Änderung der PMD, ändert sich auch die „best-case“ und „worst-case“ SOP, was bei einer längeren Messzeit berücksichtigt werden muss. Um den Einfluss des Einkoppelzustandes bei Messungen der PMD-Toleranz optischer Systeme zu vermeiden, werden häufig Polarisations-Scrambler verwendet. Diese dienen dazu, die Eingangspolarisation in die Faserstrecke permanent zu durchmischen (engl.: to scramble), so dass die gemessene BER einen Mittelwert über alle Eingangs-SOP angibt.

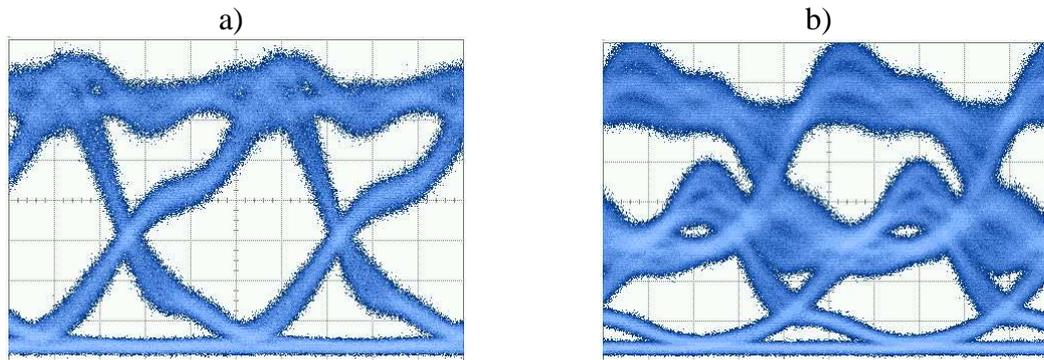


Abbildung 2.10: Verzerrungen durch PMD: Augendiagramme für „best-case“ (a) und „worst-case“ SOP (b) nach der Übertragung über dieselbe verlegte Faserstrecke

### 2.3 Optische Faserverstärker

Vor der Erfindung optischer Faserverstärker musste zur Regeneration des Signals eine aufwendige OEO-Wandlung (optisch-elektrisch-optisch) vorgenommen werden. Durch Faserverstärker lässt sich diese OEO-Wandlung vermeiden, da sie eine sehr breitbandige Verstärkung optischer Signale ermöglichen. Dies führte unter anderem zur Entwicklung von WDM-Systemen, da hierbei mehrere Kanäle gleichzeitig mit einem Faserverstärker verstärkt werden können, unabhängig von Modulationsformat oder Bitrate. Ein weiterer Vorteil ist die geringe Komponentenanzahl, die eine sehr hohe Zuverlässigkeit ermöglicht. Häufig verwendet werden Erbium dotierte Faserverstärker (engl.: erbium doped fiber amplifiers - EDFA), die im Wellenlängenbereich von ca. 1550 nm verstärken und daher in den meisten optischen Übertragungssystemen eingesetzt werden. Die Verstärkung wird durch eine mit dem Seltene-Erde-Element Erbium (Er) dotierte Einmodenfaser und eine Pumpquelle ermöglicht. Daneben gibt es auch Faserverstärker für andere Wellenlängen, diese sind dann jedoch mit Praseodym ( $\lambda = 1300 \text{ nm}$ ) oder Thulium ( $\lambda = 1450 - 1480 \text{ nm}$ ) dotiert. Wichtige Parameter eines Faserverstärkers sind eine möglichst hohe Ausgangsleistung (typ. 13 dBm), geringes Rauschen und ein möglichst glattes Verstärkungsspektrum, all diese Parameter wurden während der letzten Jahre verbessert [1].

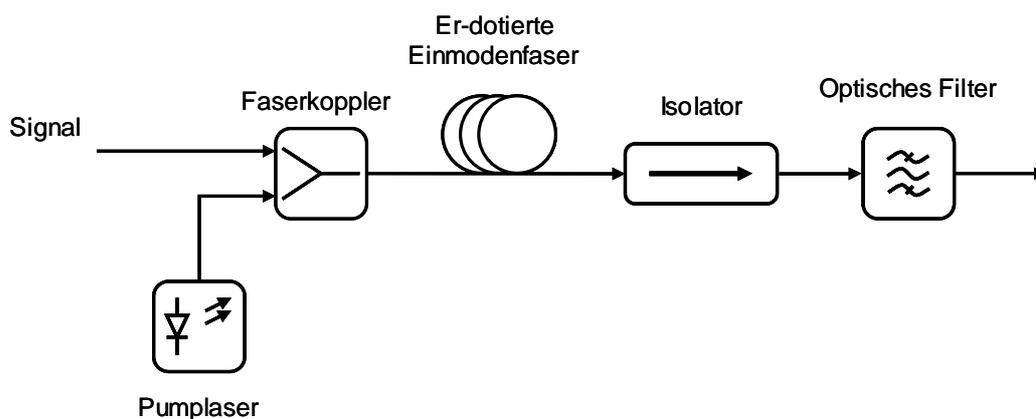


Abbildung 2.11: Prinzipieller Aufbau eines EDFA mit Pumplaser und Erbium dotierter Einmodenfaser

Das in Abbildung 2.11 dargestellte Grundprinzip eines EDFA ist relativ einfach [13]. Eine Halbleiterlaserdiode erzeugt eine Pumpwelle ( $\lambda = 980 \text{ nm}$  bzw.  $\lambda = 1480 \text{ nm}$ ), die über einen Faserkoppler in den Signalweg eingekoppelt wird. Durch die Energie der Pumpwelle werden die  $\text{Er}^{3+}$ -Ionen in der Erbium dotierten Glasfaser, deren Länge im Bereich einiger 10 Meter liegt, durch stimulierte Absorption in höhere Energiezustände versetzt [13]. Die Verstärkung der Signalwelle erfolgt dann durch stimulierte Emission, bei der die Ionen wieder in den Grundzustand übergehen und Photonen im Wellenlängenbereich von ca.  $\lambda = 1530 - 1560 \text{ nm}$  abstrahlen. Ein optischer Isolator verhindert mögliche Reflektionen und damit Rückwirkungseffekte. Entscheidend für die Verstärkung sind das Dotierungsprofil der Erbiumfaser und die Größe der Pump- und Signaleingangsleistung. Der Gewinn  $G$  eines Verstärkers ist gegeben als Verhältnis von Signalausgangs- zu Signaleingangsleistung.

$$G = \frac{P_{\text{Aus}}}{P_{\text{Ein}}} \quad (2.63)$$

Der Gewinnfaktor ist in der Realität wellenlängenabhängig, wird in der Simulation jedoch als konstant über das Signalspektrum angesehen.

Neben der Signalverstärkung durch stimulierte Emission kommt es zusätzlich stets noch zu spontaner Emission, die als zusätzliches Rauschen betrachtet werden kann. Dieses Rauschen erfährt wiederum selbst eine Verstärkung durch stimulierte Emission, man spricht daher von Amplified Spontaneous Emission (ASE) -Rauschen. Die ASE-Rauschleistung für eine Polarisation ergibt sich durch die spektrale Rauschleistungsdichte  $\rho_{\text{ASE}}$  zu [11]

$$P_{\text{ASE}} = \rho_{\text{ASE}} BW_{\text{EDFA}} = n_{\text{sp}} h\nu(G-1)BW_{\text{EDFA}}, \quad (2.64)$$

mit dem Planckschen Wirkungsquantum  $h$ , der optischen Frequenz  $\nu$  sowie dem Parameter  $n_{\text{sp}}$ , der die Besetzungsinversion zwischen dem Grundzustand und dem angeregten Zustand angibt. Durch den Verstärker wird also das Rauschen erhöht und somit das OSNR verringert. Die Rauschzahl des Verstärkers ist definiert als das Verhältnis des OSNR vor und nach dem Verstärker. Die Rauschzahl  $F$  eines optischen Faserverstärkers ergibt sich daher zu

$$F = \frac{1 + 2n_{\text{sp}}(G-1)}{G} \quad (2.65)$$

Bei Annahme eines hohen Gewinnfaktors ( $G \gg 1$ ) und vollständiger Besetzungsinversion ( $n_{\text{sp}} = 1$ ) kann die minimale Rauschzahl  $F = 2$  (3 dB) erreichen, welche auch als Grenzwert des Quantenrauschens bezeichnet wird. Typische Rauschzahlen, wie sie auch in den Simulationen verwendet wurden liegen in einem Bereich von 4 bis 5 dB.

In optischen Weitverkehrsnetzen ist es aufgrund der Streckenlänge und den damit einhergehenden Verlusten erforderlich, mehrere Abschnitte, bestehend aus Glasfaser und Verstärker, hintereinander zu schalten (Abbildung 2.12 sowie Abbildung 2.1). Durch jeden Faserverstärker in der Übertragungsstrecke wird demzufolge der optische Signal-Rauschabstand verringert und die Gesamt-rauschzahl erhöht. Wird der Gewinn  $G$  des Verstärkers so eingestellt, dass er die Verluste  $T_{\alpha}$  eines Faserabschnitts vollständig kompensiert, so ergibt sich eine Gesamtverstärkung  $G \cdot T_{\alpha} = 1$ . Für die Rauschzahl  $F_{\text{SA}}$  eines Streckenabschnitts ergibt sich dann

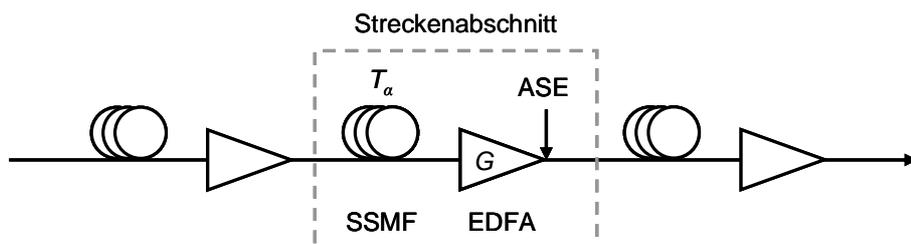


Abbildung 2.12: Übertragungsstrecke mit periodischer Signalverstärkung

$$F_{SA} = 1 + 2n_{sp}(G - 1) \quad (2.66)$$

Für die Hintereinanderschaltung  $N$  identischer Streckenabschnitte ergibt sich dann, analog zu elektrischen Netzwerken, die Rauschzahl der Gesamtstrecke zu

$$F_{ges} = 1 + N \cdot (F_{SA} - 1) = 1 + N \cdot 2n_{sp}(G - 1) \quad (2.67)$$

Die Gesamttrauschzahl  $F_{ges}$  steigt mit wachsendem Verstärkerabstand stark an. Je nach Länge der Übertragungsstrecke ist der Verstärkerabstand daher begrenzt. Typische Verstärkerabstände liegen in terrestrischen Übertragungsstrecken zwischen 50 und 100 km.

## 2.4 Optische Empfänger und Signalauswertung

Optische Empfänger wandeln optische Signale in elektrische Signale. Der Aufbau eines optischen Empfängers mit optischem Vorverstärker und optionalen elektrischen oder optischen Entzerrern ist in Abbildung 2.13 dargestellt. Das ankommende Signal mit der Leistung  $P_L$  wird durch den Vorverstärker auf  $P_S = G \cdot P_L$  verstärkt, wobei zusätzliches ASE-Rauschen hinzugefügt wird. Danach folgt ein optisches Bandpassfilter (BPF) mit der Bandbreite  $BW_{opt}$  zur Begrenzung des ASE-Rauschens und zur Kanalselektion in WDM-Systemen. Danach folgt der elektrische Teil des Empfängers. Dieser besteht zunächst aus einer Photodiode zur Wandlung der optischen Leistung in einen elektrischen Strom. Bei diesem Prozess der Photodetektion wird zusätzliches Rauschen in Form von Schrotrauschen und thermischen Rauschen hinzugefügt. Daraufhin folgt wiederum ein elektrisches Tiefpassfilter mit der Grenzfrequenz  $BW_{el}$ . Eine Entzerrung kann einerseits vor oder nach dem optischen Vorverstärker durch einen optischen Entzerrer (engl.: optical equalizer - OEQ), oder aber nach der Tiefpassfilterung durch einen elektronischen Entzerrer (engl.: electronic equalizer - EEQ) erfolgen. In beiden Fällen wird jeweils ein zusätzlicher Steueralgorithmus benötigt. Auch die Kombination beider Entzerrertypen ist möglich.

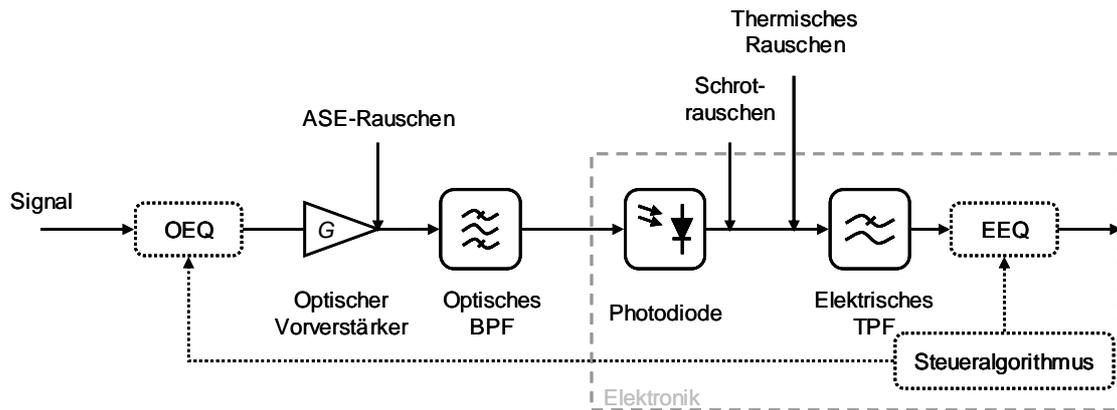


Abbildung 2.13: Prinzipieller Aufbau eines optischen Empfängers mit optionalen optischen Entzerrern (OEQ) oder elektrische Entzerrern (EEQ)

### 2.4.1 Photodetektion

In einer Photodiode werden durch das einfallende Licht mit der Signalleistung  $P_S$  Ladungsträgerpaare erzeugt, die wiederum einen elektrischen Strom  $I_P$  erzeugen.

$$I_P = R \cdot P_S = R \cdot |E|^2. \quad (2.68)$$

Dabei ist  $R$  die wellenlängenabhängige Empfindlichkeit bzw. Responsivität der Photodiode

$$R = \eta \frac{e}{h\nu}. \quad (2.69)$$

Mit der Elementarladung  $e$ , dem Plankschen Wirkungsquantum  $h$  und der optischen Frequenz  $\nu$ . Der Parameter  $\eta$  gibt den Quantenwirkungsgrad an, also das Verhältnis von erzeugten Elektronen zu einfallenden Photonen. In der Praxis muss aufgrund verschiedener Verluste von einem Quantenwirkungsgrad von  $\eta < 1$  ausgegangen werden. Zusammen mit der Wandlung von optischen in elektrische Signale treten in Photodioden außerdem die schon erwähnten Rauschprozesse auf. Die Bandbreite von Photodioden ist abhängig vom verwendeten Material begrenzt, mit InP wurden jedoch schon 3 dB Bandbreiten von 120 GHz realisiert [25]. Aus der Beziehung zwischen Photostrom und der Feldstärke  $E$  des elektrischen Feldes (Gleichung (2.68)) ist ersichtlich, dass die Phaseninformation des optischen Signals bei der Detektion verloren geht. Dies ist ein wichtiger Grund für die begrenzte Leistungsfähigkeit elektronischer Entzerrer auf Filterbasis.

### 2.4.2 Messung und Simulation der Bitfehlerrate

Das übliche Kriterium für die Bestimmung der Systemgüte ist die Bitfehlerrate (engl.: bit error rate - BER) bzw. die Bitfehlerrate bei einer bestimmten empfangenen Leistung oder bei einem bestimmten OSNR (typischerweise gemessen über 0,1 nm Bandbreite). Die BER gibt an, wie viele falsch entschiedene Datenbits pro gesendeten Bits am Empfänger gezählt werden. Eine Entscherschwelle gibt dabei an, ob ein empfangenes Datenbit als „0“ oder „1“ entschieden wird. In realen Systemen erfolgt die Bestimmung der BER über ein optisches Bitfehlerratenmessgerät (engl.: bit error rate tester, BERT). Dieses dient gleichzeitig als Datenquelle und -senke und sendet eine vorgegebene Testsequenz einer bestimmten Länge

(z. B.  $2^{31}$ -1 Bits). Die empfangene Datensequenz wird dann mit der Testsequenz verglichen und die Bitfehler gezählt. Zur Systemcharakterisierung werden Sender und Empfänger zunächst direkt miteinander verbunden und dieser Vorgang für verschiedene OSNR wiederholt. Diese Konfiguration bezeichnet man als back-to-back (BTB) Konfiguration. Durch diese Messung erhält man den Verlauf der BER über dem OSNR ohne Einwirkung der Faserstrecke. Danach wird die Messung mit der Übertragungsstrecke zwischen Sender und Empfänger wiederholt. Die Verschlechterung des benötigten OSNR bei einer bestimmten BER (z. B.  $10^{-4}$ ) zwischen der BTB Messung und der Messung mit Übertragungsstrecke bezeichnet man als OSNR-Penalty (Abbildung 2.14). Das OSNR-Penalty ist also ein Maß dafür, wie tolerant die Übertragung gegenüber Störungen durch die Faserstrecke ist. Ein kleines Penalty bei großen Streckenlängen ist ein dabei Zeichen für eine sehr robuste Übertragung.

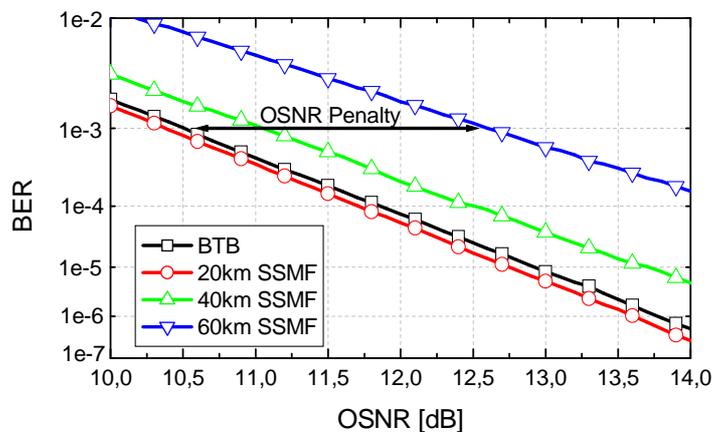


Abbildung 2.14: BER über OSNR für BTB und Übertragungsstrecken verschiedener Länge

Zur Simulation optischer Übertragungssysteme gibt es verschiedene Methoden die BER zu bestimmen. Eine Möglichkeit ist die Bitfehler direkt zu zählen (Monte-Carlo-Simulation), was jedoch bei niedriger BER einer langen Bitsequenz bedarf und somit viel Rechenzeit in Anspruch nimmt. Das bei der Verstärkung und Photodetektion entstehende Rauschen wird bei dieser Methode direkt zum Signalvektor hinzugefügt. Nimmt man jedoch eine Gaußsche Verteilungsdichte der Rauschgrößen für die „0“ und „1“ Zustände am Empfänger an, so lässt sich das Rauschen auch durch die Varianzen der einzelnen Rauschprozesse beschreiben.

$$\sigma_1^2 = \sigma_{S-ASE}^2 + \sigma_{ASE-ASE}^2 + \sigma_{sh}^2 + \sigma_{th}^2 \quad (2.70)$$

$$\sigma_0^2 = \sigma_{ASE-ASE}^2 + \sigma_{sh}^2 + \sigma_{th}^2 \quad (2.71)$$

Die einzelnen Rauschvarianzen ergeben sich dabei aus dem Schwebungssignal zwischen Signal und ASE-Rauschen des optischen Vorverstärkers  $\sigma_{S-ASE}$  sowie zwischen ASE- und ASE-Rauschen  $\sigma_{ASE-ASE}$ . Weitere Rauschprozesse sind thermisches Rauschen  $\sigma_{th}$  und Schrotrauschen (engl.: shot-noise)  $\sigma_{sh}$ , wobei letzterer sowohl durch das Signal als auch das ASE-Rauschen hervorgerufen wird [26].

$$\sigma_{S-ASE}^2 = 4R^2 P_S \rho_{ASE} BW_{el} \quad (2.72)$$

$$\sigma_{\text{ASE-ASE}}^2 = 4R^2 \rho_{\text{ASE}}^2 BW_{\text{opt}} BW_{\text{el}} \quad (2.73)$$

$$\sigma_{\text{th}}^2 = 4kT \cdot BW_{\text{el}} / R_L \quad (2.74)$$

$$\sigma_{\text{sh}}^2 = 2eR(P_S + 2\rho_{\text{ASE}} BW_{\text{opt}}) BW_{\text{el}} \quad (2.75)$$

Dabei ist  $P_S$  das optisch vorverstärkte Signal,  $T$  die Temperatur und  $R$  die oben definierte Responsivität der Photodiode,  $e$  die Elementarladung  $k$  die Boltzmannkonstante und  $R_L$  der Lastwiderstand. Unter diesen Voraussetzungen kann die Bitfehlerrate, unter Annahme Gaußscher Verteilungsdichten des Rauschens, über den sogenannten Q-Faktor bestimmt werden [13].

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (2.76)$$

Dabei sind  $I_1$  und  $I_0$  die Mittelwerte der logischen „1“ und „0“ Datenbits. Die BER lässt sich daraus für  $Q > 3$  näherungsweise berechnen zu [13]

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \cdot \text{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad (2.77)$$

Ein Q-Faktor von  $Q = 6$  entspricht damit einer Bitfehlerrate von ca.  $10^{-9}$ . Der Q-Faktor hat den Vorteil, dass für die Berechnung Zufalls-Bitsequenzen (engl.: pseudo random bit sequence, PRBS) um die 1000 Bits ausreichend sind. Allerdings wird dabei immer von einer konstanten Entscheidungsschwelle genau zwischen „1“ und „0“ ausgegangen, womit ein nicht optimaler Empfänger nachgebildet wird.



---

## 3 Filterstrukturen und Polynomsysteme

In diesem Kapitel sollen die Grundlagen zur Beschreibung von Filtern im Sinne der Nachrichtentechnik erläutert werden. Aufbauend auf der Beschreibung linearer Systeme werden zunächst grundlegende Filterstrukturen wie rekursive und nicht-rekursive Filter beschrieben. Danach erfolgt die Erweiterung auf optische Filter mit komplexen Koeffizienten. Abschließend werden noch die Besonderheiten bei der Modellierung nichtlinearer Volterra-Systeme dargestellt.

### 3.1 Digitalfilter

Die Beschreibung des Signalspektrums eines zeitdiskreten Signals  $x(k)$  erfolgt durch die zeitdiskrete Fourier-Transformation bzw. die  $z$ -Transformation. Details hierzu finden sich z. B. in [27]. Die Fourier-Transformation wird beschrieben durch

$$\underline{X}(e^{j\omega}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)e^{-jk\omega\Delta t}. \quad (3.1)$$

Die dazugehörige Rücktransformation hat die Form

$$x(k) = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} \underline{X}(e^{j\omega}) e^{jk\omega\Delta t} d\omega. \quad (3.2)$$

Mit  $z = e^{j\omega\Delta t}$  ergibt sich die Hintransformation der  $z$ -Transformation zu

$$\underline{X}(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)z^{-k} \quad (3.3)$$

Bei der Rücktransformation muss man beachten, dass der Integrationsbereich einer Spektralperiode auf der  $\omega$ -Achse genau ein geschlossener Umlauf in der  $z$ -Ebene ist. Das Zeitsignal errechnet sich daher über folgendes Umlaufintegral zu

$$x(k) = \frac{1}{2\pi j} \oint \underline{X}(z) z^{k-1} dz. \quad (3.4)$$

Digitalfilter kann man mit Hilfe der Fourier- oder der  $z$ -Transformation beschreiben. Jedes zeitdiskrete, lineare, zeitinvariante System lässt sich durch eine Differenzgleichung mit konstanten Koeffizienten

$$\sum_{l=0}^M b_l y(k-l) = \sum_{l=0}^N a_l x(k-l) \quad (3.5)$$

darstellen. Durch Anwendung der  $z$ -Transformation erhält man daraus die komplexe Übertragungsfunktion  $\underline{H}(z)$  des Filters

$$\underline{H}(z) = \frac{\underline{Y}(z)}{\underline{X}(z)} = \frac{\sum_{l=0}^N a_l z^{-l}}{1 - \sum_{l=1}^M b_l z^{-l}} \quad (3.6)$$

als gebrochen rationale Funktion. Hierbei wurden die Koeffizienten  $a_l$  des Feedforwardfilters der Ordnung  $N$  und die Koeffizienten  $b_l$  des Feedbackfilters der Ordnung  $M$  so normiert, dass  $b_0 = 1$  gilt. Da sich einige Operationen in der Signalverarbeitung mit Hilfe der  $z$ -Transformation deutlich vereinfachen, ist es vorteilhaft digitale Filter mit ihrer  $z$ -transformierten Übertragungsfunktion zu beschreiben. Aus einer Faltung im Zeitbereich wird zum Beispiel im  $z$ -Bereich eine einfache Multiplikation.

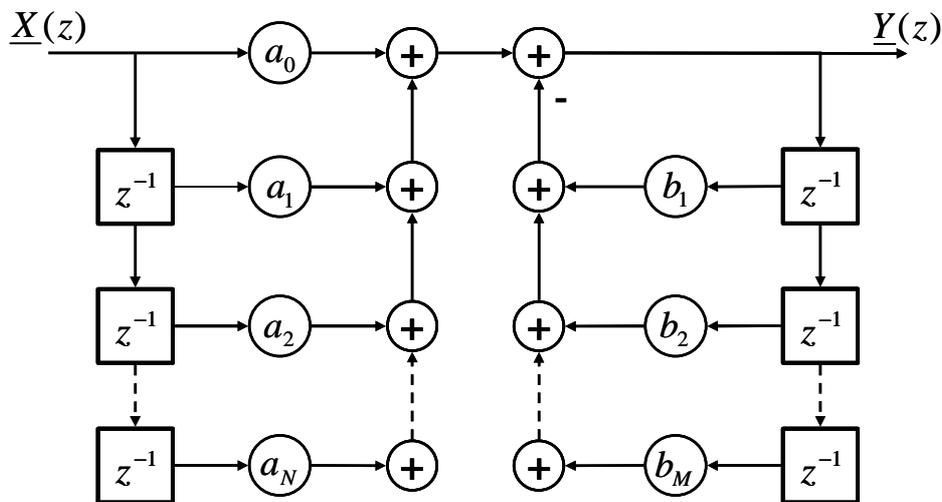


Abbildung 3.1: Prinzipieller Aufbau eines Digitalfilters mit Vorwärts- und Rückkopplpfaden

Der prinzipielle Aufbau eines Digitalfilters mit der Übertragungsfunktion aus Gleichung (3.6) ist in Abbildung 3.1 dargestellt. Besitzt das Filter nur Vorwärtspfade ( $b_1 \dots b_M = 0$ ) so handelt es sich um ein nichtrekursives Filter mit endlicher Impulsantwort oder auch ein FIR-Filter (engl.: finite impulse response). Das Ausgangssignal im Zeitbereich kann dann durch die Faltungssumme

$$y(k) = \sum_{l=0}^N a_l x(k-l) \quad (3.7)$$

beschrieben werden. Dabei sind  $x(k)$  und  $y(k)$  die an den Stellen  $x(t-nT)$  bzw.  $y(t-nT)$  abgetasteten Zeitsignale mit dem Abtastintervall  $\Delta t = T$ . Filter mit zusätzlichen rückgekoppelten Pfaden haben eine unendlich lange Impulsantwort. Man nennt sie daher auch rekursive Filter oder IIR-Filter (engl.: infinite impulse response).

### 3.2 Optische Filter

Optische Filter sind lineare zeitinvariante Systeme und werden durch ihre komplexe Übertragungsfunktion  $\underline{H}(e^{j\omega})$  bzw.  $\underline{H}(z)$  charakterisiert [28]. Sie werden als faseroptische [29] oder integriert-optische Baugruppen realisiert [30] und werden z. B. als Amplitudenfilter oder

zur Dispersionskompensation verwendet [31]. Das Übertragungsverhalten dieser Filter entsteht durch die Überlagerung zweier oder mehrerer optischer Wellen, die durch Verzögerungsleitungen (engl.: delay-line) relativ zueinander verzögert wurden. Man nennt diese Filterart daher auch optische Delay-Line Filter. Ein Beispiel für ein einfaches optisches Delay-Line Filter ist das Mach-Zehnder-Interferometer (MZI) in Abbildung 3.2b. In einem MZI wird das Eingangssignal durch einen Koppler auf zwei Pfade aufgeteilt in denen die Signalanteile dann jeweils unterschiedlich stark verzögert werden. Die größere Verzögerung im unteren Pfad kann durch ein zusätzliches Stück Wellenleiter realisiert werden. Am Ausgang des Filters werden die Signalanteile dann durch einen weiteren Koppler wieder zusammen geführt und interferieren miteinander. Damit die Signalanteile miteinander interferieren können, müssen sie die gleiche Polarisation und Frequenz haben und ihre zeitliche Kohärenzlänge muss mindestens der längsten Verzögerungszeit entsprechen. Sowohl in digitalen Filtern, als auch in optischen Delay-Line Filtern wird das Eingangssignal auf mehrere Pfade aufgeteilt, danach wirken in den verschiedenen Pfaden unterschiedlich große Gewichtungskoeffizienten und am Ende des Filters werden die Signalanteile wieder zusammengeführt (Abbildung 3.2). Optische Delay-Line Filter können daher mit den aus der digitalen Signalverarbeitung bekannten Methoden beschrieben und entworfen werden [28].

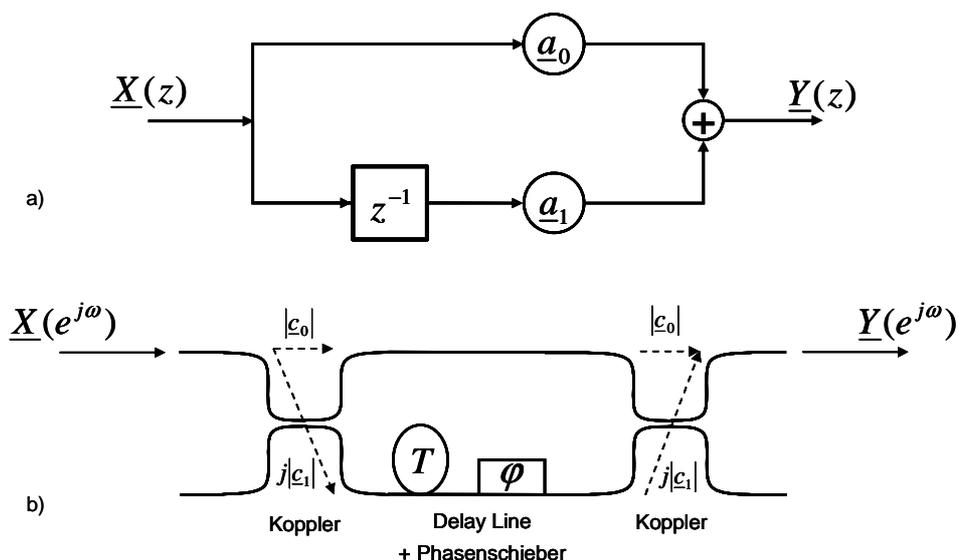


Abbildung 3.2: Analogie zwischen digitalen Filtern (a) und optischen Delay-Line Filtern (b)

Das digitale Filter in Abbildung 3.2a besitzt nur Vorwärtspfade und entspricht damit einem FIR-Filter mit den komplexen Koeffizienten  $\underline{a}$ . Die  $z$ -transformierte Übertragungsfunktion des Filters berechnet sich damit zu

$$\underline{H}(z) = \frac{\underline{Y}(z)}{\underline{X}(z)} = \underline{a}_0 + \underline{a}_1 \cdot z^{-1} \quad (3.8)$$

Die Übertragungsfunktion des Mach-Zehnder-Interferometers in Abbildung 3.2b, mit den Koppelfaktoren  $\underline{c}_0$ ,  $\underline{c}_1$ , der Verzögerungszeit  $T$  und dem Phasenschieber  $\varphi$ , berechnet sich zu [28]

$$\underline{H}(e^{j\omega}) = \frac{\underline{Y}(e^{j\omega})}{\underline{X}(e^{j\omega})} = |\underline{c}_0| \cdot |\underline{c}_0| + j|\underline{c}_1| \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega T} \cdot j|\underline{c}_1|. \quad (3.9)$$

Hieraus ergibt sich die  $z$ -Transformierte der Übertragungsfunktion zu.

$$\underline{H}(z) = \underbrace{|\underline{c}_0|^2}_{a_0} - \underbrace{|\underline{c}_1|}_{a_1} \cdot e^{j\varphi} \cdot z^{-1} \quad (3.10)$$

Wie in Gleichung (3.10) zu erkennen ist, werden die Gewichtungskoeffizienten der Übertragungsfunktion optischer FIR-Filter also prinzipiell durch die Koppelfaktoren der Faserkoppler und die zusätzlichen Phasenschieber bestimmt.

Ein einzelnes MZI entspricht einem Filter erster Ordnung. Filter höherer Ordnung kann man zum Beispiel durch Kaskadierung mehrerer MZIs realisieren. Die Übertragungsfunktion entsteht durch mehrmaliges Aufteilen, Verzögern und Koppeln des Signals mit jeweils unterschiedlichen Verzögerungszeiten in den einzelnen Stufen [28]. Entsprechen die Verzögerungszeiten in den Pfaden einem Vielfachen der Grundverzögerung  $T$ , so verhalten sich optische Delay-Line Filter ähnlich wie digitale Filter, da sie dann eine periodische Übertragungsfunktion besitzen. Eine Periode der Übertragungsfunktion des optischen Filters nennt man den freien Spektralbereich FSR (engl.: free spectral range). Dieser ist gegeben durch

$$FSR = \frac{1}{T}. \quad (3.11)$$

Optische Delay-Line Filter können zur Dispersionskompensation genutzt werden. Da die Filterkoeffizienten komplex sind, lassen sich Gruppenlaufzeit und Dispersion des Filters bestimmen. Die normierte Dispersion eines Filters berechnet sich aus der normierten Frequenz  $\nu = f/FSR$  und der normierten Gruppenlaufzeit  $\tau_n$  zu

$$D_n = \frac{d\tau_n}{d\nu}. \quad (3.12)$$

Um eine konstante Dispersion zu erzeugen muss das Filter somit eine lineare Gruppenlaufzeit besitzen. Die normierte Gruppenlaufzeit eines Filters berechnet sich aus der Übertragungsfunktion des Filters zu

$$\tau_n = -\frac{d}{d\omega} \arctan \left[ \frac{\text{Im}\{\underline{H}(z)\}}{\text{Re}\{\underline{H}(z)\}} \right] \quad (3.13)$$

und die absolute Gruppenlaufzeit zu

$$\tau = \tau_n \cdot T. \quad (3.14)$$

Die absolute Dispersion des Filters berechnet sich, mit der Wellenlänge  $\lambda$  und der Lichtgeschwindigkeit  $c$ , damit zu

$$D = -c \left( \frac{T}{\lambda} \right)^2 D_n \quad (3.15)$$

Eine große Dispersion wird also durch eine große Verzögerungszeit ermöglicht, wobei sich jedoch gleichzeitig der FSR verringert [28].

### 3.3 Volterra-Systeme

Volterra-Systeme sind nichtreursive Polynomsysteme und wurden nach dem im 19. Jahrhundert lebenden Mathematiker Vito Volterra benannt. Eine zusammenfassende Beschreibung der Volterra-Theorie findet sich z. B. in [32]. Im Folgenden werden nur diskrete Volterra-Systeme betrachtet. Der Systemausgang  $y(k)$  eines nichtlinearen Volterra-Systems  $p$ -ter Ordnung kann in diesem Fall geschrieben werden zu

$$y(k) = \sum_{i=1}^p \sum_{v_1=0}^{N_i} \dots \sum_{v_i=0}^{N_i} h_i(v_1, \dots, v_i) \cdot x(k-v_1) \dots x(k-v_i) \quad (3.16)$$

Dabei bezeichnet man  $h_i$  als diskreten Volterra-Kern  $i$ -ter Ordnung, der zunächst als symmetrisch angesehen wird.  $N_i$  ist die Gedächtnislänge, d.h. die Anzahl der Verzögerungselemente, des homogenen Volterra-Systems  $i$ -ter Ordnung. Das Ausgangssignal ergibt sich also durch Summation der Ausgangssignale von  $p$  Teilsystemen (Abbildung 3.3).

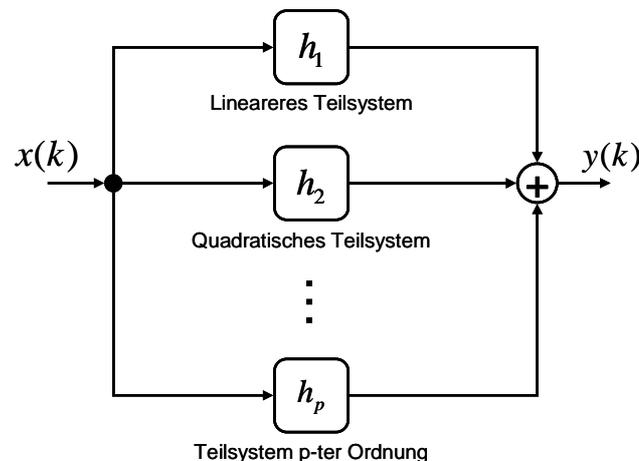


Abbildung 3.3: Prinzipielle Struktur eines Volterra-Systems der Ordnung  $p$

Aufgrund des hohen Aufwands bei der Berechnung und Beschreibung von Volterra-Systemen werden in dieser Arbeit einige Methoden zur Aufwandsreduktion angewendet. Zunächst wird die maximale Ordnung der Systeme auf  $p = 3$  begrenzt, da höhere Ordnungen nur sehr schwer zu handhaben sind und in der Praxis nur sehr selten benötigt werden. Weiterhin wird die Symmetrie der Kerne ausgenutzt. Durch die Symmetrie der Kerne entstehen viele redundante Operationen. Beispielsweise können die Kerne  $h(v_1, v_2)$  und  $h(v_2, v_1)$  zu einem einzigen Kern  $h(v_1, v_2)$  kombiniert werden, da sie jeweils mit dem selben Signal  $x(k-v_1) \cdot x(k-v_2)$  angesteuert werden. Zur Aufwandsreduktion versucht man daher extrem unsymmetrische Kerne zu erzeugen, in denen möglichst viele Koeffizienten zu Null werden [33]. Dies wird erreicht, indem man, wie im obigen Beispiel, alle Kerne, die permutierbar sind, aufsummiert und an

die entsprechende eindeutige Stelle des Volterra-Kerns setzt. Unter Ausnutzung der Symmetrieeigenschaften ändern sich damit die Summationsgrenzen und der Ausgang eines diskreten Volterra-Systems dritter Ordnung kann unter diesen Bedingungen formuliert werden zu

$$\begin{aligned} y(k) = & \sum_{v_1=0}^{N_1} h_1(v_1)x(n-v_1) \\ & + \sum_{v_1=0}^{N_2} \sum_{v_2=v_1}^{N_2} h_2(v_1, v_2)x(n-v_1)x(n-v_2) \\ & + \sum_{v_1=0}^{N_3} \sum_{v_2=v_1}^{N_3} \sum_{v_3=v_2}^{N_3} h_3(v_1, v_2, v_3)x(n-v_1)x(n-v_2)x(n-v_3) \end{aligned} \quad (3.17)$$

Wie später noch an Beispielen gezeigt wird ist diese Darstellung deutlich günstiger bezüglich des Rechenaufwands. In den als Entzerrer verwendeten Volterra-Systemen wird weiterhin davon ausgegangen, dass die Gedächtnislängen der jeweiligen Teilsysteme unabhängig voneinander sein können. Indem die Anzahl der Verzögerungselemente der kubischen Teilsysteme niedriger als die der linearen oder quadratischen Teilsysteme gewählt wird, lässt sich der Aufwand der Berechnung somit weiter reduzieren.

---

## 4 Elektronische Entzerrung zur Erhöhung der Systemtoleranz

In direkt detektierenden Systemen kann aufgrund der nichtlinearen Signalwandlung durch die Photodiode, die einen Verlust der Phaseninformation des optischen Signals bewirkt, nur eine begrenzte Entzerrung des reellen elektronischen Signals durchgeführt werden. Allerdings bietet die digitale Nachrichtentechnik ausgefeilte Entzerrerstrukturen, die durchaus auch Verzerrungen, die in der Glasfaser entstanden sind, kompensieren können [34]. Diese Entzerrer sind entweder als analoge Filterstrukturen realisiert, die über die inverse Kanalimpulsantwort versuchen das Auge zu öffnen oder aber basieren auf einer rein digitalen Verarbeitung des detektierten elektrischen Signals. In diesem Kapitel werden die in dieser Arbeit untersuchten elektronischen Entzerrer vorgestellt. Weiterhin wird der zur Optimierung der Entzerrer häufig verwendete LMS (engl.: Least Mean Square) Algorithmus erläutert, wie er auch in den Simulationen verwendet wurde.

### 4.1 Klassische Entzerrer

#### 4.1.1 Linearer vorwärtsgerichteter Entzerrer

Der elektronische vorwärts gerichtete Entzerrer (engl.: feed forward equalizer - FFE) besteht aus einem FIR-Filter und einem Steueralgorithmus zur adaptiven Einstellung der Filterkoeffizienten. In Abbildung 4.1 ist der prinzipielle Aufbau dargestellt. Es handelt sich um eine sehr einfache Struktur eines Transversalfilters. Das ankommende Signal  $x(t)$  wird durch Verzögerungselemente um Vielfache der Verzögerungszeit  $T$  verzögert. Die verzögerten Signalanteile werden dann jeweils mit  $N+1$  unterschiedlichen Koeffizienten  $a_0 \dots a_N$  multipliziert, wobei  $N$  die Ordnung des Filters und damit die Anzahl der Verzögerungselemente angibt.

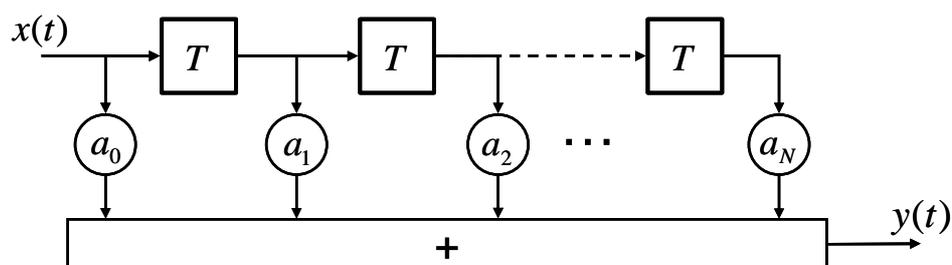


Abbildung 4.1: Linearer Vorwärtsentzerrer (ohne adaptive Optimierung)

Aufgrund der hohen Datenraten werden die linearen Transversalfilter als analoge Filter mit Verzögerungsleitungen realisiert [35]. Mit konstanten Verzögerungszeiten verhalten sich diese Filter jedoch wie digitale Filter. In den Simulationen wird der FFE ebenfalls als analoges Filter implementiert. Das Ausgangssignal  $y(t)$  entsteht durch Summation aller verzögerten und gewichteten Signalanteile

$$y(t) = \sum_{l=0}^N a_l x(t - lT). \quad (4.1)$$

Für eine vereinfachte Darstellung und zur Veranschaulichung des Koeffizientenoptimierungsprozesses wird das Eingangssignal in vektorieller Schreibweise dargestellt

$$\mathbf{x}(t) = [x(t), x(t-T), x(t-2T), \dots, x(t-NT)]^T \quad (4.2)$$

und die Koeffizienten in dem Koeffizientenvektor

$$\mathbf{a} = (a_0, a_1, a_2, \dots, a_N)^T \quad (4.3)$$

zusammengefasst. Dabei bezeichnet  $(\dots)^T$  die Transposition des Vektors. Das Ausgangssignal lässt sich somit durch eine Vektormultiplikation beschreiben

$$y(t) = \mathbf{a}^T \cdot \mathbf{x}(t). \quad (4.4)$$

Beträgt die Verzögerungszeit  $T = T_{\text{Bit}}$  so spricht man von einem synchronen Entzerrer. In der Praxis werden die Verzögerungszeiten jedoch kleiner als die Bitdauer gewählt, man spricht dann von einem „fractionally spaced“ Entzerrer (FSE). Eine kleinere Verzögerungszeit hat den Vorteil, dass ähnlich wie bei optischen Filtern eine größere Signalbandbreite entzerrt werden kann. In optischen Übertragungssystemen wird  $T = T_{\text{Bit}}/2$  als optimal angesehen [34]. Die Verzögerungszeit  $T$  eines FFE ist bei den hohen Datenraten in der optischen Nachrichtentechnik somit sehr klein. Für ein 10 GBit/s NRZ-Signal mit einer Bitdauer von 100 ps beträgt diese z. B. nur 50 ps. Bei höheren Datenraten wird die minimale Verzögerungszeit schon durch die Signallaufzeit der Bauelemente der analogen Schaltkreise begrenzt. Für den Prototypen eines FFE, welcher für den Einsatz in 43 GBit/s Systemen (Pulsdauer ca. 23 ps) entworfen wurde [36], beträgt die Verzögerungszeit aufgrund der Signallaufzeiten minimal 17 ps und liegt damit schon unter dem Optimum. Es sind daher in diesem Fall keine zusätzlichen Verzögerungselemente notwendig.

#### 4.1.2 Nichtlinearer entscheidungsrückgekoppelter Entzerrer

Ein weiterer bekannter Entzerrer ist der entscheidungsrückgekoppelte Entzerrer (engl.: decision feedback equalizer - DFE). Der DFE ist ein nichtlinearer Entzerrer und besteht aus einem rekursiven Filter, das jedoch zusätzlich einen Entscheider beinhaltet (Abbildung 4.2). In der Simulationsumgebung wird der DFE ebenfalls als analoges Filter implementiert. Das entschiedene Signal  $x_{\text{DFE}}(t)$  ist gleichzeitig das Eingangssignal in das Filter. Nach der Gewichtung der um  $T$  verzögerten Signalanteile mit den Koeffizienten  $b_1 \dots b_M$  erfolgt wiederum die Summation aller Signalanteile zum Ausgangssignal  $y_{\text{DFE}}(t)$ .

$$y_{\text{DFE}}(t) = \sum_{l=1}^M b_l x_{\text{DFE}}(t-lT) \quad (4.5)$$

Die Verzögerungszeit des DFE beträgt aufgrund des Entscheiders im Bittakt genau eine Bitdauer. In Vektorschreibweise kann mit dem Signalvektor

$$\mathbf{x}_{\text{DFE}}(t) = [x_{\text{DFE}}(t-T), x_{\text{DFE}}(t-2T), \dots, x_{\text{DFE}}(t-MT)]^T \quad (4.6)$$

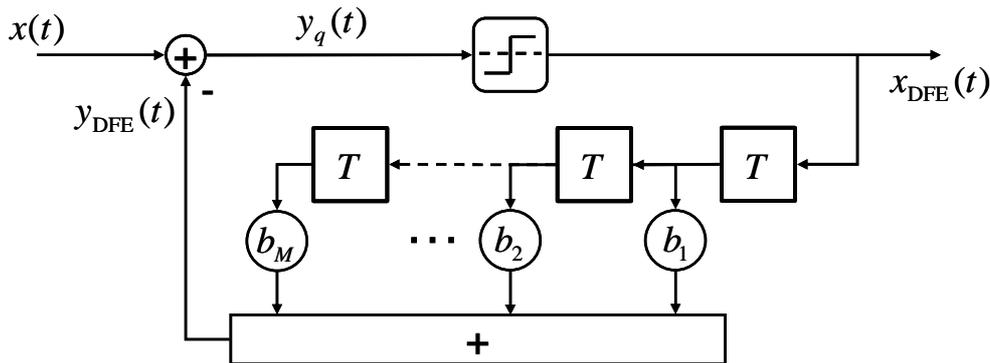


Abbildung 4.2: Entscheidungsrückgekoppelter Entzerrer (ohne adaptive Optimierung)

und dem Koeffizientenvektor

$$\mathbf{b} = (b_1, b_2, b_3, \dots, b_M)^T \quad (4.7)$$

das Ausgangssignal beschrieben werden als

$$y_{\text{DFE}}(t) = \mathbf{b}^T \cdot \mathbf{x}_{\text{DFE}}(t) \quad (4.8)$$

Dabei gibt es für einen DFE der Ordnung  $M$ , im Unterschied zum FFE, jedoch nur  $M$  Koeffizienten. Da es sich um einen rekursiven Entzerrer handelt wird das Ausgangssignal  $y_{\text{DFE}}(t)$  noch vom eigentlichen Eingangssignal  $x(t)$  subtrahiert

$$y_q(t) = x(t) - y_{\text{DFE}}(t). \quad (4.9)$$

Das daraus entstandene Signal  $y_q(t)$  wird dann in den Entscheider geführt. Der Entscheider verhindert, dass das Filter insgesamt instabil wird. Da auch der DFE als analoges Filter implementiert wurde, muss das entschiedene Signal ebenfalls in analoger Form ausgegeben werden. Der DFE Entzerrer wird üblicherweise in Kombination mit einem FFE eingesetzt (siehe Kapitel 4.1.3).

### 4.1.3 Kombiniertes Entzerrer

Zur Erhöhung der Leistungsfähigkeit können FFE und DFE kombiniert werden. In der Praxis wird das Signal zunächst durch den FFE geschickt und dabei die Vorläufer des Pulses entzerrt. Danach erfolgt die Entzerrung durch den DFE, der dessen Nachläufer entzerrt [2]. In Abbildung 4.3 ist das Blockschaltbild für einen FFE dritter Ordnung und einen DFE zweiter Ordnung dargestellt. Das entzerrte Signal  $y_q(t)$  ergibt sich nun aus der Subtraktion des Ausgangssignals des FFE  $y(t)$  und des Ausgangssignals des DFE  $y_{\text{DFE}}(t)$  zu

$$y_q(t) = y(t) - y_{\text{DFE}}(t) \quad (4.10)$$

Praktische Realisierungen von FFE/DFE-Strukturen finden sich z. B. in [37] oder [38]. Die Ordnung des DFE wird dabei meist auf  $M = 1$  begrenzt, da anderenfalls die Signallaufzeit durch den rückgekoppelten Filter zu groß wäre.

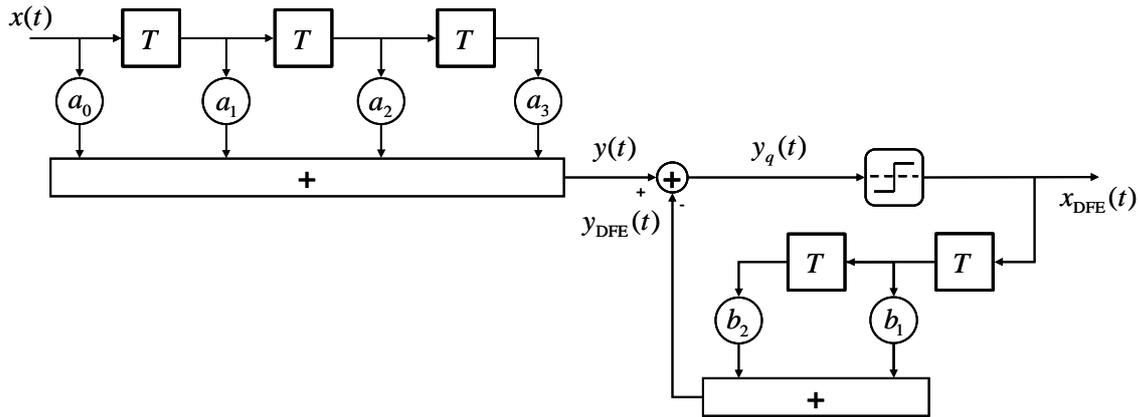


Abbildung 4.3: FFE 3. Ordnung kombiniert mit einem DFE 2. Ordnung

#### 4.1.4 Adaptive Optimierung der Entzerrerkoeffizienten

Für eine optimale Entzerrung muss der Fehler zwischen gesendeter und entzerrter Symbolfolge minimiert werden. Dazu werden geeignete Entzerrerkoeffizienten benötigt. Bei einem zeitveränderlichen Kanal ist diese Berechnung jedoch schwierig, da die Kanaleigenschaften und die Verzerrungen am Empfänger nicht bekannt sind. In optischen Systemen sind vor allem die Verzerrungen durch PMD aber auch durch Restdispersion und Leistungsschwankungen zeitveränderlich. Zur Berechnung der optimalen Entzerrerkoeffizienten existiert zwar eine analytische Methode [2], diese wird jedoch in der Praxis aufgrund des hohen Aufwands nicht angewandt. Zur Optimierung der Filterkoeffizienten von FFE und DFE werden in der Praxis stattdessen iterative Algorithmen wie z. B. der LMS-Algorithmus (Least Mean Square) verwendet [39]. Dieser führt zu einer schnellen Konvergenz und benötigt nur einen geringen Rechenaufwand.

Der LMS-Algorithmus minimiert den quadratischen Fehler  $F_{\text{MSE}}$  zwischen den Momentanwerten einer empfangenen Trainingssequenz  $d(i-i_0)$  und des Entzerrer-Ausgangssignal  $y(i)$

$$F_{\text{MSE}} = |y(i) - d(i - i_0)|^2 \quad (4.11)$$

Bei niedrigen Fehlerraten kann statt der Trainingssequenz auch das entschiedene Datensignal verwendet werden. Da es sich bei dieser Fehlerfunktion um einen Leistungsausdruck handelt existiert nur ein einziges Minimum zu dessen Berechnung ein einfacher Gradientenalgorithmus eingesetzt werden kann. Ausgehend von einem Startwert bewegt man sich schrittweise in Richtung dieses Minimums wobei die Koeffizienten iterativ nach folgender Vorschrift berechnet werden

$$\mathbf{a}(i+1) = \mathbf{a}(i) - \mu \cdot \frac{dF_{\text{MSE}}}{d\mathbf{a}^H(i)}. \quad (4.12)$$

Hierbei gilt die Identität

$$\mathbf{a}^H(i) = \mathbf{a}^{*T}(i). \quad (4.13)$$

Dabei ist  $\mathbf{a}(i)$  der Koeffizientenvektor im Iterationsschritt  $i$  und  $\mathbf{a}(i+1)$  der aktualisierte Vektor. Der Ausdruck  $(\dots)^H$  bzw.  $(\dots)^{*T}$  bezeichnet die komplexe Konjugation des Vektors mit anschließender Transposition. Der Parameter  $\mu$  bezeichnet die positive Schrittweite, mit der das Konvergenzverhalten gesteuert werden kann. Große Werte von  $\mu$  führen zu schneller Konvergenz bei großem Restfehler, für kleine Werte wird der Restfehler bei langsamerem Konvergenzverhalten geringer [2]. Formuliert man den Fehler zu

$$F_{\text{MSE}} = [y(i) - d(i - i_0)] \cdot [y^*(i) - d^*(i - i_0)] \quad (4.14)$$

und schreibt das Eingangssignal bzw. das konjugiert komplexe Eingangssignal in den Entzerrer in vektorieller Form zu

$$\mathbf{x}(i) = [x(iT), x(iT - T), x(iT - 2T), \dots, x(iT - NT)]^T \quad (4.15)$$

bzw.

$$\mathbf{x}^*(i) = [x^*(iT), x^*(iT - T), x^*(iT - 2T), \dots, x^*(iT - NT)]^T, \quad (4.16)$$

so ergibt sich das Entzerrer-Ausgangssignal bzw. das konjugiert komplexe Entzerrer-Ausgangssignal zu

$$y(i) = \mathbf{a}^T(i) \mathbf{x}(i) \quad (4.17)$$

und

$$y^*(i) = \mathbf{a}^H(i) \mathbf{x}^*(i). \quad (4.18)$$

Unter Berücksichtigung der Wirtinger-Ableitungen [2] gilt dann

$$\frac{dy(i)}{d\mathbf{a}^H} = \frac{d\mathbf{a}^T \mathbf{x}(i)}{d\mathbf{a}^H} = 0 \quad (4.19)$$

und

$$\frac{dy^*(i)}{d\mathbf{a}^H} = \frac{d\mathbf{a}^T \mathbf{x}^*(i)}{d\mathbf{a}^H} = \mathbf{x}^*(i). \quad (4.20)$$

Damit kann die Ableitung des quadratischen Fehlers nach dem Koeffizientenvektor geschrieben werden zu

$$\begin{aligned} \frac{dF_{\text{MSE}}}{d\mathbf{a}^H(i)} &= \frac{d}{d\mathbf{a}^H(i)} [\mathbf{a}^H \mathbf{x}^*(i) - d^*(i - i_0)] \cdot [\mathbf{a}^T \mathbf{x}(i) - d(i - i_0)] \\ &= \mathbf{x}^*(i) \cdot [\mathbf{a}^T \mathbf{x}(i) - d(i - i_0)] \end{aligned} \quad (4.21)$$

und die Berechnung der Koeffizienten kann formuliert werden zu

$$\mathbf{a}(i+1) = \mathbf{a}(i) - \mu \cdot [y(i) - d(i - i_0)] \cdot \mathbf{x}^*(i) = \mathbf{a}(i) - \mu \cdot \varepsilon(i) \cdot \mathbf{x}^*(i). \quad (4.22)$$

Diese Iterationsvorschrift wird als LMS-Algorithmus bezeichnet und stellt eine einfache und daher weit verbreitete Methode zur Adaptiven Optimierung der Koeffizienten dar. In der Umsetzung ist zunächst der Fehler  $\varepsilon(i) = y(i) - d(i - i_0)$  zu berechnen und mit der Schrittweite  $\mu$  zu multiplizieren. Der Vektor des komplex konjugierten Eingangssignals wird dann mit diesem Wert multipliziert und das Resultat vom alten Koeffizientenvektor subtrahiert. Pro Iterationsschritt wird also der gesamte Koeffizientenvektor aktualisiert.

Für diese Arbeit wurde der LMS-Algorithmus zur Berechnung der Entzerrerkoeffizienten von FFE und DFE Strukturen implementiert. In Abbildung 4.4a ist der Verlauf des MSE entlang der Iterationsschritte eines FFE[4] gezeigt. Weiterhin zeigt Abbildung 4.4b den Verlauf der Koeffizienten während der Optimierung. Sowohl der MSE, als auch die Koeffizienten erreichen ihren Endwert nach ca. 2000 Iterationen. Dabei fällt auf, dass sich die Entzerrerkoeffizienten symmetrisch bezüglich des mittleren Koeffizienten verhalten. Die Optimierung kann sich deswegen vereinfachen, da die redundanten Koeffizienten nicht optimiert werden müssen. Da die Optimierung in den Simulationen jedoch sehr schnell erfolgt, wurde auf eine Implementierung weiterer Vereinfachungen verzichtet. Der FFE-Entzerrer ist ein aktives Element und kann falls nötig auch eine Signalverstärkung durchführen.

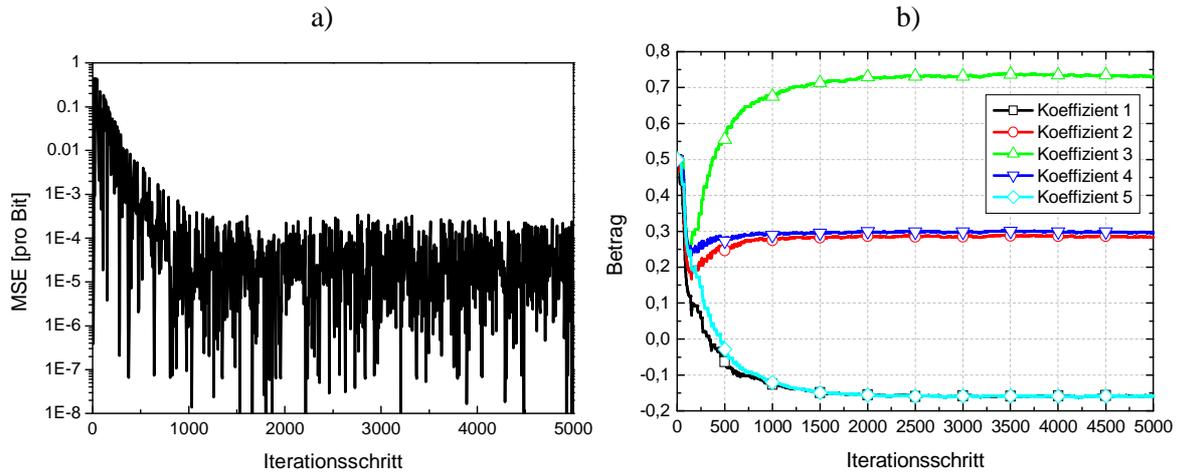


Abbildung 4.4: FFE[4] nach 50 km SSMF: Verlauf des Fehlers über Iterationsschritte (a)  
Verlauf der Koeffizienten über Iterationsschritte (b)

In einer FFE/DFE Struktur werden die Koeffizienten  $a$  und  $b$  gleichzeitig optimiert. Mit Hilfe der vektoriellen Schreibweise von  $x_{\text{DFE}}$

$$\mathbf{x}_{\text{DFE}}(i) = [x_{\text{DFE}}(iT - T), x_{\text{DFE}}(iT - 2T), \dots, x_{\text{DFE}}(iT - MT)]^T \quad (4.23)$$

und dessen konjugiert komplexen

$$\mathbf{x}_{\text{DFE}}^*(i) = [x_{\text{DFE}}^*(iT - T), x_{\text{DFE}}^*(iT - 2T), \dots, x_{\text{DFE}}^*(iT - MT)]^T \quad (4.24)$$

kann der quadratische Fehler in diesem Fall formuliert werden zu

$$F_{\text{qMSE}} = \left| y_q(t) - d(i - i_0) \right|^2 = \left| \mathbf{a}^T \mathbf{x}(t) - \mathbf{b}^T \mathbf{x}_{\text{DFE}} - d(i - i_0) \right|^2. \quad (4.25)$$

Für die Wirtinger-Beziehungen gilt hierbei entsprechend

$$\frac{dy_q^*(i)}{d\mathbf{a}^H} = \mathbf{x}^*(i), \quad (4.26)$$

$$\frac{dy_q(i)}{d\mathbf{a}^H} = \frac{dy_q(i)}{d\mathbf{b}^H} = 0 \quad (4.27)$$

und

$$\frac{dy_q^*(i)}{d\mathbf{b}^H} = -\mathbf{x}_{\text{DFE}}^*(i). \quad (4.28)$$

Somit lauten die Iterationsgleichungen für den Vorwärts und Rückwärtsfad [2]

$$\mathbf{a}(i+1) = \mathbf{a}(i) - \mu \cdot [y_q(i) - d(i - i_0)] \cdot \mathbf{x}^*(i) \quad (4.29)$$

und

$$\mathbf{b}(i+1) = \mathbf{b}(i) + \mu \cdot [y_q(i) - d(i - i_0)] \cdot \mathbf{x}_{\text{DFE}}^*(i). \quad (4.30)$$

Neben dem LMS-Algorithmus existieren noch andere Verfahren, wie der Recursive-Least-Squares (RLS) -Algorithmus, die zu einer schnelleren Konvergenz führen, allerdings auch einen wesentlich höheren Rechenaufwand benötigen. In dieser Arbeit wird sich daher ausschließlich auf den LMS-Algorithmus beschränkt.

## 4.2 Nichtlineare Entzerrer basierend auf Volterra-Systemen

Die gezeigten elektronischen FFE und DFE Entzerrer sind vergleichsweise einfache Strukturen und daher in der Leistungsfähigkeit begrenzt. Zur Erhöhung der Leistungsfähigkeit können diese Strukturen jedoch um nichtlineare Teilsysteme, wie sie in Kapitel 3.3 auf Basis der Volterra-Theorie beschrieben wurden, ergänzt werden. Insbesondere die Entzerrung nichtlinearer Effekte sollte sich dadurch verbessern.

### 4.2.1 Vorwärtsgerichteter Volterra-Entzerrer

Der Aufbau eines nichtlinearen vorwärtsgerichteten Volterra-Entzerrers ähnelt dem eines FFE, beinhaltet jedoch zusätzliche nichtlineare Teilsysteme. Volterra-FFE wurden schon in optischen Übertragungssystemen untersucht. In der Literatur findet man den Ausdruck NL[p]-FFE[N], dieser bezeichnet einen Volterra-FFE der Ordnung  $p$  und  $N$  Verzögerungselementen [40]. Mit dieser Beschreibungsform wird jedoch für jedes nichtlineare Teilsystem eine einheitliche Anzahl an Verzögerungselementen vorgegeben. Unter Berücksichtigung der Unabhängigkeit der Gedächtnislängen können jedoch sehr viel flexiblere Volterra-Systeme entworfen werden [41]. In den weiteren Betrachtungen wird daher die in [42] im Rahmen

dieser Arbeit vorgestellte Beschreibungsform verwendet. Ein Volterra-FFE dritter Ordnung wird dabei als FFE[ $N_1, N_2, N_3$ ] bezeichnet, wobei  $N_1$ ,  $N_2$  und  $N_3$  jeweils die Ordnung bzw. die Anzahl der Verzögerungselemente des linearen, quadratischen bzw. kubischen Teilsystems angeben. Der FFE/DFE-Entzerrer aus Abbildung 4.3 entspricht in dieser Beschreibungsform einem FFE[3,0,0]-DFE[2,0,0] bzw. der Kurzform FFE[3]-DFE[2].

Mit  $v_1 = l$ ,  $v_2 = m$ ,  $v_3 = n$  und den Koeffizienten  $a_l$ ,  $a_{l,m}$  und  $a_{l,m,n}$  ergibt sich für das Ausgangssignal eines vorwärtsgerichteten Volterra-Entzerrers dritter Ordnung mit der Verzögerungszeit  $T$ , analog zu Gleichung (3.17), zu

$$\begin{aligned}
 y(t) = & \sum_{l=0}^{N_1} a_l x(t-lT) \\
 & + \sum_{l=0}^{N_2} \sum_{m=l}^{N_2} a_{l,m} x(t-lT)x(t-mT) \\
 & + \sum_{l=0}^{N_3} \sum_{m=l}^{N_3} \sum_{n=m}^{N_3} a_{l,m,n} x(t-lT)x(t-mT)x(t-nT)
 \end{aligned} \quad . \quad (4.31)$$

In kompakter Schreibweise werden Eingangssignal und Koeffizienten wieder als Vektoren formuliert und ergeben sich zu

$$\mathbf{x}(t) = [x(t), x(t-T), \dots, x(t-N_1T), x(t)^2, x(t)x(t-T), \dots, x(t-N_3T)^3]^T \quad (4.32)$$

sowie

$$\mathbf{a} = (a_0, a_1, \dots, a_{N_1}, a_{00}, a_{01}, \dots, a_{N_3 N_3 N_3})^T. \quad (4.33)$$

Damit kann das Ausgangssignal wieder als Vektormultiplikation geschrieben werden

$$y(t) = \mathbf{a}^T \cdot \mathbf{x}(t). \quad (4.34)$$

In Abbildung 4.5 ist in einem einfachen Beispiel der Aufbau eines FFE[2,1] gezeigt. Das lineare Teilsystem besitzt zwei, das quadratische Teilsystem ein Verzögerungselement. Ein kubisches Teilsystem ist nicht vorhanden. Zur besseren Veranschaulichung sind die beiden Teilsysteme separat dargestellt. In einer praktischen Realisierung werden diese jedoch an denselben Verzögerungselementen abgegriffen, sodass diese nicht doppelt vorhanden sein müssen.

Die Struktur eines Volterra-FFE mit einer großen Anzahl an Verzögerungsgliedern in den nichtlinearen Teilsystemen kann sehr komplex werden. Die Anzahl der benötigten Koeffizienten des  $p$ -ten Teilsystems berechnet sich nach folgender Vorschrift

$$\text{Koeffizientenanzahl}_{\text{FFE},p}(N) = \frac{(N+p)!}{N! \cdot p!}. \quad (4.35)$$

Im Anhang B ist die Struktur eines FFE[3,3,3] gezeigt, um die riesigen Ausmaße eines solchen Entzerrers zu dokumentieren. Es ist daher von Vorteil die oben eingeführte Notation zu verwenden und gegebenenfalls die Anzahl der Verzögerungsglieder in den nichtlinearen

Teilsystemen zu begrenzen. Die Anzahl der Koeffizienten bezogen auf die Anzahl der Verzögerungsglieder ist für jedes Teilsystem zusammenfassend in Abbildung 4.6a gezeigt. Besonders die Anzahl der Koeffizienten des kubischen Teilsystems steigt dabei stark an

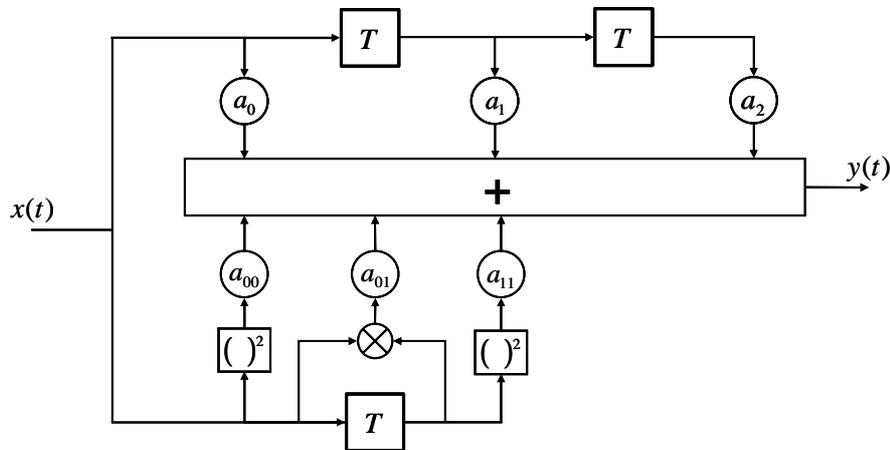


Abbildung 4.5: Blockschaltbild eines Volterra-FFE[2,1] mit 6 Koeffizienten; im unteren Bildbereich ist das quadratische Teilsystem dargestellt

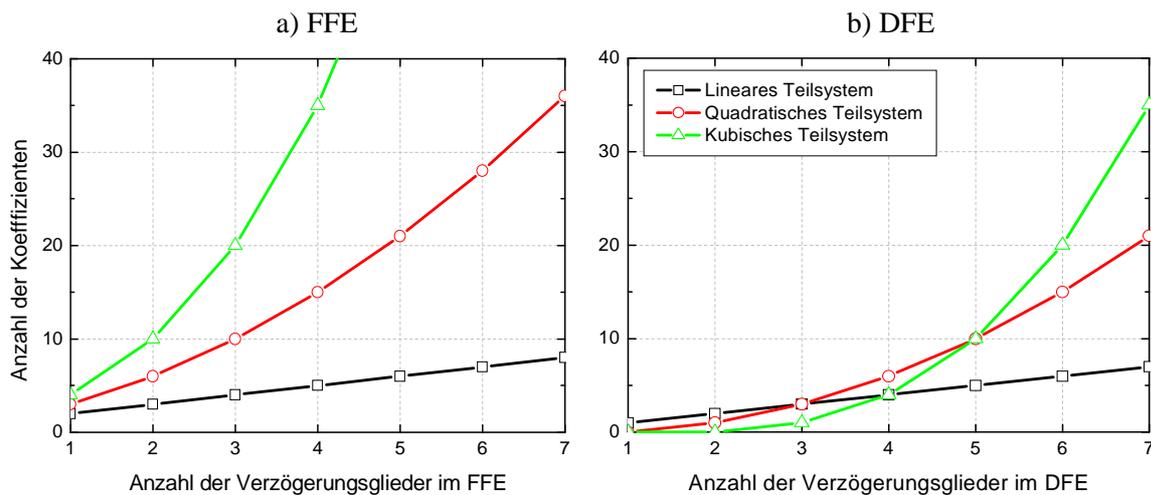


Abbildung 4.6: Anzahl der Koeffizienten von Volterra-Entzerrern

### 4.2.2 Entscheidungsrückgekoppelter Volterra-Entzerrer

Ein Volterra-DFE entsteht indem man den das Filter im Rückkopplungspfad des DFE um zusätzliche nichtlineare Teilsysteme erweitert. Hierbei geben  $M_1$ ,  $M_2$  und  $M_3$  jeweils die Anzahl der Verzögerungsglieder in den Teilsystemen des DFE[ $M_1, M_2, M_3$ ] an. Das Ausgangssignal  $y_{DFE}(t)$  ergibt sich dann zu

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \sum_{l=1}^{M_1} b_l x_{DFE}(t-lT) \\
 &+ \sum_{l=1}^{M_2} \sum_{m=l+1}^{M_3} b_{l,m} x_{DFE}(t-lT) x_{DFE}(t-mT) \\
 &+ \sum_{l=1}^{M_3} \sum_{m=l+1}^{M_3} \sum_{n=m+1}^{M_3} b_{l,m,n} x_{DFE}(t-lT) x_{DFE}(t-mT) x_{DFE}(t-nT)
 \end{aligned} \tag{4.36}$$

In der vereinfachten vektoriellen Darstellung ergibt sich mit dem Signalvektor

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x}_{DFE}(t) &= [x_{DFE}(t-T), \dots, x_{DFE}(t-M_1T), x_{DFE}(t-T)x_{DFE}(t-2T), \dots \\
 &\dots, x_{DFE}(t-(M_1-1)T)x_{DFE}(t-M_2T), \dots \\
 &\dots, x_{DFE}(t-(M_1-2)T)x_{DFE}(t-(M_2-1)T)x_{DFE}(t-M_3T)]^T
 \end{aligned} \tag{4.37}$$

und dem Koeffizientenvektor

$$\mathbf{b} = (b_1, \dots, b_{M_1}, b_{1,2}, \dots, b_{M_1-1, M_2}, \dots, b_{M_1-2, M_2-1, M_3})^T \tag{4.38}$$

das Ausgangssignal zu

$$y_{DFE}(t) = \mathbf{b}^T \cdot \mathbf{x}_{DFE}(t) . \tag{4.39}$$

Berücksichtigt man nur binäre Daten, so fließen aufgrund des Entscheiders lediglich Signale  $x_{DFE}$  mit den Werten 0 oder 1 in das rückgekoppelte Filter. Im Gegensatz zum FFE führt deswegen z. B. eine Quadrierung des Signals zu keiner Veränderung des Signalwertes und diese Operation kann eliminiert werden. Die zugehörigen redundanten Koeffizienten werden ebenfalls eliminiert, was sich durch veränderte Summationsgrenzen in Gleichung (4.36) bemerkbar macht. In Abbildung 4.7 ist beispielhaft der Aufbau eines DFE[2,2] gezeigt.

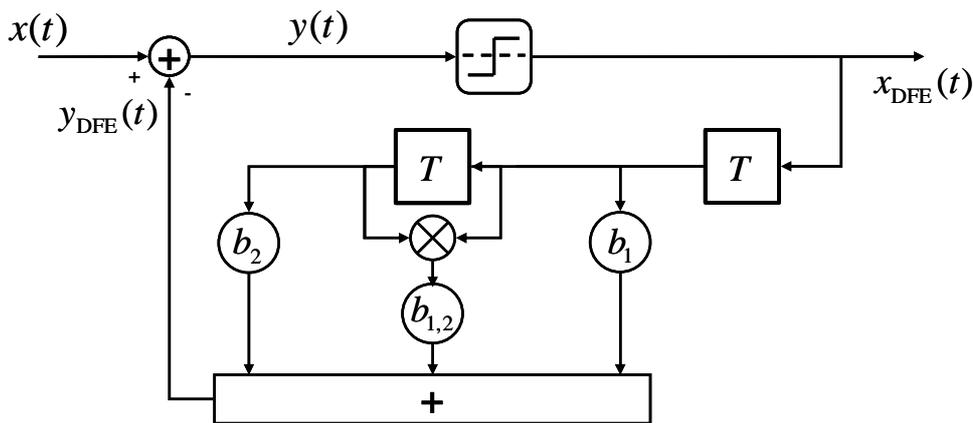


Abbildung 4.7: Prinzipieller Aufbau eines Volterra-DFE[2,2]

Im DFE werden die Signale zunächst durch ein Verzögerungsglied verzögert, bevor sie gewichtet werden. Dadurch und durch den oben genannten Wegfall redundanter Koeffizienten

ist der Aufwand des Volterra-DFE im Vergleich zum Volterra-FFE deutlich reduziert. Die Anzahl der Koeffizienten des  $p$ -ten Teilsystems des DFE berechnet sich damit zu

$$\text{Koeffizientenanzahl}_{\text{DFE},p}(M) = \frac{M!}{p!(M-p)!}. \quad (4.40)$$

Abbildung 4.6b zeigt die Anzahl der Koeffizienten für den Volterra-DFE. Wie schon erwähnt wird jedoch die Anzahl der Verzögerungsglieder im DFE im Allgemeinen auf meist auf 1 begrenzt, sodass sich der Aufwand des Volterra-DFE daher in Grenzen hält.

### 4.2.3 Adaptive Optimierung

Die Optimierung der Volterra-Entzerrer erfolgt ebenfalls mit dem LMS-Algorithmus. Trotz der nichtlinearen Filterstruktur verhalten sich die Koeffizienten linear bzgl. des Fehlersignals  $F_{\text{MSE}}$ . Die Optimierung der Koeffizienten kann daher ebenfalls durch die Gleichungen (4.29) und (4.30) beschrieben werden, wobei die Koeffizienten- und Signalvektoren jedoch, wie in Kapitel 4.2.1 und 4.2.2 beschrieben, um die nichtlinearen Elemente erweitert werden müssen.

## 4.3 Maximum Likelihood Sequence Estimation

Der Maximum Likelihood Sequence Estimator (MLSE) ist theoretisch der leistungsfähigste Entzerrer für Kanäle mit Intersymbol-Interferenz [2], [43]. Auch in optischen Übertragungssystemen zeigt der MLSE eine bessere Leistungsfähigkeit gegenüber klassischen FFE/DFE-Entzerrern [60], [85]. Aufgrund der ISI beeinflussen sich aufeinanderfolgende Symbole während der Signalübertragung und die optimale Entscheidung im Empfänger muss deswegen, statt auf ein einzelnes Symbol, auf eine Symbolfolge getroffen werden. Die optimale Länge dieser Symbolfolge hängt dabei von der Größe der ISI ab. Genau auf diesem Prinzip beruht der MLSE-Entzerrer. Der MLSE-Entzerrer arbeitet rein digital und berechnet aus der empfangenen, digitalisierten Symbolsequenz diejenige Sequenz, die mit der größtmöglichen Wahrscheinlichkeit gesendet wurde [44]. Dazu müssen Statistiken über die Eigenschaften des Kanals, d.h. die Wahrscheinlichkeiten des Auftretens einer bestimmten Symbolfolge bekannt sein. Diese Statistiken können zunächst über eine Trainingssequenz bestimmt werden und werden bei zeitveränderlichen Kanälen auch während der Datenübertragung permanent geschätzt und aktualisiert (Abbildung 4.8).

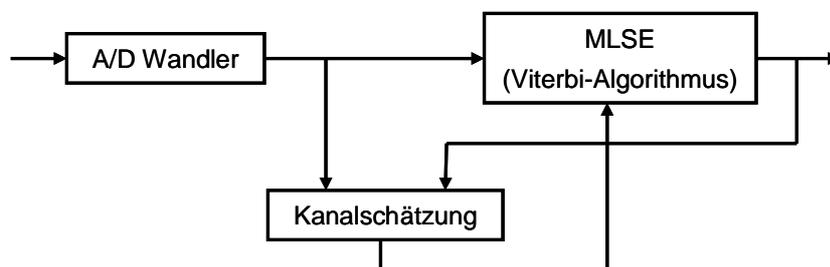


Abbildung 4.8: Adaptiver MLSE mit Kanalschätzung

Der MLSE arbeitet unabhängig von der Art der Verzerrungen, es können z. B. chromatische Dispersion oder PMD entzerrt werden, auch die gleichzeitige Entzerrung beider Effekte ist möglich (siehe Kapitel 8). Begrenzende Effekte für den Einsatz in optischen Übertragungssystemen sind jedoch die Analog-Digital-Wandler, die die sehr hohen Bitraten

in der optischen Übertragungstechnik verarbeiten müssen, sowie die komplizierte Taktrückgewinnung (engl.: clock recovery, CR) bei stark verzerrten Signalen. Praktisch wurden MLSE-Entzerrer schon für optische Übertragungssysteme bis 10 GBit/s realisiert [45], [46]. Parallel zu diesen praktischen Untersuchungen wurden die fundamentalen Grenzen des MLSE-Entzerrers in optischen Übertragungssystemen untersucht [76], [77], [78], [79] und die Einflüsse unterschiedlicher Parameter wie die Sample-Rate in Simulationen dargestellt [104].

### 4.3.1 Viterbi-Algorithmus

Zur Berechnung der mit der größtmöglichen Wahrscheinlichkeit gesendeten Symbolfolge wird der bekannte Viterbi-Algorithmus eingesetzt [47]. Das Maximum-Likelihood-Kriterium sagt aus, dass unter sämtlichen möglichen ungestörten Empfangsfolgen diejenige auszuwählen ist, die die minimale euklidische Distanz zur aktuell beobachteten gestörten Empfangsfolge aufweist [2], [43]. Bei einer Symbolfolge der Länge  $L$  aus einem  $M$ -stufigen Symbolalphabet existieren  $M^L$  verschiedene mögliche Empfangsfolgen. Das Durchspielen sämtlicher Möglichkeiten, mit dem Ziel die korrekte Symbolfolge zu ermitteln, führt jedoch bereits bei kurzen Symbolfolgen zu einem sehr hohen Aufwand. Die Verwendung des Viterbi-Algorithmus bietet bei der Berechnung jedoch zwei entscheidende Vorteile

- Die minimale euklidische Distanz kann rekursiv berechnet werden.
- Während dieser Rekursion kann ein großer Teil der Sequenzen ausgeschieden werden, so dass nur ein Bruchteil der möglichen Symbolfolgen verfolgt werden muss.

Die Funktionsweise des Viterbi-Algorithmus soll kurz an einem Bsp. eines Kanals 2. Ordnung aus Abbildung 2.2 bei binärer Übertragung erläutert werden. Ausgangspunkt ist dabei das Kanalzustandsmodell. Für einen Kanal mit der Impulsantwort der Länge  $l$  wird der Kanalzustand allgemein definiert zu

$$S(i) = \{d(i-1), d(i-2), \dots, d(i-l+1)\}. \quad (4.41)$$

Im betrachteten Beispiel ( $l = 3$ ) kann der Kanal also die vier Zustände

$$S_0 = \{0,0\}; S_1 = \{0,1\}; S_2 = \{1,0\}; S_3 = \{1,1\} \quad (4.42)$$

annehmen. Aufgrund des Kanalgedächtnisses  $l-1 = 2$  ist nicht jeder beliebige Zustandsübergang direkt möglich, da das im ersten Speicherelement enthaltene Symbol im nächsten Takt in das zweite Speicherelement verschoben wird. Die möglichen Zustandsübergänge sind in Abbildung 4.9 dargestellt.

Der zeitliche Verlauf der Zustandsübergänge wird in dem sogenannten Trellis-Diagramm dargestellt. Für das obige Beispiel ist diese in Abbildung 4.10 dargestellt. Die Trellistiefe, d.h. die Anzahl der möglichen Zustände während der eingeschwungenen Phase, wird dabei durch die Ordnung des Kanals  $l-1$  und der Stufigkeit  $M$  des Signals festgelegt

$$N = M^{l-1}. \quad (4.43)$$

In dem gezeigten Beispiel mit vier Zuständen aus Gleichung (4.42) ergibt sich also  $N = 4$ . Um ein Trellis-Diagramm mit 16 Zuständen zu erhalten muss entweder das Kanalgedächtnis oder die Stufigkeit des Symbolalphabets von 2 auf 4 erhöht werden. Der Aufwand des Viterbi-Algorithmus steigt also exponentiell an.

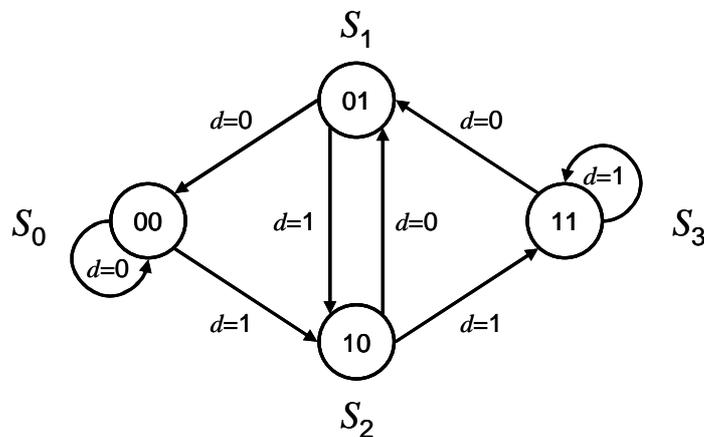


Abbildung 4.9: Zustandsdiagramm für einen Kanal 2. Ordnung

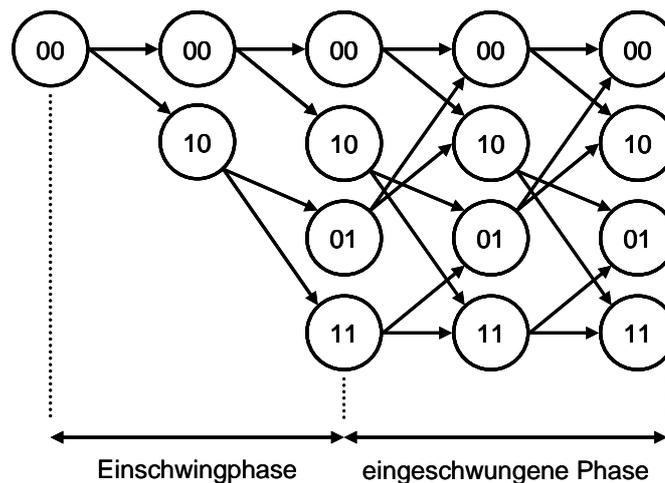


Abbildung 4.10: Trellis-Diagramm für einen Kanal 2. Ordnung

Ein Trellis-Diagramm enthält  $M^L$  mögliche Pfade. Die Aufgabe des Viterbi-Algorithmus ist nun, die euklidische Distanz zwischen der empfangenen Symbolfolge und allen möglichen Pfaden zu berechnen und denjenigen Pfad mit der geringsten Distanz auszuwählen. Die Berechnung kann wie schon erwähnt rekursiv vorgenommen werden, so dass nur die im jeweiligen Schritt (Takt) hinzukommenden inkrementellen Pfadkosten berechnet und zu den Summenpfadkosten der vorhergehenden Zustände addiert werden müssen. Dies hat zur Folge, dass von jedem Zustand aus jeweils nur ein abgehender Pfad, der sogenannte überlebende Pfad (engl.: survivor), weiterverfolgt werden muss. Alle anderen Pfade besitzen höhere Pfadkosten und haben daher niemals mehr die Möglichkeit die geringste Distanz zu erzielen. Der Rechenaufwand des Viterbi-Algorithmus ist damit also unabhängig von der Länge der übertragenen Datensequenz. Ein Problem besteht jedoch darin, dass sich die Länge der Vektoren der überlebenden Pfade mit jedem Schritt um eins erhöht und dadurch ein unendlich

großer Speicher notwendig wird. In der Praxis zeigt sich jedoch, dass sich die überlebenden Pfade nach einer endlichen Anzahl an Schritten  $i_{\max}$  vereinigen [2]. Als Richtwert gilt dafür der fünffache Wert des Kanalgedächtnisses

$$i_{\max} \leq 5 \cdot (l - 1). \quad (4.44)$$

Für das obige Beispiel ergibt sich also  $i_{\max} \leq 10$ . Dies hat auch zur Folge, dass das entzerrte Signal erst nach dieser Entscheidungsverzögerung ausgegeben werden kann.

## 5 Optische Entzerrung und Kompensation

In diesem Kapitel sollen Methoden zur direkten optischen Kompensation und Entzerrung des optischen Signals vorgestellt werden. Der Schwerpunkt liegt dabei auf der Kompensation und Entzerrung chromatischer Dispersion. Möglichkeiten zur Dispersionskompensation im optischen Bereich sind z. B. Dispersionskompensationsfasern oder optische FIR-Filter. Beide Methoden versuchen in erster Linie die inverse chromatische Dispersion der Übertragungsfaser nachzubilden. Zusätzlich können optische FIR-Filter auch als adaptive Entzerrer eingesetzt werden, wobei diese dann, ähnlich wie elektronische Entzerrer, auch noch andere Störungen, wie z. B. SPM, entzerren können. Da die Entzerrung hierbei im optischen Bereich durchgeführt wird, sind aufgrund der vorhandenen Phaseninformation deutlich bessere Ergebnisse zu erwarten, als sie mit elektronischen Filtern möglich sind.

### 5.1 Dispersionskompensationsfasern

Eine Methode zur Kompensation chromatischer Dispersion ist die Nutzung einer Faser mit Dispersionsverlauf, der dem der Übertragungsfaser entgegenwirkt. Diese sogenannten Dispersionskompensationsfasern (engl.: dispersion compensating fibers - DCF) werden in der Praxis bisher sehr oft eingesetzt [49]. In Systemen mit SSMF als Übertragungsfaser ( $D_{SSMF} = +16 \text{ ps/nm/km}$ ) werden somit DCF mit negativer Dispersion  $D_{DCF}$  benötigt. Werden SSMF und DCF kaskadiert, so ist bei entsprechend angepassten Faserlängen  $L_{SSMF}$  und  $L_{DCF}$  eine Restdispersion  $D_{\text{Rest}} = 0$  möglich. Mit 1 km einer typischen DCF kann man z. B. die Dispersion von ca. 5...6 km SSMF kompensieren. DCF werden kommerziell in Modulform angeboten, welche dann z. B. 25 oder 40 km SSMF kompensieren können [48]. Das DCF-Modul ist dabei z. B. in einer Verstärkerstation untergebracht und erhöht dadurch nicht die effektive Streckenlänge. In Abbildung 5.1 ist ein typischer Aufbau eines Streckenabschnitts und ein typischer Dispersionsverlauf einer Faserstrecke mit mehreren verteilten DCF-Modulen dargestellt.

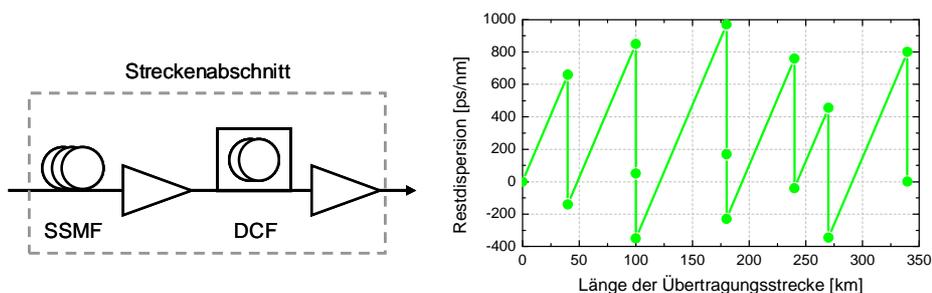


Abbildung 5.1: Kaskadierung von DCF und SSMF mit dazugehörigem Dispersionsverlauf

Für eine vollständige Kompensation der Dispersion  $D$  muss für die Gesamtstrecke gelten

$$D_{\text{Rest}} = D_{SSMF} \cdot L_{SSMF} + D_{DCF} \cdot L_{DCF} = 0. \quad (5.1)$$

Die Restdispersion der einzelnen Streckenabschnitte ist dabei jedoch in der Praxis üblicherweise ungleich Null (Abbildung 5.1 rechts). Bei Vernachlässigung der nichtlinearen Effekte ist die genaue Anordnung der Fasern, das sogenannte Kompensationsschema, für eine exakte Dispersionskompensation unbedeutend. Für eine optimale Übertragung muss  $D$

lediglich am Empfänger vollständig kompensiert sein. Unter Berücksichtigung nichtlinearer Effekte und entsprechend hohen Fasereingangsleistungen ist für eine optimale Systemperformance im Allgemeinen jedoch eine gewisse Restdispersion notwendig [49]. Ein für alle Faserleistungen und Modulationsformate ideales Kompensationsschema gibt es dabei jedoch nicht.

In WDM-Systemen ergibt sich aufgrund der Dispersionssteigung  $S$  für jeden Kanal eine andere Restdispersion. Eine exakte Dispersionskompensation ist aufgrund der unterschiedlichen Dispersionssteigung von SSMF und DCF daher im Allgemeinen nur bei einer bestimmten Referenzwellenlänge bzw. bei einem Referenzkanal möglich. Für alle anderen Kanäle des WDM-Systems kann nur eine teilweise Kompensation durchgeführt werden. In optischen Systemen mit hohen Bitraten (40, 100 GBit/s) kann die Dispersion zweiter Ordnung  $S$  auch im Einzelkanalbetrieb eine Rolle spielen und sollte deswegen ebenfalls kompensiert werden. Zur gleichzeitigen Kompensation von  $D$  und  $S$  wurden deswegen spezielle DCF entwickelt, z. B. inverse dispersion fibers [50], [51].

In der DCF wirken sich nichtlineare Effekte aufgrund der kleinen Modenflächen und den damit zusammenhängenden hohen Nichtlinearitätskoeffizienten bereits bei sehr niedrigen Fasereingangsleistungen um  $P_{\text{in}} = -3,5$  dBm auf die Qualität der Übertragung aus. Aus diesem Grund werden DCF nur bei geringen Eingangsleistungen betrieben. Nachteilig wirkt sich außerdem die zusätzliche Dämpfung der DCF aus, da deswegen zusätzliche Verstärker auf der Strecke benötigt werden, was zu erhöhtem Aufwand bei der Installation und während des Betriebs der Systeme führt. In den in der Praxis teilweise verwendeten zweistufigen EDFAs wird die DCF daher zwischen den beiden Verstärkerstufen platziert, was auch als „Sandwich“-Konfiguration bezeichnet wird (Abbildung 5.1). Aus den genannten Gründen möchte man heutzutage die Installation von DCF entlang der Strecke vermeiden und die Dispersionskompensation bzw. Entzerrung nur in den Sendern bzw. Empfängern der Übertragungssysteme durchführen.

## 5.2 Optische FIR-Filter

Optische FIR-Filter besitzen komplexe Koeffizienten und können damit die Amplitude und die Phase des optischen Signals verändern [28]. Die Ordnung des Filters bestimmt dabei die Anzahl der Koeffizienten, wobei ein Filter der Ordnung  $N$  jeweils  $N+1$  Phasen- und Amplitudenkoeffizienten besitzt. Die Koeffizienten sind in ihrem Abstimmbereich eingeschränkt, da das optische Filter ein passives Element ist. Die Werte für die Amplitudenkoeffizienten können deswegen nur zwischen 0 und +1 liegen. Die Phasenkoeffizienten werden durch Phasenschieber realisiert und können beispielsweise im Bereich von  $-180^\circ$  bis  $+180^\circ$  eingestellt werden.

Ein häufig verwendetes Modell eines FIR-Filters ist das schon bekannte Transversalfilter. In Abbildung 5.2 ist ein Transversalfilter mit komplexen Koeffizienten dargestellt. Das Filter besteht aus mehreren Stufen, in denen das Signal um die Verzögerungszeit  $T$  verzögert und mit dem jeweiligen komplexen Koeffizienten  $\underline{a}$  gewichtet wird. Die unterschiedlich gewichteten Signalanteile werden dann aufsummiert und das Gesamtsignal ausgegeben. Die komplexe Übertragungsfunktion des Filters berechnet sich dementsprechend zu

$$\underline{H}_F(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^N \underline{a}_n e^{-j\omega n T} . \quad (5.2)$$

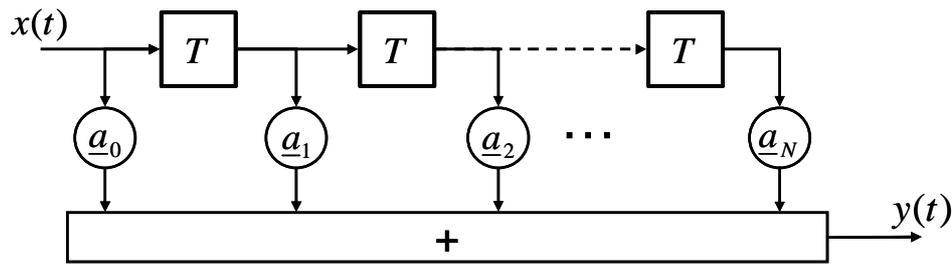


Abbildung 5.2: Transversalfilter mit komplexen Koeffizienten

Ein optisches FIR-Filter kann für verschiedene Bitraten eingesetzt werden, in dem der FSR an das Signalspektrum angepasst wird. Das geschieht beispielsweise durch thermische Veränderung des FSR bzw. der Verzögerungszeit  $T$ . Die Filterkoeffizienten bleiben dabei jedoch unverändert. Die Wahl des FSR ist abhängig von der Signalbandbreite bzw. dem Kanalabstand, Tabelle 5.1 gibt einen Überblick. In optischen Systemen wird eine Verzögerungszeit von  $T = T_{\text{Bit}}/2$  als angemessen angesehen [34], [52]. Für Systeme mit NRZ-Modulation und einer Datenrate von 10 GBit/s ( $T_{\text{Bit}} = 100$  ps) entspricht dies beispielsweise einem FSR von 20 GHz. Der FSR sollte im Einzelkanalbetrieb immer an das Signalspektrum angepasst sein, da ein zu kleiner Wert das Spektrum beschneidet und Informationen verloren gehen können und bei zu großem FSR die Kompensationsfähigkeit des Filters verringert wird (siehe Gleichung (3.15)). Für den Einsatz in Mehrkanalsystemen sollte der FSR an das Frequenzraster angepasst werden, damit die periodische Übertragungsfunktion des Filters mit dem Kanalabstand übereinstimmt und die Kompensation mehrerer WDM-Kanäle ermöglicht wird. Für einen Kanalabstand von 100 GHz sind z. B. FSR = 25 GHz bzw. FSR = 100 GHz passend.

Tabelle 5.1: FSR für verschiedene Bitraten und Verzögerungszeiten

Bitrate	Verzögerungszeit	FSR
10 GBit/s (NRZ)	$T = T_{\text{Bit}} = 100$ ps	10 GHz
	$T = T_{\text{Bit}}/2 = 50$ ps	20 GHz
	$T = 40$ ps	25 GHz
40 GBit/s (NRZ)	$T = T_{\text{Bit}} = 25$ ps	40 GHz
	$T = T_{\text{Bit}}/2 = 12,5$ ps	80 GHz
	$T = 10$ ps	100 GHz

In den Simulationen wird ausschließlich die Form des Transversalfilters verwendet. Um einen optischen FIR-Filter als Baugruppe zu realisieren, wird jedoch eine andere Filterstruktur bevorzugt, das sogenannte Lattice-Filter [52], [53]. In einem Lattice-Filter wird das Signal durch Leistungskoppler zunächst in zwei Pfade aufgeteilt, in einem Pfad wird es dabei wiederum um die konstante Verzögerungszeit  $T$  verzögert. Für eine Verzögerungszeit von  $T = 10$  ps (FSR = 100 GHz) wird bei  $\lambda = 1550$  nm beispielsweise eine zusätzliche Pfadlänge

von ca. 2 mm benötigt. Der Aufbau eines Lattice-Filters, der prinzipiell auf der Kaskadierung des MZI aus Abbildung 3.2b beruht, ist in Abbildung 5.3 dargestellt.

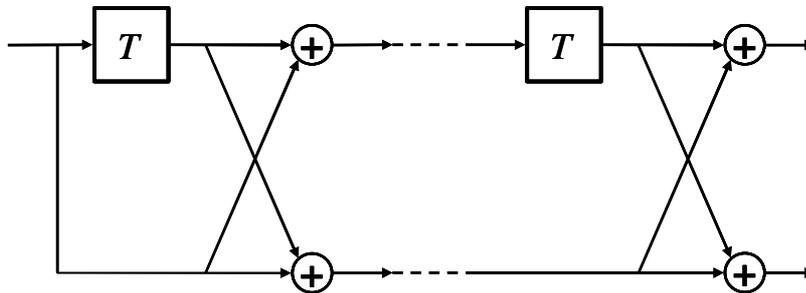


Abbildung 5.3: Prinzipieller Aufbau eines Lattice-Filters

Zur Erhöhung der Filterordnung werden mehrere MZI kaskadiert. Die Ordnung  $N$  des Filters wird dabei durch die Anzahl der MZI bestimmt, wobei die Anzahl der kontrollierbaren Parameter bei dieser Struktur  $2N+1$  ist [52]. Die Umrechnung der Filterkoeffizienten zwischen Transversal- und Lattice-Struktur ist z. B. in [52], [54] beschrieben. Am Ausgang des Filters muss einer der beiden Ausgänge ausgewählt werden, da beide unterschiedlich gewichtete Signale führen. Nachteilig ist bei dieser Struktur, dass eine Erhöhung der Filterordnung auch zu höheren Verlusten führt, und somit der Erhöhung der Leistungsfähigkeit entgegen wirkt. Praktische Realisierungen von optischen FIR-Filtern in PLC oder Faseroptik sind z. B. in [29], [31] gezeigt.

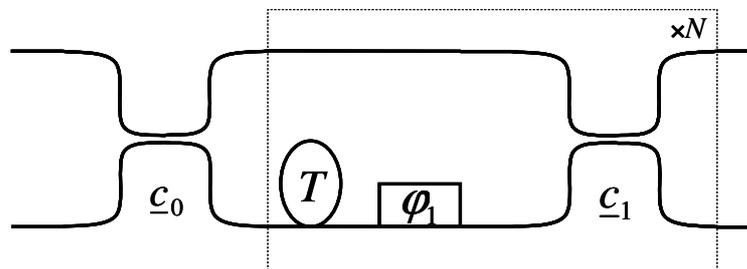


Abbildung 5.4: Lattice-Filter bestehend aus kaskadierten MZI

Zur optimalen Einstellung der Filterkoeffizienten gibt es verschiedene Methoden und verschiedene Herangehensweisen. Möglich ist z. B. die Einstellung einer festgelegten statischen Dispersion. Weiterhin können die Koeffizienten durch Optimierungskriterien angepasst werden, welche nicht die Dispersionskompensation, sondern Systemgütekriterien wie die BER direkt verbessern. Da jeder Koeffizient allerdings zwei Freiheitsgrade (Amplitude und Phase) besitzt, ist die Berechnung bzw. die Optimierung optischer Entzerrer deutlich aufwendiger als bei elektronischen FFE/DFE Entzerrern. Die Konvergenz der Optimierungsalgorithmen kann außerdem für große Filterordnungen nicht mehr garantiert werden und hängt stark vom verwendeten Algorithmus und den benutzten Startwerten ab [52]. In den folgenden Kapiteln sollen verschiedene Methoden der Koeffizientenberechnung optischer Filter vorgestellt werden.

### 5.2.1 Direkte Dispersionskompensation

Mit den oben beschriebenen optischen FIR-Filtern entsprechender Ordnung können Übertragungsfunktionen mit unterschiedlich großer Dispersion erzeugt werden. Eine Möglichkeit des Filterdesigns ist dabei die iterative Berechnung der Filterkoeffizienten. Damit die Filter zur Dispersionskompensation genutzt werden können, muss der Dispersionsverlauf bei der Signalfrequenz möglichst konstant sein. Um eine konstante Dispersion zu erzielen ist wiederum eine lineare Gruppenlaufzeit notwendig. Der Amplitudenverlauf sollte ebenfalls möglichst konstant sein und keine zusätzliche Dämpfung erzeugen. Zur Berechnung einer bestimmten Dispersionsfunktion wird in dieser Arbeit ein Entwurfsverfahren aus [28], [55] verwendet. Dazu wird zunächst eine Wunsch-Übertragungsfunktion für die Dispersion des Filters definiert und die Filterfunktion dann durch ein iteratives Verfahren an diese Wunsch-Übertragungsfunktion angenähert. Um die Stetigkeit der Wunsch-Übertragungsfunktion an den Übergängen zwischen zwei Perioden zu gewährleisten, kann eine konstante Dispersion nicht über den gesamten FSR erzeugt werden. Es wird deswegen ein Bereich innerhalb des FSR definiert, der als relative Nutzbandbreite (engl.: relative bandwidth utilized - RBWU) bezeichnet wird. In den Simulationen wurde, wenn nicht anders erwähnt, eine RBWU von 50 % angenommen. Der Dispersionsverlauf der Wunsch-Übertragungsfunktion ist in diesem Bereich näherungsweise konstant, hat jedoch über die gesamte Periode einen rechteckförmigen Verlauf. Diese rechteckförmige Dispersionsfunktion lässt sich als Kriterium für eine iterative Optimierung verwenden. Die Filterkoeffizienten werden dabei so eingestellt, dass der Dispersionsverlauf in der genutzten Bandbreite möglichst gut mit der Wunschfunktion übereinstimmt.

In Abbildung 5.5 sind die optimierten Amplituden- und Dispersionsverläufe für verschiedene Wunsch-Dispersionswerte eines Filters 6. Ordnung dargestellt. Der FSR wurde dabei zu 20 GHz gewählt, wie es z. B. für den Einsatz in 10 GBit/s Systemen passend ist. Der im Diagramm angegebene Dispersionswert  $D_F$  ist dabei der Mittelwert der Dispersion innerhalb der RBWU. Die Werte wurden dabei so gewählt, dass die Filter jeweils 800 ps/nm, 1600 ps/nm bzw. 2400 ps/nm chromatische Dispersion der Faser kompensieren können.

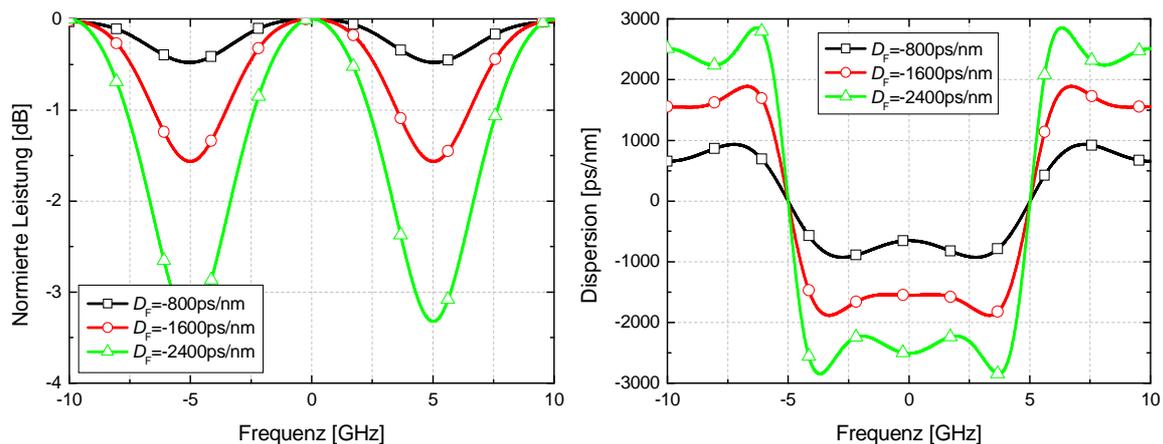


Abbildung 5.5: Übertragungsfunktionen eines optischen FIR-Filters 6. Ordnung mit Amplitude und Dispersion, FSR = 20 GHz, RBWU = 50 % (10 GHz)

Der optimierte Dispersionsverlauf des Filters ist innerhalb der RBWU nicht exakt konstant, sondern besitzt eine gewisse Welligkeit. Die Größe der Welligkeit hängt von der Filterordnung und dem geforderten Dispersionswert ab und wird dabei, wie gut zu erkennen

ist, mit zunehmender Dispersion größer. Der Amplitudenverlauf ist ebenfalls nicht konstant und fällt am Rand der genutzten Bandbreite stark ab, wodurch das Signal stark gedämpft wird. Auch hier wird bei größerer Dispersion eine größere Dämpfung erzeugt. Dieses Verhalten lässt sich auch durch eine andere Parameterwahl innerhalb des Optimierungsalgorithmus nicht umgehen. Allerdings kann durch eine Erhöhung der Filterordnung die Welligkeit bei konstanter Dispersion verringert werden. Mit optischen FIR-Filtern ist eine exakte Dispersionskompensation daher nur mit entsprechend hohen Filterordnungen möglich.

### 5.2.2 Adaptive Entzerrung

Anstatt einen bestimmten Dispersionswert direkt einzustellen ist es oftmals besser das Filter auf Kriterien zu optimieren, die die Systemgüte direkt abbilden. Ein in der Praxis häufig verwendetes Kriterium ist der schon erwähnte Mean Square Error (MSE). Die Optimierung auf das MSE-Kriterium ist relativ einfach zu implementieren und die damit erzielbaren Ergebnisse sind nur wenig schlechter als bei der direkten Optimierung auf die BER [52]. In Abbildung 5.5 ist das in den Simulationen verwendete Model des Übertragungssystems zusammen mit der adaptiven Optimierung für das optische FIR-Filter dargestellt. Das adaptive optische FIR-Filter befindet sich zwischen der Faserstrecke und der Photodiode und kann als OEQ verwendet werden, bei dem alle Filterkoeffizienten einzeln optimiert werden. Im Gegensatz zur Optimierung elektronischer Entzerrer mittels LMS-Algorithmus, bei dem jedes Bit einzeln optimiert wird, wird bei optischen Entzerrern in den Simulationen zur Verbesserung der Konvergenz auf eine Bitsequenz optimiert. Notwendig wird dies aufgrund der komplizierten Struktur optischer Filter, mit separaten Amplituden und Phasenkoeffizienten, sowie die nichtlineare Wandlung des Signals durch die Photodiode, die eine Konvergenz der Optimierung erschweren.

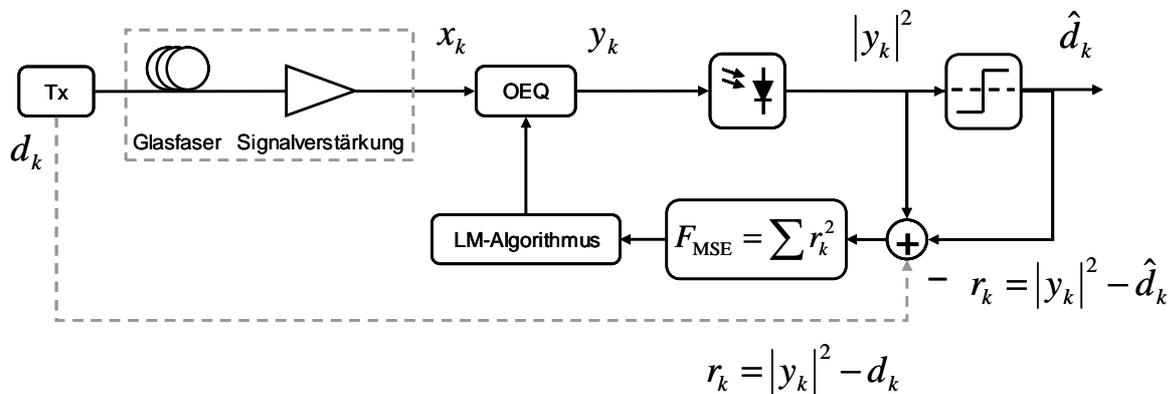


Abbildung 5.6: Adaptive Optimierung optischer FIR-Filter mittels LM-Algorithmus

In den Simulationen wird zunächst die Signalausbreitung der gesamten Bitfolge vollständig berechnet und danach das optische FIR-Filter auf die empfangene und verzerrte Signalfolge angewendet. Während der Optimierung werden dann die Filterkoeffizienten  $\mathbf{a} = (a_0, a_1, \dots, a_N)$  durch einen iterativen Algorithmus so eingestellt, dass der MSE minimiert wird. Der MSE ist dabei definiert als der Erwartungswert des Fehlers  $\varepsilon_k$ , d.h. der quadrierten Differenz zwischen der empfangenen Sequenz  $|y_k|^2$  und der Sendesequenz  $d_k$ . Entscheidend für die Optimierung sind also wiederum nur die Signalwerte an den Abtastzeitpunkten, d.h. das abgetastete Signal. Da der Erwartungswert des quadratischen Fehlers, wie schon bei der Optimierung des FFE, im praktischen Fall für eine Auswertung nicht zur Verfügung steht,

wird eine Näherung verwendet, indem der Erwartungswert durch den Mittelwert über eine endliche Anzahl von  $l$  Bits ersetzt wird [52]

$$F_{\text{MSE}} = E\{\varepsilon_k\}^2 = E\left\{\left(|y_k|^2 - d_k\right)^2\right\} \approx \frac{1}{l} \sum_{k=1}^l \left(|y_k|^2 - d_k\right)^2. \quad (5.3)$$

Diese Näherung wird umso besser, je größer die Anzahl der Bits  $l$  ist, über die der Mittelwert gebildet wird. Als Referenzsignal können entweder eine Trainingssequenz  $d_k$  oder die entschiedenen Bits  $\hat{d}_k$  verwendet werden. In Systemen mit geringer Bitfehlerrate und für große Werte für  $l$  ( $l \geq 1024$ ) ist die Verwendung der entschiedenen Bits eine sehr gute Näherung. Zur mathematischen Beschreibung des Optimierungsalgorithmus wird die Fehlerfunktion umformuliert

$$F_{\text{MSE}} = \frac{1}{l} \sum_{k=1}^l \left(|y_k|^2 - d_k\right)^2 = \frac{1}{l} \sum_{k=1}^l [r_k(\mathbf{a})]^2. \quad (5.4)$$

Die Differenz aus der empfangenen und detektierten Bitfolge  $|y_k|^2$  und der Trainingssequenz  $d_k$  gibt eine Folge  $r_k$ , die auch Residuen genannt wird. Die Residuen sind abhängig von den Filterkoeffizienten  $\mathbf{a}$  und bilden die eigentlich zu optimierenden Funktionen. Da die Filterkoeffizienten im optischen Bereich eingestellt werden, die Fehlerfunktion jedoch erst nach der Photodetektion im elektrischen Bereich gebildet wird, verhalten sich die Residuen nichtlinear bezüglich der Filterkoeffizienten. Die Fehlerfunktion ist daher ein mehrdimensionales Paraboloid mit einem definierten Minimum und stellt ein nichtlineares Optimierungsproblem dar (engl.: nonlinear least squares minimization). Ein für diese Art der Optimierung hervorragend geeigneter Algorithmus ist der Levenberg-Marquardt (LM) Algorithmus [56], [57]. Dieser Algorithmus ist allen anderen Verfahren überlegen und führt zu einer schnellen Konvergenz. Der LM-Algorithmus berechnet das Minimum des MSE durch Iteration der einzelnen Filterkoeffizienten. Dazu wird in jeder Iteration zunächst die Filterfunktion  $H_F(\omega)$  berechnet und im Frequenzbereich mit dem komplexen Feld des empfangenen optischen Signals multipliziert. Danach erfolgt die Detektion durch die Photodiode. Nun werden die Signalwerte an den Abtastzeitpunkten ermittelt und es entsteht die Bitfolge  $|y_k|^2$ , woraus der quadratische Fehler berechnet wird. Die Summe der einzelnen Fehler bildet den MSE, dieser wird dann mit dem Wert der vorherigen Iteration verglichen. Über eine Änderung der Filterkoeffizienten wird nun versucht den Wert der Fehlerfunktion in der nächsten Iteration zu verkleinern. Dabei werden die Koeffizienten zwischen den Iterationsschritten jeweils separat verändert. Mit einer Erhöhung der Filterordnung wird die Optimierung deswegen deutlich komplizierter und die Konvergenz des Algorithmus ist langsamer und schwieriger zu erreichen.

Aufgrund des sehr aufwendigen Optimierungsverfahrens müssen für eine effiziente Berechnung unbedingt geeignete Startwerte für die Filterkoeffizienten  $\mathbf{a}$  vorgegeben werden. Die Wahl der Startwerte ist entscheidend für das Ergebnis der Optimierung. Werden die Filterkoeffizienten des im vorherigen Abschnitt berechneten statischen Dispersionskompensationsfilters als Startwerte für den LM-Algorithmus verwendet, so ist eine schnelle Konvergenz gewährleistet und der MSE ist dem Minimum bereits nach 10 bis 20 Iterationen sehr nah. Mit höherer Iterationszahl wird der Fehler zwar noch etwas geringer, die Verbesserung ist jedoch nur sehr gering (Abbildung 5.7). Gleichzeitig erreicht die Augenöffnung, die für die eigentliche Bewertung des gesamten Übertragungssystems benötigt

wird, in den ersten 10 bis 20 Iterationen ihr Maximum und fällt danach leicht ab. Es ist also ein deutlicher Zusammenhang zwischen dem Optimierungskriterium MSE und dem Systemgütekriterium EOP gegeben. Die Optimierung kann auch in der Praxis bereits nach wenigen Iterationen erreicht werden [53]. Im Vergleich zum LMS-Algorithmus des FFE werden zwar weniger Iterationen benötigt, die in den Simulationen aufgebrauchte Rechenzeit ist bei optischen Entzerrern dennoch sehr viel höher. Die Optimierung optischer FIR-Filter wäre außerdem ohne geeignete Startwerte nach so wenigen Iterationsschritten nicht möglich gewesen.

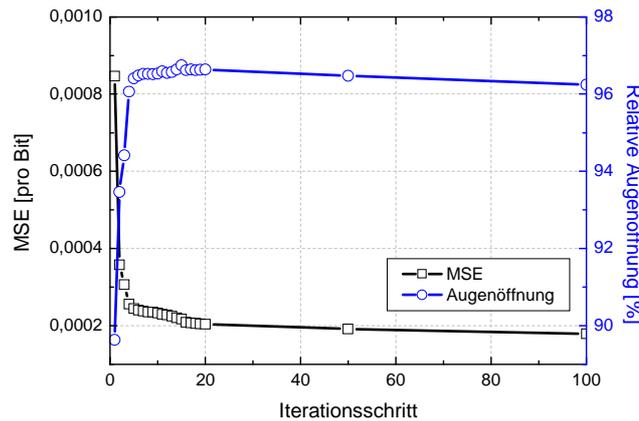


Abbildung 5.7: Zusammenhang zwischen MSE und der Augenöffnung für ein adaptives optisches FIR-Filter mit  $N = 6$  nach der Optimierung auf  $D = 800$  ps/nm (ca. 50 km SSMF)

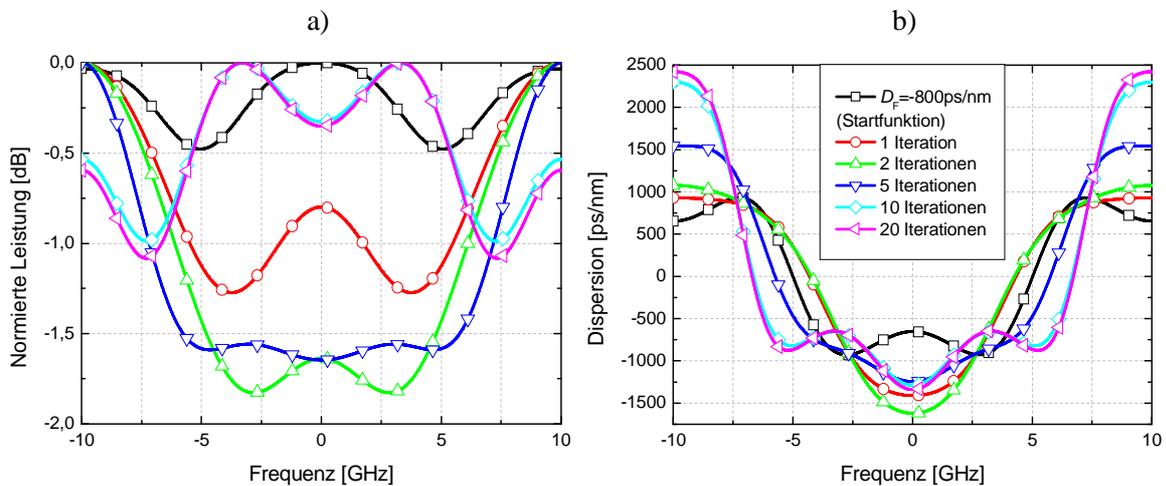


Abbildung 5.8: Übertragungsfunktionen eines FIR-Filters 6. Ordnung mit Amplituden und Dispersionsverlauf nach der Optimierung auf  $D = 800$  ps/nm (ca. 50 km SSMF)  $FSR = 20$  GHz

Betrachtet man die Übertragungsfunktion des optischen Filters während der Optimierung, so sind hierbei schon nach einem Iterationsschritt deutliche Abweichungen bezogen auf das ursprünglich berechnete Filter zu erkennen (Abbildung 5.8). Die Dämpfung des Filters vergrößert sich zunächst während der Iteration. Nach der 10ten bzw. 20ten Iteration verringert sich die Dämpfung jedoch wieder, hat aber mit dem ursprünglichen Verlauf des entworfenen Filters nichts mehr gemeinsam. Der Verlauf der Dispersion nach der 20ten Iteration weicht

ebenfalls stark vom ursprünglichen Design ab. Die Dispersion in der Mitte des RBWU ist etwas geringer als am Rand. Für eine Minimierung des MSE ist offenbar keine konstante Dispersion innerhalb des RBWU erforderlich. Zwischen der 10ten und 20ten Iteration treten keine großen Änderungen im Verlauf beider Kurven mehr auf. Aufgrund dieser Tatsache und dem Verlauf des MSE, welcher ebenfalls nach 20 Iterationen nur noch sehr geringe Änderungen zeigt, wird die Optimierung nach 20 Iterationen als abgeschlossen angenommen. Alle weiteren Optimierungen werden daher, wenn nicht anders erwähnt, mit 20 Iterationen durchgeführt. Von besonderem Interesse ist außerdem die Tatsache, dass sich das RBWU während der Optimierung ändert und sich automatisch für eine optimale Entzerrung anpasst. Die Übertragungsfunktionen des Dispersionskompensationsfilters in Abbildung 5.5 und Abbildung 5.8 zeigen eine axiale Symmetrie bezüglich der Mittenfrequenz. Eine ähnliche Symmetrie zeigen auch die Filterkoeffizienten. Die Koeffizienten zweier auf  $D = 800$  ps/nm (das entspricht ca. 50 km SSMF) optimierten Filter sind in Abbildung 5.9 gezeigt. Dabei wurde jeweils auf den mittleren Koeffizienten zentriert, um die Symmetrie der Koeffizienten hervorzuheben. Gegenüber  $N = 6$  besitzt das Filter mit  $N = 10$  vier zusätzliche Koeffizienten, die sich an den Rändern anfügen. Der Verlauf der Koeffizienten beider Filter ist jedoch ähnlich. Die Symmetrie führt dazu, dass von  $N+1$  Filterkoeffizienten nur  $(N/2)+1$  unabhängig sind. Bei der Optimierung müssen daher nur  $(N/2)+1$  Koeffizienten berechnet werden, aus denen sich die übrigen Koeffizienten ergeben. Dies ist von Vorteil, da sich dadurch die Komplexität der Optimierung deutlich verringert, ohne jedoch das Ergebnis zu beeinträchtigen. Die Konvergenz kann schneller erreicht werden und der Rechenaufwand verringert sich dadurch deutlich.

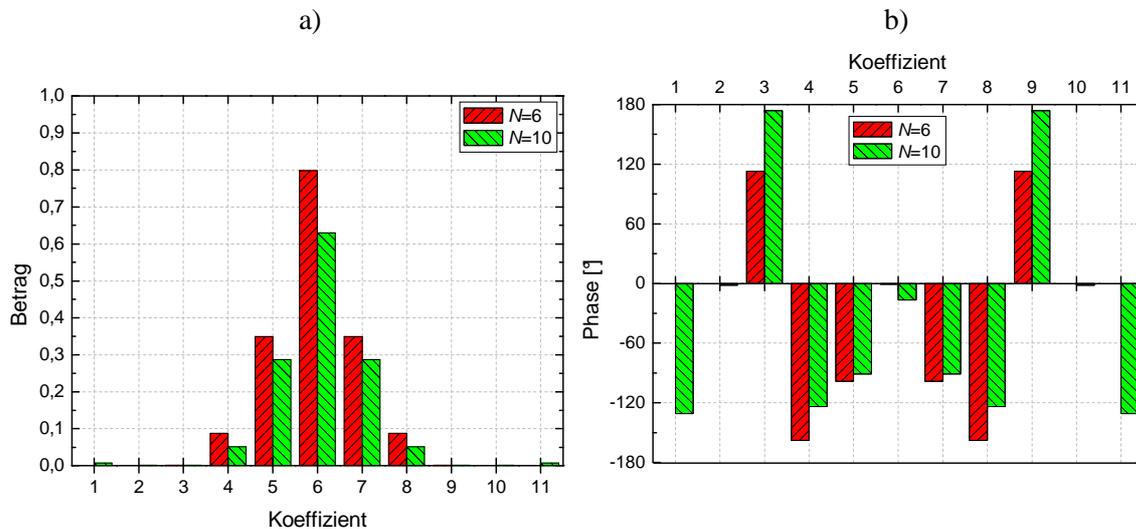


Abbildung 5.9: Koeffizienten eines FIR-Filters 6. Ordnung und 10. Ordnung nach der Optimierung auf  $D = 800$  ps/nm (ca. 50 km SSMF),  $FSR = 20$  GHz, nach 20 Iterationen

Trotzdem wird, wie schon erwähnt, die Optimierung von optischen Filtern höherer Ordnung mit diesem Verfahren deutlich komplexer, da der Aufwand mit der Anzahl der Filterkoeffizienten ansteigt. Für Filter höherer Ordnung sind deswegen andere Berechnungsverfahren anzustreben.

### 5.2.3 Quasi-analytische Filterberechnung

Eine weitere Möglichkeit der Optimierung optischer FIR-Filter basiert auf einer quasi-analytischen Berechnung der Filterkoeffizienten. Während mit Hilfe der oben beschriebenen Verfahren jeder Koeffizient einzeln berechnet bzw. optimiert werden muss, wird die Dispersionsübertragungsfunktion bei dem quasi-analytischen Verfahren neben dem RBWU/FSR nur über einen einzigen Designparameter bestimmt. Das quasi-analytische Verfahren wurde in [55], [58] beschrieben, eine weitere darauf aufbauende Filteranalyse wird in [59] vorgestellt. Neben der zuverlässigen Erzeugung einer bestimmten Dispersion  $D_F$  bietet dieses Verfahren auch den Vorteil einer schnellen und einfachen Berechnung von Filtern beliebiger Ordnung. Dies ist besonders bei Filtern höherer Ordnung ( $N > 10$ ) von Vorteil, da diese aufgrund der vielen Parameter mit den oben beschriebenen Methoden nur sehr unzuverlässig berechnet werden können, da die Konvergenz der iterativen Optimierung nicht sichergestellt ist. Für die adaptive Dispersionskompensation ist das Verfahren außerdem interessant, da eine Minimierung des EOP durch Anpassen der Filterdispersion mit nur einem einzelnen Parameter erreicht werden kann und keine Startwerte für die Koeffizienten mehr benötigt werden. Die Optimierung ist damit unabhängig von den Startwerten. Als Folge davon ist die Konvergenz des Optimierungsalgorithmus immer gewährleistet und das Minimum wird bereits nach sehr wenigen Iterationsschritten erreicht. Das gilt insbesondere bei hohen Filterordnungen. Weiterhin kann sichergestellt werden, dass das Filter immer als reines Dispersionskompensationsfilter entworfen wird. Nachteilig ist gegenüber der Optimierung aller Filterkoeffizienten jedoch die Tatsache, dass das RBWU auch während der Optimierung immer konstant ist und sich nicht automatisch an den Kanal anpasst. Dies kann zu einer schlechteren Entzerrung führen.

Das Verfahren geht von der Beschreibung der Übertragungsfunktion des Filters durch seine Nullstellen aus. Prinzipiell erzeugt jede komplexe Nullstelle

$$\underline{z}_{0k} = \rho_{0k} e^{j\psi_{0k}} \quad (5.5)$$

einen unabhängigen Anteil der Gesamtdispersion des Filters. Die Dispersion einer einzelnen Nullstelle hat dabei einen sägezahnförmigen Verlauf. Für ein Filter der Ordnung  $N$  ergeben sich  $N$  Nullstellen, wobei wiederum nur die Hälfte davon für eine symmetrische Dispersionsfunktion berechnet werden müssen. Die Übertragungsfunktion  $\underline{H}_F$  des Filters kann deswegen vereinfacht werden zu

$$\underline{H}_F(\omega) = a_0 \prod_{k=1}^{N/2} \left(1 - \underline{z}_{0k} \cdot e^{-j\omega T}\right) \left(1 - \frac{1}{\underline{z}_{0k}} \cdot e^{-j\omega T}\right). \quad (5.6)$$

Wie in [58] beschrieben, kann durch eine bestimmte Kombination mehrerer Nullstellen eine lineare Dispersion erzeugt werden. Dabei müssen die folgenden Bedingungen erfüllt sein

$$\left. \begin{array}{l} \rho_{0(N+1-k)} = \rho_{0k} \\ \psi_{0(N+1-k)} = -\psi_{0k} \end{array} \right\} \begin{array}{l} 1 \leq k \leq N/2 \quad N \text{ gerade} \\ 1 \leq k \leq N/2 - 1/2 \quad N \text{ ungerade} \end{array} \quad (5.7)$$

sowie

$$\left. \begin{aligned} \rho_{0k} &= C \cdot \frac{1}{N+1} k + 1/2 \\ \psi_{0k} &= \frac{\Delta\psi}{N+1} k - \frac{\Delta\psi}{2} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} 1 \leq k \leq N/2 \\ 0 \leq C \leq 1 \end{aligned} \quad (5.8)$$

Mit  $\Delta\psi = 90^\circ$  führen diese Bedingungen zu einer guten Approximation von sägezahnförmigen Dispersionsverläufen für FIR-Filter beliebiger Ordnung. Dabei wird der Anstieg der Dispersion durch den Parameter  $C$  in Gleichung (5.8) bestimmt. Um ein Filter der Ordnung  $N$  mit konstanter Dispersion zu erzeugen, werden jeweils zwei Filter der Ordnung  $N/2$  mit entgegengesetzter sägezahnförmiger Dispersion kombiniert. Dabei ist immer sichergestellt, dass das Filter, bei entsprechend hoher Ordnung, in der Mitte der Filterperiode eine minimale Dämpfung sowie eine konstante Dispersion besitzt. Die Größe der Dispersion ist dabei kontinuierlich abstimmbare und wird durch den schon erwähnten Parameter  $C$  bestimmt. In Abbildung 5.10 sind mit diesem Verfahren berechnete Übertragungsfunktionen für  $N = 6$  gezeigt. Dabei wird deutlich, dass auch mit dieser Methode durch ein Filter einer bestimmten Ordnung nur eine bestimmte maximale Dispersion  $D_F$  erzeugt werden kann. Werden zu hohe Dispersionswerte verlangt, führt das wiederum zu einer Erhöhung der Welligkeit der Dispersionsfunktion.

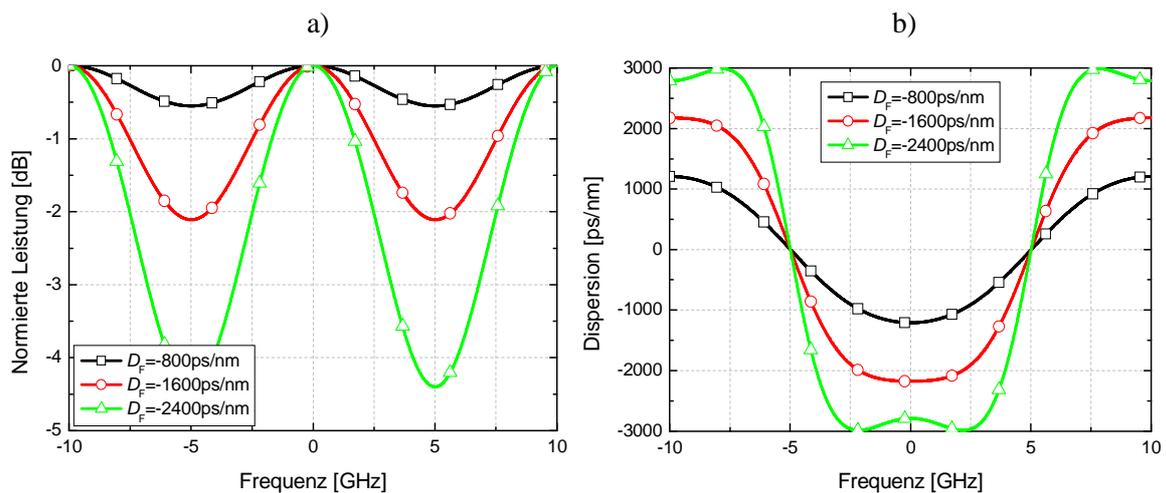


Abbildung 5.10: Übertragungsfunktionen eines optischen FIR-Filters 6. Ordnung nach quasi-analytischer Berechnung, FSR = 20 GHz, RBWU = 50 %

Wird der Parameter  $C$  konstant gehalten, kann durch eine Erhöhung der Filterordnung  $N$  die Dispersion erhöht werden (Abbildung 5.11). Dabei besitzen die Filterfunktionen für verschiedene  $N$  eine ähnliche Form und lediglich die maximale Dispersion erhöht sich. Mit größerer Filterordnung stinkt außerdem die Welligkeit. Aufgrund der Zuverlässigkeit und der guten Skalierbarkeit ist das quasi-analytische Entwurfsverfahren daher gut geeignet für eine umfassende und zuverlässige Analyse des Verhaltens optischer FIR-Filter in optischen Übertragungssystemen.

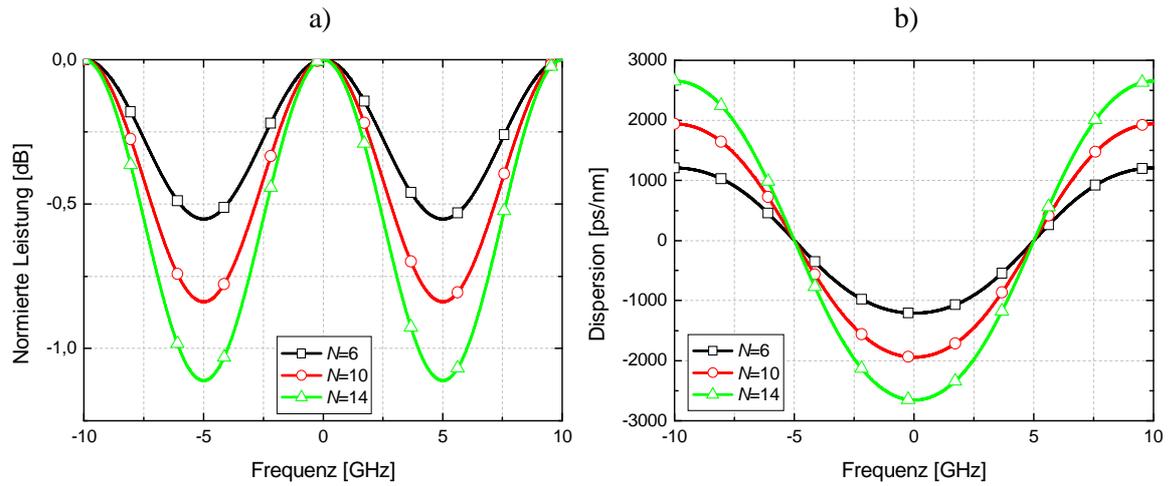


Abbildung 5.11: Filterfunktionen für konstantes  $C$  und verschiedene Filterordnungen  $N$ , FSR = 20 GHz, RBWU = 50 %

---

## 6 Entzerrung in unkompensierten Übertragungssystemen

Zur Erhöhung der unkompensierten Übertragungsreichweite können empfängerseitige elektronische und optische Entzerrer verwendet werden. Damit läßt sich eine möglichst große Übertragungsreichweite ohne Kompensation entlang der Strecke erzielen. Die während der Übertragung auf der Faser entstehenden Verzerrungen werden allein durch den Entzerrer kompensiert und es müssen keine verteilten DCF-Module verwendet werden. Da entlang der Strecke keine Kompensation vorgenommen wird, spricht man deswegen auch von unkompensierter Übertragung. Ohne DCF-Module wächst die akkumulierte Dispersion mit zunehmender Streckenlänge an, was wiederum zu einer ansteigenden ISI führt. Je nach Datenrate und Modulationsformat stellt die unkompensierte Streckenlänge damit eine Begrenzung für die Übertragung dar. Die unkompensierte Übertragungsreichweite ist beispielsweise bei Wirkung von chromatischer Dispersion bei einer Datenrate von 10 GBit/s und NRZ-Modulation auf nur ca. 65 km begrenzt. Bei einer höheren Datenrate von 40 GBit/s verringert sich die Reichweite jedoch schon auf nur noch 4 km (siehe Kapitel 2.2.4). In beiden Fällen liegen diese Streckenlängen jedoch weit unter den im Glasfasernetz benötigten Werten. Für Netze im Metro und Regionalbereich werden Längen bis 250 km angestrebt, im Weitverkehrsnetz benötigt man 800 km und mehr.

In diesem Kapitel wird zunächst untersucht, in wie weit die unkompensierte Übertragungsreichweite durch den Einsatz von empfängerseitigen Entzerrern erhöht werden kann. Zunächst wird die lineare Übertragung betrachtet, da in diesem Fall ein guter Vergleich der Entzerrer möglich ist. Weiterhin soll in einer genaueren Analyse die nichtlineare Übertragung und die zusätzliche Entzerrung von SPM betrachtet werden. Dabei ist ein Ziel, den Leistungsbereich, in der die optischen Systeme betrieben werden können, zu vergrößern. Die Untersuchungen erfolgen dabei durch numerische Simulationen. Für die Simulationen wurden die Modelle der optischen Sender und Empfänger mit den verschiedenen elektronischen und optischen Entzerrern in einer auf der Programmiersprache FORTRAN-95 basierten Simulationsumgebung implementiert. Die Signalauswertung erfolgt dabei über die Bestimmung der Augenöffnung oder des OSNR bei einer bestimmten BER (bzw. Q-Faktor). Da in Deutschland in der Praxis hauptsächlich die SSMF eingesetzt wird, wird in den Untersuchungen dieser Arbeit ausschließlich diese Faser verwendet.

### 6.1 Prinzipieller Vergleich der Entzerrer bei linearer Übertragung

Die Größe der während der linearen Übertragung, d.h. bei Vernachlässigung der nichtlinearen Fasereigenschaften, erzeugten ISI ist von verschiedenen Faktoren abhängig. Dazu gehören sowohl die Fasereigenschaften und die Faserlänge als auch das Modulationsformat und die Bitrate. Modulationsformat und Bitrate bestimmen maßgeblich die Symboldauer und damit die Auswirkung der chromatischen Dispersion und der PMD auf das Signal. Die Auswirkungen der Dispersion werden umso größer, je kleiner die Symboldauer wird, da sich damit die spektrale Breite des Signals vergrößert. Eine SSMF-Länge von 100 km entspricht ca. 1650 ps/nm Dispersion. Ein 10 GBit/s NRZ-Signal mit einer Symboldauer von 100 ps erfährt bei einer angenommenen Bandbreite von ca. 15 GHz eine Pulsverbreiterung von ca. 200 ps. Die Pulsverbreiterung beträgt also ca. zwei Bitlängen. Bei 40 GBit/s Bitrate beträgt die zeitliche Verbreiterung des Signals aufgrund der vierfachen spektralen Breite schon 800 ps. Da die Symboldauer bei dieser Bitrate aber nur 25 ps beträgt, ergibt sich eine

Pulsverbreiterung von insgesamt 32 Bitlängen. Allgemein sind die Effekte durch chromatische Dispersion bei linearer Übertragung in Systemen mit 40 GBit/s Datenrate die gleichen wie bei 10 GBit/s Datenrate. Für 40 GBit/s wird sich lediglich die Dispersionstoleranz, bezogen auf ein 10 GBit/s Signal, um den Faktor 16 verkleinern, da sich die Datenrate vervierfacht. Dies gilt auch für die Wirkungsweise von Entzerrern, sofern die Verzögerungszeit  $T$  bzw. das FSR der Entzerrer entsprechend angepasst werden. Unter der Voraussetzung, dass keine nichtlinearen Effekte wirksam sind, können die folgenden Ergebnisse daher sowohl auf 10 GBit/s als auch auf 40 GBit/s Systeme und darüber hinaus angewandt werden.

Für eine erste Analyse der Leistungsfähigkeit der untersuchten Entzerrer wird zunächst die vertikale Augenöffnung bzw. das EOP ausgewertet, da dieses im Gegensatz zum OSNR relativ unabhängig von der Bitrate ist. In diesem Zusammenhang kann die Dispersion bzw. die Streckenlänge normiert werden. Die Normierung erfolgt durch den schon in Kapitel 2.2.4 verwendeten chromatischen Dispersionsindex CDI.

$$\text{CDI} = \frac{R_{\text{Bit}}^2 \lambda^2 DL}{\pi c} \quad (6.1)$$

Der CDI ist ein dimensionsloser Parameter, der die Interpretation der Ergebnisse für verschiedene Bitraten  $R_{\text{Bit}}$  erlaubt. Ein Wert von  $\text{CDI} = 1$  entspricht bei  $\lambda = 1550$  nm beispielsweise einer Streckenlänge von ca. 240 km SSMF bei  $R_{\text{Bit}} = 10$  GBit/s und ca. 15 km SSMF bei  $R_{\text{Bit}} = 40$  GBit/s.

### 6.1.1 Untersuchtes System

Um die prinzipiellen Eigenschaften der unterschiedlichen Entzerrer zu untersuchen, wurde zunächst das Systemverhalten im linearen Fall, also bei Vernachlässigung nichtlinearer Effekte, betrachtet. Zusätzlich werden die Verstärker zunächst als ideal angesehen ( $F = 0$  dB), sodass die Ergebnisse nicht durch ASE-Rauschen beeinflusst werden. Die untersuchte Konfiguration, bestehend aus einem Sender mit NRZ-Modulation, einer linearen SSMF-Übertragungsfaser variabler Länge und dem optisch vorverstärkten Empfänger mit optischem oder elektrischem Entzerrer ist in Abbildung 6.1 dargestellt. Wie bei unkompensierter Übertragung üblich, werden keine DCF verwendet und die akkumulierte Dispersion nur durch die jeweiligen Entzerrer kompensiert. Diese werden in den Simulationen ebenfalls als rauschfrei angesehen.

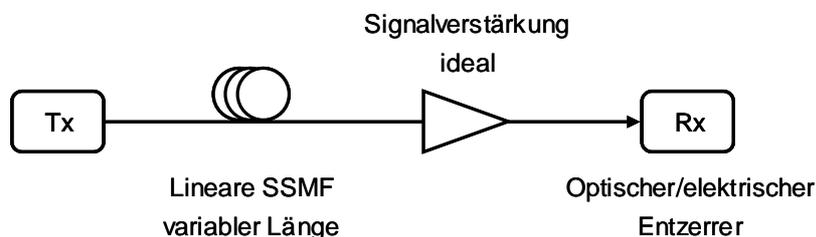


Abbildung 6.1: Untersuchtes System mit linearer SSMF variabler Länge und optisch vorverstärktem Empfänger mit Entzerrer

Im Empfänger hatte das optische BPF, ein Besselfilter vierter Ordnung, eine 3 dB Bandbreite von  $4 \cdot R_{\text{Bit}}$ , das elektrische Tiefpassfilter, ein Gaußfilter vierter Ordnung, eine 3 dB

Bandbreite von  $0,7 \cdot R_{\text{Bit}}$ . Die Parameter der verwendeten SSMF sind in Tabelle 6.1 gegeben, wobei der Nichtlinearitätskoeffizient zunächst auf null gesetzt wird.

Tabelle 6.1: Parameter der verwendeten Fasern

	SSMF	DCF
Dämpfung $\alpha$ [dB/km]	0,23	0,5
Dispersion $D$ [ps/km/nm]	16,5	-100,0
Dispersionsteigung $S$ [ps/km/nm <sup>2</sup> ]	0,056	-0,33
effektive Modenfläche $A_{\text{eff}}$ [ $\mu\text{m}^2$ ]	80,0	20,0
Nichtlinearitätskoeffizient $n_2$ [m <sup>2</sup> /W]	$2,6 \cdot 10^{-20}$	$2,6 \cdot 10^{-20}$

### 6.1.2 Elektronische Entzerrung

Zunächst soll der prinzipielle Einfluss einer einfachen FFE/DFE-Struktur auf das lineare System untersucht werden. Die Verzögerungselemente im FFE haben dabei eine Verzögerungszeit von  $T = T_{\text{Bit}}/2$ , als Modulationsformat wird NRZ verwendet. Das EOP für einen FFE vierter und 10. Ordnung, jeweils mit und ohne einem DFE erster Ordnung, zeigt Abbildung 6.2a. Ohne Entzerrung wird ein EOP = 1 dB bei einem CDI = 0,29 erreicht, was bei 10 GBit/s ca. 70 km SSMF entspricht. Dieser Wert stimmt in guter Näherung mit anderen Studien überein. Durch den Einsatz des FFE ist eine deutliche Vergrößerung der Übertragungsreichweite möglich, das CDI bei EOP = 1 dB erhöht sich durch den FFE[4] auf ca. 0,5 und durch den FFE[10] auf ca. 0,55. Dies entspricht bei 10 GBit/s einer Streckenlänge von 120 km bzw. 130 km. Durch den zusätzlichen Einsatz des DFE ist eine weitere Verbesserung möglich und ein EOP = 1 dB wird bei einem CDI von 0,55 bzw. 0,58 erreicht (entspricht 130 km bzw. 138 km). Das Auge direkt nach dem Sender (BTB) ist aufgrund des elektrischen Tiefpassfilters im Empfänger (Abbildung 2.13) nicht zu 100% geöffnet (Abbildung 2.7a). Durch den Einsatz des Entzerrers kann jedoch auch im BTB-Fall eine Augenöffnung von 100% erreicht werden. Bei der Auswertung der EOP unterschiedlicher Entzerrertypen muss daher berücksichtigt werden, dass diese auf unterschiedliche Augenöffnungen am Sender normiert wurden, da jeder Entzerrer das BTB-Signal unterschiedlich entzerrt.

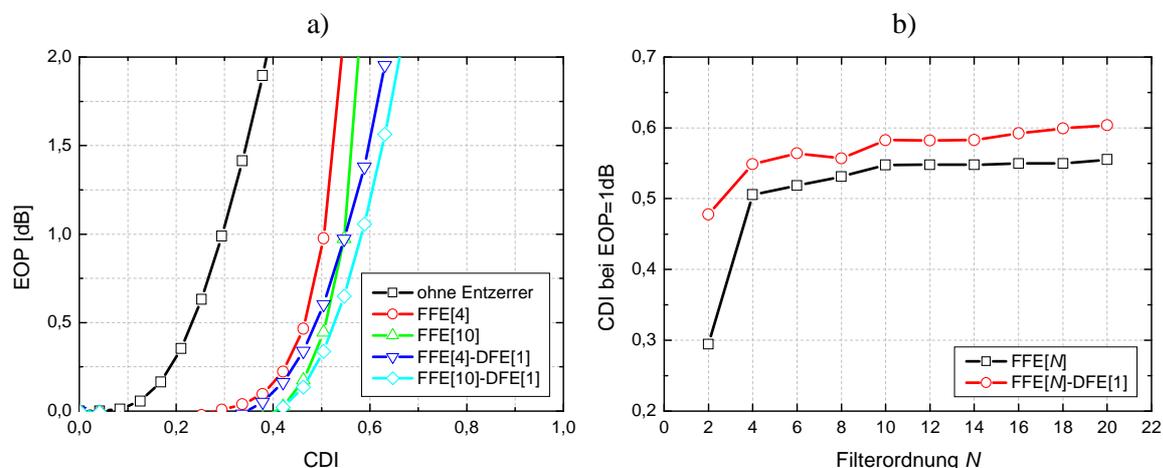


Abbildung 6.2: EOP über CDI für ausgewählte FFE-DFE Kombinationen (a), CDI bei EOP = 1 dB für verschiedene Filterordnungen (b)

Zur Verdeutlichung der Entzerrung durch FFE und DFE sind in Abbildung 6.3 die Augendiagramme nach 100 km SSMF dargestellt. Ist das Auge ohne Entzerrereinsatz deutlich geschlossen (EOP = 2,4 dB), so kann es durch die Entzerrer nahezu vollständig geöffnet werden. Das Augendiagramm des DFE (Abbildung 6.3c) enthält außerdem Sprünge zwischen den Bitübergängen, da das Eingangssignal des DFE aufgrund des Entscheiders nur über eine Bitlänge konstant ist.

Der Verlauf der Koeffizienten eines FFE[4] während der Optimierung ist in Abbildung 6.4a dargestellt. Von dem Startwert 0,5 ausgehend werden die Koeffizienten iterativ an den jeweiligen optimalen Wert angenähert und erreichen ihr Optimum nach ca. 2000 Iterationen (Abbildung 4.4). Der mittlere Koeffizient erreicht dabei wie bei optischen Entzerrern den größten Wert. Die Koeffizienten nach der Optimierung sind in Abbildung 6.4b für FFE[4], FFE[6] und FFE[10] gezeigt. Es zeigen sich ähnliche Werte für die mittleren Koeffizienten, wobei für höhere FFE-Ordnungen noch zusätzliche äußere Koeffizienten hinzukommen. Mit zunehmender FFE-Ordnung wird die Impulsantwort des Filters länger, ihre Form bleibt jedoch erhalten.

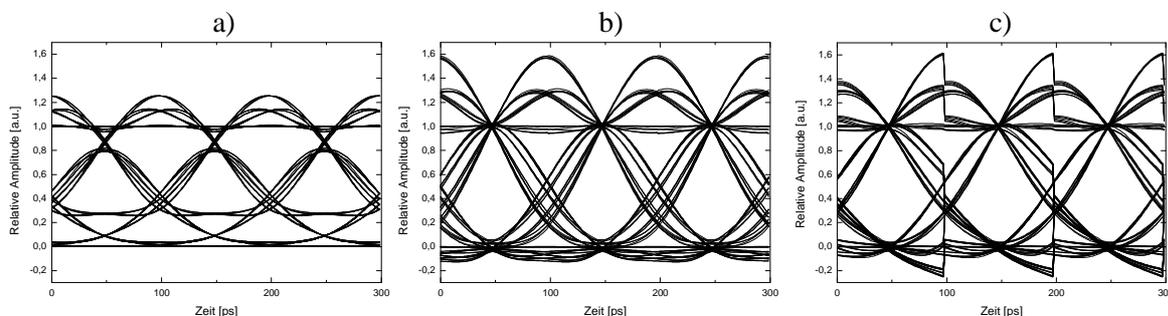


Abbildung 6.3: Augendiagramme nach 100 km SSMF (CDI = 0,42) ohne Entzerrer (a), nach FFE[4] (b) und nach FFE[4]-DFE[1] (c), jeweils für 10 GBit/s NRZ

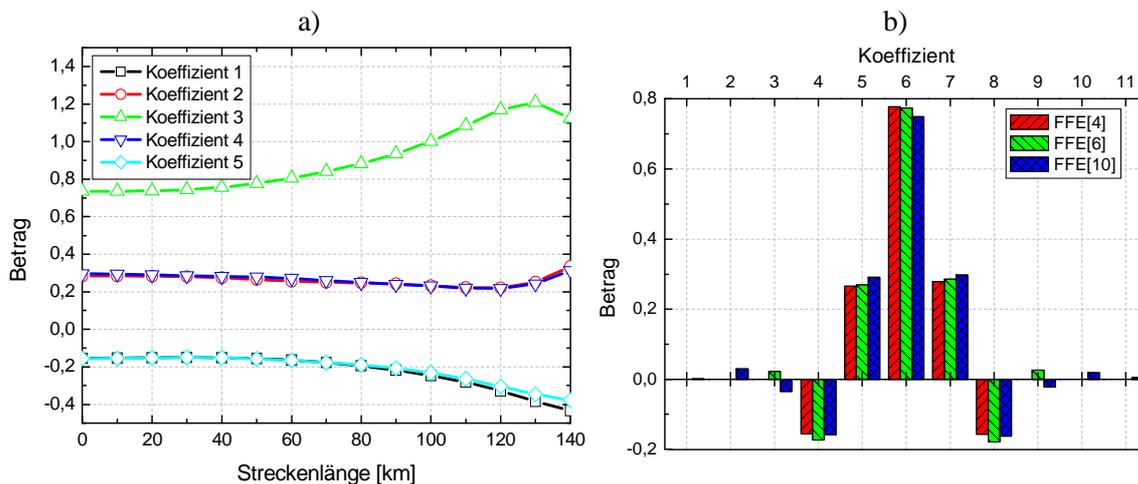


Abbildung 6.4: Verlauf der Koeffizienten für FFE[4] entlang der Faserlänge (a) und optimierte Koeffizienten für FFE[4], FFE[6] und FFE[10] nach 50 km SSMF (CDI = 0,21)

Da mit höherer Filterordnung aufgrund der längeren Impulsantwort mehr ISI kompensiert werden kann, ist zu erwarten, dass die kompensierbare chromatische Dispersion bzw. die maximale unkompenzierte Streckenlänge abhängig von der Ordnung des FFE ist. In Abbildung 6.2b ist daher die maximale Reichweite (für 1 dB EOP) für FFE verschiedener

Ordnungen mit und ohne DFE dargestellt. Für einen einzelnen FFE[2] ist keine Verbesserung bezogen auf den Fall ohne Entzerrer zu erkennen, erst ab einem FFE[4] erhöht sich das CDI signifikant. Für FFE noch höherer Ordnungen erhöht sich das CDI weiter. Allerdings scheint das Maximum bereits mit einem FFE[10] erreicht zu sein und darüber hinaus wird nur eine geringe Verbesserung erzielt. Mit zusätzlichem DFE ist die Reichweite allgemein größer, ein FFE[4]-DFE[1] ist bereits leistungsfähiger als ein FFE[10]. Aber auch in Kombination mit einem DFE ist für eine weitere Erhöhung der FFE Ordnung nur eine geringe Verbesserung zu erzielen. Mit einem zusätzlichen FFE/DFE Entzerrer lässt sich die unkompensierte Übertragungreichweite also nahezu verdoppeln, was in guter Übereinstimmung mit experimentellen Ergebnissen steht [37]. Eine noch bessere Entzerrung lässt sich leider nicht erzielen. Ein Grund dafür ist die nichtlineare Wandlung des Signals an der Photodiode und dem damit einhergehenden Verlust der Phaseninformation des optischen Signals [60].

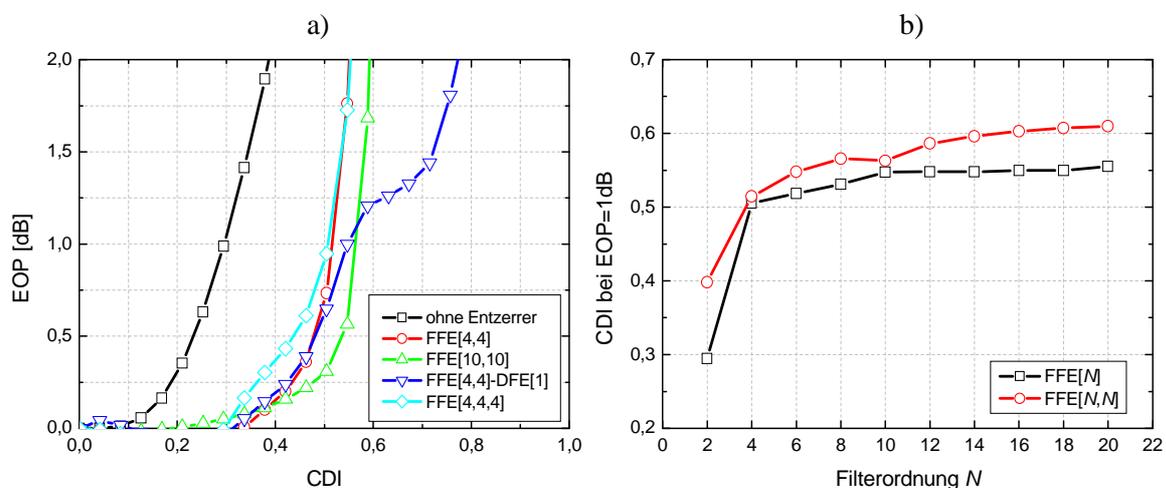


Abbildung 6.5: EOP über CDI für ausgewählte Volterra-Entzerrer (a), CDI bei EOP = 1 dB für verschiedene Filterordnungen (b)

Aufgrund der begrenzten Kompensationsfähigkeit der linearen FFE/DFE Entzerrer werden diese im Folgenden um nichtlineare Elemente auf Basis der Volterra-Theorie erweitert. Die Ergebnisse in Abbildung 6.5 zeigen jedoch, dass für einen Volterra-FFE zweiter Ordnung im Vergleich zum linearen FFE dabei nur eine geringe Verbesserung der Kompensationsfähigkeit zu erzielen ist. Das CDI bei EOP = 1 dB ist bei einem FFE[4,4] nur um 0,02 größer als bei einem linearen FFE[4]. In Kombination mit einem DFE ergibt sich ebenfalls eine geringe zusätzliche Verbesserung. Mit Erhöhung der Anzahl der Verzögerungselemente im Volterra-FFE zweiter Ordnung ist wiederum eine Verbesserung der Kompensationsfähigkeit zu erzielen. Allerdings ist diese Erhöhung im Vergleich zum linearen FFE und unter Berücksichtigung der sehr großen Anzahl an Koeffizienten nur sehr gering (Abbildung 6.5b). Für einen Volterra-FFE dritter Ordnung ist das Verhalten ähnlich, für einen FFE[4,4,4] ergibt sich bei einem EOP = 1 dB insgesamt sogar ein leicht geringeres CDI. Die durch den LMS-Algorithmus berechneten Koeffizienten sind in diesem Fall nicht optimal. Dies ist auf den deutlich höheren Aufwand der Optimierung der Volterra-Entzerrer zurückzuführen, bei dem die Konvergenz nicht garantiert werden kann.

Nach den bisherigen Untersuchungen kann festgestellt werden, dass die unkompensierte Übertragungreichweite durch zusätzliche FFE/DFE Entzerrer deutlich erhöht werden kann. Dabei ist erst ab einer FFE-Ordnung von  $N=4$  eine deutliche Verbesserung zu erzielen.

Darüber hinaus steigt die Kompensationsfähigkeit in allen Fällen nur noch langsam an. Die optimale Anzahl der Verzögerungselemente ist daher schwierig zu bestimmen. Unter Berücksichtigung des Aufwands für die Steuerung und die Optimierung der Koeffizienten sind für eine Entzerrung zwischen vier und 10 Verzögerungselemente ausreichend. Für lineare Systeme mit NRZ-Modulation bringt der Einsatz von Volterra-Entzerrern gegenüber den klassischen linearen FFE/DFE keine signifikanten Verbesserungen und ist unter Berücksichtigung des Berechnungsaufwands nicht zu empfehlen. Bei Reduktion der Verzögerungselemente in den nichtlinearen Teilsystemen kann die Komplexität der Volterra-Entzerrer bei gleichbleibender Leistungsfähigkeit zwar verringert werden [42], allerdings ist mit einem DFE eine ähnliche Leistungsfähigkeit zu erreichen. Volterra-Entzerrer werden jedoch später nochmals im nichtlinearen Übertragungsbereich untersucht, in dem die nichtlinearen Kompensationseigenschaften der Volterra-Entzerrer möglicherweise besser genutzt werden können.

### 6.1.3 Optische Entzerrung

Aufgrund der komplizierten Struktur sowie einer größeren Anzahl an Designparametern (FSR, RBWU,  $N$ , Startwerte) ist die Analyse optischer Entzerrer deutlich umfangreicher als die elektronischer Entzerrer. Der FSR bestimmt die Länge der Impulsantwort des optischen Filters, begrenzt die Signalbandbreite und hat einen direkten (invers quadratischen) Einfluss auf die erzielbare absolute Dispersion (Gleichung (3.15)). Die RBWU begrenzt ebenfalls die Signalbandbreite, hat ebenfalls einen Einfluss auf die maximal erzielbare Dispersion, beeinflusst jedoch nicht die Impulsantwort [58]. Die Filterordnung  $N$  hat ebenfalls Einfluss auf die Impulsantwort sowie auf die erzielbare Dispersion. Alle drei Parameter sind dabei unabhängig voneinander.

Um die Funktionsweise des Optimierungsalgorithmus für optische Filter zu verdeutlichen ist in Abbildung 6.6a zunächst das EOP für verschiedene statische Dispersionskompensationsfilter, d.h. mit fest eingestellter Dispersion, dargestellt. Dabei wurden die Filter verwendet, deren Übertragungsfunktionen schon in Abbildung 5.5 gezeigt wurden. In der Darstellung wurde zunächst für einen vereinfachten Vergleich mit den Dispersionswerten aus den Übertragungsfunktionen die akkumulierte Dispersion eines 10 GBit/s NRZ-Systems auf der  $x$ -Achse dargestellt. In der BTB-Konfiguration wurden die optischen Filter für eine bessere Veranschaulichung des Optimierungsprozesses vorerst nicht verwendet. Betrachtet man zunächst das Filter, welches für  $D_F = -800$  ps/nm Dispersion entworfen wurde, so ist gut zu erkennen, dass im Bereich von 800 ps/nm bis 1000 ps/nm eine nahezu optimale Dispersionskompensation möglich ist, da das EOP nur ca. 0,01 dB beträgt. In Richtung höherer oder niedriger Dispersionswerte steigt das EOP jedoch an. Dies ist durch die Fehlkompensation der Dispersion begründet, denn sowohl eine positive als auch eine negative Restdispersion führen zu einem erhöhten EOP. Das Filter, welches für  $D_F = -1600$  ps/nm Dispersion entworfen wurde, sollte dementsprechend bei einer akkumulierten Faserdispersion von ca. 1600 ps/nm eine optimale Kompensation erzielen. Das Minimum des EOP ist mit ca. 0,3 dB jedoch nicht nur etwas größer, es wird auch schon bei einem etwas kleineren Dispersionswert von ca. 1500 ps/nm erreicht. Diese nichtoptimale Dispersionskompensation ist auf die größere Welligkeit der Dispersionsübertragungsfunktion bzw. der größeren Dämpfung des Filters zurückzuführen (siehe Abbildung 5.5). Das Filter ist daher mit dieser Einstellung der Koeffizienten für die Dispersionskompensation ungeeignet. Bei dem Filter, welches für  $D_F = -2400$  ps/nm entworfen wurde sind diese Auswirkungen noch deutlicher im EOP-Verlauf sichtbar. Für Übertragungsstrecken mit solch großer akkumulierter Dispersion

sind somit Filter höherer Ordnung zu wählen, die auch bei diesen Werten eine ausreichende Kompensation ermöglichen (siehe auch Abbildung 6.8).

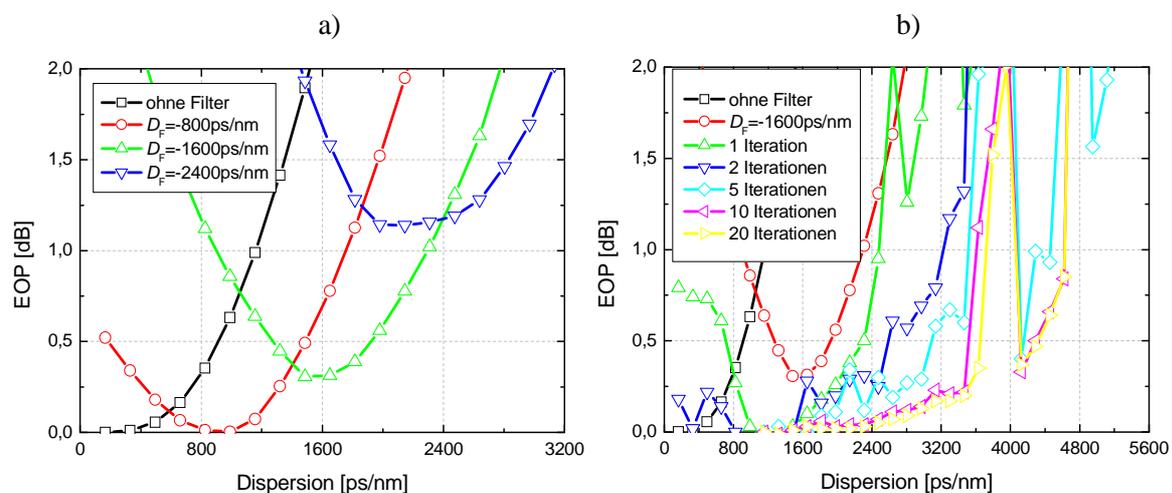


Abbildung 6.6: EOP für optische FIR-Filter mit statischem Filterdesign (a) und nach der adaptiven Optimierung (b);  $N = 6$ , FSR = 20 GHz

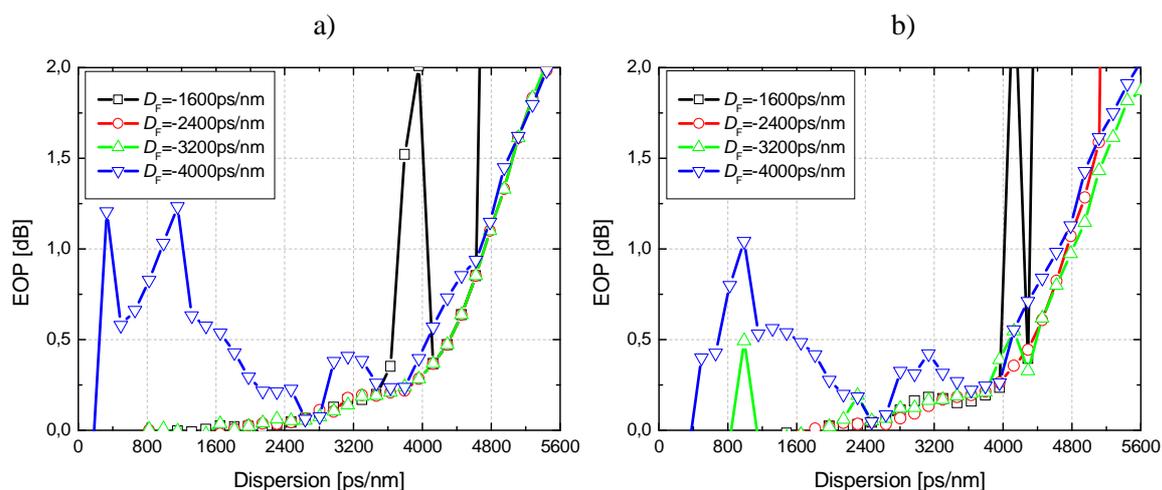


Abbildung 6.7: Vergleich der Optimierung eines optischen FIR-Filters für verschiedene Startwerte mit  $N = 6$  (a) und  $N = 10$  (b), FSR = 20 GHz

Im Weiteren soll der Verlauf des EOP während der Optimierung betrachtet werden. Dazu werden die Koeffizienten der entworfenen statischen Filter als Startwerte für eine iterative Optimierung auf das MSE-Kriterium benutzt. Die Optimierung der Filterkoeffizienten erfolgt dabei wie in Kapitel 5.2.2 beschrieben. Simulationsergebnisse für verschiedene Iterationsschritte sind in Abbildung 6.6b dargestellt. Mit größer werdenden Iterationsschritten sinkt das EOP prinzipiell im gesamten betrachteten Dispersionsbereich. Bei einigen Ausnahmen ist jedoch das EOP zwischen zwei Iterationensschritten angestiegen, wie z. B. im Bereich um 1600 ps/nm, der nach zwei Iterationen ein größeres EOP als nach einer Iteration aufweist. Dieses Verhalten ist durch das Prinzip der iterativen Berechnung der Filterkoeffizienten begründet. Durch die Optimierung wird das EOP von 0 dB am schnellsten im Bereich um von 800 bis 1600 ps/nm erreicht, da die Startkoeffizienten dort dem Optimum schon sehr nah sind. Bereits nach 20 Iterationen wird der Dispersionsbereich von 0 bis

3500 ps/nm mit einem  $EOP < 0,25$  kompensiert. Im Bereich von 3500 bis 4100 ps/nm gibt es jedoch einen starken Anstieg des EOP, der auch mit noch höheren Iterationsschritten nicht zu verringern ist. In diesem Bereich scheinen die Startwerte nicht für eine ideale Optimierung geeignet zu sein.

Wie schon in Kapitel 5.2.2 erwähnt ist die Wahl der Startwerte entscheidend für die optimale Optimierung. Auch in Abbildung 6.7 ist gezeigt, dass mit anderen Startwerten deutlich bessere Ergebnisse zu erzielen sind, dabei werden für  $D_F = -2400$  ps/nm die besten Resultate erreicht. Sowohl für  $N = 6$  als auch für  $N = 10$  ergibt sich ein gleichmäßiger Anstieg des EOP, was auf eine zuverlässige Optimierung schließen lässt. Für die weiteren Untersuchungen wurden daher diese Startwerte benutzt. Das Verhalten entspricht dann ebenfalls der in Kapitel 5.2.2 gemachten Aussage, dass die Optimierung nach 20 Iterationen abgeschlossen ist. Auch für Filter höherer Ordnung konnte nach 20 Iterationen eine ausreichende Optimierung festgestellt werden.

Wird das quasi-analytische Entwurfsverfahren angewendet, so verhält sich das statische Filter mit  $D_F = -1600$  ps/nm im System ähnlich wie das durch das iterative Entwurfsverfahren erzeugte Filter. Ergebnisse dieser Simulationen sind in Abbildung 6.8 gezeigt. Das minimale EOP ist bei einem Filter 6. Ordnung mit 0,7 dB jedoch etwas größer und liegt auch bei höheren Dispersionswerten von ca. 1800 ps/nm. Im Vergleich dazu sind für das Filter mit  $N = 10$  und ebenfalls  $D_F = -1600$  ps/nm noch geringere EOP-Werte erreichbar, allerdings ist sowohl der Verlauf der EOP-Kurve als auch der Dispersionswert am EOP-Minimum für beide Filter sehr ähnlich. Weiterhin sind in Abbildung 6.8 die EOP-Verläufe der mit der quasi-analytischen Methode optimierten Filter dargestellt. Als Optimierungskriterium wurde ebenfalls das MSE benutzt. Die Optimierung ist mit dem quasi-analytischen Entwurfsverfahren jedoch deutlich einfacher zu vollziehen, da nur der Parameter  $C$  optimiert werden muss und damit die optimale Dispersionsfunktion gesucht wird. Die resultierende EOP-Kurve nach der Optimierung hat deshalb einen sehr glatten Verlauf. Das  $EOP = 1$  dB wird mit dem Filter 10. Ordnung, wie erwartet, bei größeren Dispersionswerten erreicht als mit dem Filter 6. Ordnung. Der Kurvenverlauf beider Filter ist jedoch wiederum sehr ähnlich, was durch die Zuverlässigkeit der quasi-analytischen Berechnungsmethode zu begründen ist.

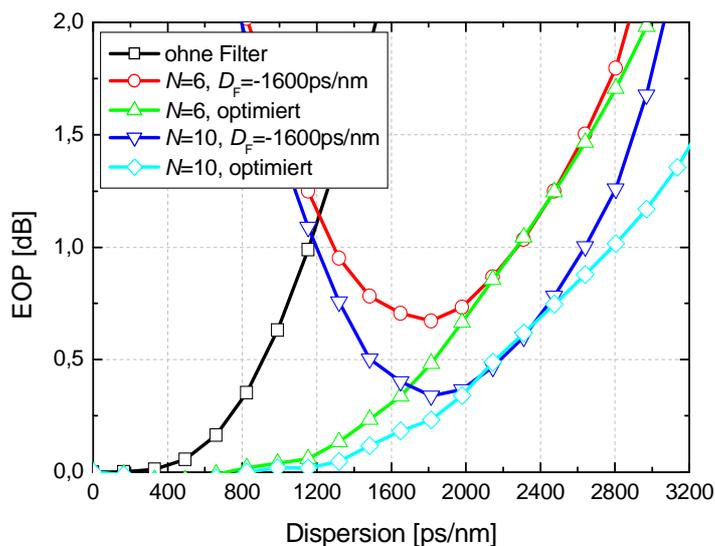


Abbildung 6.8: EOP über Dispersion für statische und optimierte Filter bei Verwendung der quasi-analytischen Berechnungsmethode, FSR = 20 GHz

In Abbildung 6.9 werden die Übertragungsfunktionen der beiden optischen Filter nach der Optimierung auf 150 km SSMF bzw. 2500 ps/nm chromatische Dispersion verglichen. Die niedrigeren EOP-Werte des Filters 10. Ordnung werden also durch eine größere maximale Dispersion hervorgerufen. Das Filter 6. Ordnung kann den benötigten Dispersionswert von  $D = -2500$  ps/nm nicht erzeugen. Demgegenüber steht jedoch eine erhöhte Dämpfung für das Filter 10. Ordnung. Es ist daher zu erwarten, dass die Dispersionsfunktion den größeren Einfluss auf die Kompensation im System hat.

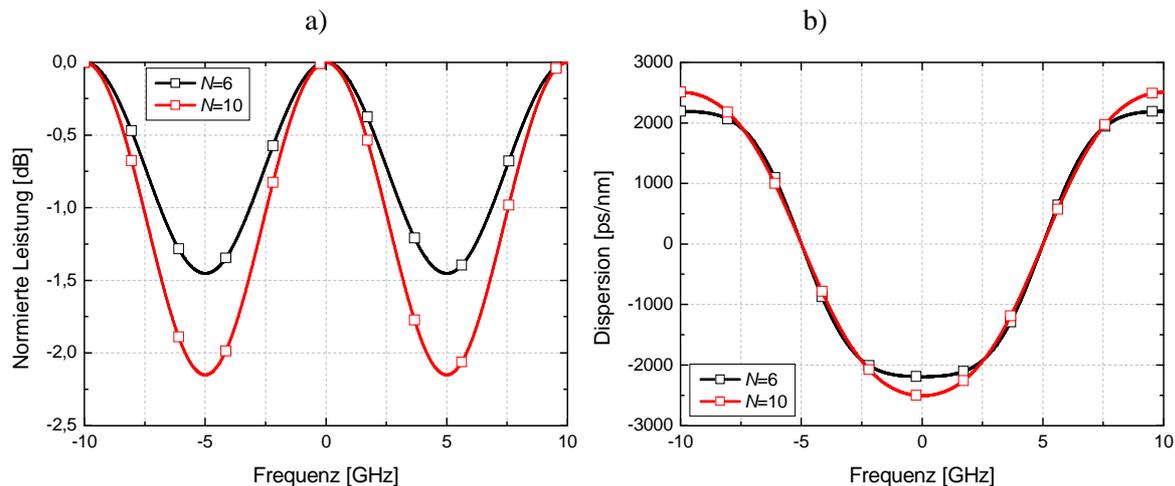


Abbildung 6.9: Amplitude (a) und Dispersion (b) für  $N = 6$  und  $N = 10$  optimiert auf 150 km SSMF (entspricht ca. 2500 ps/nm chromatischer Dispersion); FSR = 20 GHz

Mit der Optimierung aller Filterkoeffizienten können, wie für das Filter 6. Ordnung gezeigt, größere Dispersionswerte kompensiert werden als mit der Optimierung des Parameters  $C$  (quasi-analytische Methode). Allerdings zeigte sich während der Untersuchungen, dass die erste Methode für höhere Filterordnungen nur sehr schwer anwendbar ist, da die Optimierung bei einer großen Anzahl an Koeffizienten sehr ungenau wird. Zum Vergleich sind in Abbildung 6.10 die EOP über CDI für Filter unterschiedlicher Ordnung für ein  $\text{FSR} = 2,0/T_{\text{Bit}}$  dargestellt. Während bei der quasi-analytischen Berechnungsmethode (QA) die maximal kompensierbare Dispersion bei  $\text{EOP} = 1$  dB mit größerer Filterordnung kontinuierlich ansteigt, kann mit der Optimierung aller Koeffizienten (OEQ) zwischen  $N = 6$  und  $N = 14$  keine weitere Verbesserung erzielt werden.

Mit einem optischen Filter 10. Ordnung kann durch die Optimierung aller Koeffizienten ein CDI von ca. 1,2 erreicht werden, was bei 10 GBit/s einer Streckenlänge von 285 km und damit mehr als dem Dreifachen einer Übertragung ohne Entzerrer entspricht. Die Streckenlänge ist außerdem mehr als doppelt so groß wie sie durch den Einsatz elektronischer FFE-Entzerrer erreicht werden kann. Mit der quasi-analytischen Methode kann mit einem optischen Filter 10. Ordnung dagegen nur ein deutlich kleineres CDI von ca. 0,72 erreicht werden (ca. 170 km). Allerdings steigt das CDI noch mit steigender Filterordnung an. Die geringere Kompensationsfähigkeit wird außerdem mit zunehmender Filterordnung mit einer größeren Zuverlässigkeit der Optimierung ausgeglichen. Während das RBWU bei der Optimierung aller Koeffizienten automatisch mit angepasst wird, sind die mit der quasi-analytischen Methode berechneten Filter mit einem konstanten RBWU von zunächst 50 % berechnet worden. Dieses RBWU muss jedoch nicht unbedingt das Optimum sein, für andere

Werte können möglicherweise größere CDI erzielt werden. Für einen genauen Vergleich der Optimierungsverfahren muss deswegen zunächst noch das optimale RBWU gefunden werden. Zum weiteren Vergleich der Optimierungsverfahren sind in Abbildung 6.11 die Augendiagramme nach 2500 ps/nm Dispersion ( $CDI = 0,64$ ) dargestellt. Ohne Entzerrung ist das EOP mit 32 dB viel zu groß für eine fehlerfreie Datenübertragung. Mit den optischen FIR-Filtern kann mit beiden Berechnungsmethoden eine gute Öffnung des Auges erreicht werden. Dabei ist die Augenöffnung mit der Optimierung aller Filterkoeffizienten am größten, es zeigen sich jedoch auch die größten Überschwinger.

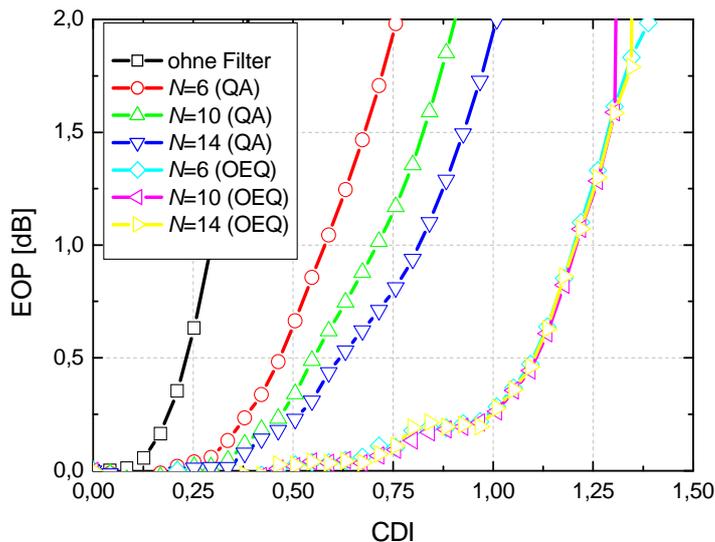


Abbildung 6.10: Vergleich optischer Entzerrer mit quasi-analytischer Berechnungsmethode (QA) und Optimierung aller Koeffizienten (OEQ),  $FSR = 2,0/T_{\text{Bit}}$

Da es sich bei der quasi-analytischen Berechnungsmethode um ein sehr zuverlässiges Entwurfsverfahren für optische Dispersionskompensationsfilter handelt, wird dieses im Folgenden für die ausführliche Analyse dieser Filter in optischen Übertragungssystemen verwendet [58], [61]. Nachteilig ist die, im Vergleich zur Optimierung aller Koeffizienten, etwas geringere Kompensationsfähigkeit, da ein  $EOP = 1$  dB bei einer niedrigeren Faserdispersion erreicht wird. Bei hohen Filterordnungen ( $N > 14$ ) wird dieser Nachteil durch die bessere Konvergenz des Optimierungsalgorithmus jedoch wieder ausgeglichen. Zur Veranschaulichung der schnellen Optimierung der quasi-analytischen Berechnungsmethode ist in Abbildung 6.12a das EOP für verschiedene Iterationsschritte für ein Filter 6. Ordnung dargestellt. Bereits nach zwei Iterationen ist die Optimierung nahezu abgeschlossen. Wie schon erwähnt wurde, hat der FSR eine direkte Auswirkung auf die durch das Filter erzeugte Dispersion. Ähnlich wie bei elektronischen FFE Entzerrern ist für optische Entzerrer eine Verzögerungszeit von  $T = T_{\text{Bit}}/2$  ein angemessener Wert [52]. In den Untersuchungen zeigte sich jedoch, dass, wie in Abbildung 6.12b zu erkennen ist, mit einer größeren Verzögerungszeit bzw. mit einem kleineren  $FSR = 1,5/T_{\text{Bit}}$  (entspricht 15 GHz bei 10 GBit/s) eine noch bessere Kompensation erzielt werden kann.

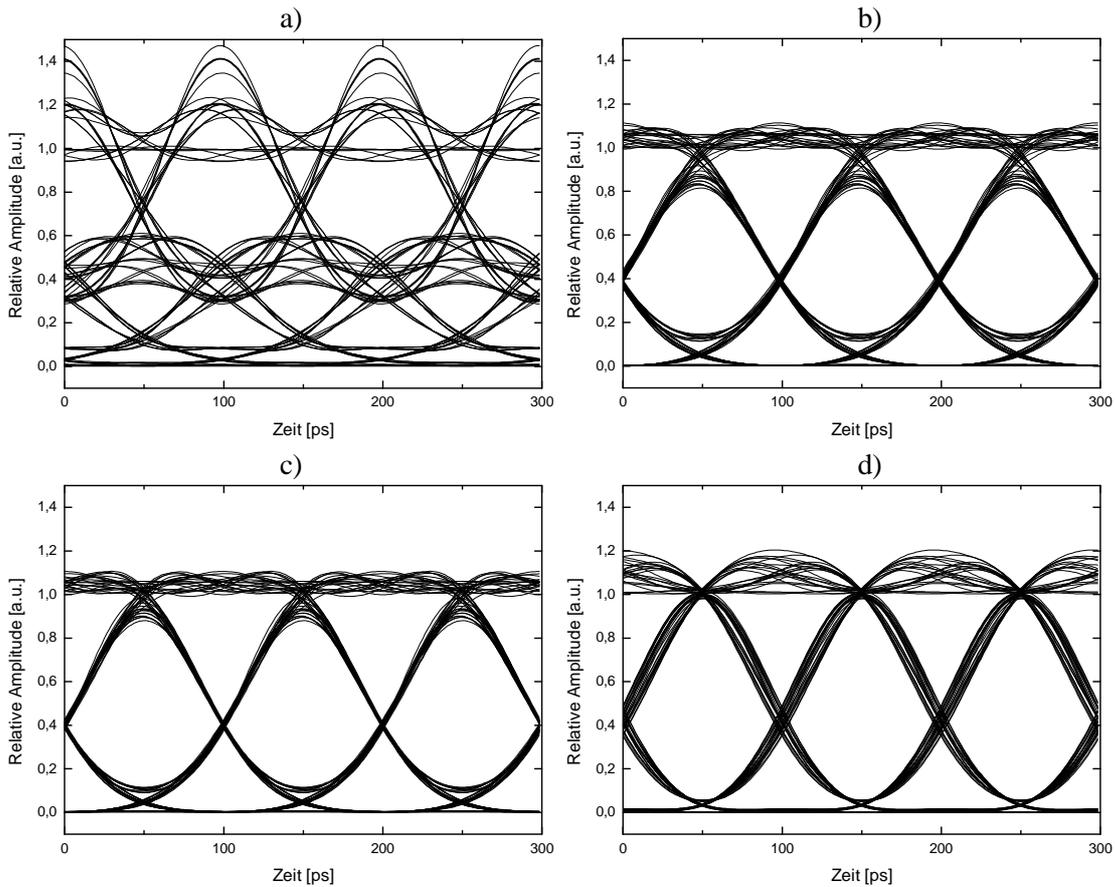


Abbildung 6.11: Augendiagramme nach der Photodiode und 150 km SSMF: ohne Filter, EOP = 32 dB (a); mit quasi-analytischer Berechnungsmethode  $N = 6$ , EOP = 1,25 dB (b); sowie  $N = 10$ , EOP = 0,75 dB (c); mit Optimierung aller Koeffizienten  $N = 10$ , EOP = 0,05 dB (d); FSR = 20 GHz

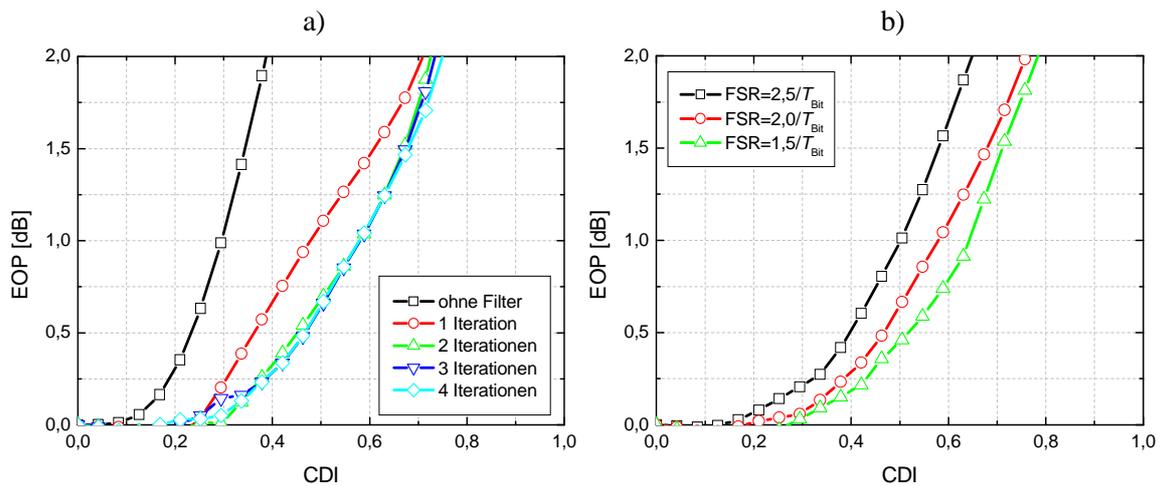


Abbildung 6.12: EOP nach verschiedenen Iterationen und  $\text{FSR} = 2,0/T_{\text{Bit}}$  (a), verschiedene FSR (b) für ein quasi-analytisch berechnetes Filter mit  $N = 6$

### 6.1.4 Analyse und Optimierung der Parameter optischer Entzerrer

In diesem Kapitel sollen die optimalen Werte für FSR und RBWU eines optischen Filters bestimmt werden. Zunächst wird der optimale FSR zur Dispersionskompensation von NRZ-Signalen in Abhängigkeit der Filterordnung untersucht. Für diese Untersuchung wurde das quasi-analytische Entwurfsverfahren verwendet und Filter verschiedener Ordnung und mit unterschiedlichem FSR im untersuchten System simuliert. Da die entworfenen Filter dadurch alle eine ähnliche Form haben und zuverlässig optimierbar sind, ist ein guter Vergleich der Leistungsfähigkeit möglich. Als Kriterium wurde dabei das CDI bei einem EOP = 1 dB verwendet.

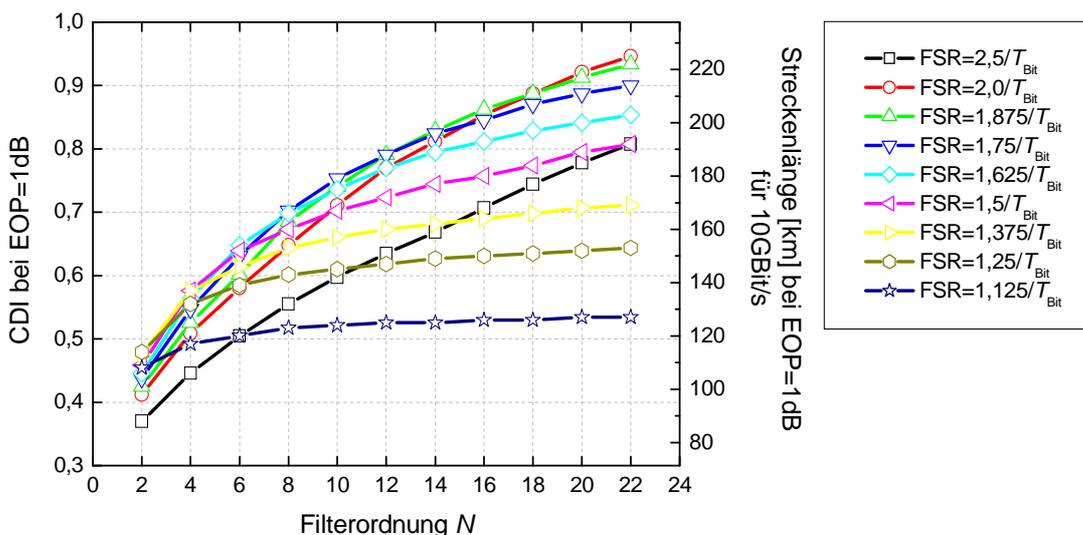


Abbildung 6.13: Maximales CDI für verschiedene Filterordnungen in Abhängigkeit des FSR, RBWU = 50%

Die Simulationsergebnisse in Abbildung 6.13 zeigen zunächst, dass die Kompensationsfähigkeit, wie erwartet, in allen Fällen mit zunehmender Filterordnung ansteigt. Für ein Filter der Ordnung 22 ist dabei maximal ein CDI von 0,95 kompensierbar, was einer Datenrate von 10 GBit/s einer Streckenlänge von ca. 225 km entspricht. Bei einem konstanten FSR wird der Zugewinn mit höherer Filterordnung allerdings immer geringer. Bei einem FSR von z. B.  $1,125/T_{\text{Bit}}$  ist ab einer Filterordnung von 8 keine große Verbesserung der Kompensationsfähigkeit mehr zu beobachten. Für größere FSR tritt dieser Effekt erst bei höheren Filterordnungen auf. Weiterhin ist zu erkennen, dass ein Filter mit einem FSR von  $2,5/T_{\text{Bit}}$  (entspricht 25 GHz bei 10 GBit/s bzw. 100 GHz bei 40 GBit/s) im allgemeinen nicht die optimale Dispersionskompensation ermöglicht. Falls das Filter also in WDM-Systemen eingesetzt werden soll, ist deswegen eine deutlich schlechtere Leistungsfähigkeit zu erwarten, als wenn das FSR für den Einzelkanalbetrieb optimiert wird. Im Einzelkanalbetrieb ist ein optimales FSR jedoch jeweils nur für eine bestimmte Filterordnung zu finden. Für  $N = 6$  ist beispielsweise ein FSR von  $1,675/T_{\text{Bit}}$  das Optimum, für  $N = 20$  ist ein größerer FSR von  $2,0/T_{\text{Bit}}$  optimal. Es scheint also eine Abhängigkeit zwischen dem optimalen FSR und der Filterordnung zu geben. Diese Abhängigkeit ist in Abbildung 6.14 dargestellt, das optimale FSR steigt dabei mit zunehmender Filterordnung an. Für große Filterordnungen ist ein großer FSR besser geeignet als ein kleiner FSR. Erklären lässt sich dieses Verhalten durch die spektrale Bandbreite des NRZ-Signals und die Tatsache, dass ein kleiner FSR eine große Dispersion bewirkt und umgekehrt (Gleichung (3.15)).

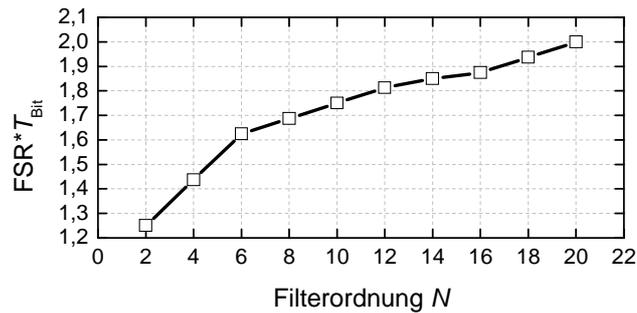


Abbildung 6.14: Optimales FSR für unterschiedliche Filterordnungen

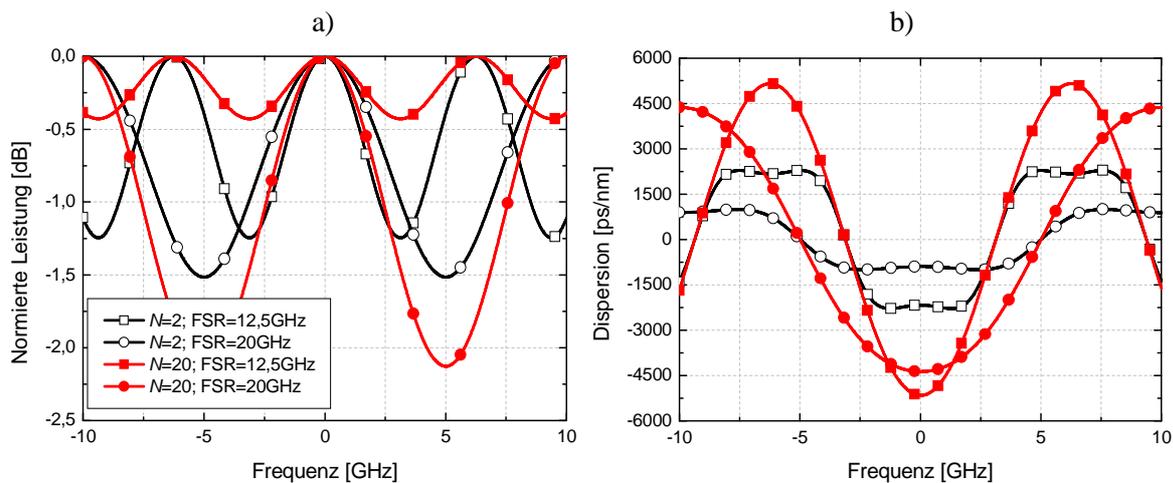


Abbildung 6.15: Vergleich der optimierten Filterfunktionen: Amplitude (a), Dispersion (b)

In Abbildung 6.15 sind dazu die Filterfunktionen für maximale Kompensationsfähigkeit für  $N = 2$  und  $N = 20$  für ein 10 GBit/s Signal dargestellt. Für ein FSR von  $1,25/T_{Bit}$  (12,5 GHz) wird nur in einer geringen Bandbreite eine konstante Dispersion erzeugt. Bei einem größeren FSR von  $2,0/T_{Bit}$  (20 GHz) kann in beiden Fällen über eine größere Bandbreite kompensiert werden. Das unterschiedliche optimale FSR der beiden Filter lässt sich nun über die Kompensationsfähigkeit in Abhängigkeit der Filterordnung erklären. Allgemein ist ein FSR von  $1,25/T_{Bit}$  für die Kompensation zu klein, da bei einem angenommenen RBWU von 50% nur ca. die Hälfte des Signalspektrums entzerrt werden kann. Ein  $FSR = 2,0/T_{Bit}$  ist allgemein besser geeignet. Für  $N = 2$  ist jedoch bei diesem FSR nur eine sehr geringe Dispersion möglich und die Kompensationsfähigkeit damit sehr gering. Bei  $FSR = 1,25/T_{Bit}$  steht zwar weniger Bandbreite zur Verfügung allerdings kann mehr als doppelt so viel Dispersion erzeugt werden (Abbildung 6.15b). Insgesamt ist diese große Dispersion über einer kleineren Bandbreite also besser für die Kompensationsfähigkeit des Filters. Bei  $N = 20$  ist die Situation anders. Für kleine FSR steht immer noch eine zu geringe Bandbreite zur Verfügung und die Kompensation ist nicht optimal. Für große FSR ist jedoch immer noch ausreichend Dispersion erzeugbar, deren Maximalwert bei  $FSR = 2,0/T_{Bit}$  nur ca. 15% geringer als bei  $FSR = 1,25/T_{Bit}$  ist. Die Vergrößerung des FSR wirkt sich also positiv auf die Kompensationsfähigkeit aus und obwohl sich die maximale Dispersion geringfügig verringert steigt die Kompensationsfähigkeit insgesamt an. Es scheint also immer einen Tradeoff zwischen erzeugbarer Dispersion und genutzter Bandbreite zu geben. In diesem Zusammenhang ist ein FSR von  $1,125/T_{Bit}$  jedoch viel zu klein, da bei diesem Wert selbst die

Kompensationsfähigkeit eines Filters 2. Ordnung bezogen auf  $FSR = 1,25/T_{\text{Bit}}$  sinkt. Hier scheint der minimale FSR erreicht zu sein.

Ein weiterer Parameter, den es zu optimieren gilt, ist die RBWU. Da sich die RBWU während der Optimierung mit der quasi-analytischen Methode nicht automatisch anpasst, hat das Verfahren einen Nachteil gegenüber der Optimierung aller Koeffizienten. Für einen aussagefähigen Vergleich ist also das optimale RBWU notwendig. In den bisherigen Untersuchungen wurde durchgängig eine RBWU von 50% angenommen. Aus theoretischen Untersuchungen ist bekannt, dass sich mit kleiner werdender RBWU eine größer werdende Dispersion erzielen lässt [59]. In diesen Untersuchungen blieb die Bandbreite des Signals allerdings unbeachtet. Eine zu kleine RBWU würde jedoch die Signalbandbreite begrenzen und dadurch wichtige Informationen abschneiden sowie die Signalleistung verringern und damit das EOP erhöhen. Je nach Modulationsformat und Signalbandbreite ist daher zu erwarten, dass die RBWU für eine optimale Dispersionskompensation eine Mindestgröße haben muss. Um diesen Sachverhalt zu untersuchen wurden Filter mit verschiedenen FSR und RBWU im linearen NRZ-System numerisch simuliert und der CDI-Wert bei einem EOP von 1 dB bestimmt. Die Ergebnisse für ein Filter 6. Ordnung sind in Abbildung 6.16 dargestellt und stützen die Aussagen früherer Untersuchungen [58]. Sowohl die RBWU als auch der FSR haben einen starken Einfluss auf die Dispersionskompensation. Die maximal kompensierbare Dispersion wird bei einer RBWU von ca. 44 % und einem  $FSR = 1,875/T_{\text{Bit}}$  erreicht. Dies entspricht bei 10 GBit/s einer effektiven Signalbandbreite von nur 8,25 GHz. Für andere FSR ergeben sich andere RBWU-Werte für eine optimale Kompensation. Für das Filter 10. Ordnung in Abbildung 6.17 und das Filter 14. Ordnung in Abbildung 6.18 ergibt sich ein ähnliches Verhalten. Wie schon gezeigt, ist das maximale CDI in diesen Fällen größer und wird erst bei größeren FSR erreicht, die optimale RBWU ändert sich jedoch nicht. Aus diesen Ergebnissen ergeben sich folgende Erkenntnisse:

- Ausgehend von einer großen RBWU von 70% erhöht sich das CDI und damit die Kompensationsfähigkeit zunächst zu kleinen RBWU hin, dies deckt sich mit den Aussagen aus den theoretischen Untersuchungen in [59]
- Nachdem das Maximum erreicht wurde, wird für noch kleinere RBWU die Kompensationsfähigkeit jedoch wieder geringer, da die Filterbandbreite zu klein für das Signalspektrum wird und damit Signalanteile abgeschnitten werden
- Die RBWU, bei der das maximale CDI erreicht wird, ist abhängig vom gewählten FSR, für große FSR sind tendenziell kleinere RBWU optimal, da insgesamt mehr Bandbreite zur Verfügung steht
- Die globale Optimum des RBWU bleibt bei steigender Filterordnung jedoch konstant bei 44%
- Am Punkt des RBWU-Optimums steigt das CDI bzw. die maximal kompensierbare Dispersion sowie der optimale FSR mit steigender Filterordnung an

Es zeigt sich also, dass durch Optimierung der untersuchten Parameter FSR und RBWU die Kompensationsfähigkeit optischer FIR-Filter deutlich erhöht werden kann. Zusammenfassend kann ausgesagt werden, dass das erreichbare CDI allgemein deutlich höher ist, als es mit elektronischen Entzerrern möglich ist. Weiterhin ist die Kompensationsfähigkeit bei optischen Filtern, die mit der quasi-analytischen Berechnungsmethode entworfenen worden, nicht begrenzt, sondern steigt mit der Filterordnung an. Grund dafür ist die Kompensation der Dispersion im optischen Bereich, Filter höherer Ordnung können eine immer größere Dispersion erzeugen. Eine praktische Begrenzung ist nur die Herstellungstechnologie, da

optische Filter höherer Ordnung kompliziert aufzubauen und zu steuern sind und außerdem höhere optische Verluste erzeugen. Für eine Echtzeit-Implementierung der quasi-analytischen Methode sind außerdem noch geeignete Verfahren zur Steuerung der Filterkoeffizienten zu untersuchen.

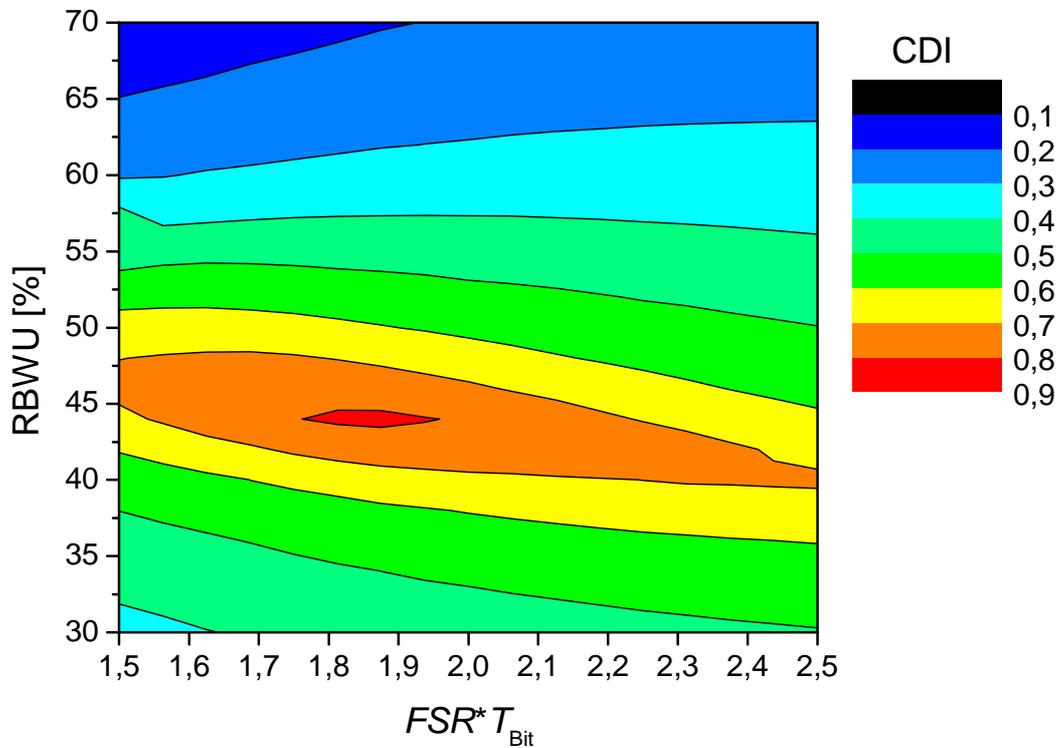


Abbildung 6.16: Optimales RBWU/FSR für  $N = 6$ , maximales  $CDI = 0,82$  bei  $RBWU = 44\%$  und  $FSR = 1,875/T_{Bit}$

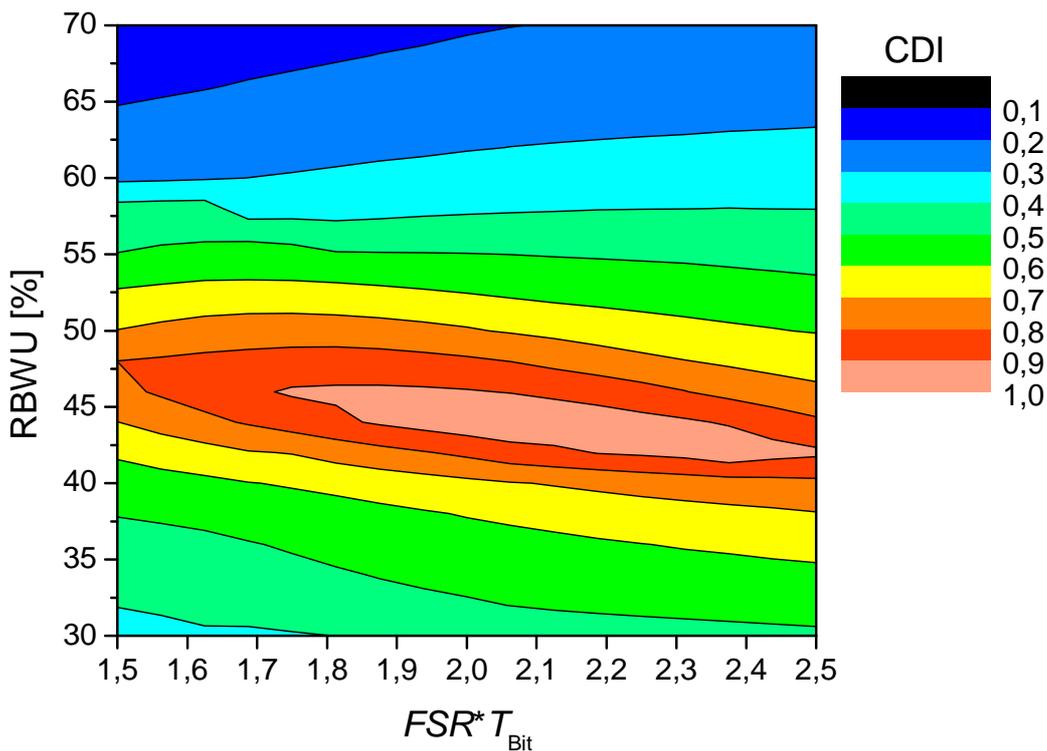


Abbildung 6.17: Optimales RBWU/FSR für  $N = 10$ , maximales  $CDI = 0,97$  bei  $RBWU = 44\%$  und  $FSR = 2,0625/T_{Bit}$

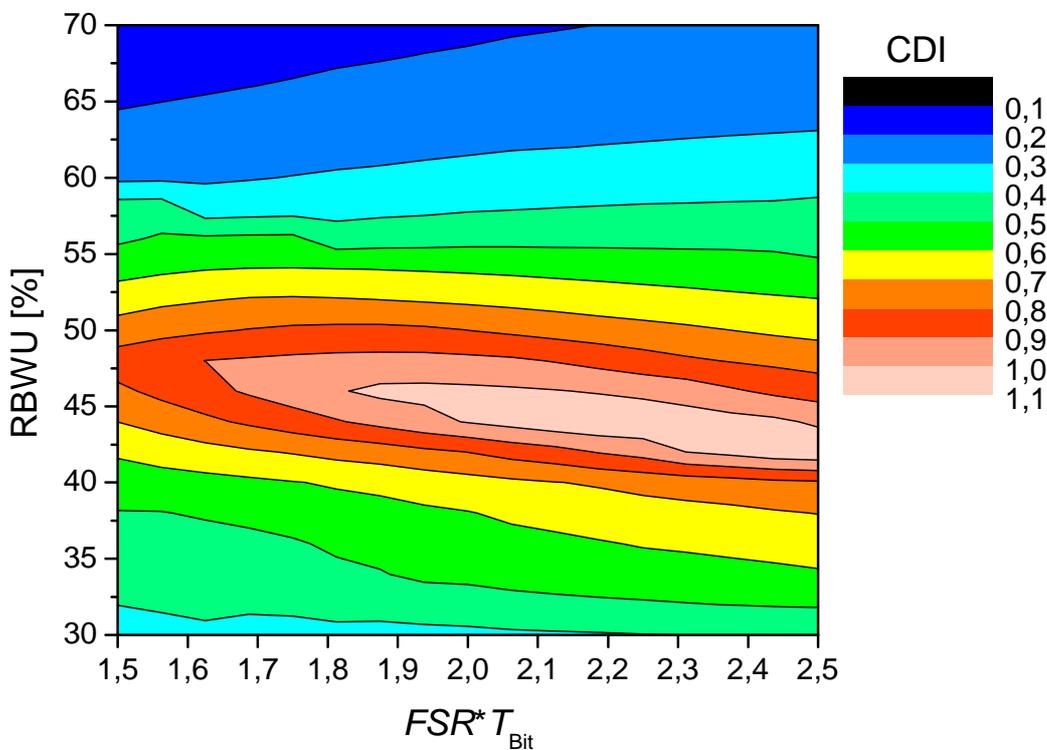


Abbildung 6.18: Optimales RBWU/FSR für  $N = 14$ , maximales  $CDI = 1,08$ , bei  $RBWU = 44\%$  und  $FSR = 2,1875/T_{Bit}$

### 6.1.5 Parameterauswertung und Designrichtlinien

In der Praxis spielen zum heutigen Zeitpunkt optische Filter mit  $N > 20$  eine geringe Rolle, da diese schwer herzustellen sind. Für realisierbare Filter der Ordnung  $N = 6 \dots 10$  sind für die optimale Kompensation, wie aus Kapitel 6.1.4 hervorgeht, FSR kleiner als  $2,0/T_{\text{Bit}}$  zu wählen. Zur Überprüfung dieser Ergebnisse wurde ein Filter mit der Optimierung aller Koeffizienten für unterschiedliche FSR untersucht. Die für die quasi-analytischen Filter gefundenen Ergebnisse wurden dabei bestätigt. Wie in Abbildung 6.19a dargestellt, ist auch für ein OEQ 6. Ordnung mit dem optimalen  $\text{FSR} = 1,875/T_{\text{Bit}}$  eine größere Reichweite zu erzielen als für  $\text{FSR} = 2,0/T_{\text{Bit}}$ . Die mit dem quasi-analytischen Verfahren optimierten Filter sind außerdem auch mit optimalem RBWU immer noch weniger leistungsfähig als die Filter, bei denen alle Koeffizienten einzeln optimiert wurden. Bei Letzterem wird bei gleichem FSR bei einem  $\text{EOP} = 1 \text{ dB}$  ein um  $0,42$  größeres CDI erreicht.

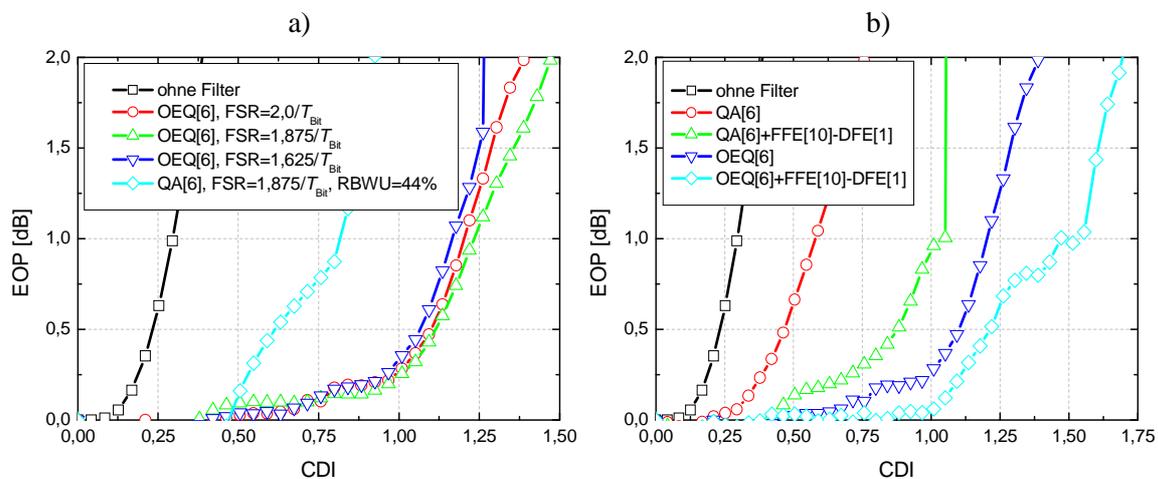


Abbildung 6.19: Einfluss des FSR auf die Leistungsfähigkeit optische Entzerrer (a), Erhöhung der Reichweite durch Kombination von OEQ[6] bzw. QA[6] mit FFE[10]-DFE[1],  $\text{FSR} = 2,0/T_{\text{Bit}}$ ,  $\text{RBWU} = 50\%$  (b)

Tabelle 6.2: Maximale unkompensierte Streckenlänge ( $\text{EOP} = 1 \text{ dB}$ ) ausgewählter Entzerrerkombinationen für 10 GBit/s

	$\text{FSR} = 1,625/T_{\text{Bit}}$	$\text{FSR} = 1,875/T_{\text{Bit}}$	$\text{FSR} = 2,0/T_{\text{Bit}}$
QA[6] RBWU=44%	170 km	195 km	180 km
QA[6] RBWU=44% +FFE[10]-DFE[1]	240 km	250 km	250 km
OEQ[6]	275 km	290 km	285 km
OEQ[6] +FFE[10]-DFE[1]	340 km	390 km	365 km

Eine noch größere unkompensierte Übertragungsreichweite lässt sich durch die Kombination eines optischen und eines elektrischen Entzerrers realisieren. Die Kombination aus OEQ/QA und FFE/DFE ist in Abbildung 6.19b dargestellt. Für das quasi-analytische Filter erhöht der FFE[10]-DFE[1] das CDI bei  $\text{EOP} = 1 \text{ dB}$  deutlich, da dann auch andere Effekte (z. B. durch

den Tiefpassfilter im Sender) außer Dispersion kompensiert werden können. Für den OEQ ist die Verbesserung nicht so deutlich, da der OEQ bereits eine sehr gute Entzerrung bewirkt. Tabelle 6.2 zeigt zusammenfassend die maximal kompensierbare Dispersion bei einem EOP von 1 dB für verschiedene Filterkonfigurationen. Dabei wird nochmals klar, dass auch für OEQ die gefundenen Parameter sowohl als alleinstehender Entzerrer als auch in Kombination mit einem FFE[10]-DFE[1] optimal sind. Diese optimalen Parameter für das FSR sind zur Maximierung der Übertragungstrecke anzuwenden.

## 6.2 Entzerrung unter Berücksichtigung nichtlinearer Fasereffekte

Die Simulation der SSMF unter Berücksichtigung nichtlinearer Effekte erlaubt eine genauere Untersuchung der Signalausbreitung. Insbesondere ist das Verhalten bei höheren Fasereingangsleistungen ( $P_{in}$ ) von Interesse, da hier der Einfluss der Selbstphasenmodulation signifikant wird. Hier soll insbesondere die Leistungsfähigkeit der verschiedenen Entzerrer im nichtlinearen Leistungsbereich und damit die Entzerrung der Dispersion bei SPM-Einwirkung untersucht werden. Zur Auswertung der Ergebnisse wird in diesem Fall das OSNR bei einer BER =  $1e-4$  (entspricht  $10^{-4}$ ) herangezogen. Die Ergebnisse sind daher aufgrund der nichtlinearen Effekte nur für die untersuchte Datenrate von 10 GBit/s gültig.

### 6.2.1 Untersuchtes System

Die untersuchte Konfiguration, bestehend aus einem Sender mit 10 GBit/s NRZ- bzw. Duobinärmodulation, einer nichtlinearen SSMF variabler Länge und dem optisch vorverstärkten Empfänger mit optischem oder elektronischem Entzerrer ist in Abbildung 6.20 dargestellt. Es wird wie in Abschnitt 6.1 keine DCF verwendet und die akkumulierte Dispersion nur durch die jeweiligen Entzerrer kompensiert. Die Verstärker haben eine Rauschzahl von  $F = 4,5$  dB. Die Entzerrer werden in den Simulationen jedoch wieder als rauschfrei angesehen.

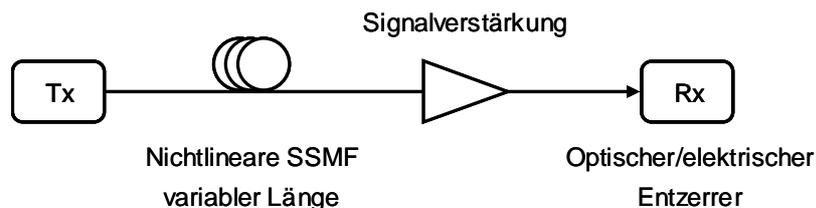


Abbildung 6.20: Untersuchtes System mit nichtlinearer SSMF variabler Länge und optisch vorverstärktem Empfänger mit Entzerrer

Das optische BPF, ein Besselfilter vierter Ordnung, hatte in den Simulationen eine 3 dB Bandbreite von  $4 \cdot R_{Bit}$  (40 GHz), das elektrische Tiefpassfilter, ein Gaußfilter vierter Ordnung, eine 3 dB Bandbreite von  $0,7 \cdot R_{Bit}$  (7 GHz). Die SSMF hatte eine Dispersion von  $D = 16,5$  ps/nm/km und eine Dispersionssteigung von  $S = 0,056$  ps/nm<sup>2</sup>/km. Der nichtlineare Koeffizient der Faser betrug  $n = 2,6 \cdot 10^{-20}$  m<sup>2</sup>/W, die Dämpfung 0,23 dB/km (siehe Tabelle 6.1). Die Simulation einer Faser mit nichtlinearen Eigenschaften ermöglicht genauere Untersuchungen. Die Verzögerungszeit der Entzerrer wurde zu  $T = T_{Bit}/2$  festgelegt, die quasi-analytisch optimierten optischen Filter hatten zusätzlich ein RBWU von 50%. Obwohl diese Verzögerungszeit für optische Filter nicht optimal ist, wird sie verwendet, um einen

Vergleich mit den elektronischen Entzerrern zu ermöglichen. Da nicht alle Entzerrertypen und Ordnungen betrachtet werden sollen, sind beispielhaft Entzerrer ausgewählt worden, die einen guten Vergleich ermöglichen.

### 6.2.2 Verhalten bei NRZ-Modulation

Zunächst ist in Abbildung 6.21 das benötigte OSNR für die schon im linearen Bereich untersuchten elektronischen Entzerrer bei Fasereingangsleistungen von  $P_{in} = 3$  dBm bzw.  $P_{in} = 12$  dBm dargestellt. Betrachtet man die Ergebnisse ohne Entzerrer, so ist bei 12 dBm Eingangsleistung und einem tolerierbaren OSNR-Penalty von 2 dB eine deutlich größere Übertragungsreichweite als bei 3 dBm möglich. Mit Entzerrer wird bei  $P_{in} = 12$  dBm zwar ebenfalls eine Verbesserung erzielt, diese ist jedoch im Vergleich zu  $P_{in} = 3$  dBm geringer. Im Gegensatz zur linearen Übertragung kann daher bei nichtlinearer Übertragung keine Verdopplung der Übertragungsreichweite mehr erreicht werden. Weiterhin ist zwischen den verschiedenen linearen und nichtlinearen Entzerrertypen nur ein geringer Unterschied zu erkennen. Dies deckt sich mit den Ergebnissen aus Kapitel 6.1.2. Auch die nichtlinearen Volterra-Entzerrer zeigen bei 12 dBm Eingangsleistung keine signifikante Leistungssteigerung im Vergleich zu 3 dBm. Allerdings erzielt beispielsweise der FFE[10,10] selbst bei sehr langen Strecken von 150 km noch ein sehr geringes benötigtes OSNR.

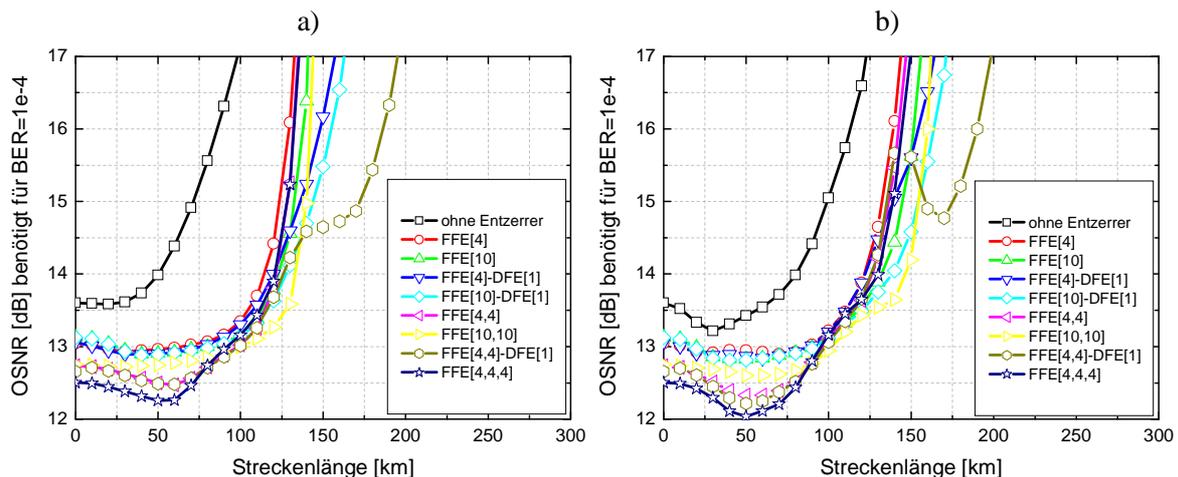


Abbildung 6.21: OSNR für elektronische Entzerrer bei NRZ-Modulation und  $P_{in} = 3$  dBm (a) bzw.  $P_{in} = 12$  dBm (b)

Bei den optischen Entzerrern muss man wiederum zwischen der Art der Optimierung unterscheiden (Abbildung 6.21). Die mit der quasi-analytischen Methode optimierten Filter (QA) zeigen bei  $P_{in} = 3$  dBm ein gleichförmig ansteigendes OSNR, wobei mit zunehmender Filterordnung, wie erwartet, eine größere Übertragungsreichweite möglich ist. Bei  $P_{in} = 12$  dBm zeigen die OSNR-Kurven für verschiedene Filterordnungen bis zu einer Streckenlänge von 140 km nahezu keinen Unterschied. Erst bei größeren Streckenlängen werden die Filter mit höherer Ordnung leistungsfähiger, wobei sich teilweise sogar eine geringere Reichweite als bei  $P_{in} = 3$  dBm ergibt. Für die Kompensation im stark-nichtlinearen Leistungsbereich sind diese Filter also nur bedingt geeignet. Dies lässt sich damit begründen, dass diese optischen Filter, aufgrund des quasi-analytischen Optimierungsprozesses, ausschließlich versuchen die Dispersion der Faser optimal zu kompensieren, und die Kompensation von SPM damit nicht unterstützen. Das benötigte OSNR für BTB kann durch

diese Filter auch nicht verbessert werden. Ein anderes Verhalten zeigen die optischen Filter, bei denen alle Koeffizienten einzeln optimiert wurden (OEQ). Diese zeigen auch im nichtlinearen Bereich die beste Leistungsfähigkeit, wobei sich selbst bei BTB ein geringeres benötigtes OSNR als ohne Entzerrer einstellt. Die Filterordnung scheint dabei jedoch nur einen geringen Einfluss zu haben und es wird abermals deutlich, dass bei der Optimierung dieser Filter ab einer bestimmten Ordnung nicht immer Konvergenz zu erzielen ist. Wird ein OSNR-Penalty von 2 dB toleriert, steigt die Übertragungsreichweite bei  $P_{in} = 12$  dBm im Vergleich zu  $P_{in} = 3$  dBm leicht an. Die optischen Entzerrer sind also auch für den Einsatz bei hohen Eingangsleistungen geeignet.

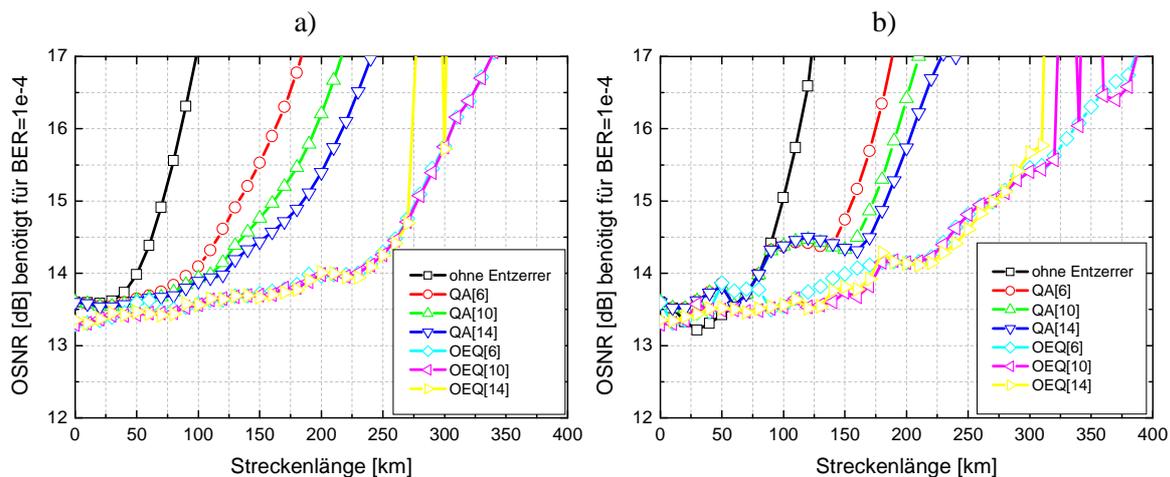


Abbildung 6.22: OSNR für optische Entzerrer bei NRZ-Modulation und  $P_{in} = 3$  dBm (a) bzw.  $P_{in} = 12$  dBm (b)

### 6.2.3 Verhalten bei Duobinärmodulation

Für die Untersuchungen zu Duobinärmodulation wurden ebenfalls die in 6.2.2 untersuchten Entzerrertypen aus Kapitel 6.1.2 verwendet, damit ein besserer Vergleich mit den Ergebnissen der NRZ-Modulation möglich ist. Die Simulationsergebnisse für elektronische Entzerrer sind in Abbildung 6.23 dargestellt. Zunächst fällt auf, dass bei Duobinärmodulation ohne Entzerrer das OSNR im BTB-Fall mit ca. 15 dB höher ist als bei NRZ. Allerdings sinkt das OSNR zunächst während der Signalausbreitung entlang der Strecke und steigt dann wieder an. Bei einem tolerierbaren OSNR-Penalty von 2 dB kann somit eine unkompensierte Übertragungsstrecke von ca. 230 km erreicht werden, was mehr als der dreifachen Streckenlänge bei NRZ-Übertragung entspricht. Die größere Dispersionstoleranz bei Duobinärmodulation ist auf die Vorkodierung zurückzuführen (siehe Kapitel 2.1.3). Allerdings ist ebenfalls zu erkennen, dass die Übertragungsreichweite mit größerer Eingangsleistung sinkt. Dieses Verhalten wurde auch schon in anderen Studien festgestellt, wobei die Grenze, ab der sich die Reichweite verringert, bei ca. 8 dBm Eingangsleistung gesehen wird [62].

Wie die Ergebnisse weiterhin zeigen bringt der Einsatz elektronischer Entzerrer bei Duobinärmodulation keine große Verbesserung. Zwar wird das benötigte OSNR für BTB stark gesenkt, die Übertragungsreichweite bei einem 2 dB OSNR-Penalty ist jedoch nur geringfügig größer als ohne Entzerrer. Im Gegensatz zu NRZ-Modulation zeigen die nichtlinearen Volterra-Entzerrer auch bei niedrigen Eingangsleistungen ( $P_{in} = 3$  dBm) eine bessere Kompensationsfähigkeit als die linearen FFE/DFE. Bei  $P_{in} = 12$  dBm ist der

Unterschied allgemein jedoch etwas geringer, der FFE[10,10] zeigt jedoch auch hier eine sehr gute Leistungsfähigkeit.

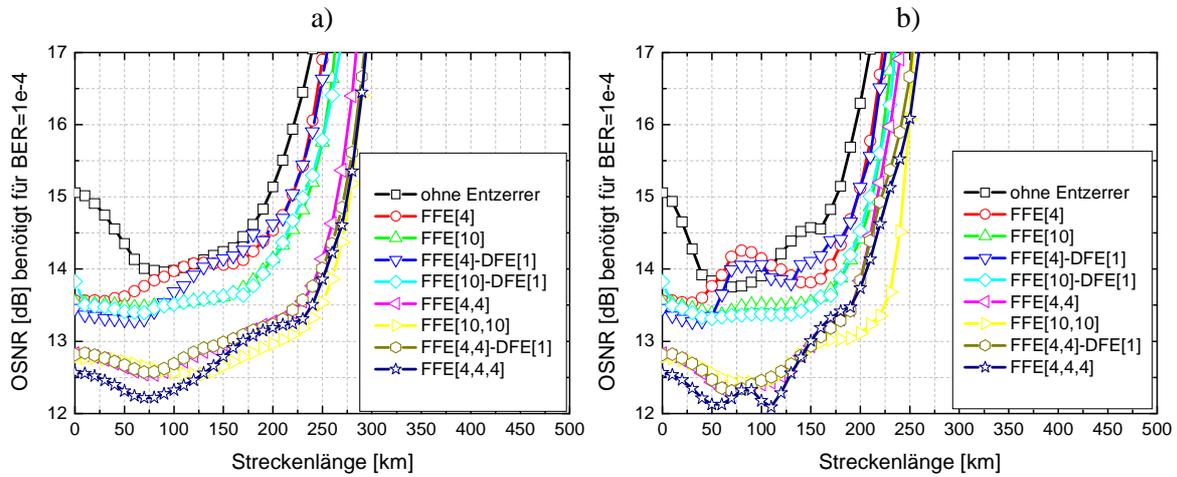


Abbildung 6.23: OSNR für elektronische Entzerrer bei Duobinärmodulation und  $P_{in} = 3$  dBm (a) bzw.  $P_{in} = 12$  dBm (b)

Bei der Untersuchung der optischen Entzerrer muss wiederum nach der Optimierungsmethode unterschieden werden. Die quasi-analytisch berechneten Filter (QA) zeigen erst ab einer Streckenlänge von 120 km eine Verbesserung (Abbildung 6.24). An diesem Punkt steigt das OSNR ohne Entzerrer an. Dies erscheint logisch, da sich die Dispersion auf den ersten km, aufgrund der Duobinär-Vorkodierung, nicht auswirkt und es für diese Filter nichts zu kompensieren gibt. Die Kompensation anderer Effekte ist mit diesen Filtern, wie schon erwähnt, nicht möglich. Bei Streckenlängen ab 250 km zeigen die mit der quasi-analytischen Methode berechneten Filter jedoch mit größerer Filterordnung eine größere Übertragungsreichweite, die, bezogen auf ein 2 dB OSNR-Penalty, zwischen 150 % und 200 % der Strecke ohne Entzerrer liegt.

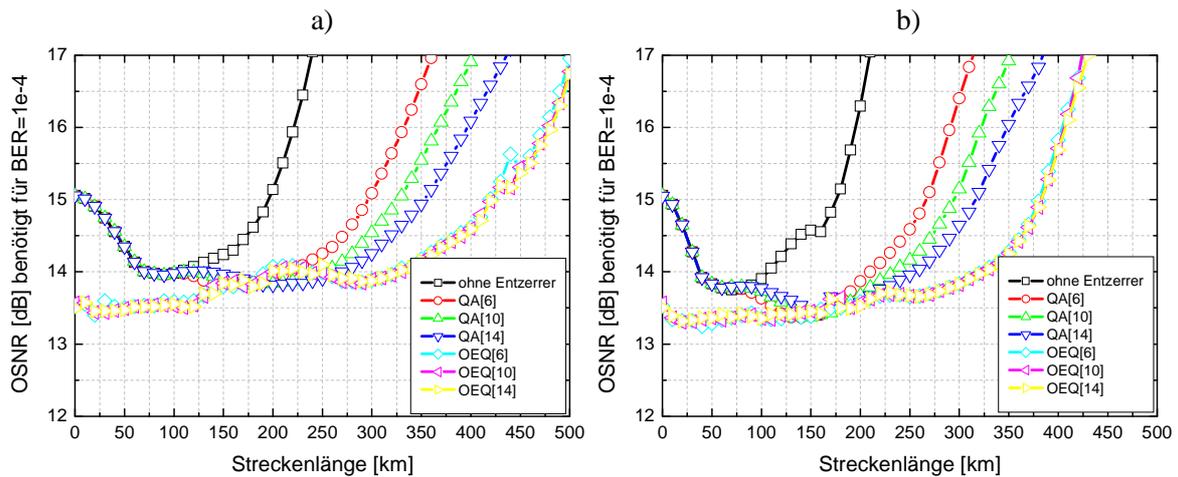


Abbildung 6.24: OSNR für optische Entzerrer bei Duobinärmodulation und  $P_{in} = 3$  dBm (a) bzw.  $P_{in} = 12$  dBm (b)

Werden alle Koeffizienten des optischen Filters einzeln optimiert (OEQ), so ist auch bei Duobinärmodulation eine Verbesserung im BTB-Fall möglich und das benötigte OSNR sinkt.

Die Übertragungslänge ist zwar immer noch höher als bei den quasi-analytisch berechneten Filtern, jedoch ist der Unterschied nicht mehr so groß wie bei NRZ-Modulation. Die Filterordnung hat jedoch abermals keine Auswirkungen auf die Leitungsfähigkeit.

### 6.2.4 Vergleich bei unterschiedlicher Sendeleistung

In diesem Abschnitt soll die Leistungsfähigkeit der Entzerrer bei unterschiedlicher Sendeleistung betrachtet werden. Dabei wird insbesondere untersucht, in welchem Leistungsbereich eine optimale Übertragung möglich ist und wie dieser durch den Einsatz von Entzerrern vergrößert werden kann. Darüber hinaus wird gezeigt welchen Vorteil nichtlineare Volterra-Entzerrer bei hoher Sendeleistung, d.h. im nichtlinearen Leistungsbereich haben. Dazu wurde in den Simulationen das OSNR-Penalty für verschiedene Fasereingangsleistungen bestimmt. Die Ergebnisse für ausgewählte elektronische Entzerrer sind in Abbildung 6.25 dargestellt. Betrachtet wird das OSNR-Penalty jeweils nach der Übertragung über 100 km und 140 km SSMF bei NRZ-Modulation.

Zunächst lässt sich feststellen, dass nach 100 km ohne Entzerrer bei 0 dBm Eingangsleistung ein OSNR-Penalty von ca. 3,8 dB auftritt. Dieses Penalty nimmt dann mit zunehmender Eingangsleistung ab und erreicht bei ca. 16 dBm das Minimum von ca. 0,2 dB. Bei dieser Eingangsleistung ist die optimale Übertragung möglich. Wird die Eingangsleistung weiter erhöht, so steigt das OSNR-Penalty stark an. Durch geeignete Wahl der Eingangsleistung lässt sich die unkompenzierte Übertragungreichweite also erhöhen. Dies ist auf die Wirkung von SPM zurückzuführen, die in der SSMF der Dispersion entgegen wirkt. Bei großen Eingangsleistungen muss damit für die optimale Übertragung nur eine geringere Dispersion kompensiert werden. Nachteilig wirkt sich aus, dass die optimale Übertragung erst bei sehr hohen Eingangsleistungen möglich ist. In kommerziellen Systemen wird in der Regel eine Sendeleistung von 8 dBm nicht überschritten, wobei sich in diesem Fall noch ein OSNR-Penalty von 2,6 dB ergibt. Die Begrenzung der Sendeleistung ist durch andere nichtlineare Effekte wie z. B. SBS oder auch Vierwellenmischung (in WDM-Systemen) begründet, die jedoch in den Simulationen vernachlässigt wurde.

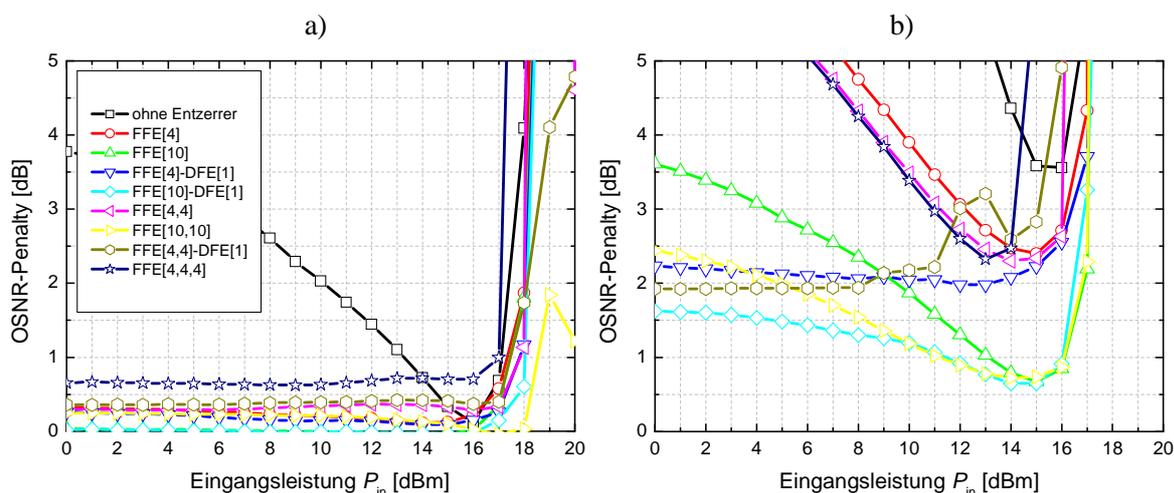


Abbildung 6.25: OSNR-Penalty für verschiedene Eingangsleistungen nach 100 km (a) sowie 140 km SSMF (b) für NRZ-Modulation mit elektronischen Entzerrern

Durch den Einsatz von elektronischen Entzerrern kann der Leistungsbereich der optimalen Übertragung vergrößert werden. Wie in Abbildung 6.25a gezeigt, wird für alle untersuchten

elektronischen Entzerrer im Leistungsbereich von 0 bis 16 dBm nach 100 km SSMF ein konstantes OSNR-Penalty erreicht. Die Größe des Penalty hängt von der Art des Entzerrers ab und liegt ca. zwischen 0 und 0,7 dB. Eine optimale Übertragung ist somit schon bei sehr niedrigen Sendeleistungen möglich. Eine niedrige Sendeleistung hat den Vorteil, dass andere, in dieser Arbeit nicht betrachtete, nichtlineare Effekte, wie z. B. SBS ebenfalls unterdrückt werden. Weiterhin kann ein Übertragungssystem mit zusätzlichen Entzerrern bei unterschiedlichen Sendeleistungen betrieben werden, ohne Einbußen bei der Übertragungsqualität hinnehmen zu müssen. Dies erlaubt unter Anderem einen vereinfachten Entwurf und die unkomplizierte Installation neuer Systeme. Bei sehr hohen Eingangsleistungen ( $> 17$  dBm) steigt das OSNR-Penalty jedoch auch mit Entzerrer stark an. Eine größere Leistungsfähigkeit der nichtlinearen Volterra-Entzerrer ist allerdings nicht zu erkennen. Im Fall des FFE[4,4,4] wird sogar ein höheres OSNR-Penalty als bei dem linearen FFE[4] erzeugt, was auf die komplizierte Optimierung der Volterra-Entzerrer zurückzuführen ist.

Die Ergebnisse nach 140 km SSMF in Abbildung 6.25b zeigen jedoch ein anderes Verhalten. Nach dieser Streckenlänge wird deutlich, dass die Übertragung ohne Entzerrer nur noch sehr schlecht möglich ist, da das OSNR-Penalty mindestens 3,5 dB beträgt und das auch nur bei einer Eingangsleistung zwischen 15 und 16 dBm. Mit einem FFE[4] kann das Penalty zwar gesenkt werden, beträgt jedoch immer noch mindestens 2,4 dB. Mit dem Volterra FFE[4,4] kann das minimale Penalty zusätzlich noch geringfügig verringert werden, allerdings steigt das Penalty bei schon bei 16 dBm stark an. Dieser Effekt ist bei dem FFE[4,4,4] noch stärker ausgeprägt, in diesem Fall steigt das Penalty schon bei 14 dBm. In Kombination mit dem DFE zeigen die Entzerrer besonders im niedrigen Leistungsbereich ein geringeres OSNR-Penalty. Ein Vorteil der Volterra-Entzerrer gegenüber dem linearen FFE ist zwar zu erkennen, dieser ist allerdings relativ gering und rechtfertigt daher den hohen Aufwand dieser Strukturen nicht, da mit einem DFE ebenfalls eine starke Verbesserung zu erzielen ist. Die Sprünge in der Kurve des FFE[4,4]-DFE[1] sind auf Optimierungsprobleme zurückzuführen. Nach 140 km SSMF ist auch die Übertragung mit elektronischen Entzerrern daher nur in einem bestimmten Leistungsbereich optimal. Die beste Leistungsfähigkeit zeigt der FFE[10]-DFE[1] und der FFE[10,10] bei einer Eingangsleistung von 15 dBm. Der zusätzliche DFE ist dabei jedoch weniger komplex als ein quadratisches Volterra-Teilsystem mit 10 Verzögerungselementen.

Werden die optischen Filter als Entzerrer benutzt, so ergeben sich die OSNR-Penalty in Abbildung 6.26. Mit der Optimierung aller Koeffizienten (OEQ) ist sowohl nach 100 als auch nach 140 km eine sehr gute Kompensation bis  $P_{in} = 17$  dBm möglich und das OSNR-Penalty liegt unter 0,6 dB. Bei höheren Leistungen steigt dieses jedoch wiederum stark an. Nach 140 km SSMF werden mit der quasi-analytischen Optimierung (QA) etwas höhere Penalty erreicht. Bei niedrigen Eingangsleistungen ist dieses abhängig von der Filterordnung, liegt aber unterhalb von 1,7 dB. Ab einer Eingangsleistung von 12 dBm ist das OSNR-Penalty jedoch unabhängig von der Filterordnung. In diesen Leistungsbereichen treten vermehrt Verzerrungen auf, die nicht durch die reine Dispersionskompensation, wie sie die quasi-analytischen Filter durchführen, entzerrt werden können. Da die Dispersion außerdem bei diesen Leistungen weniger stark auswirkt, kann für alle Filterordnungen die gleiche Dispersionskompensation erzielt werden. Im Vergleich mit den elektronischen Entzerrern zeigen die optischen Entzerrer (OEQ) auch in diesem Szenario eine größere Leistungsfähigkeit. Für den OEQ[14] kann sogar bis 19 dBm mit unter 0,5 dB OSNR-Penalty entzerrt werden.

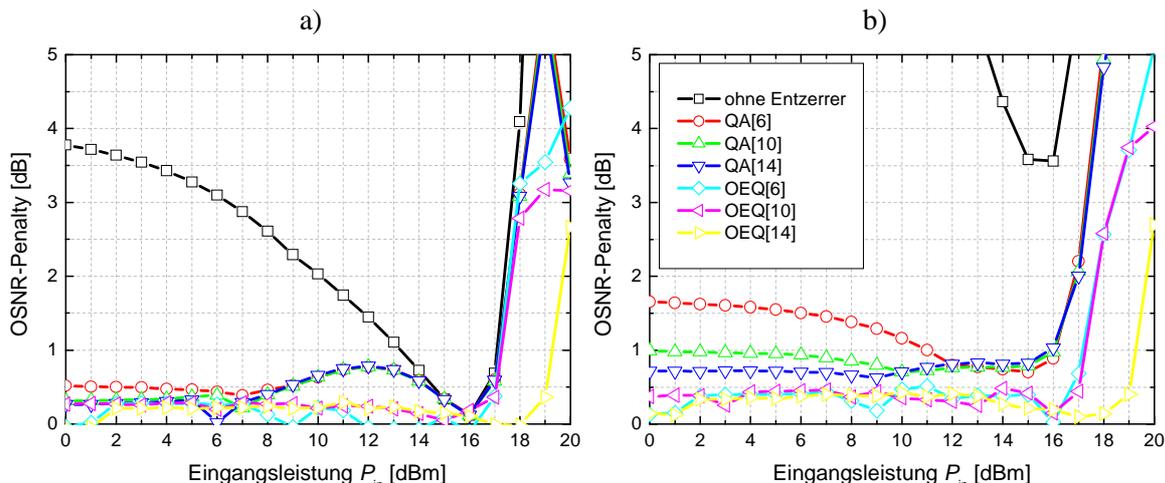


Abbildung 6.26: NRZ mit optischem Filter, verschiedene Eingangsleistungen nach 100 km (a) und 140 km SSMF (b)

Wie schon erwähnt, sinkt bei Duobinärmodulation die Performance mit zunehmender Eingangsleistung [62]. Dies wird auch in den Ergebnissen nach 220 km SSMF in Abbildung 6.27a deutlich, die optimale Übertragung wird hier bei 0 dBm erreicht. Auch mit Entzerrer zeigt sich dieses Verhalten, wobei jedoch das OSNR-Penalty weniger stark ansteigt. Bei der Interpretation der OSNR-Penalty muss jedoch beachtet werden, dass die Entzerrer das benötigte OSNR im BTB-Fall teilweise stark verringern. Es zeigt sich wieder deutlich, dass die nichtlinearen Volterra-Entzerrer im nichtlinearen Leistungsbereich bei Duobinärmodulation einen Vorteil gegenüber den linearen FFE/DFE haben und das OSNR-Penalty senken. Ein FFE[10,10] bringt sogar eine ziemlich starke Verbesserung und das OSNR-Penalty liegt selbst bei 13 dBm Eingangsleistung unter 1 dB.

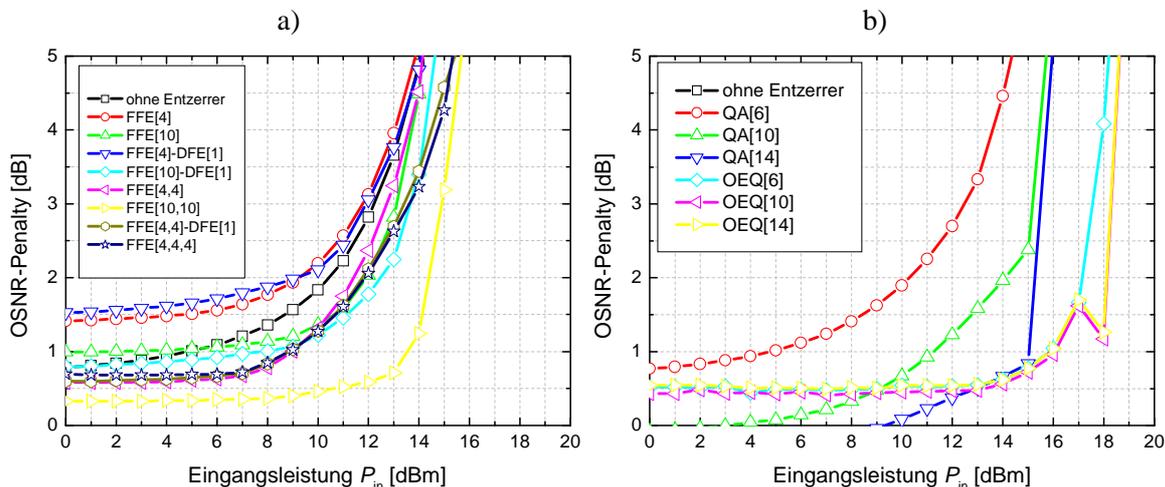


Abbildung 6.27: Duobinärmodulation für unterschiedliche Eingangsleistungen mit elektronischen Entzerrern nach 220 km (a) und mit optischen Entzerrern nach 330 km (b)

Noch weiter lässt sich der Übertragungsbereich durch die optischen Entzerrer vergrößern. Mit der Optimierung aller Koeffizienten ist ein noch größerer Leistungsbereich für die Übertragung nutzbar. Selbst nach 330 km SSMF wird von 0 dBm bis 16 dBm ein OSNR-

Penalty von unter 1 dB erreicht. Nach dieser Streckenlänge ist das OSNR-Penalty ohne Entzerrer viel zu hoch ( $>10$  dB) und daher im Diagramm nicht dargestellt. Die Filterordnung hat erneut kaum Einfluss auf die Leistungsfähigkeit. Jedoch hat die Filterordnung bei den quasi-analytisch berechneten Filtern einen großen Einfluss, denn mit größer werdendem  $N$  sinkt das Penalty. Nachteilig ist jedoch, dass die Filter, die mit der quasi-analytischen Methode optimiert wurden im BTB-Fall keine Verbesserungen bringen.



---

## 7 Entzerrung in dispersionskompensierten Übertragungssystemen

Im optischen Weitverkehrsnetz werden häufig Streckenlängen von über 1000 km erreicht. In optisch transparenten Netzen bedeutet dies, dass es entlang der Strecke keine optisch-elektrisch-optische (OEO) Wandlung gibt und das Signal nur in der optischen Ebene durch das Netz geführt wird. Der Vorteil optisch transparenter Verbindungen ist die Transparenz bezüglich des Modulationsformats und der Bitrate, sowie einer kostengünstigeren Datenübertragung, da aufgrund der eingesparten OEO-Wandlung weniger Sender und Empfänger verwendet werden müssen. Die entstehenden Signalverzerrungen, durch Dispersion und nichtlineare Effekte, sowie das Rauschen in den Faserverstärkern akkumulieren sich jedoch entlang der Strecke und erreichen dadurch sehr große Werte. Eine Möglichkeit zur Dispersionskompensation ist der Einsatz von verteilten DCF-Modulen, die jeweils die Dispersion eines SSMF-Abschnitts von z. B. 80 km Länge kompensieren. Zum Entwurf solcher optisch transparenten Strecken gibt es verschiedene Ansätze. Einer davon ist, die Dispersionskompensation eines jeden Abschnitts hinsichtlich der BER der Gesamtstrecke zu optimieren. Dies erfordert jedoch einen sehr großen Installationsaufwand. Eine andere Möglichkeit ist das Konzept der Normsektionen [49], wobei jeder SSMF-Abschnitt eine konstante Länge, sowie eine konstante Dispersionskompensation aufweist. Da die Faserabschnitte im realen Netz jedoch von den Abständen der Verstärkerstationen abhängen und damit nicht gleichlang sind, führt auch das Konzept der Normsektionen zu einem nicht vernachlässigbaren Installationsaufwand, da zusätzliche Faserstücke eingefügt werden müssen, ohne, dass sich die Streckenlänge erhöht [63].

In dem Szenario der Normsektionen ist der Einsatz von empfängerseitigen Entzerrern sehr interessant. Die Kompensationsfähigkeit der Entzerrer alleine wird zwar, wie aus den Untersuchungen dieser Arbeit hervorgeht, für die Dispersionskompensation einer 1000 km langen Faserstrecke nicht ausreichend sein. Allerdings gibt es durch die Kombination der Entzerrer mit den schon vorhandenen verteilten DCF-Modulen die Möglichkeit, das Gesamtsystem zu verbessern und die Systemtoleranz zu erhöhen. In diesem Zusammenhang werden in diesem Kapitel zwei weitere Szenarien betrachtet. Zunächst wird untersucht, in wie weit die Entzerrer eine Fehlkompensation der auf der Strecke verteilten DCF-Module ausgleichen können. Das ist besonders interessant, da sich dadurch der Aufwand bei der Installation optisch transparenter Übertragungsstrecken enorm verringern kann. Im zweiten Teil sollen die Entzerrer zur Kompensation von Restdispersion in DCF-kompensierten Systemen verwendet werden. Dies ist vor allem bei 40 GBit/s Datenrate und darüber hinaus von Interesse, da diese Systeme eine geringere Dispersionstoleranz aufweisen (siehe Kapitel 6.1) und die zeitlich schwankende Restdispersion schon eine gravierende Auswirkung auf die BER haben kann. Beide Szenarien werden durch numerische Simulationen untersucht. Der Vorteil der Entzerrer ist dabei, dass sie andere, während der Übertragung auftretende Effekte zusätzlich kompensieren können, wozu die DCF-Module nicht im Stande sind.

### 7.1 Ausgleich einer DCF-Fehlanpassung

Der Einsatz von adaptiven Entzerrern im Empfänger kann die Dispersionskompensation mittels DCF-Modulen entlang der Strecke deutlich vereinfachen. Dabei wird von einem Streckendesign ausgegangen, welches nur eine grobe Dispersionskompensation entlang der Übertragungsstrecke aufweist, da die verwendeten DCF-Module nur eine bestimmte Granularität besitzen. Je grober die DCF-Granularität, desto größer wird die durchschnittliche

DCF-Fehlanpassung und damit die Restdispersion der Gesamtstrecke sein. Eine nach der Übertragung auftretende Restdispersion kann jedoch nahezu vollständig ausgeglichen werden, solange diese die Kompensationsfähigkeit des empfängerseitigen Entzerrers nicht überschreitet. Mit diesem Ansatz kann somit der Entwurf und die Installation der DCF-Kompensation vereinfacht werden [64]. Dieser Sachverhalt soll in diesem Abschnitt untersucht werden.

### 7.1.1 Ansatz für Streckendesign

Bei diesem Designkonzept bestehen die Übertragungsstrecken aus mehreren SSMF-Abschnitten, wobei die Dispersion jeweils durch zwei DCF-Module kompensiert wird, die vor und nach der SSMF angeordnet sind (Abbildung 7.2). Dies entspricht dem Hybrid-Schema aus [49]. Die Länge der SSMF pro Abschnitt ist dabei allerdings variabel und durch den Abstand der Verstärkerstationen vorgegeben. Die DCF-Module, die idealerweise jeweils die Hälfte der Dispersion eines SSMF-Abschnitts kompensieren sollten, sind jedoch in ihrer Länge nur grob an die SSMF angepasst und im Sonderfall DCF-80 sogar fest. Dies führt im Allgemeinen dazu, dass die Dispersion eines Streckenabschnitts, und damit auch die der Gesamtstrecke, nicht vollständig kompensiert ist. Genau betrachtet bilden jeweils zwei der auf der Strecke verteilten DCF-Module, mit Ausnahme des ersten und letzten Moduls, ein Paar. Dieses ist jeweils zwischen zwei Verstärkern angeordnet, womit die Anordnung wiederum der „Sandwich“-Konfiguration entspricht (siehe Kapitel 5.1).

Im Sender wurde ein einzelner 10 GBit/s Kanal mit NRZ-Modulation generiert. Im Empfänger hatte das optische BPF, ein Besselfilter vierter Ordnung, eine 3 dB Bandbreite von  $4 \cdot R_{\text{Bit}}$  (40 GHz), das elektrische Tiefpassfilter, ein Gaußfilter vierter Ordnung, eine 3 dB Bandbreite von  $0,7 \cdot R_{\text{Bit}}$  (7 GHz). Die Parameter der SSMF und DCF sind in Tabelle 6.1 gegeben. Die Eingangsleistung der SSMF betrug 3 dBm, die der DCF -3 dBm. Nach der Übertragung über z. B. 800 km oder 1600 km SSMF ergeben sich am Empfänger deutliche Signalverzerrungen aufgrund der Dispersion und nichtlinearen Effekten. Diese Verzerrungen sollen mit einem Entzerrer am Empfänger kompensiert werden. Die Restdispersion kann auch mit einer empfängerseitigen DCF kompensiert werden, allerdings ist das ein statischer Ansatz, währenddessen der adaptive Entzerrer ohne weitere Einstellungen für verschiedene Streckenkonfigurationen verwendet werden kann.

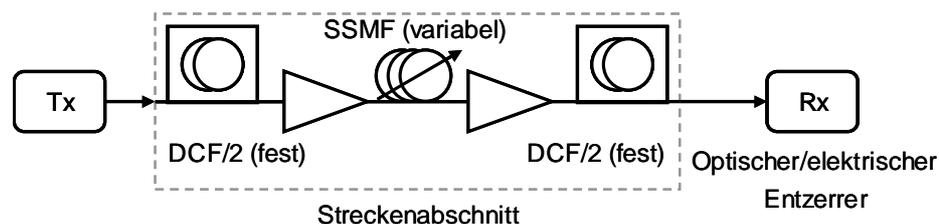


Abbildung 7.1: Ansatz für Streckendesign und untersuchtes System

Um die variablen Verstärkerabstände realistisch nachzubilden, wurde ein Gaußscher Zufallsprozess mit einem Mittelwert von 80 km und einer Varianz von 20 % auf die Länge der SSMF angewendet. Die obere und untere Grenze wurde zu 50 km bzw. 110 km festgelegt, um unrealistische Abstände zu vermeiden. Eine typische Verteilung der Verstärkerabstände einer Übertragungsstrecke von 1600 km ist in Abbildung 7.2 dargestellt. In den Simulationen wurden jeweils 500 verschiedene Realisierungen einer Übertragungsstrecke berechnet, die jeweils unterschiedliche und zufällig gewählte Verstärkerabstände besitzen. Durch diese hohe

Anzahl an Streckenrealisierungen wird sichergestellt, dass alle möglichen Streckenkonfigurationen in die Untersuchung einfließen, obgleich nur einige wenige von ihnen wirklich im realen Glasfasernetz existieren dürften.

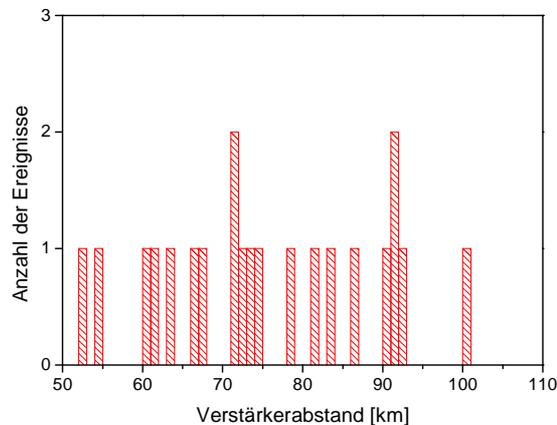


Abbildung 7.2: Typische Verteilung der Verstärkerabstände im verwendeten Model

Um das Streckendesign möglichst einfach zu halten und den Aufwand der Dispersionskompensation so gering wie möglich, werden nur DCF-Module mit bestimmter Granularität verwendet. Zur Verfügung stehen nur DCF-80, DCF-20 und DCF-5 Module, die jeweils die Dispersion von 80 km, 20 km bzw. 5 km SSMF kompensieren können. In der Umsetzung wird dann nur die benötigte Anzahl der DCF-Module pro Streckenabschnitt berechnet. Dies führt zwar zu einem reduzierten Aufwand der Dispersionskompensation, allerdings auch zu einer größeren Restdispersion für diesen Streckenabschnitt. Im Sonderfall DCF-80 wird allerdings immer eine DCF pro Abschnitt verwendet, was zu einer sehr großen Restdispersion im jeweiligen Abschnitt führen sollte. Die Restdispersion am Ende der gesamten Übertragungstrecke kann im besten Fall jedoch verschwindend gering sein, falls sich positive und negative Restdispersion der einzelnen Streckenabschnitte aufheben. Zur Auswertung dieses Designkonzepts werden die OSNR-Penalty bei BER = 1e-4 nach 800 km und 1600 km SSMF ausgewertet. Dabei wurden wieder verschiedene Entzerrertypen ausgewählt, untersucht und verglichen.

### 7.1.2 Einfluss der DCF-Granularität

Aus Sicht des Netzbetreibers sollte die DCF-Granularität so grob wie möglich sein, um die Anzahl der verschiedenen DCF-Module im Netz und in der Logistik so gering wie möglich zu halten. Dies führt zu einer einfacheren Installation neuer Übertragungstrecken, allerdings können sich dadurch auch größere Werte für die Restdispersion ergeben. Das OSNR-Penalty nach einem bestimmten Streckenabschnitt hängt von der Genauigkeit der Dispersionskompensation in diesem Abschnitt sowie aller vorhergehenden Abschnitte ab. Weiterhin spielt die Interaktion der Dispersion und SPM entlang aller Abschnitte eine wichtige Rolle. Es ist daher möglich, dass sich das OSNR-Penalty von einem Abschnitt zum nächsten verbessert, aber im Allgemeinen wird die Leistungsfähigkeit des Systems nach 1600 km jedoch deutlich schlechter sein als nach 800 km. In Abbildung 7.3 ist der Verlauf des OSNR-Penalty entlang der Strecke dargestellt. Das Penalty schwankt teilweise stark von Abschnitt zu Abschnitt, steigt aber zum Ende der Strecke hin an. Mit zusätzlichem FFE[10] werden die Schwankungen deutlich unterdrückt, wobei das Penalty auch bei größer

werdender Faserstrecke ansteigt, jedoch am Empfänger ein kleineres durchschnittliches Penalty als ohne Entzerrer zeigt.

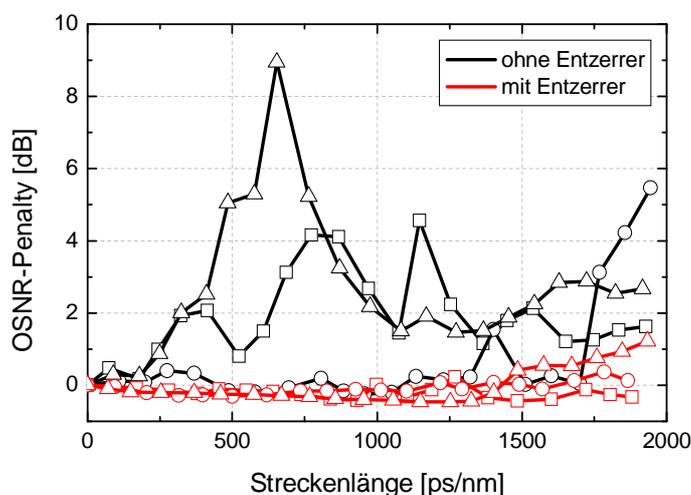


Abbildung 7.3: Entwicklung des OSNR-Penalty entlang der Strecke mit und ohne FFE[10] bei DCF-20

Am Empfänger ist zu erwarten, dass das durchschnittliche OSNR-Penalty mit feiner werdender DCF-Granularität sinkt, da die durchschnittliche Restdispersion geringer ist. Die Ergebnisse in Abbildung 7.4 und Abbildung 7.5 bestätigen diese Annahme. Das kleinste Penalty wird mit einer DCF-5 Granularität erzielt, eine DCF-80 Granularität erzielt die höchsten durchschnittlichen sowie absoluten Penalty. Dies gilt sowohl für NRZ- als auch für DB-Modulation. Für NRZ-Modulation und Übertragungslängen bis 800 km liegen die OSNR-Penalty für DCF-5 Granularität deutlich unter 2 dB. In diesem Fall können alle Streckenrealisierungen ohne vollständig angepasste Dispersionskompensation betrieben werden. Auch für DCF-20 können bis auf wenige Ausnahmen 2 dB Penalty erreicht werden. Mit DCF-80 Granularität wird nur eine sehr grobe Dispersionskompensation erreicht, allerdings zeigen die Ergebnisse in Abbildung 7.4, dass auch in diesem Fall die Mehrheit der Streckenrealisierungen ein OSNR-Penalty von unter 2 dB erzeugt. Nach 1600 km sind die Ergebnisse ähnlich, die Penalty jedoch deutlich größer. Während für DCF-5 Granularität noch alle Penalty unter 2 dB liegen, wird diese Grenze für die anderen beiden Granularitäten in vielen Fällen überschritten. Duobinärmodulation zeigt auch in diesem Szenario seine größere Dispersionstoleranz. Die OSNR-Penalty sind im Vergleich zu NRZ-Modulation in allen Fällen geringer und es ist keine zusätzliche Entzerrung notwendig. Allerdings ist das allgemeine Verhalten gleich geblieben, nur mit DCF-5 lassen sich Penalty unter 2 dB garantieren. Auffallend ist auch, dass sich bei Duobinärmodulation erst bei 1600 km Streckenlänge negative OSNR-Penalty einstellen. Die für negative Penalty notwendige Restdispersion ist bei Duobinärmodulation relativ groß und sammelt somit erst nach einer längeren Strecke an.

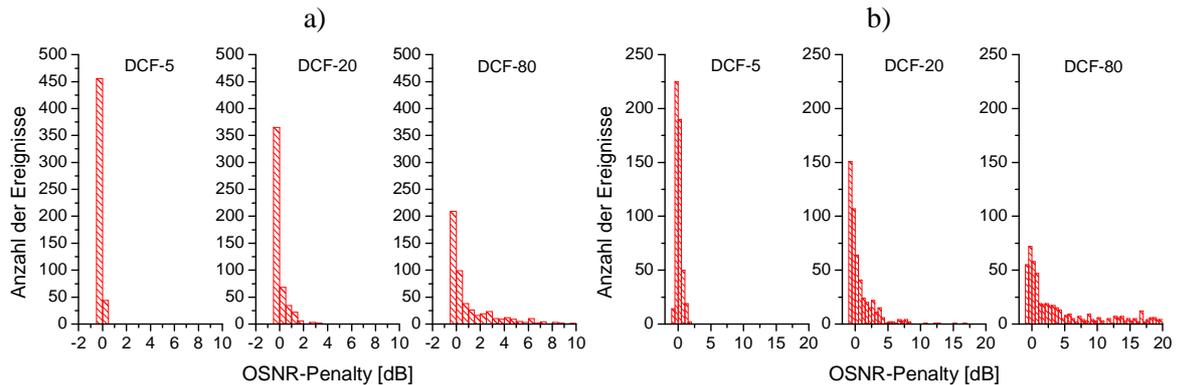


Abbildung 7.4: OSNR-Penalty für NRZ-Modulation nach 800 km (a) und 1600 km (b)

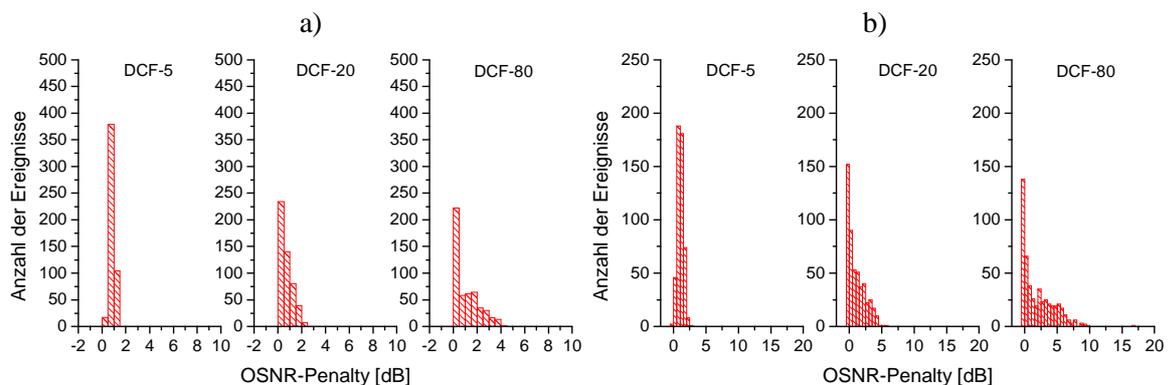


Abbildung 7.5: OSNR-Penalty für DB-Modulation nach 800 km (a) und 1600 km (b)

### 7.1.3 Einfluss der Entzerrer

Bei Verwendung der groben Dispersionskompensation kann das OSNR-Penalty entlang der Strecke je nach Fehlkompensation bis zum jeweiligen Abschnitt stark schwanken. Das bedeutet zwar zunächst, dass das Penalty mit größer werdender Streckenlänge auch sinken kann. Auf der anderen Seite gilt, falls das Penalty nach 800 km oder 1600 km ausreichend ist, muss das nicht für die Streckenabschnitte dazwischen gelten. Wird jedoch ein zusätzlicher Entzerrer verwendet, z. B. ein FFE[10], dann zeigt der Verlauf des OSNR-Penalty keine großen Sprünge sondern steigt mit zunehmender Streckenlänge langsam an (Abbildung 7.3). Außerdem sind die Kurven für die verschiedenen Streckenkonfigurationen konzentrierter zusammen. Dies lässt darauf schließen, dass wenn das System nach einer bestimmten Streckenlänge ein 2 dB OSNR-Penalty unterschreitet, es das auch nach allen vorherigen Streckenabschnitten tun wird. Die Aussagen nach 800 bzw. 1600 km sind daher zuverlässiger als ohne Entzerrer. Als Besonderheit müssen die Entzerrer in diesem Szenario sowohl positive als auch negative Restdispersion kompensieren, wobei bei negativer Restdispersion ein größeres OSNR-Penalty auftritt. Dieses Verhalten ist in Abbildung 7.6 dargestellt. Zur Kompensation negativer Restdispersion sind die verwendeten Entzerrer jedoch auch alle einsetzbar.

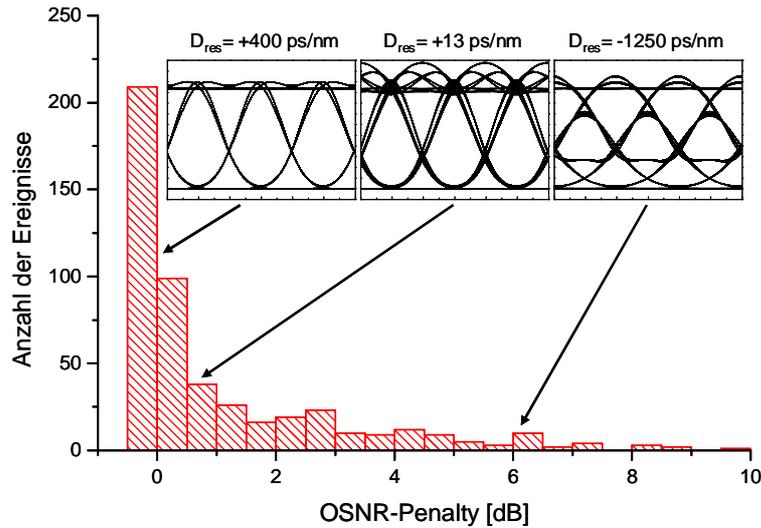


Abbildung 7.6: Vergleich der Augendiagramme und Restdispersion durch OSNR-Penalty Verteilung für NRZ-Modulation nach 1600 km

Zur weiteren Untersuchung wird nur noch nach den Ziellängen von 800 km bzw. 1600 km ein zusätzlicher Entzerrer in den Empfänger integriert und das OSNR-Penalty nach dieser Länge ausgewertet. Wie in Abbildung 7.7 gezeigt, wurden die Auswertungen für verschiedene FFE durchgeführt. Für die Konfiguration mit FFE[6] und FFE[10] kann bis 800 km Streckenlänge sowohl mit DCF-20 als auch mit DCF-80 Granularität eine vollständige Entzerrung der Restdispersion erzielt werden. Mit einem FFE[2] werden jedoch bei DCF-80 Granularität schon in einigen wenigen Fällen OSNR-Penalty größer als 2 dB erreicht. Mit einem FFE[6] und DCF-80 kann die Leistungsfähigkeit einer DCF-5 Konfiguration ohne Entzerrer erreicht werden. Eine Erhöhung der Filterordnung über  $N = 6$  hinaus bringt nur einen geringen Vorteil. Diese Aussage stimmt mit den Ergebnissen in Kapitel 6.1.2 überein. Selbst im Fall nach einer Streckenlänge von 1600 km ergibt sich für eine höhere FFE Ordnungen nur bei DCF-80 eine geringe Verbesserung. Für solch lange Strecken sind für DCF-20 Granularität durch die Entzerrer noch OSNR-Penalty von überwiegend unter 2 dB erzielbar. Für DCF-80 Granularität ergeben sich jedoch auch mit Entzerrer in vielen Fälle deutlich höhere OSNR-Penalty. Die linearen FFE sind für diesen Fall also nicht ausreichend in ihrer Kompensationsfähigkeit.

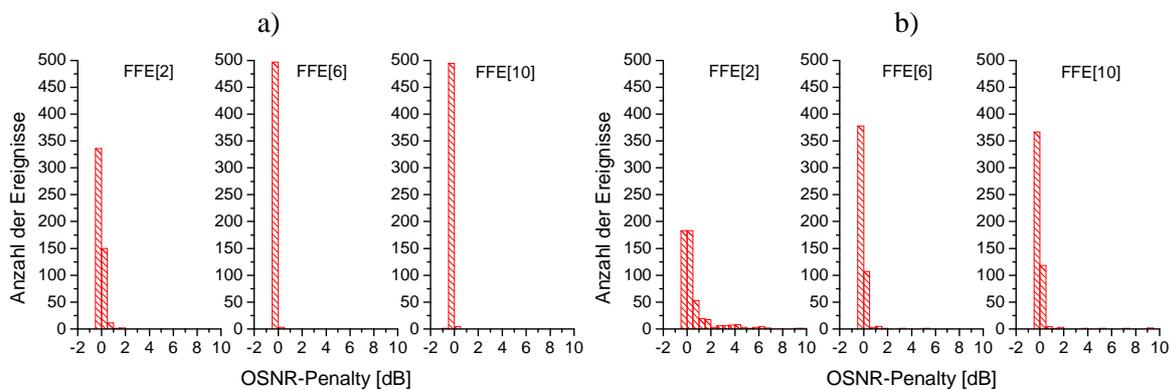


Abbildung 7.7: OSNR-Penalty Verteilung für NRZ-Modulation mit verschiedenen elektronischen Entzerrern und DCF-20 (a) und DCF-80 (b); jeweils nach 800 km SSMF

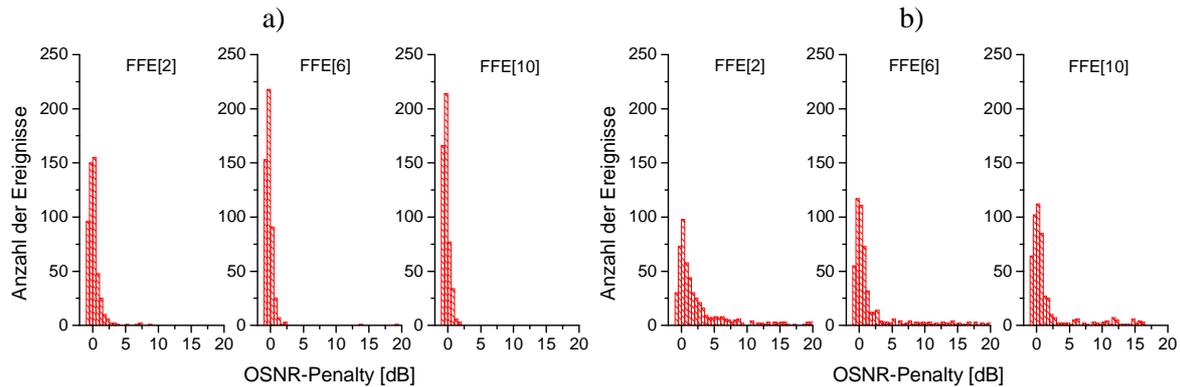


Abbildung 7.8: OSNR-Penalty Verteilung für NRZ-Modulation mit verschiedenen elektronischen Entzerrern und DCF-20 (a) und DCF-80 (b); jeweils nach 1600 km SSMF

Für sehr lange Strecken von 1600 km sind daher nichtlineare Entzerrer interessant. Mit diesen lassen sich bei DCF-80 Granularität bessere Ergebnisse als mit linearen FFE erzielen. Wie in Abbildung 7.9 gezeigt, treten nur noch selten OSNR-Penalty über 2 dB auf. Dabei lassen sich genauso gute Ergebnisse wie ohne Entzerrer mit DCF-20 erreichen.

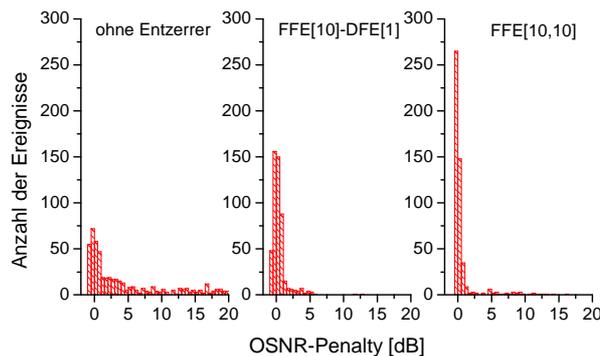


Abbildung 7.9: OSNR-Penalty Verteilung für NRZ-Modulation mit verschiedenen nichtlinearen elektronischen Entzerrern und DCF-80 nach 1600 km SSMF

Auch in diesem Szenario zeigt sich also, dass die linearen FFE in ihrer Leistungsfähigkeit begrenzt sind und durch die Erweiterung mit nichtlinearen Elementen deutlich bessere Ergebnisse erzielbar sind.

## 7.2 Entzerrung von Restdispersion

Bei einer Datenrate von 40 GBit/s gibt es aufgrund der geringen Dispersionstoleranz schon bei geringen Änderungen der Restdispersion signifikante Störungen der Übertragung. Als Ursache für eine schwankende Restdispersion treten neben der Fehlkomensation in WDM-Systemen vor allem Temperaturschwankungen auf. Wie in [65], [66] gezeigt führen die jahreszeitlich schwankenden Bodentemperaturen zu nicht vernachlässigbaren Dispersionsschwankungen. Diese Schwankungen sind jedoch erst ab einer Datenrate von 40 GBit/s von Bedeutung und für 10 GBit/s vernachlässigbar [67]. Aufgrund der variablen Restdispersion sind Entzerrer in diesem Szenario besonders interessant. Die Aufgabe der Entzerrer ist dabei eine positive oder auch negative Restdispersion zu entzerren. Als Bonus ist damit auch die zusätzliche PMD und SPM Kompensation möglich.

### 7.2.1 Untersuchtes System

Den Aufbau des untersuchten Systems zeigt Abbildung 7.10. Die Übertragungsstrecke besteht aus mehreren SSMF-Abschnitten, wobei die Dispersion jeweils durch zwei DCF-Module kompensiert wird, die vor und nach der SSMF angeordnet sind. Die Länge der SSMF pro Abschnitt ist dabei auf 80 km fest eingestellt. Die DCF-Module kompensieren bei vollständiger Kompensation jeweils die Hälfte der Dispersion eines SSMF-Abschnitts. Um die Auswirkungen der Temperaturschwankungen und der Fehlkompensation unterschiedlicher WDM-Kanäle nachzubilden wird jedoch im Modell eine Fehlkompensation pro DCF-Modul angenommen. Dies führt im Vergleich zu einer variablen Restdispersion nur im letzten Abschnitt zu genaueren Ergebnissen. Die Dispersion eines Streckenabschnitts, und damit auch die der Gesamtstrecke, ist daher im Allgemeinen nicht vollständig kompensiert. Nach der Übertragung über eine längere Faserstrecke ergeben sich dann am Empfänger deutliche Signalverzerrungen aufgrund der Dispersion und nichtlinearen Effekten. Diese Verzerrungen sollen mit einem Entzerrer am Empfänger kompensiert werden.

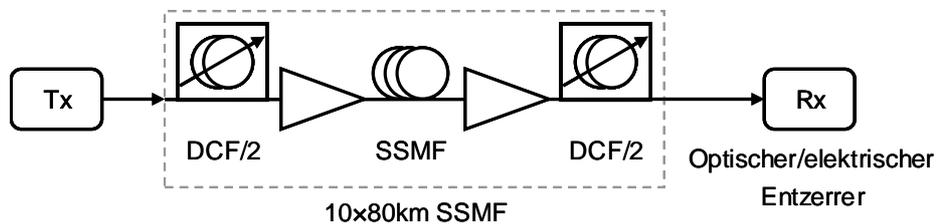


Abbildung 7.10: Untersuchtes System mit verteilten variablen DCF-Modulen

Zur Auswertung dieses Designkonzepts werden die OSNR-Penalty bei  $BER = 1e-4$  nach 800 km SSMF ausgewertet. Dabei wurden wieder verschiedene Entzerrertypen ausgewählt, untersucht und verglichen. Im Sender wurde ein einzelner 40 GBit/s Kanal mit NRZ- bzw. DB-Modulation generiert. Im Empfänger hatte das optische BPF, ein Besselfilter vierter Ordnung, eine 3 dB Bandbreite von  $4 \cdot R_{Bit}$  (160 GHz), das elektrische Tiefpassfilter, ein Gaußfilter vierter Ordnung, eine 3 dB Bandbreite von  $0,7 \cdot R_{Bit}$  (28 GHz). Für einen Vergleich wurden die Parameter der Entzerrer wurden zu  $T = T_{Bit}/2$  festgelegt, die quasi-analytisch optimierten optischen Filter hatten zusätzlich ein RBWU von 50%. Die Parameter der SSMF und DCF sind in Tabelle 6.1 gegeben. Die Eingangsleistung der SSMF lag bei 0 dBm und die der DCF bei -3 dBm, so dass nur sehr geringe nichtlineare Effekte auftreten. Aufgrund der langen Streckenlänge wirken diese dennoch auf die Signalqualität ein.

### 7.2.2 Verhalten bei NRZ-Modulation

Für NRZ-Modulation liegt das Minimum des OSNR-Penalty, wie in Abbildung 7.11 dargestellt, ohne Kompensation bei ca. 50 ps/nm und damit wie erwartet bei einer positiven Restdispersion. Ursache hierfür ist der Einfluss der SPM [49] der die Dispersion teilweise kompensiert. Auch mit Entzerrer liegt das Minimum des OSNR-Penalty in diesem Dispersionsbereich, wird jedoch um ca. 1 dB verringert. Auch der Bereich, in dem ein gewisses OSNR-Penalty von beispielsweise 3 dB unterschritten wird vergrößert sich. Dabei vergrößert sich der Bereich zum einen mit der Erhöhung der Filterordnung als auch mit Hinzunahme eines zusätzlichen DFE. Nichtlineare FFE auf Basis von Volterra-Strukturen zeigen in diesem Szenario wieder eine bessere Entzerrung als lineare FFE. Bei vier Verzögerungsgliedern (FFE[4], FFE[4,4], etc.) ist diese Verbesserung nur geringfügig, im Fall des FFE[10,10] jedoch sehr deutlich ausgeprägt. Damit kann ein Bereich von ca.

200 ps/nm Restdispersion mit einem OSNR-Penalty von unter 2 dB entzerrt werden. Bei positiver Restdispersion ist die Entzerrung jedoch deutlich einfacher als bei negativer Restdispersion.

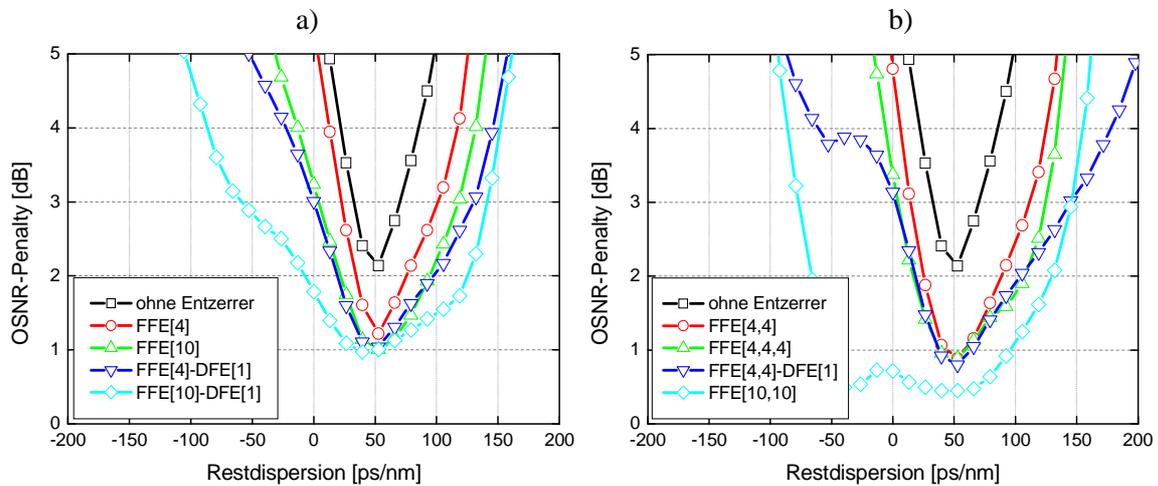


Abbildung 7.11: OSNR-Penalty in Abhängigkeit der Restdispersion für verschiedene elektronische Entzerrer

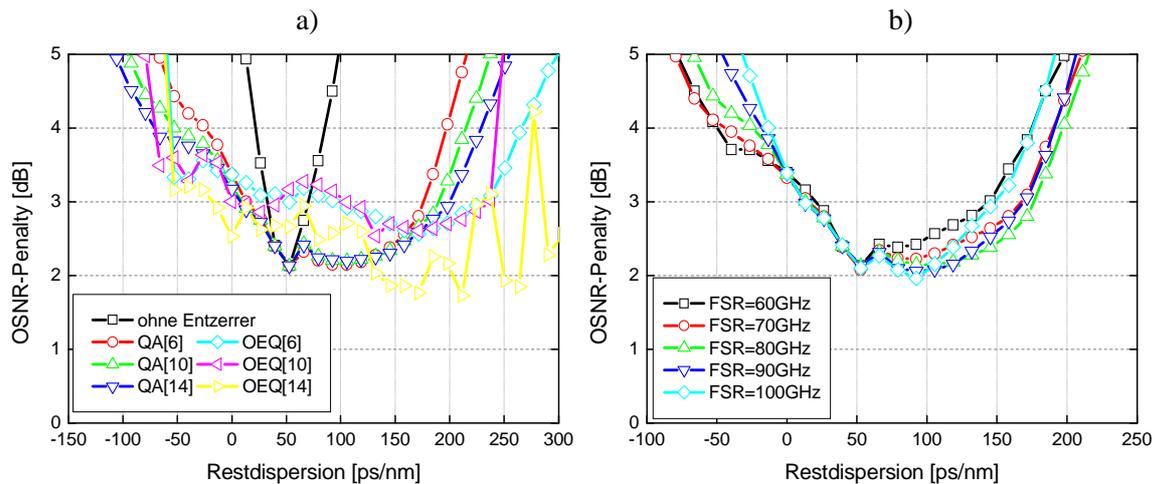


Abbildung 7.12: Vergleich optischer Entzerrer (a) und quasi-analytische Methode mit verschiedenen FSR (b)

Das Verhalten der optischen Entzerrer zeigt Abbildung 7.12a. Die Kompensation mit der quasi-analytischen Methode ist genauso zuverlässig wie im linearen Fall. Die Kurven zeigen mit zunehmender Restdispersion einen leichten Anstieg, wobei mit höherer Filterordnung ein größerer Dispersionsbereich kompensiert werden kann. Das Minimum des OSNR-Penalty kann jedoch nicht weiter gesenkt werden. Auch der Einfluss des FSR zeigt sich deutlich in Abbildung 7.12b. Allerdings ist im Gegensatz zur linearen Übertragung kein optimaler FSR zu erkennen. Für negative Restdispersion scheint ein kleiner FSR (60 GHz) optimal zu sein. Für positive Restdispersion gibt es jedoch keinen optimalen FSR, hier ist aber ein FSR zwischen 80 und 100 GHz zu empfehlen. Mit optischen Entzerrer (OEQ) ist in diesem Szenario nur eine sehr unzuverlässige Entzerrung möglich. Das OSNR-Penalty schwankt stark und ist teilweise sogar 1 dB größer als ohne Entzerrer. Hier zeigt sich erneut die

Schwierigkeit bei der Optimierung dieser Strukturen. Bezogen auf ein OSNR-Penalty von 3 dB kann mit geeigneten optischen Entzerrern (z. B. QA[10]) ein größerer Dispersionsbereich als mit entsprechenden elektronischen Entzerrern (FFE[10]) entzerrt werden. Das Minimum des OSNR-Penalty ist dafür jedoch deutlich größer.

### 7.2.3 Verhalten bei Duobinärmodulation

Für Duobinärmodulation ergeben sich ähnliche Ergebnisse wie für NRZ-Modulation und das Minimum des OSNR-Penalty ohne Entzerrer liegt bei positiver Restdispersion (Abbildung 7.13). Wie für DB-Modulation schon im linearen Fall gezeigt, sinkt das OSNR-Penalty dabei vom Restdispersionswert von 0 ps aus zu größeren Dispersionswerten hin ab. Der FFE[10,10] zeigt dabei wieder die beste Leistungsfähigkeit aller elektronischen Entzerrer.

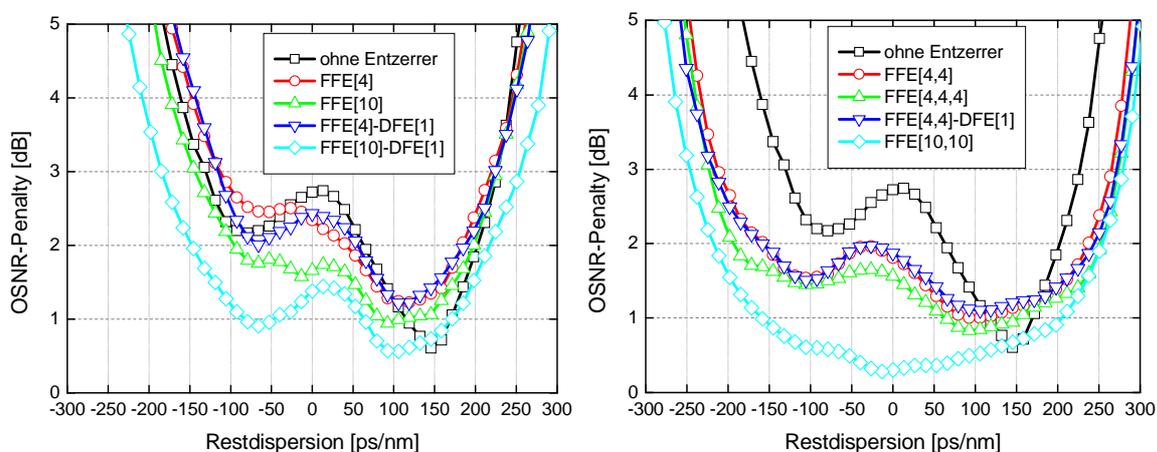


Abbildung 7.13: OSNR-Penalty über Restdispersion für klassische (a) und Volterra-Entzerrer (b)

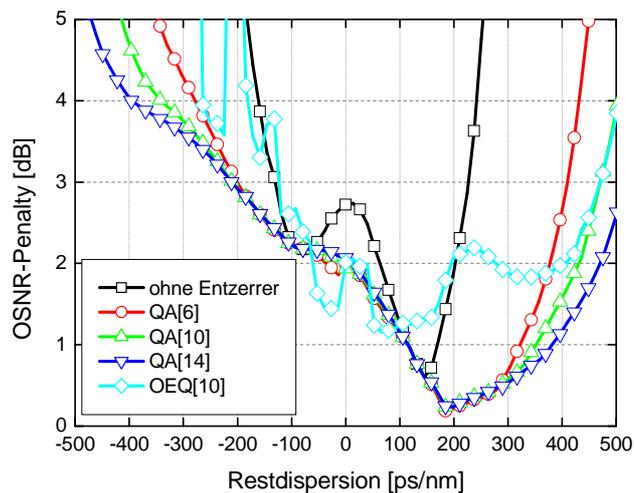


Abbildung 7.14: OSNR-Penalty über Restdispersion für ausgewählte optische Filter

Die optischen Entzerrer zeigen das von NRZ-Modulation bekannte Verhalten (Abbildung 7.14). Mit der quasi-analytischen Methode ist eine zuverlässige Entzerrung möglich, die mit zunehmender Filterordnung besser wird. Im Fall des OEQ treten wiederum starke Schwankungen im OSNR-Penalty auf, wobei zum Teil größere Werte als ohne Entzerrung erreicht werden.

---

## 8 Gleichzeitige Entzerrung mehrerer Fasereffekte

Die schon in Kapitel 2.2.7 erwähnte PMD stellt besonders bei hohen Datenraten ( $>40$  GBit/s) eine Grenze für die Übertragung dar (siehe auch Kapitel 2.2.7). Kommerzielle Systeme im Weitverkehrsnetz mit 10 GBit/s Datenrate, die ca. Mitte der 90er Jahre installiert worden sind, nutzen meist Übertragungsfasern mit relativ geringen PMD-Werten ( $< 0,13$  ps/km<sup>-1/2</sup>) [68], [69], sodass eine PMD-Kompensation bei diesen Datenraten noch nicht notwendig ist. In einigen Metro- und Regionalnetzen mit Streckenlängen bis 300 km ist die Situation jedoch etwas kritischer, da hier zum Teil noch ältere Fasern mit hohen PMD-Werten genutzt werden, die Mitte der 80er Jahre verlegt wurden. Für die ursprünglich vorgesehenen Datenraten von bis zu 2,5 GBit/s waren diese Fasern vollkommen ausreichend, für ein Upgrade bestehender Netze auf höhere Datenraten, von zunächst bis zu 10 GBit/s, sind jedoch für eine fehlerfreie Übertragung Maßnahmen zur PMD-Kompensation notwendig. Wichtig für die Netzbetreiber ist, dass dabei an der Faserinfrastruktur so wenig wie möglich verändert wird, und stattdessen nur die Sende- und Empfangstechnik ausgetauscht werden soll. Eine Möglichkeit zur PMD-Kompensation sind MLSE-Entzerrer, die für Datenraten von 10 GBit/s schon kommerziell eingesetzt werden [45], [46]. In verlegten Fasern treten jedoch im Allgemeinen mehrere Verzerrungen gleichzeitig auf. Gegenüber FFE/DFE Entzerrern wird das Signal im MLSE rein digital entzerrt. Da der MLSE als digitaler Entzerrer somit unabhängig von der Art der Verzerrung arbeitet, ist es mit diesem jedoch möglich, chromatische Dispersion und PMD gleichzeitig zu entzerren. Dies ermöglicht damit die Übertragung von Signalen mit 10 GBit/s Datenrate über ältere verlegte Fasern und damit z. B. einen aufwandsarmen Upgrade bestehender Übertragungsstrecken. In diesem Kapitel soll die Leistungsfähigkeit des MLSE-Entzerrers bei unkompensierter Übertragung theoretisch in Simulationen und praktisch in Feldversuchen untersucht werden. Insbesondere stehen dabei der Vergleich unterschiedlicher MLSE-Implementierungen, sowie die Kompensation von chromatischer Dispersion bei gleichzeitigem Einwirken von PMD im Fokus.

### 8.1 Simulation der Entzerrung durch MLSE-Entzerrer

Zunächst soll in numerischen Systemsimulationen die prinzipielle Leistungsfähigkeit des MLSE-Entzerrers in optischen Übertragungssystemen untersucht werden. Aus diesem Grund wurde eine lineare Glasfaser verwendet, sodass nichtlineare Effekte keinen Einfluss auf die Entzerrung haben. PMD wurde in der Simulation ebenfalls nicht berücksichtigt. Als Ursache für die ISI ist somit nur chromatische Dispersion verantwortlich. Zur Untersuchung des MLSE wurde ein System mit einer Datenrate von 10 GBit/s, wie in Abbildung 8.1 gezeigt, in der Simulationsumgebung implementiert und simuliert. Die Bandbreite des optischen BPF (ein vierfaches Gaußfilter) im Empfänger betrug 40 GHz, die des elektrischen Tiefpassfilters (ein Besselfilter vierter Ordnung) 7 GHz. Um die Auswirkungen eines senderseitigen Chirps zu untersuchen, wurde ein gechirpter Modulator mit einem negativen Chirp-Faktort von  $\alpha_{\text{MZM}} = -0,33$  verwendet. Die simulierten MLSE-Empfänger nutzen einen Viterbi-Algorithmus, der vier (4-states MLSE) bzw. 16 (16-states MLSE) Trelliszustände berücksichtigt. Da binäre NRZ-Modulation verwendet wurde, konnten somit zwei bzw. vier benachbarte Bits entzerrt werden. Der 16-states MLSE sollte deswegen theoretisch mehr ISI (bzw. chromatische Dispersion) entzerren können. Zum Vergleich wurde noch ein Empfänger ohne Entzerrer (engl.: hard decision – HD) simuliert. Da aufgrund der digitalen Berechnung des entzerrten Signals im MLSE die Q-Faktor Methode nicht anwendbar ist, erfolgte die Simulation nach der Monte-Carlo Methode durch genaues Zählen der Bitfehler. Eine weitere

Verbesserung der Genauigkeit der Simulation konnte außerdem durch die Optimierung der Entscheidungsschwelle erreicht werden. Zur Verkürzung der Rechenzeit wurde das benötigte OSNR für eine BER = 1e-3 bestimmt. Diese grundsätzlichen Unterschiede erklären die, bezogen auf die Ergebnisse in Kapitel 6.1, abweichenden benötigten OSNR Werten.

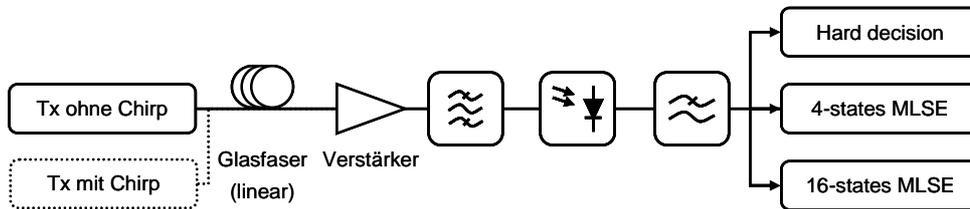


Abbildung 8.1: Untersuchtes System mit MLSE-Entzerrer und optionalem Tx-Chirp

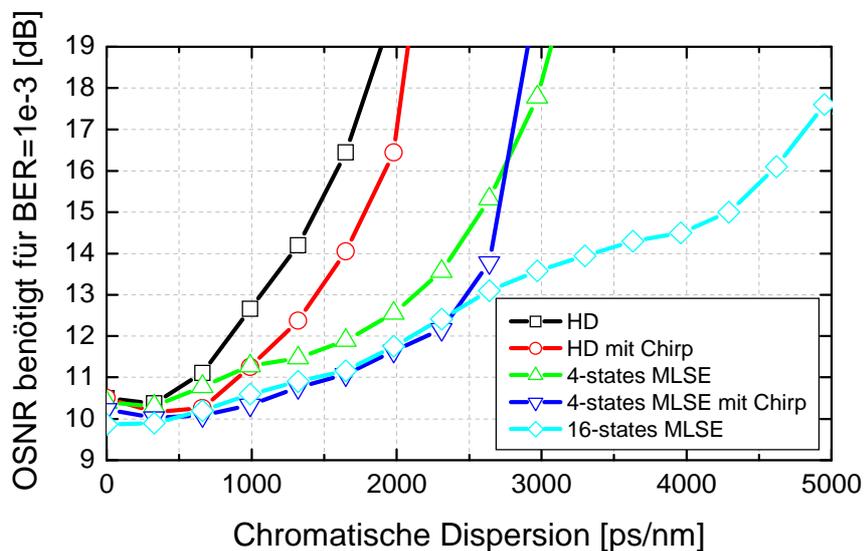


Abbildung 8.2: Simulationsergebnisse für hard-decision und verschiedene MLSE-Entzerrer

In den Simulationsergebnissen in Abbildung 8.2 kann man gut erkennen, dass der 16-states MLSE gegenüber dem 4-states MLSE die chromatische Dispersion besser entzerren kann, da dieser durchgängig ein geringeres OSNR für BER = 1e-3 benötigt. Dies wird insbesondere im Bereich ab 3000 ps/nm deutlich, wo das OSNR für den 4-states MLSE stark ansteigt. Die Ergebnisse zeigen weiterhin ein 2 dB OSNR-Penalty von 950 ps/nm für den HD-Empfänger und 1900 ps/nm für den 4-states MLSE-Entzerrer, was einer Verdopplung der Reichweite entspricht. Die Ergebnisse der Simulationen stimmen damit sehr gut mit experimentellen Messergebnissen überein [73]. Für den 16-states MLSE ergibt sich ein 2 dB OSNR-Penalty von 2070 ps/nm, was nur einer geringen Erhöhung von ca. 10% gegenüber dem 4-states MLSE entspricht. Wird jedoch ein höheres OSNR-Penalty von beispielsweise 5 dB toleriert, so ergeben sich Dispersionswerte von 1500 ps/nm (HD), 2640 ps/nm (4-states MLSE) und 4240 ps/nm (16-states MLSE). In diesem Fall wird die bessere Kompensationsfähigkeit des 16-states MLSE gegenüber dem 4-states MLSE sehr deutlich. Auch im Vergleich mit einem FFE[10] zeigt der 16-states MLSE eine bessere Leistungsfähigkeit und erreicht beispielsweise nach 2310 ps/nm Dispersion (140 km SSMF) ein um 1,1 dB niedrigeres OSNR-Penalty (3,6 dB zu 2,5 dB, siehe auch Abbildung 6.25).

Bei Verwendung eines gechirpten Modulators werden durchgängig niedrigere OSNR benötigt, als ohne Chirp. Mit Chirp beträgt die Übertragungreichweite bei einem tolerierbaren OSNR-Penalty von 2 dB für den HD-Empfänger 1350 ps/nm und für den 4-states MLSE 2320 ps/nm. Dies entspricht einer moderaten Erhöhung gegenüber der Übertragung mit dem ungechirpten Modulator. Werden 5 dB OSNR-Penalty für den 4-states MLSE-Entzerrer toleriert, so liegt die mit dem chirpfreien Modulator kompensierbare Dispersion mit 2720 ps/nm jedoch nur geringfügig über dem Wert, der mit einem ungechirpten Modulator erzielt wird (2640 ps/nm). Ein gechirpter Modulator wird zusammen mit dem 4-states MLSE auch in der Praxis hauptsächlich nur dann verwendet, wenn das benötigte OSNR bei moderaten Verzerrungen verringert werden soll. Für eine Erhöhung der Übertragungreichweite ist der 16-states MLSE vorzuziehen.

## 8.2 Experimentelle Untersuchung von MLSE-Entzerrern im Feldversuch

MLSE-Entzerrer sind für die hohen Datenraten in der optischen Übertragungstechnik nur sehr aufwendig zu realisieren. Frühe Experimente untersuchten die Leistungsfähigkeit des MLSE mit Hilfe eines digitalen Speicheroszilloskops und nachfolgender Datenverarbeitung an einem Computer [70]. Diese Experimente betrachteten jedoch nicht den technologischen Aufwand einer Echtzeitimplementierung des Viterbi-Algorithmus für 10 GBit/s Datenraten. Erst in [45] wurde eine physikalische Realisierung eines MLSE-Entzerrers mit einem 4-states Viterbi Decoder für diese Datenrate gezeigt. Erste Experimente konzentrierten sich auf die Untersuchung der allgemeinen Leistungsfähigkeit bezüglich der Kompensation von chromatischer Dispersion in Systemen mit NRZ-Modulation. Daraufhin wurde der MLSE auch für Duobinärmodulation untersucht [71]. Der MLSE-Entzerrer wurde außerdem in Experimenten zur Kompensation von PMD erster Ordnung (DGD) benutzt [72]. Kurze Zeit später wurde die gleichzeitige Kompensation von chromatischer Dispersion und PMD untersucht. Zunächst wurden Laborexperimente unter Benutzung von Faserspulen und DGD-Emulatoren durchgeführt [73], später folgten Feldversuche über vergrabene Fasern wobei echte PMD, auch höherer Ordnung, kompensiert werden musste [74]. In einem Versuch, die Leistungsfähigkeit des 4-states MLSE weiter zu erhöhen, wurde dieser mit einem gechirpten Modulator untersucht [75]. Der bis heute komplexeste für 10 GBit/s Signale realisierte MLSE-Entzerrer benutzt einen 16-states Viterbi Decoder und wurde in [46] vorgestellt. Dieser zeigte in Laborexperimenten eine deutliche Verbesserung gegenüber dem 4-states MLSE.

Um die Leistungsfähigkeit eines realen elektronischen MLSE-Entzerrers experimentell zu untersuchen, wurden mehrere Feldversuche im verlegten Glasfasernetz durchgeführt. Ziel war es dabei, alle auf der Faserstrecke entstandenen Verzerrungen allein durch den MLSE-Entzerrer zu kompensieren und auf andere Arten der Kompensation zu verzichten. Das bedeutet, dass keine optische Kompensation in Form von DCF-Modulen oder PMD-Kompensatoren auf der Strecke eingesetzt wurde (unkompensierte Übertragung). Für die Feldversuche standen ein 4-states sowie ein 16-states MLSE zur Verfügung [103]. Da es sich dabei um Entzerrer für binäre Amplitudenmodulation handelt, konnten wiederum zwei bzw. vier benachbarte Bits entzerrt werden. Neben der Anzahl der Trelliszustände sind bei unkompensierter Übertragung außerdem eine gute und robuste Taktrückgewinnung sowie schnelle A/D-Wandler wichtig. Die weiteren Parameter der Entzerrer, wie z. B. die Auflösung des analog/digital-Wandlers oder  $i_{\max}$  sind für eine optimale Leistungsfähigkeit weitestgehend fest eingestellt. Da es sich bei den MLSE-Entzerrern um kommerziell entwickelte Prototypen

handelte sind jedoch genauere Spezifikationen nicht zur Veröffentlichung verfügbar. Nur die Empfangswellenlänge und die Datenrate bzw. der FEC-Overhead waren während der Messungen einstellbar.

Der Schwerpunkt der Feldversuche lag daher auf der Untersuchung der optimal konfigurierten MLSE-Entzerrer in verschiedenen Szenarien und bei unterschiedlichen Streckenlängen. Dafür stand eine umfangreiche Testumgebung im verlegten Glasfasernetz der Deutschen Telekom AG zur Verfügung. Die Ergebnisse der einzelnen Feldversuche zur PMD-Kompensation lassen sich nicht unmittelbar vergleichen, da jeweils abweichende experimentelle Aufbauten verwendet wurden und die DGD zwischen den Messzeitpunkten variierte. Für die Kompensation von CD ist ein Vergleich zwischen 4-states und 16-states MLSE jedoch hinreichend gut möglich und die Vorhersagen aus den Simulationen und Laborversuchen lassen sich durch die Ergebnisse aus den Feldversuchen überprüfen.

### 8.2.1 Aufbau der MLSE-Entzerrer

Das Blockdiagramm der in den Experimenten verwendeten Empfänger mit MLSE-Entzerrer ist in Abbildung 8.3 dargestellt [80], [104]. Wie in optischen Empfängern üblich wird das optische Signal zunächst durch ein optisches Frontend (OF) bestehend aus Photodiode und elektrischem Filter in ein elektrisches Signal umgewandelt. Zur Verbesserung der Leistungsfähigkeit und zur Verringerung der Energieaufnahme sowie der Chipgröße besteht der Chipsatz aus zwei Teilen. Ein BiCMOS-Chip beinhaltet einen high-speed ADC und ein separater CMOS-Chip wird für die digitale Signalverarbeitung verwendet.

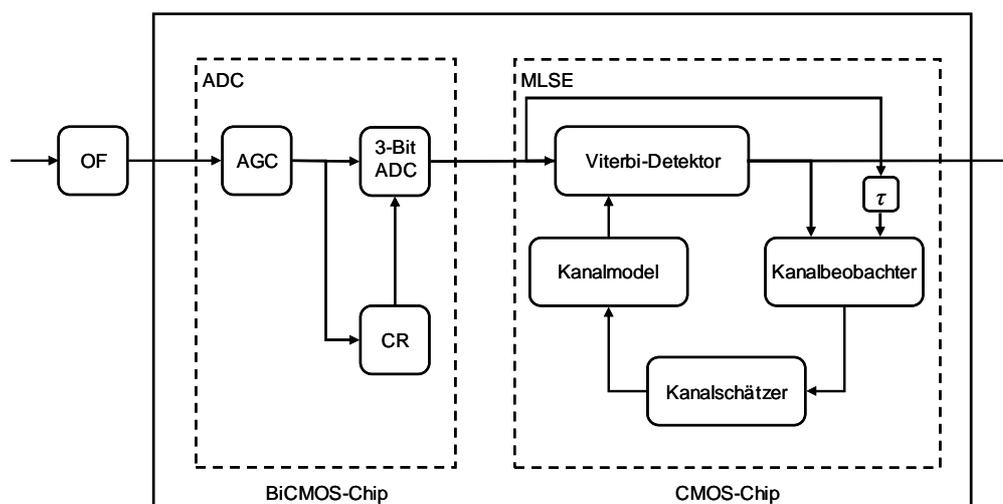


Abbildung 8.3: Blockdiagramm des verwendeten Empfängers mit MLSE-Entzerrer

Das ADC-Modul besteht aus einem AGC (engl.: automatic gain controller) [81], einer integrierten Taktrückgewinnung und einem ADC mit einer Auflösung von 3 Bit. Weiterhin wird ein Demultiplexer verwendet, um die Datenrate für die folgende Signalverarbeitung zu reduzieren, welcher jedoch nicht in der Abbildung dargestellt ist. Der 3-Bit ADC quantisiert das empfangene Signal mit einer zweifachen Überabtastung [45]. Das digitalisierte Signal wird dann im CMOS-Chip weiterverarbeitet. Dieser besteht aus einem 4-states bzw. 16-states Viterbi-Detektor und einem adaptiven Kanalschätzer. Der nicht-parametrische Kanalschätzer (auch als "Histogram-Methode" bekannt) verwendet einen entscheidungsgerichteten Kanalbeobachter um die Metriken für den Viterbi-Detektor zu erzeugen [82]. Der MLSE

startet als blinder Entzerrer ohne jegliche Voreinstellungen, d.h. es werden keine Trainingssequenzen vom Sender benötigt.

### 8.2.2 Labor und Streckenaufbau

Für die Feldversuche wurden Sender und Empfänger entsprechend Abbildung 8.4 im Labor aufgebaut. Im optischen BERT wird ein optisches Signal mit 10,7 GBit/s Datenrate inklusive FEC-Overhead und einer PRBS der Länge  $2^{31}-1$  erzeugt. Dieses wird im eigentlichen Tx durch einen externen MZM nochmals aufbereitet, um die Signalqualität zu verbessern und gegebenenfalls den Modulatorchirp einzustellen. Als Modulationsformat wurde ein ungechirptes NRZ-Format bzw. ein gechirptes NRZ-Format verwendet. Die Sendewellenlänge lag im C-Band bei ca. 1550 nm. Ein EDFA wurde als Boosterverstärker zusammen mit einem variablen optischen Dämpfungsglied dazu verwendet, die Sendeleistung in die Faserstrecke einzustellen. Weiterhin wurde in einigen Messungen ein optionaler Polarisations-Scrambler bzw. ein Polarisationssteller verwendet, um verschiedene SOP des Eingangssignals in die Faserstrecke einzuspeisen und deren Auswirkungen zu untersuchen. Dies war speziell für die Messung der PMD-Toleranz notwendig.

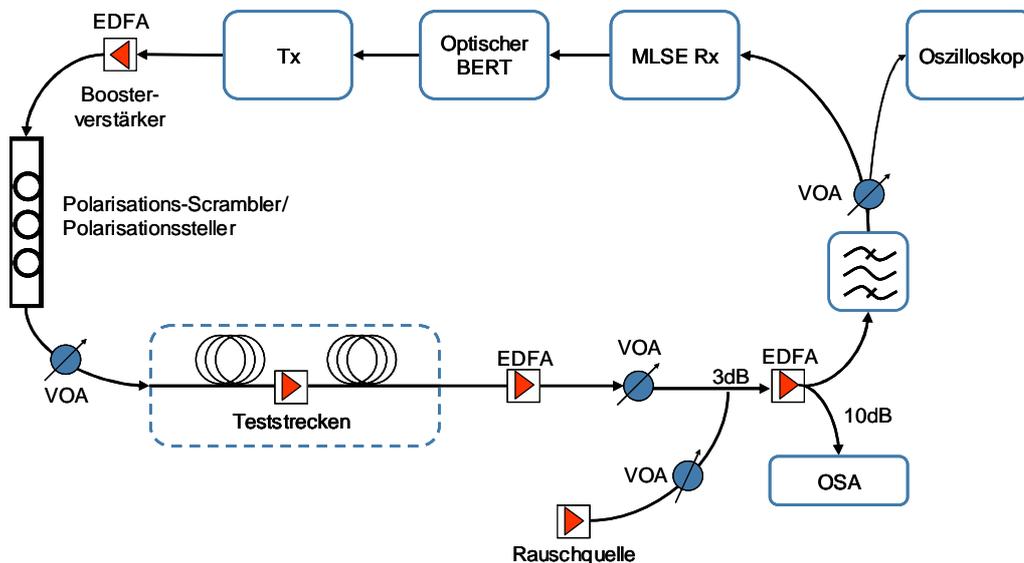


Abbildung 8.4: Laboraufbau mit MLSE-Entzerrer und den verwendeten Messinstrumenten

Nachdem das Signal die Teststrecke und einen weiteren Verstärker durchlaufen hatte, wurde über eine Rauschquelle und einen 3 dB-Koppler ASE-Rauschen zum Signal hinzugefügt. Damit konnte das OSNR vor dem Empfänger eingestellt werden. Das Gesamtsignal wurde dann nochmals verstärkt und ein kleiner Anteil davon über einen 10 dB-Koppler einem optischen Spektrumanalysator (engl.: optical spectrum analyser, OSA) zugeführt um das Signalspektrum betrachten und das OSNR bestimmen zu können. Die Auflösung des OSA betrug 0,1 nm. Der Hauptteil des Signals wurde jedoch mit einem optischen Bandpassfilter mit einer 3 dB-Bandbreite von 1,0 nm (ca. 125 GHz) für den 4-states bzw. 0,25 nm (ca. 31 GHz) für den 16-states MLSE gefiltert und dann in den Empfänger mit MLSE-Entzerrer geführt. Der schmalbandige BPF verbessert die Leistungsfähigkeit des 16-states MLSE geringfügig. Es standen leider aufgrund der großen Zeitspanne ( $> 1$  Jahr) zwischen den Versuchen keine identischen Filter zur Verfügung. Die optische Eingangsleistung in den Empfänger betrug -15 dBm (4-states) bzw. -19 dBm (16-states). Das detektierte Signal wurde

nach der Entzerrung durch den MLSE erneut in ein optisches Signal gewandelt und dann dem optischen BERT zugeführt und ausgewertet. Der zeitliche Verlauf des Signals vor dem Empfänger konnte separat auch mit einem Oszilloskop betrachtet werden.

Die Fasern der eigentlichen Teststrecken befanden sich zwischen zwei Verstärkerstationen (Station 1 und Station 2). Bei den verwendeten Fasern handelt es sich um Einmodenfasern mit unterschiedlichen Parametern für chromatische Dispersion, PMD und Dämpfung, wie in Tabelle 8.1 gezeigt. Um das Labor mit der Testumgebung zu verbinden wurden 6,9 km lange NZDSF verwendet, die nur sehr geringe Werte für chromatische Dispersion und PMD aufweisen, sodass diese für die Messungen insgesamt vernachlässigbar waren. Die Übertragungstrecken bestanden somit nur aus Übertragungsfasern und Faserverstärkern, es wurde keine optische Dispersions- oder PMD-Kompensation entlang der Strecke eingesetzt.

Tabelle 8.1: Durchschnittliche Parameter der verwendeten Faserntypen

	Länge [km]	CD [ps/nm/km]	PMD [ps/km <sup>1/2</sup> ]	$\alpha$ [dB]
NZDSF	6,9	4,3	<0,1	0,2
SSMF (hohe PMD)	18,1	16,4	15,3	0,35
SSMF (geringe PMD)	18,1	17,2	0,6	0,34

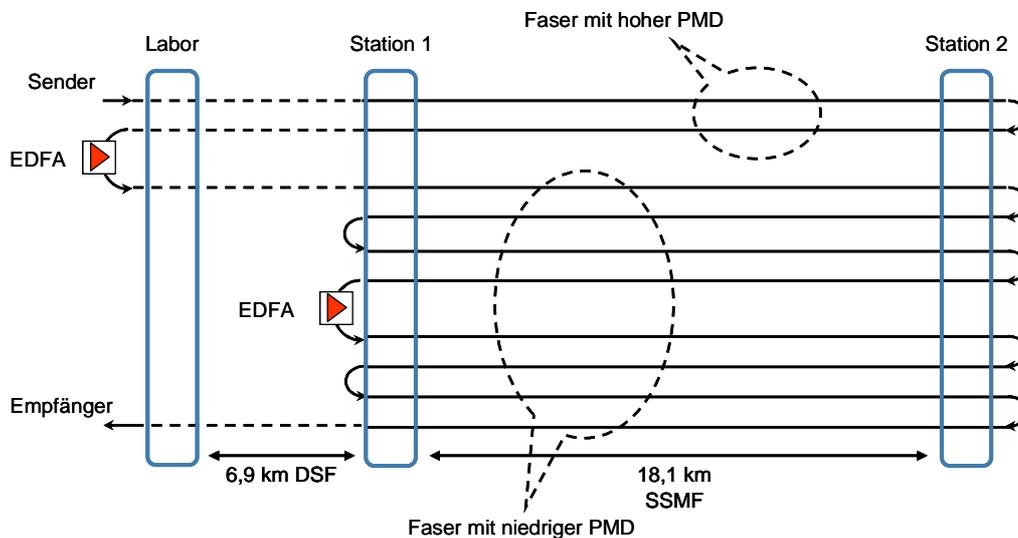


Abbildung 8.5: Prinzipieller Aufbau einer Teststrecke mit ca. 3200 ps/nm Dispersion und ca. 92 ps PMD

In Abbildung 8.5 ist ein typischer verwendeter Streckenaufbau dargestellt. Durch Kombination verschiedener Fasern mit und ohne PMD (entsprechend Tabelle 8.1) können unterschiedliche Streckenkonfigurationen aufgebaut werden. Die chromatische Dispersion der Gesamtstrecke konnte damit in Schritten von ca. 640 ps/nm auf Werte zwischen ca. 640 ps/nm und ca. 4480 ps/nm eingestellt werden. Weiterhin konnten die Faserstrecken jeweils entweder mit nur sehr geringer PMD (ca. 7 ps) oder mit einer sehr hohen PMD (ca.

92 ps) aufgebaut werden. Die gezeigte Strecke in Abbildung 8.5 hat beispielsweise eine chromatische Dispersion von insgesamt ca. 3200 ps/nm und einen PMD-Wert von ca. 92 ps. Für die Untersuchung der PMD-Toleranz des Entzerrers wurden für bestimmte Messungen Teststrecken mit hoher PMD aufgebaut. Die Ergebnisse der DGD und SOPMD Messungen einer dieser Teststrecken mit hoher PMD über der Wellenlänge bzw. über der Zeit sind in Abbildung 8.6 bzw. in Abbildung 8.7 dargestellt.

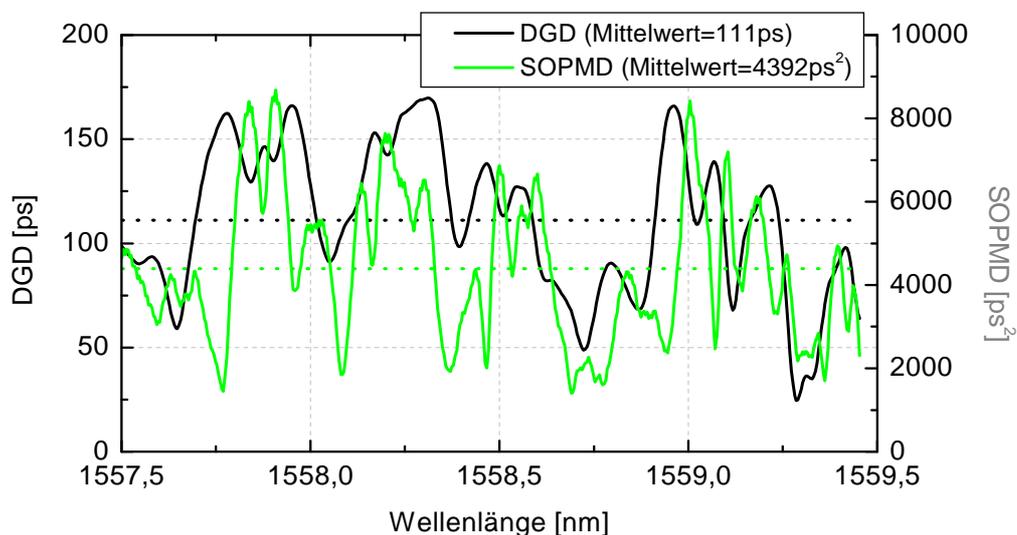


Abbildung 8.6: DGD und SOPMD Messungen einer Teststrecke mit hoher PMD (ca. 92 ps) über der Wellenlänge

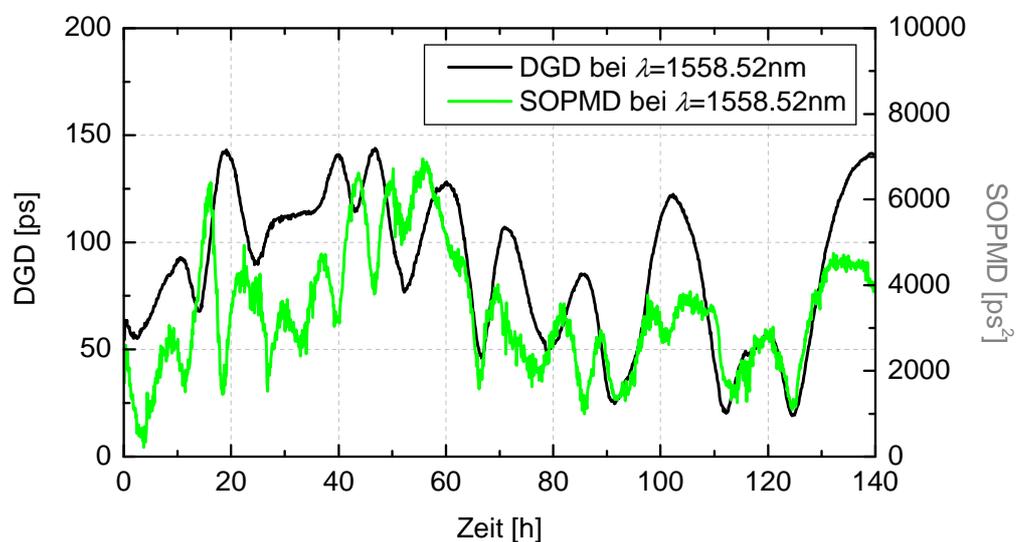


Abbildung 8.7: DGD und SOPMD Messungen einer Teststrecke mit hoher PMD (ca. 92 ps) über der Zeit

Die Messergebnisse zeigen dabei, dass die DGD über beide Parameter sehr stark schwankt. Es handelt sich jedoch um extrem hohe DGD-Werte, die im normalen Betrieb auf modernen Fasern eigentlich nicht mehr auftreten sollten. Ohne PMD-Kompensation bzw. Entzerrung sind die DGD-Werte allerdings viel zu hoch, als die für 10 GBit/s geforderten 30 ps (siehe

Kapitel 2.2.7). Die Fasern sind damit jedoch sehr gut geeignet, die praktischen Grenzen des MLSE-Entzerrers zu untersuchen, da bei solch hohen DGD-Werten von ca. einer Bitdauer selbst der Einsatz von optischen PMD-Kompensatoren fragwürdig ist [85]. Um sicherzustellen, dass die DGD während der Messung und an der entsprechenden Sendewellenlänge einen entsprechend großen Wert ( $> 100$  ps) annimmt, wurde die DGD vor jeder BER-Messreihe überprüft. Es zeigte sich, dass die DGD während der eigentlichen BER-Messreihe relativ stabil war und damit ein Vergleich der PMD-Toleranz bei unterschiedlichen CD-Werten möglich ist.

Aufgrund der Tatsache, dass mit dem MLSE-Entzerrer sehr lange Faserstrecken überbrückt werden können und nur eine begrenzte Anzahl an Verstärkern für die Messungen zur Verfügung stand, wurde teilweise mit relativ hohen Verstärkerausgangsleistungen von bis zu 12,7 dBm gearbeitet, sodass es zu einer Beeinflussung durch nichtlineare Fasereffekte in Form von SBS und SPM kam (siehe Kapitel 6.2.2). Die verwendeten Verstärker sind eigentlich für den Einsatz in WDM-Systemen dimensioniert um gleichzeitig mehrere Kanäle verstärken zu können und besitzen deswegen diese sehr hohe Ausgangsleistung. Allerdings steht im Einzelkanalbetrieb, wie in diesem Feldversuch, die gesamte Ausgangsleistung für einen einzelnen Kanal zur Verfügung. Die Leistungen in den Fasern liegen in einem Bereich, in dem SPM einen positiven Einfluss auf die Übertragungreichweite hat, SBS hingegen zu Signalstörungen führt. Aufgrund der Tatsache, dass der MLSE unabhängig von der Art der Verzerrungen arbeitet und damit alle auftretenden Verzerrungen kompensieren kann, ist jedoch davon auszugehen, dass auch die auftretenden nichtlinearen Effekte entzerrt werden. Der genaue Einfluss durch SBS und SPM konnte jedoch aufgrund der, je nach Streckenaufbau, unterschiedlichen Anzahl der verteilten Verstärker mit teilweise unterschiedlicher Ausgangsleistung und der unterschiedlichen verwendeten Fasertypen nicht systematisch untersucht werden. Im Fokus der Untersuchungen lag daher die Untersuchung der Entzerrung von chromatischer Dispersion und PMD.

### 8.2.3 4-states MLSE bei PMD und CD

Neben FFE/DFE basierten Entzerrern ist der 4-states MLSE der in optischen Systemen bisher am meisten untersuchte elektronische Entzerrer. Ergebnisse zur Toleranz gegenüber chromatischer Dispersion und PMD finden sich z. B. in [45], [71], [72] und [104]. Die darin gezeigten Labormessungen geben einen guten Überblick über die prinzipielle Leistungsfähigkeit des MLSE-Entzerrers. In [104] wird der MLSE-Entzerrer umfangreich analysiert, wobei bei einem OSNR-Penalty von 2 dB ca. 1900 ps/nm chromatische Dispersion oder eine DGD mit dem 0,65-fachen Wert der Bitdauer entzerrt werden können. Labormessungen zur gleichzeitigen Kompensation von chromatischer Dispersion und PMD wurden schon in [69] vorgestellt. Dabei zeigte es sich, dass die Kompensationsfähigkeit des MLSE bzgl. PMD nur geringfügig durch das gleichzeitige Einwirken von chromatischer Dispersion beeinflusst wird. Dieses Ergebnis wurde in [104] für hohe DGD-Werte bestätigt. Aufbauend auf diesen Versuchen wird in diesem Kapitel die Leistungsfähigkeit des 4-states MLSE im verlegten Glasfasernetz experimentell untersucht. Insbesondere soll die prinzipielle Leistungsfähigkeit in unkompensierten Faserstrecken mit hoher PMD betrachtet werden.

Um dieses Sachverhalt zu untersuchen wurde ein entsprechendes Szenario in einem Feldversuch nachgestellt [74]. Dazu wurden geeignete Fasern aus Tabelle 8.1 ausgewählt und zusammengeschaltet. Die Teststrecke bestand dementsprechend aus einem Abschnitt mit sehr hoher PMD von ca. 92 ps und niedriger chromatischer Dispersion von ca. 650 ps/nm (Faserstrecke A), der um einen weiteren Faserabschnitt ergänzt werden konnte, wobei sich dann die chromatische Dispersion auf insgesamt ca. 2640 ps/nm erhöhte (Faserstrecke B). Die

Sendeleistung betrug 5 dBm, der Eingangs SOP wurde auf eine mittlere BER zwischen best-case und worst-case eingestellt.

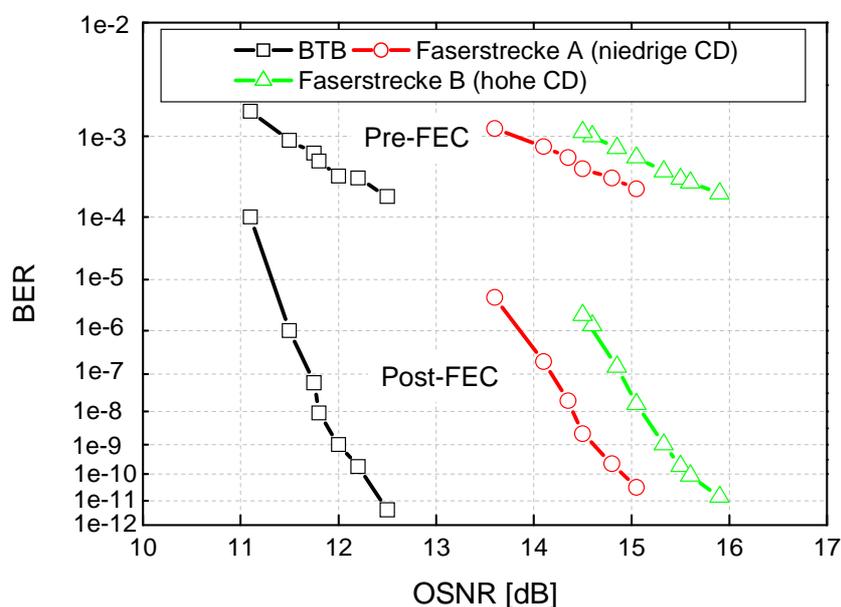


Abbildung 8.8: BER pre- und post-FEC für die untersuchten Streckenkonfigurationen

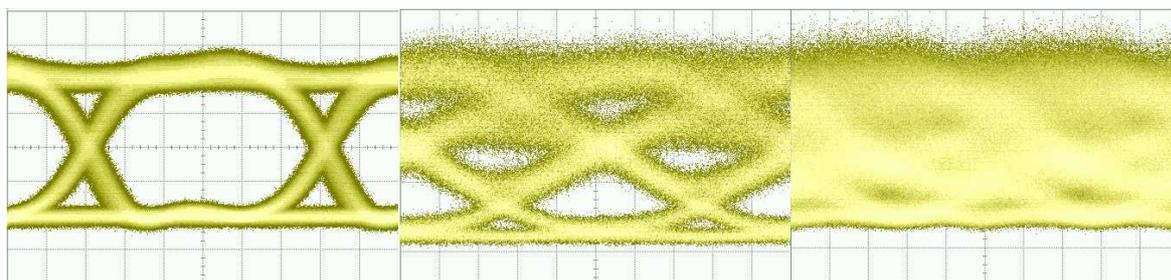


Abbildung 8.9: Vergleich der Augendiagramme am Empfänger: BTB (links) und nach Übertragung über eine Faserstrecke mit PMD von ca. 92 ps und chromatischer Dispersion von ca. 650 ps/nm (Mitte) bzw. ca. 2640 ps/nm (rechts); OSNR > 25 dB

In Abbildung 8.8 sind die dazugehörigen Messergebnisse für den BTB-Fall und für die beiden Streckenkonfigurationen dargestellt. Das im BTB-Fall relativ hohe benötigte OSNR von 11,4 dB bei  $1e-3$  pre-FEC BER kann unter anderem durch das niedrige ER am Tx von nur 10,6 dB erklärt werden. Typische Werte für das ER liegen bei dem verwendeten Sendertyp bei ca. 14 dB. Bezogen auf BTB ergibt sich für Faserstrecke A ein OSNR-Penalty von ca. 2,4 dB und für Faserstrecke B ein Penalty von ca. 3,2 dB (bezogen auf eine pre-FEC BER =  $1e-3$ ). Nach der Fehlerkorrektur durch den RS(255,239) Code ergibt sich entsprechend ein OSNR-Penalty von ca. 2,75 bzw. 3,75 dB (bezogen auf eine post-FEC BER =  $1e-11$ ). Zu erwähnen ist, dass die CR selbst bei sehr stark verzerrten Empfangssignalen nach Faserstrecke B eine ausreichend gute Detektion der Datenbits ermöglichte. Die in Abbildung 8.9 dargestellten Augendiagramme verdeutlichen dies. Die Signale wurden dabei bei einem relativ hohen OSNR > 25 dB d.h. bei geringen Rauscheinflüssen aufgenommen, um die Verzerrungen besser darstellen zu können, da bei den typischen OSNR-Werten an denen die

BER bestimmt wird (ca. 11 - 16 dB) die Augendiagramme zu verrauscht für eine Darstellung sind. Die verschmierten Augendiagramme in den Teilbildern b und c sind also allein auf die Einflüsse durch CD und PMD zurückzuführen.

Die Ergebnisse unterstützen die Aussage, dass die PMD-Kompensation des MLSE-Entzerrers nur geringfügig durch das zusätzliche Einwirken von chromatischer Dispersion beeinflusst wird. Für die Strecke mit hoher CD ergibt sich lediglich ein gegenüber der Strecke mit niedriger CD um 0,8 bzw. 1,0 dB geringfügig höheres OSNR-Penalty. Weiterhin kann man feststellen, dass eine Entzerrung bis zu einer post-FEC BER von  $1e-11$  möglich ist, was einer nahezu fehlerfreien Übertragung entspricht.

#### 8.2.4 4-states MLSE in Kombination mit einem gechirpten Modulator

Zur Erhöhung der Streckenlänge bei unkompensierter Übertragung kann man auf der einen Seite die Leistung des MLSE-Entzerrers steigern, indem man beispielsweise das Gedächtnis des verwendeten Kanalmodells von 2 auf 4 Bits, vergrößert. Dies ist jedoch mit einer Erhöhung der Komplexität der MLSE-Elektronik verbunden [46], [80]. Eine andere Möglichkeit zur Reichweitenerhöhung ist die Verwendung eines gechirpten Modulators [1], [9]. Durch einen negativen Chirp-Faktor kann allgemein die unkompensierte Übertragungsbereichweite, d.h. auch bei direkter Detektion ohne Entzerrer, erhöht werden. In diesem Kapitel sollen die Auswirkungen eines gechirpten Sendesignals auf die Kompensationsfähigkeit des MLSE-Entzerrers untersucht werden [75]. Dazu wurden wiederum mehrere Streckenaufbauten mit unterschiedlichen Zielwerten für chromatische Dispersion und PMD, entsprechend Abbildung 8.5, aufgebaut. Zwei verschiedene Sender standen für die Experimente zur Verfügung. Ein Sender hatte einen MZ-Modulator ohne Chirp, der andere einen für NRZ-Modulation optimal eingestellten Modulator-Chirp. Der Eingangs-SOP wurde für die Messungen mit hoher PMD auf worst-case BER eingestellt.

Um die Auswirkungen des Chirps zu verdeutlichen sind in Abbildung 8.10 gemessene Augendiagramme, wiederum bei einem hohen OSNR  $> 28$  dB, dargestellt. Für den BTB-Fall gibt es keine Abweichungen zwischen den beiden Sendertypen. Nach einer gewissen Streckenlänge sind jedoch Unterschiede in Signalform und Augenöffnung zu erkennen. Bei Einsatz des Chirps ist die Augenöffnung etwas größer, es gibt jedoch auch deutlich größere Überschwinger.

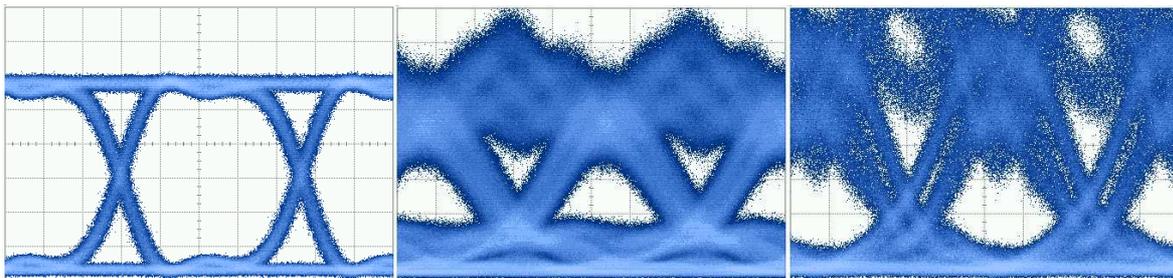


Abbildung 8.10: Vergleich der Augendiagramme: BTB (links), nach 1320ps/nm chromatischer Dispersion ohne Chirp (Mitte) und mit Chirp (rechts), jeweils mit OSNR $>28$  dB

Abbildung 8.11 zeigt die gemessenen pre- und post-FEC BER gegenüber dem OSNR für eine Sendeleistung von 0 dBm. Gemessen wurde zunächst der BTB Fall, eine Strecke mit ca. 1920 ps/nm chromatische Dispersion sowie eine Strecke mit ca. 640 ps/nm chromatische Dispersion und ca. 92 ps mittlerer DGD. Generell kann auch hier in allen Fällen eine post-FEC BER von  $1e-11$  erzielt werden, dies entspricht einer nahezu fehlerfreien Übertragung.

Die BTB Ergebnisse mit bzw. ohne Chirp sollten eigentlich keine Abweichungen zeigen. Die geringen Unterschiede im benötigten OSNR für  $BER = 1e-3$  (10,54 mit Chirp zu 10,8 dB ohne Chirp) lassen sich allerdings durch herstellungsbedingte Toleranzen der allgemeinen Parameter beider Sender, wie z. B. des ER oder der Linienbreite des Lasers, erklären.

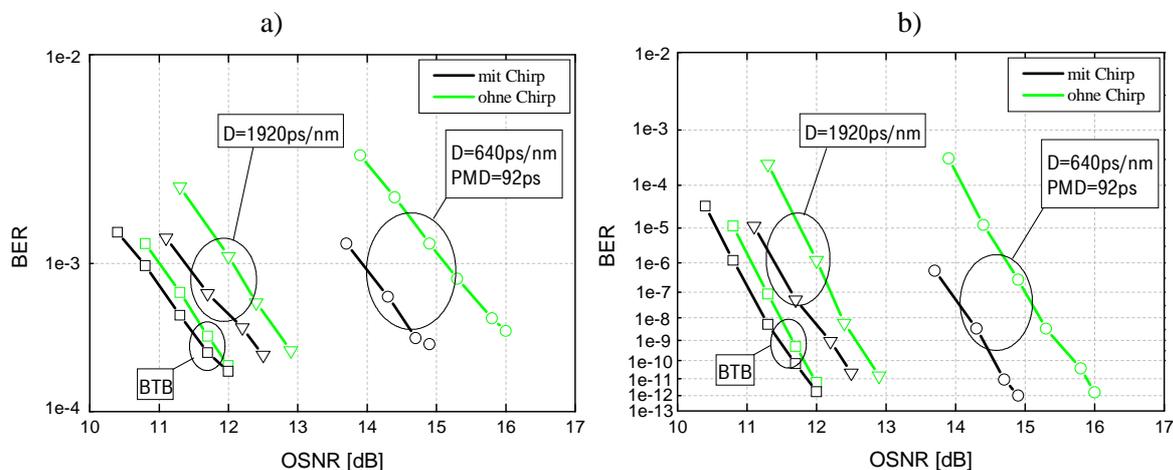


Abbildung 8.11: Gemessene BER pre-FEC (a) und post-FEC (b),  $P_{in} = 0$  dB

Weiterhin kann festgestellt werden, dass bei der Übertragung mit Chirp in allen Fällen niedrigere OSNR-Werte benötigt werden als ohne Chirp. Für die beiden Strecken ohne bzw. mit PMD ergibt sich bei Nutzung des Chirps eine OSNR Verbesserung von 0,5 bzw. 1,1 dB (bezogen auf post-FEC  $BER = 1e-11$ ). Die deutliche Verbesserung im Fall von PMD Einwirkung ist jedoch nicht eindeutig auf den Chirp zurückzuführen. Zusätzlich sind die Unterschiede in den Messungen durch unterschiedliche Eingangs-SOP zu erklären. Bei der Umstellung der Konfiguration von Chirp auf keinen Chirp musste jeweils der komplette Sender ausgetauscht werden, was natürlich zu einer Änderung des Eingangs-SOP in die Faser führte. Das bedeutet daher auch, dass in beiden Messreihen nicht der identische worst-case SOP gefunden werden konnte, da es sehr schwierig war diesen reproduzierbar einzustellen. Der unterschiedliche SOP bedeutet gleichzeitig ein unterschiedliches durch PMD erzeugtes OSNR-Penalty (vergleiche Gleichung (2.62)) und somit ein für beide Fälle abweichendes, minimales benötigtes OSNR. Für die Teststrecke ohne PMD spielt der SOP allerdings keine Rolle und die Messreihen sind direkt vergleichbar. Bei reiner chromatischer Dispersion sind mit dem gechirpten Modulator deutlich niedrigere benötigte OSNR-Werte zu erreichen. Die Differenz zum ungechirpten Sender ist nach der Teststrecke deutlich größer als noch bei BTB, was die positive Wirkung des Chirps unterstreicht. Der Einsatz eines gechirpten Modulators bringt daher auch bei MLSE-Entzerrern einen Vorteil.

Die Leistungsfähigkeit des MLSE-Entzerrers wurde zusätzlich im Bereich sehr hoher chromatischer Dispersion (3130 ps/nm) untersucht. Dieses Szenario ist besonders interessant, da der MLSE-Entzerrer durch den zusätzlichen Modulatorchirp auch über seiner eigentlichen Grenze betrieben werden kann (spezifiziert sind diese nur bis ca. 2000 ps/nm [83]). Aufgrund der erhöhten Streckenlänge mußte die Eingangsleistung auf 12,7 dBm erhöht werden. Zusätzlich befand sich ein Verstärker mit der gleichen Ausgangsleistung auf der Strecke. Die Messergebnisse für dieses Szenario zeigt Abbildung 8.12. Im BTB Fall werden bei Verwendung des gechirpten Modulators ca. 11,86 dB OSNR für eine post-FEC BER von  $1e-11$  benötigt, ohne Chirp steigt dieser Wert auf 11,97 dB, es gibt also nur eine kleine Differenz. Nach 1920 ps/nm Dispersion ist der gechirpte Sender so gut wie im BTB-Fall, währenddessen

es ohne Chirp zu einem OSNR-Penalty von ca. 0,5 dB kommt. Nach dieser Strecke wird das benötigte OSNR also durch den Einsatz des Chirps um 0,6 dB verringert. Nach 3130 ps/nm Dispersion wird dieser Unterschied noch größer. In diesem Fall ergibt sich ein Penalty von 4,5 dB, was auf eine deutliche Verbesserung durch den zusätzlichen Chirp spricht.

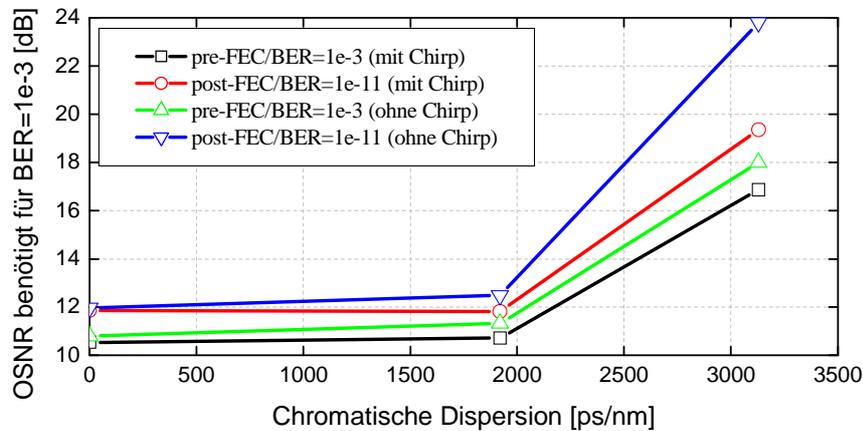


Abbildung 8.12: Ergebnisse für pre-FEC BER =  $1e-3$  und post-FEC BER =  $1e-11$ ,  $P_{in} = 12,7$  dB

Allgemein kann ausgesagt werden, dass auch bei praktischen MLSE-Empfängern das benötigte OSNR prinzipiell durch den Modulatorchirp verringert werden kann. Die Erhöhung der unkompenzierten Streckenlänge ist jedoch nur gering, denn das 2 dB OSNR-Penalty bezogen auf BTB (pre-FEC BER =  $1e-3$ ) erhöht sich durch den zusätzlichen Chirp lediglich von 2180 ps/nm auf 2280 ps/nm. Die Ergebnisse des Feldversuchs bestätigen damit die Simulationsergebnisse aus Kapitel 8.1.

### 8.2.5 16-states MLSE bei PMD und CD

Zur Steigerung der Kompensationsfähigkeit des MLSE kann man, wie schon erwähnt, das Kanalgedächtnis von z. B. 2 auf 4 Bit vergrößern, was einer Erhöhung der Anzahl der möglichen Kanalzustände von 4 auf 16 entspricht. Der 16-states MLSE kann somit die ISI von 4 benachbarten Bits entzerren und ist damit deutlich leistungsfähiger als der 4-states MLSE, der nur die ISI von zwei benachbarten Bits entzerren kann. Untersuchungen zur Leistungsfähigkeit des 16-states MLSE wurden schon in Laborversuchen durchgeführt [46]. In diesem Kapitel soll weiterführend das Verhalten des 16-states MLSE in einem Feldversuch mit verlegten Glasfasern untersucht werden [84].

Die dafür benötigten Teststrecken wurden wiederum aus verschiedenen Fasern entsprechend Tabelle 8.1 aufgebaut. Um der gesteigerten Leistungsfähigkeit des 16-states MLSE-Entzerrers gerecht zu werden wurden diesmal sehr lange Teststrecken bis zu 4480 ps/nm chromatische Dispersion realisiert. Optional zur Dispersion konnte wieder eine Faser mit einer PMD von insgesamt ca. 92 ps hinzu geschaltet werden. Als Sender diente ein ungechirpter MZM mit einem ER von ca. 14 dB und einer Sendeleistung von 8 dBm. Aufgrund der langen Fasern wurden bis zu drei EDFA im Abstand von ca. 72,5 km entlang der Strecke platziert, diese hatten jeweils eine Ausgangsleistung von 12,7 dBm.

Im Gegensatz zu den oben vorgestellten Feldversuchen, wurde die Eingangspolarisation in die Faser diesmal nicht auf ein bestimmtes SOP eingestellt, sondern über einen Polarisations-Scrambler permanent variiert (gescrambelt). Dadurch konnte eine allgemeingültige Aussage zur Kompensationsfähigkeit bzgl. PMD gemacht werden, da während der Messung sehr viele verschiedene SOP durchlaufen wurden. Das scrambeln des SOP ermöglicht außerdem eine

bessere Vergleichbarkeit der Ergebnisse unterschiedlicher PMD-Konfigurationen, da die Scramble-Rate des Polarisations-Scramblers gezielt und reproduzierbar einstellbar ist. In diesem Feldversuch wurde die Scramble-Rate so eingestellt, dass, messtechnisch gesehen, die gesamte Poincaré-Kugel genutzt wurde, d.h. es wurden alle möglichen Polarisationszustände durchfahren. Abbildung 8.13 zeigt eine Poincaré-Kugel mit den als gelbe Linien dargestellten gemessenen SOP, die in einer Minute durchfahren wurden.

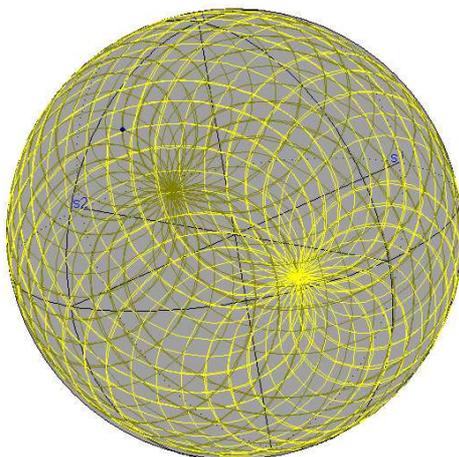


Abbildung 8.13: Poincaré-Kugel mit den als gelbe Linien dargestellten gescrambelten SOP

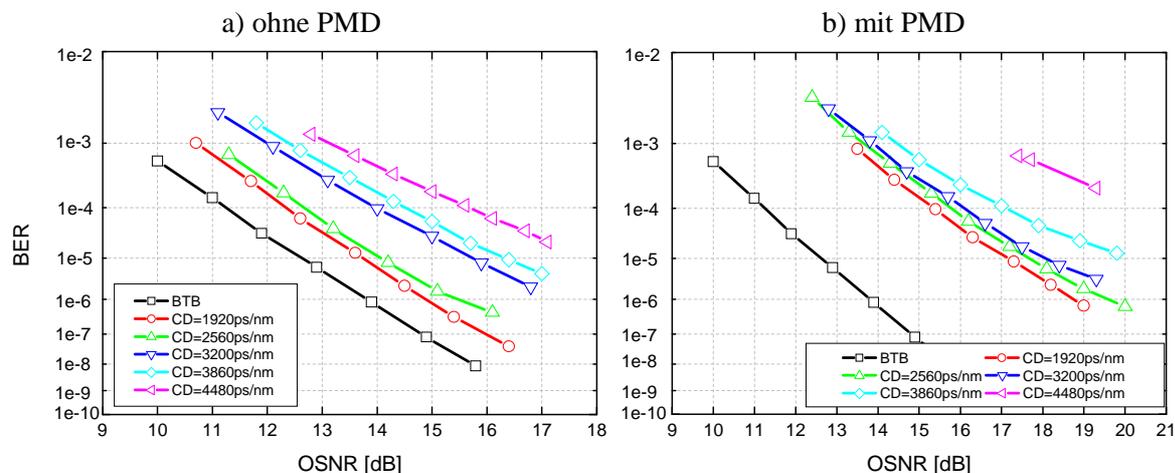


Abbildung 8.14: pre-FEC BER ohne PMD (a) und mit PMD (b)

Zur Auswertung der Messergebnisse wurden die Teststrecken in zwei Gruppen eingeteilt. Die Ergebnisse der Strecken ohne PMD zeigt Abbildung 8.14a und die Ergebnisse mit PMD sind in Abbildung 8.14b dargestellt. Im PMD-Fall betrug die DGD gemittelt auf 0,1 nm um die Sendewellenlänge ca. 120 ps und die SOPMD ca. 5100 ps<sup>2</sup>. Die chromatische Dispersion reichte von 1920 bis 4480 ps/nm, was für unkompenzierte Übertragung sehr große Werte darstellt. Für BTB ergibt sich ein benötigtes OSNR von 9,5 dB bei einer pre-FEC BER von 1e-3. Dieser relativ niedrige Wert im Vergleich zu [46] kann durch das engere Bandpassfilter und die verbesserte Empfängerelektronik erklärt werden [80].

Zusammenfassend sind die OSNR-Penalty in Abbildung 8.15 dargestellt. Für den Fall ohne PMD ergibt sich ein mit zunehmender chromatischer Dispersion ziemlich gleichmäßig

ansteigendes OSNR-Penalty mit einem maximalen Wert von 3,5 bzw. 4,4 dB nach 4480 ps/nm chromatischer Dispersion. Im Fall von gleichzeitig wirkender PMD ist das OSNR-Penalty um ca. 2-3 dB höher und steigt ebenfalls mit zunehmender chromatischer Dispersion an. Diese relativ hohen OSNR-Penalty müssen beim Systemdesign beachtet werden, stellen aber allgemein keine Reichweitenbegrenzung dar, da sie nur leicht ansteigen. Erst bei hoher chromatischer Dispersion von 4480 ps/nm und hoher PMD steigt das OSNR-Penalty schlagartig auf 7,1 bzw. 9,0 dB an. In diesem Bereich scheint die Grenze der Kompensationsfähigkeit des 16-states MLSE-Entzerrers erreicht zu sein. Das 2 dB OSNR-Penalty bezogen auf BTB beträgt bei einer pre-FEC BER von  $1e-3$  ca. 2850 ps/nm, was damit höher ist, als bei der Messung mit dem 4-states MLSE (2530 ps/nm). Sind höhere OSNR Penalties tolerierbar (z. B. 5 dB), so wurde gezeigt, dass bis mindestens 4480 ps/nm chromatische Dispersion übertragen werden kann. Dies entspricht einer unkompenzierten Übertragungsreichweite von ca. 275 km. Wirkt gleichzeitig PMD auf die Strecke, so kann bei 5 dB OSNR-Penalty immerhin noch bis 3860 ps/nm Dispersion und 120 ps mittlerer DGD kompensiert werden. Unter dem Aspekt, dass keine andere Dispersions- oder PMD-Kompensation verwendet wurde und aufgrund der hohen Verstärkerleistungen auch noch SPM auf die Signalübertragung einwirkte, zeigt sich mit dem 16-states MLSE-Entzerrter eine sehr robuste Übertragung.

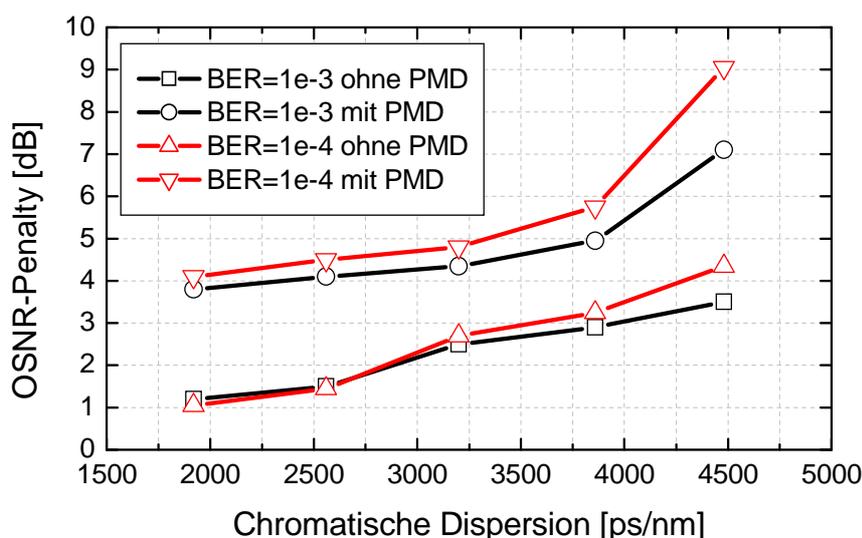


Abbildung 8.15: OSNR-Penalty über chromatische Dispersion für den 16-states MLSE-Entzerrter

Wie in Abbildung 8.15 außerdem zu erkennen ist, ergibt sich für das OSNR-Penalty zwischen den PMD Strecken mit 1920 ps/nm und 3860 ps/nm chromatischer Dispersion nur eine relativ kleine Differenz von 1,15 dB (bezogen auf  $BER = 1e-3$ ). Demgegenüber ist die Differenz zwischen den entsprechenden Strecken ohne PMD sogar leicht höher und beträgt 1,7 dB. Die Messergebnisse unterstützen somit die Aussage aus Kapitel 8.2.3, dass die PMD Kompensation nur geringfügig durch zusätzliche chromatische Dispersion beeinflusst wird.

### 8.2.6 Vergleich der Leistungsfähigkeit

Ein grundlegender Vergleich der Leistungsfähigkeit des 4-states und 16-states MLSE-Entzerrter wurde schon durch die Auswertung der Simulationsergebnisse vorgenommen. In diesem Kapitel sollen abschließend die Ergebnisse der Feldmessungen verglichen werden. Da

die Teststrecken und der Laboraufbau für alle Feldversuche gleich oder zumindest sehr ähnlich aufgebaut waren, sind die Ergebnisse für das Szenario mit chromatischer Dispersion aber ohne PMD-Einfluss untereinander direkt vergleichbar. Der Feldversuch mit dem 16-states MLSE wurde jedoch im Gegensatz zum Versuch mit dem 4-states MLSE mit einem anderen Exemplar eines NRZ-Senders durchgeführt, was zu geringen Abweichungen in den Messergebnissen geführt haben könnte. Für BTB wurde für den 4-states bzw. 16-states MLSE bei einer pre-FEC BER =  $1e-3$  ein OSNR von 11 dB bzw. 9,5 dB gemessen. Der sehr niedrige Wert bei Benutzung des 16-states MLSE ist teilweise auch durch den verwendeten schmalen BPF mit einer 3 dB Bandbreite von 0,25 nm (1,0 nm für den 4-states) und den verbesserten Chipsatz begründet. Die Ergebnisse in Abbildung 8.16 zeigen auch für die verschiedenen Streckenlängen, verglichen mit dem 4-states MLSE, eine deutlich bessere Kompensationsfähigkeit für den 16-states MLSE. Der Unterschied zum 4-states MLSE ist bei einem tolerierbaren OSNR-Penalty von 2 dB zunächst nur geringfügig und die kompensierbare chromatische Dispersion steigt von 2530 ps/nm auf 2850 ps/nm an. Kann ein OSNR-Penalty von 3 dB toleriert werden, so zeigt sich allerdings schon ein signifikanter Unterschied und die kompensierbare chromatische Dispersion steigt von 2670 ps/nm auf 3970 ps/nm an. Das prinzipielle Verhalten der beiden MLSE-Entzerrer stimmt also in guter Näherung mit den Ergebnissen aus den Simulationen überein. Auch in den Feldversuchen zeigt der 16-states MLSE bis 2 dB OSNR-Penalty eine unwesentliche Verbesserung und kann erst darüber hinaus seine gesteigerte Leistungsfähigkeit beweisen. Das benötigte OSNR für die BTB-Konfigurationen stimmt ebenfalls in guter Näherung mit den Simulationsergebnissen überein. Da in den Simulationen nur eine lineare Faser verwendet wurde, sind die größeren Dispersionswerte in den Feldversuchen bei 2 dB OSNR-Penalty auf den positiven Einfluss der SPM zurückzuführen.

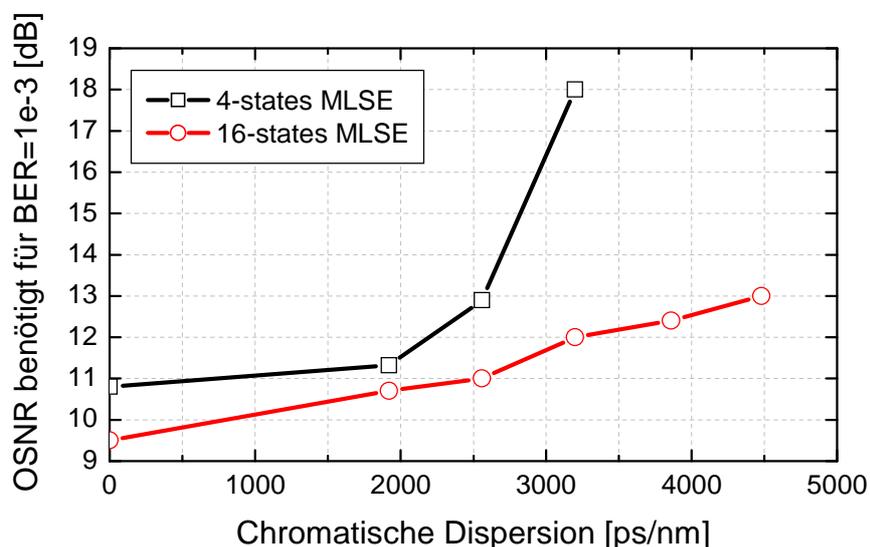


Abbildung 8.16: Vergleich des benötigten OSNR für den 4-states und 16-states MLSE

Zusammenfassend sind in Tabelle 8.2 die individuellen OSNR-Penalty für verschiedene Szenarien angegeben. Betrachtet werden die Kompensation von chromatischer Dispersion unterschiedlicher Größe und die PMD-Kompensation einer Faser mit 92 ps PMD (worst-case) und nur geringer chromatischer Dispersion. Auch diese Ergebnisse unterstützen die Aussage der Simulationsergebnisse, dass der 16-states MLSE insbesondere im Bereich von über 3000 ps/nm chromatischer Dispersion eine deutlich bessere Kompensationsfähigkeit

gegenüber dem 4-states MLSE zeigt. Weiterhin ist die PMD-Kompensation für beide MLSE-Typen bei niedriger chromatischer Dispersion nahezu identisch [80].

Tabelle 8.2: Individuelle OSNR-Penalty für verschiedene Szenarien

Chromatische Dispersion [ps/nm]	1920	3200	4480	640
PMD (worst-case) [ps]	$\approx 0$	$\approx 0$	$\approx 0$	$\approx 92$
OSNR-Penalty 4-states [dB]	0,7	7,2	-	4,1
OSNR-Penalty 16-states [dB]	1,2	2,5	3,5	3,6

Die Messergebnisse der Feldversuche bestätigen die Bedeutung des MLSE-Entzerrers für die Netzbetreiber, für die der Einsatz des MLSE in verschiedenen Szenarien interessant ist [102]. Die adaptive Kompensation von chromatischer Dispersion durch den MLSE-Entzerrer erlaubt z. B. ein robustes und flexibles Streckendesign, indem die Restdispersion einer Strecke in einem sehr großen Bereich vernachlässigt werden kann. Die zusätzliche PMD Kompensation ermöglicht die Übertragung über Fasern mit hoher PMD und damit beispielsweise den Betrieb von 10 GBit/s Systemen auf älteren Fasern. Der MLSE-Entzerrer erübrigt dabei den Einsatz von DCF-Modulen oder aufwendigen optischen PMD-Kompensatoren und führt damit zu einer aufwandsarmen Installation optischer Übertragungssysteme.

---

## 9 Alternative Verfahren zur Erhöhung der Systemtoleranz

Neben der Kompensation und Entzerrung störender Fasereffekte wie chromatische Dispersion und PMD gibt es auch noch andere Methoden die Robustheit optischer Übertragungssysteme zu erhöhen. In diesem Kapitel sollen zwei alternative Ansätze vorgestellt werden die speziell aus Sicht eines Netzbetreibers interessant sind. Der erste beruht auf der Reduktion der Kanaldatenrate durch eine spezielle Modulation des Datensignals, welches eine große Toleranz gegenüber störenden Fasereffekten aufweist. Der zweite Ansatz beschäftigt sich mit der kostengünstigen Erneuerung der Faserinfrastruktur durch gezielten Faseraustausch. Beide Ansätze können auch parallel zu den bereits untersuchten Entzerrern verwendet werden, um die Systemtoleranz weiter zu erhöhen und werden deswegen in dieser Arbeit untersucht.

### 9.1 Optisches Subcarrier-Multiplexing

Um den hohen Anforderungen bei 40 GBit/s Datenraten gerecht zu werden sind optische Übertragungssysteme mit Verfahren zur Erhöhung der Robustheit gegenüber störenden Fasereffekten auszustatten. Neben den in dieser Arbeit schon vorgestellten Methoden gibt es außerdem die Möglichkeit durch Reduktion der effektiven optischen Kanaldatenrate die Toleranz gegenüber chromatischer Dispersion und PMD zu erhöhen. In der Praxis bedeutet dies die Aufteilung des optischen 40 GBit/s Signals auf mehrere Subkanäle (Sk), die jeweils eine geringere Datenrate und somit eine größere Toleranz gegenüber störenden Fasereffekten haben. Eine praktische Realisierung dieser Methode wird z. B. in [86], [87] vorgestellt, man spricht in diesem Beispiel von Subcarrier-Multiplexing. In dem konkreten Fall wird ein 40 GBit/s Signal auf vier Subkanäle aufgeteilt, die dann jeweils eine geringere Datenrate von 10 GBit/s besitzen. Das Subcarrier-Multiplexing Verfahren ist ein Mehrträger-Modulationsverfahren und hat eine gewisse Ähnlichkeit mit OFDM (engl.: optical frequency division multiplexing) was derzeit intensiv untersucht wird. Bei beiden Verfahren wird ein hochbitratiges Signal auf mehrere Subkanäle mit geringeren Datenraten aufzuteilt, um die Toleranz gegenüber störenden Fasereffekten zu erhöhen. Im Gegensatz zu OFDM wird die Zusammenführung der Subkanäle hierbei jedoch im optischen vorgenommen, während bei OFDM eine IFFT im elektrischen Bereich zur Erzeugung der Subkanäle benutzt wird [88].

Der Ansatz des Subcarrier-Multiplexing bietet gegenüber einer herkömmlichen 40 GBit/s Übertragung einige Vorteile, denn die Toleranzen bzgl. chromatischer Dispersion und PMD liegen im Bereich eines entsprechenden 10 GBit/s Systems. Damit sind die in den vorherigen Kapiteln entwickelten Regeln zum vereinfachten Streckendesign für 10 GBit/s Systeme mit dieser Technik z. B. auf 40 GBit/s Systeme anwendbar. Die Schwierigkeit bei der Dimensionierung eines solchen Systems liegt dann allerdings in der Einhaltung der Signalbandbreite des Gesamtsignals. Für einen Einsatz in WDM-Systemen mit 50 GHz bzw. 100 GHz Kanalabstand muss das  $4 \times 10$  GBit/s Signal sehr schmal sein. Die Subkanäle müssen daher sehr eng beieinander liegen, was jedoch eine Trennung am Empfänger erschwert. Ein weiterer Vorteil dieses Systemkonzepts ist die Möglichkeit der Nutzung der für 10 GBit/s zur Verfügung stehenden elektronischen Entzerrer wie z. B. MLSE-Entzerrer, da diese nach der Photodetektion auf jeden 10 GBit/s Subkanal einzeln angewandt werden können. Damit wird die Toleranz des Systems nochmals deutlich erhöht.

Da durch Anwendung dieses Verfahrens 10 GBit/s und 40 GBit/s Systeme die gleichen effektiven Übertragungseigenschaften und Bandbreite besitzen, lassen sich 10 GBit/s und 40 GBit/s Kanäle in WDM-Systemen einfach austauschen. Es müssen keine zusätzlichen Dispersions- oder PMD-Kompensatoren installiert werden, wie es für den Einsatz nativer 40 GBit/s Systeme notwendig wäre. Weiterhin entfällt damit auch die für eine Neuinstallation von 40 GBit/s Systemen notwendige Charakterisierung des Netzes bzw. der Faserstrecke bzgl. chromatischer Dispersion und PMD, was eine enorme Kosten- und Zeitersparnis darstellt. In diesem Kapitel soll das Subcarrier-Multiplexing Verfahren in einem Feldversuch über ein installiertes WDM-System untersucht werden.

### 9.1.1 Aufbau und prinzipielle Funktionsweise

Den prinzipiellen Aufbau des 4×10 GBit/s Testsystems zeigt Abbildung 9.1. Über zwei Mikrowellenoszillatoren mit Frequenzen von 6,25 GHz bzw. 18,75 GHz und einen MZ-Modulator werden vier optische Trägerwellen im Abstand von 12,5 GHz erzeugt [86]. Es wird dabei nur ein CW-Laser benötigt. Die optischen Subträger werden dann durch einen 1:4 Demultiplexer aufgeteilt und separat mit jeweils einem 11,1 GBit/s Datensignal inklusive FEC moduliert. Als Modulationsformat dient Duobinärmodulation, da dieses Format besonders schmalbandig ist und eine große Toleranz gegenüber chromatischer Dispersion besitzt. Durch die Kopplung der Subkanäle durch einen optischen Multiplexer wird ein Gesamtsignal erzeugt, dessen Spektrum ebenfalls sehr schmal ist. Im Empfänger wird das optische Signal zunächst optisch vorverstärkt und dann durch einen 1:4 Demultiplexer (12,5 GHz Kanalabstand) auf vier konventionelle 10 GBit/s Empfänger aufgeteilt und die Subkanäle danach jeweils separat detektiert. Im Vergleich zu einem reinen 40 GBit/s Empfänger ist der Aufwand daher an manchen Stellen höher, beispielsweise werden z. B. vier Photodioden benötigt. Durch die schmalbandige Filterung im Demultiplexer wird die Leistungsfähigkeit des Duobinärsignals nochmals um 3 dB bis 4 dB verbessert [105].

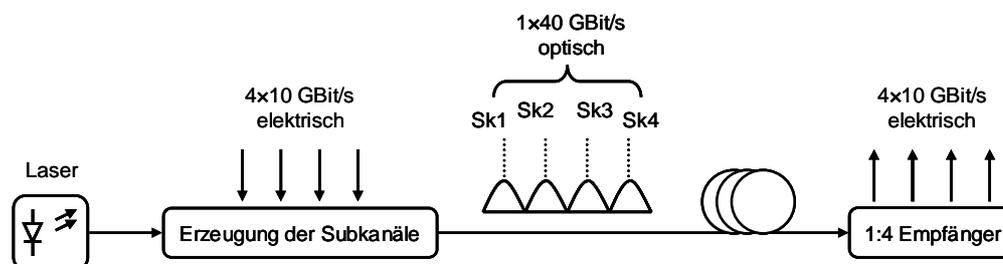


Abbildung 9.1: Prinzipieller Aufbau des untersuchten Systems mit 4 Subkanälen

### 9.1.2 Experimentelle Untersuchung und Ergebnisauswertung

Das Subcarrier-Multiplexing Verfahren wurde in einem installierten WDM-System, welches über verlegte SSMF betrieben wird untersucht [89]. Die Übertragungsstrecke bestand aus insgesamt 752 km verlegter SSMF sowie verteilten Verstärkern (13 dBm bis 14 dBm Ausgangsleistung, 4 dBm bis 5 dBm pro WDM-Kanal) und DCF-Modulen im Abstand von jeweils 50 km bis 80 km. Die Multiplexer/Demultiplexer ermöglichen einen WDM-Kanalabstand von 200 GHz und eine Bandbreite von 100 GHz. Für die Gesamtstrecke wurde eine PMD von ca. 10 ps gemessen. Von den insgesamt 8 verfügbaren WDM-Kanälen waren während der Messungen nur 6 kommerziell genutzte Kanäle mit 10 GBit/s NRZ-Modulation aktiv, Kanal 3 war nicht aktiv (Abbildung 9.2a). Der zusätzliche 40 GBit/s Testkanal (4×10 GBit/s) wurde auf einer Wellenlänge von 1557,26 nm übertragen (Kanal 7). Abbildung

9.2b zeigt das gemessene Spektrum, die Subkanäle hatten jeweils einen Abstand von 12,5 GHz, sodass es teilweise zu einer spektralen Überlappung benachbarter Kanäle kam.

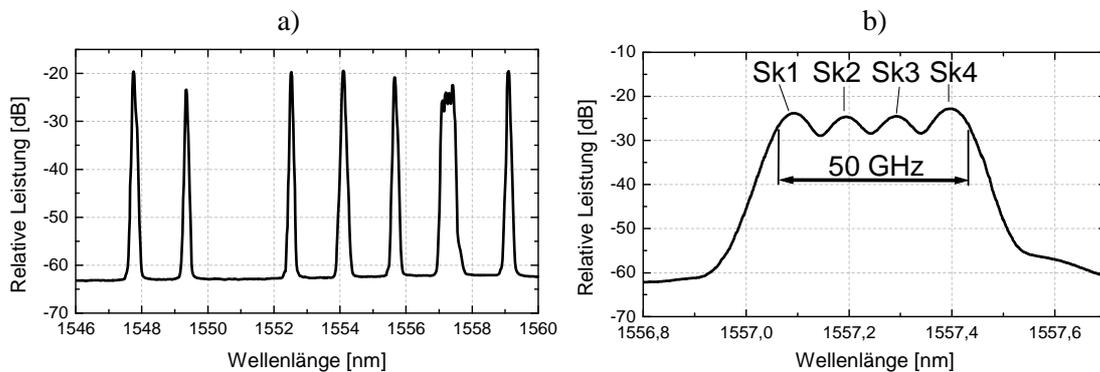


Abbildung 9.2: Spektrum des WDM-Systems mit 6+1 aktiven Kanälen (a) und WDM-Kanal Nr. 7 mit den  $4 \times 10$  GBit/s Subkanälen (b)

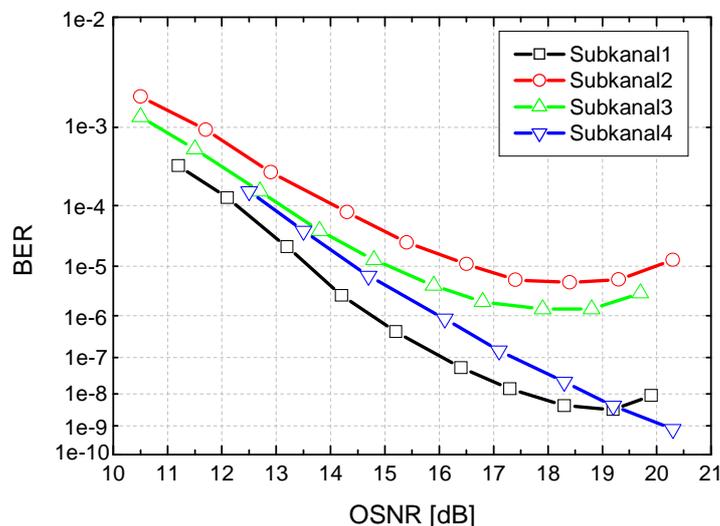


Abbildung 9.3: pre-FEC BER für verschiedene OSNR-Werte

Das Verhalten des Testsystems wurde zunächst mit Einbindung der Teststrecke untersucht und die BER für verschiedene OSNR-Werte gemessen. Die Ergebnisse der BER vor der Korrektur durch den FEC (pre-FEC) wurden für jeden Subkanal separat aufgezeichnet und sind in Abbildung 9.3 dargestellt. Es sind deutliche Unterschiede in der BER der einzelnen Subkanäle erkennbar, was auf allgemeine Toleranzen bei der Generierung dieser zurückzuführen ist (z. B. unterschiedliche Leistungspegel). Die beiden inneren Subkanäle zeigen bei gleichem OSNR eine höhere BER als die beiden äußeren Subkanäle. Dies ist durch die spektrale Überlappung zu erklären, die bei den inneren Kanälen beidseitig vorhanden ist und somit stärker wirkt. Zusätzlich ist bei Sk1, Sk2 und Sk3 ein Anstieg der BER bei hohen OSNR-Werten zu erkennen, was auf eine Signalverschlechterung durch nichtlineare Effekte, vorwiegend Kreuzphasenmodulation, zurückzuführen ist. Der Sk4 hat jedoch eine höhere Leistung als die anderen Sk und damit einen größeren OSNR-Spielraum. Es konnte deswegen keine Erhöhung der BER bei den untersuchten OSNR-Werten festgestellt werden, da die anderen Sk bis dahin nicht die für XPM notwendigen Leistungen erreichen. Unter der Voraussetzung, dass alle Subkanäle die gleiche Ausgangsleistung besitzen, kann von einem

mittleren OSNR von ca. 10,7 dB pro Subkanal bei einer BER =  $1e-3$  ausgegangen werden, was ca. 16,7 dB OSNR für das gesamte 40 GBit/s Signal entspricht. Es handelt sich also um typische Werte kommerzieller Systeme.

Weiterhin wurde die Toleranz des Testsystems bezüglich Restdispersion untersucht. Dazu wurde das Signal über die WDM-Strecke übertragen und danach zusätzlich noch durch verschiedene dispersive Elemente geführt mit denen die Restdispersion am Empfänger eingestellt werden konnte. Zur Verfügung standen zwei Faserspulen mit jeweils 50 km SSMF um eine zusätzliche positive Dispersion von jeweils ca. +800 ps/nm zu erzeugen, zwei DCF-Module für eine zusätzliche negative Dispersion von ca. -1300 ps/nm bzw. -650 ps/nm sowie ein im Bereich von  $\pm 400$  ps/nm abstimmbarer Dispersionsemulator. Die zugehörigen Messergebnisse sind in Abbildung 9.4a dargestellt. Die OSNR-Werte lagen während der Messung zwischen 18 dB und 20 dB pro Subkanal, Sk4 zeigte in diesem Bereich die geringste BER. Die einzelnen Subkanäle zeigen auch hier wieder Abweichungen in der pre-FEC BER. Bezogen auf den Subkanal mit der höchsten BER (Sk2) ist eine Übertragung mit einer BER  $< 2e-3$  mindestens in einem Bereich von mindestens  $\pm 2200$  ps/nm chromatischer Dispersion möglich, da diese BER im Testsystem einer fehlerfreien Übertragung nach der FEC entspricht. Die sehr große tolerierbare Restdispersion wurde ohne abstimmbare Dispersionskompensation oder Entzerrung erreicht und ist deutlich größer als bei konventioneller 40 GBit/s Übertragung [106].

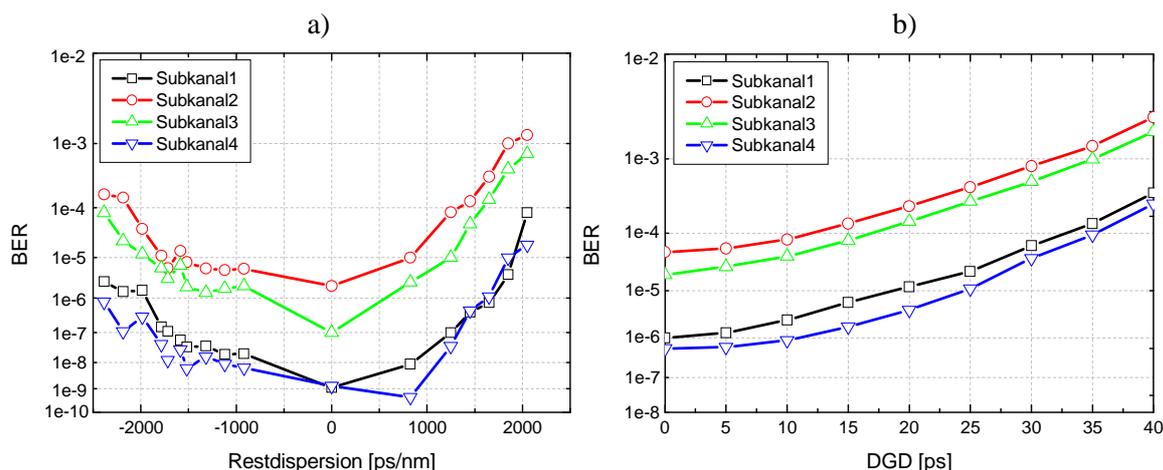


Abbildung 9.4: Gemessene BER gegenüber Restdispersion und DGD

Abschließend wurde noch die DGD-Toleranz des Subcarrier-Multiplexing Verfahrens untersucht (PMD erster Ordnung). Dazu wurde das Testsystem im BTB-Zustand mit einem zusätzlichen DGD-Emulator gekoppelt. Der DGD-Emulator erzeugt eine variable DGD zwischen den beiden orthogonalen Polarisationszuständen. Für die Messungen wurde der „worst-case“ Fall eingestellt, das bedeutet gleiche Leistungsaufteilung zwischen den orthogonalen SOP. Die OSNR-Werte lagen während der Messung zwischen 14 dB und 16 dB pro Subkanal. In Abbildung 9.4b ist die gemessene Bitfehlerrate für verschiedene DGD-Werte dargestellt. Wie erwartet steigt die BER mit zunehmender DGD an. Auch in diesem Fall zeigen die einzelnen Subkanäle jeweils unterschiedliche Fehlerraten. Wird die Grenze für die BER wiederum bei  $2e-3$  festgelegt (Grenze für die FEC), so sind für den schlechtesten Subkanal (Sk2) bis zu 35 ps DGD tolerierbar. Das Gesamtsystem besitzt somit eine Toleranz gegenüber DGD, die im Bereich eines 10 GBit/s Systems liegt und daher deutlich größer als

bei einem gewöhnliches 40 GBit/s System ist. Zum Vergleich wird auch auf Gleichung (2.62) in Kapitel 2.2.7 hingewiesen.

Die Messergebnisse zeigen, dass mit diesem Modulationsverfahren eine 40 GBit/s Übertragung mit sehr großer Toleranz gegenüber chromatischer Dispersion und DGD möglich ist. Das System verhält sich näherungsweise wie ein 10 GBit/s System und kann somit einfach und ohne große Änderungen an der Faserinfrastruktur in eine bereits bestehende 10 GBit/s WDM-Strecken integriert werden. Das Subcarrier-Multiplexing Verfahren stellt somit eine Alternative zu elektronischen Entzerrern oder PMD-Kompensatoren dar. Eine weitere Erhöhung der Robustheit wird durch den zusätzlichen Einsatz elektronischer Entzerrer (z. B. MLSE) für jeden Subkanal ermöglicht.

## 9.2 Gezielter Austausch von Glasfasern mit hoher PMD

Während der Untersuchungen dieser Arbeit wurde auch der Austausch, der für eine Übertragung untauglichen Fasern, und dessen kostengünstige Realisierung betrachtet. Wie in den vorherigen Kapiteln teilweise schon erläutert, stellt die hohe PMD der verlegten Glasfasern ein Hindernis für den Einsatz hochbitratiger optischer Übertragungssysteme von 40 GBit/s und darüber hinaus dar. Insbesondere ältere Faser, die in Zeiten verlegt wurden, in denen die PMD noch keine Rolle spielte, besitzen für den Einsatz dieser Kanaldatenraten oft zu hohe PMD-Koeffizienten [68], [69]. Einige Methoden, um dieses Problem zu lösen, wurden in dieser Arbeit bereits untersucht und bauen z. B. auf dem Einsatz elektronischer Entzerrer [36], [38] (Kapitel 4), verbesserter Modulationsformate [90], (Kapitel 9.1) oder optischen PMD-Kompensatoren [91] auf. Diese Methoden sind jedoch teilweise mit zusätzlichem Installationsaufwand oder einem Mehraufwand während des Betriebs der Systeme, wie ein erhöhter Energieverbrauch oder eine verringerte Zuverlässigkeit aufgrund zusätzlicher optischer oder elektronischer Komponenten, verbunden. Alternativ besteht natürlich immer die Möglichkeit neue Fasern mit nur sehr geringen PMD-Koeffizienten im Netz zu verlegen, die den Ansprüchen optischer Übertragungssysteme mit 40 GBit/s und darüber hinaus genügen [68]. Dadurch lässt sich zwar der Einsatz teurer Sende- und Empfangstechnik vermeiden, der Austausch einer kompletten Faserstrecke ist jedoch ebenfalls mit sehr hohem Aufwand verbunden, da neue Kabel vollständig verlegt und verspleißt werden müssen. Die dabei entstehenden Kosten waren bisher immer ein Hindernis für die Netzbetreiber Fasern auszutauschen. Verfahren zur Reduktion dieser Kosten sind daher von besonderem Interesse.

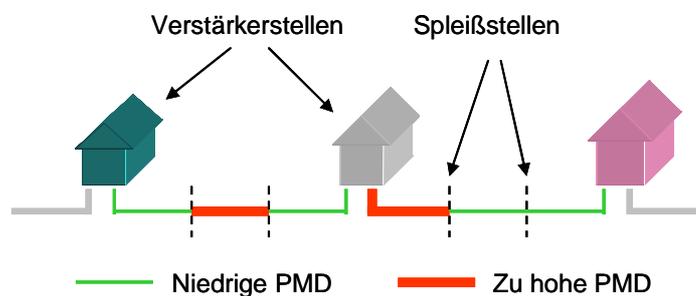


Abbildung 9.5: Typischer Aufbau einer Faserstrecke aus Abschnitten mit unterschiedlicher PMD

Abbildung 9.5 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer Faserstrecke aus mehreren Faserabschnitten mit jeweils unterschiedlicher PMD. Wie noch gezeigt wird, ist die PMD

einer Faser im Allgemeinen nicht gleichmäßig entlang einer Übertragungsstrecke verteilt, sondern konzentriert sich in einigen wenigen Abschnitten. Diese Abschnitte erzeugen den wesentlichen Anteil an der Gesamt-PMD der Faser und nur diese sind für einen aufwandsarmen und somit kostengünstigen Faseraustausch in Betracht zu ziehen. Im Folgenden sollen die durch moderne Messverfahren ermöglichte Verbesserung der Faserinfrastruktur durch den gezielten Austausch PMD-belasteter Faserabschnitte erläutert werden.

### 9.2.1 Polarisationsempfindliche OTDR-Messung

Mit Hilfe herkömmlicher PMD-Messtechnik ist lediglich die Bestimmung der Gesamt-PMD einer Faserstrecke zwischen zwei Messpunkten möglich. Ein neuartiges Messverfahren auf Basis eines OTDR (engl.: optical time domain reflectometer) erlaubt jedoch die Bestimmung der entlang einer Faserstrecke verteilten PMD [92], [93]. Für die Lokalisierung der stark PMD-belasteten Faserabschnitte wurde ein, auf diesem Messverfahren aufbauender, Prototyp in Labor- und Feldversuchen getestet [94], [95], [96]. Abbildung 9.6 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Messgeräts. Ein klassisches OTDR misst die Faserdämpfung entlang der Faserlänge. Es werden kurze optische Pulse gesendet und deren Echos, hervorgerufen durch Raleigh-Rückstreuung oder Reflexionen an Grenzstellen (z. B. Stecker oder Spleiße), detektiert. Aus der Laufzeit der Pulse kann dann die Entfernung bis zur Reflexionsstelle berechnet werden. Dieses einseitige Messverfahren dient zur Fasercharakterisierung und ermöglicht z. B. das Auffinden schlechter Verbindungsstellen oder Faserunterbrechungen. Das neuartige POTDR (polarisationempfindliches OTDR) ermöglicht darüber hinaus die Messung der PMD entlang der Faserstrecke. Dazu werden wiederum kurze optische Pulse gesendet und die Echos dieser detektiert. Zur Bestimmung der PMD sind jedoch mehrere Pulse notwendig, die an verschiedenen Wellenlängen und mit unterschiedlichen SOP in die Faser gesendet und entsprechend detektiert werden. Nach umfangreicher Signalauswertung und -verarbeitung kann dann die PMD der Faser entlang der Streckenlänge  $z$  dargestellt werden.

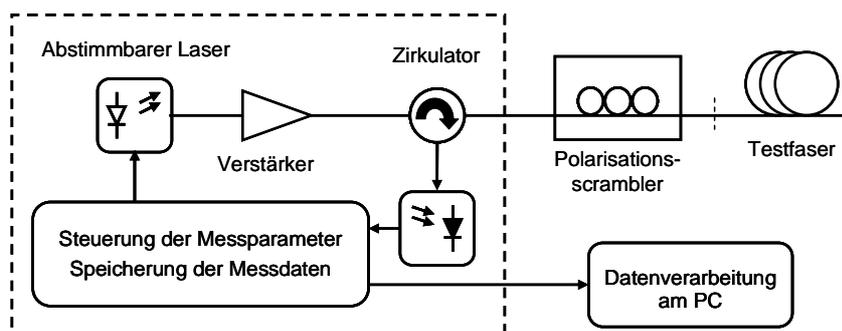


Abbildung 9.6: Prinzipieller Aufbau des POTDR-Prototyps

Für die Messungen wurde die Pulsdauer auf 100 ns (20 m) gesetzt. Die Anzahl der SOP war  $K = 100$  bzw. 200 für jeweils eine Messung einer Faser. Entsprechend wurden  $K$  verschiedene Wellenlängen im Bereich zwischen 1530 nm bis 1570 nm ausgewählt. Die einzelnen Fasern wurden mehrfach im Abstand von ca. einem Tag gemessen und die Daten nach der Verarbeitung an einem PC gemittelt.

### 9.2.2 Identifizierung PMD-belasteter Faserabschnitte

Untersucht wurden zwei, im Netz der Deutschen Telekom installierte Kabel mit Standard-Glasfasern und einer Länge von 31 km (Kabel1) bzw. 38 km (Kabel2). Jedes Kabel enthielt 16 Fasern, wobei jedoch nicht alle davon für die Messungen zur Verfügung standen. Es konnten insgesamt nur 15 verschiedene Fasern untersucht werden. Eine vorläufige PMD-Analyse mit einem interferometrischen Messverfahren ergab maximale PMD-Werte von 16,6 ps, was für eine 40 GBit/s Kanaldatenrate im Allgemeinen als zu hoch angesehen wird (Kapitel 2.2.7), [68]. Mit dem POTDR-Prototyp wurden die einzelnen Fasern danach genauer bzgl. PMD untersucht. Die Ergebnisse einer Faser aus Kabel1 sind in Abbildung 9.7 dargestellt [94]. In Teilbild a) ist die aufsummierte PMD entlang der Faserlänge gezeigt. Ein starker Anstieg der PMD impliziert eine hohe PMD in diesem Faserabschnitt, während ein konstanter PMD-Verlauf auf eine nicht vorhandene bzw. eine nicht messbare PMD hindeutet. Ebenfalls dargestellt sind die Spleißpunkte, die durch eine klassische OTDR Messung bestimmt werden konnten und die praktischen Zugriffspunkte und damit die räumliche Auflösung für den Faseraustausch festlegen. In Teilbild b) sind die PMD-Werte der einzelnen Faserabschnitte in dieser räumlichen Auflösung dargestellt. Es zeigen sich zwei Faserabschnitte (9 km - 14 km, 21 km - 25 km) in denen die PMD besonders hoch ist und welche damit zum größten Teil der Gesamt-PMD beitragen. Zur Verringerung der Gesamt-PMD sind somit vorzugsweise diese Abschnitte auszutauschen. Im Gegensatz dazu besitzen andere Faserabschnitte wie z. B. zwischen 15 km und 21 km nur eine vernachlässigbare PMD und können daher zunächst in der Faserstrecke verbleiben. Die Ergebnisse einer Faser aus Kabel2 sind in Abbildung 9.8 dargestellt. Die PMD ist hier etwas gleichmäßiger verteilt, aber es sind dennoch stark belastete Faserabschnitte zu erkennen. In beiden Beispielen stimmt die Gesamt-PMD der POTDR-Messung aber gut mit der Vergleichsmessung mit einem herkömmlichen PMD-Messgerät überein.

Die Ergebnisse zeigen, dass mit diesem Messverfahren eine Lokalisierung von stark PMD-belasteten Faserabschnitten möglich ist. Aus praktischen Gründen können jeweils nur Streckenabschnitte mit einer minimalen Länge von ca. 2 km ausgetauscht werden. Die Auflösung des verwendeten Prototyps ist daher ausreichend für einen aufwandsarmen Faseraustausch, wie er beispielsweise schon in [97] gezeigt wurde. Die Gesamt-PMD einer ca. 19 km langen Faserstrecke konnte dabei durch den gezielten Austausch eines lediglich 4 km langen Faserabschnitts von 5,65 ps auf einen sehr geringen Wert von 0,41 ps verringert werden.

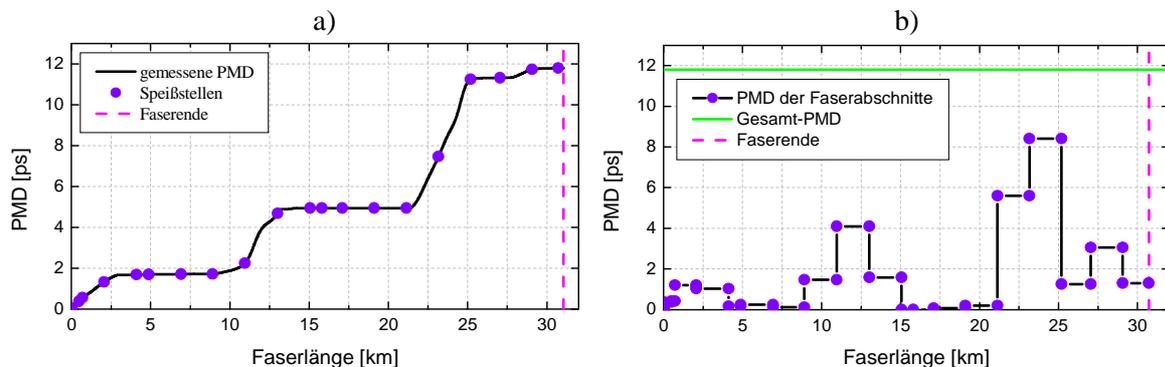


Abbildung 9.7: Kabel1: Verteilte PMD und Spleißstellen (a), PMD der Faserabschnitte (b). Gesamt-PMD: 11,8 ps, interferometrische Vergleichsmessung: 11,3 ps  $\pm$  1,0 ps

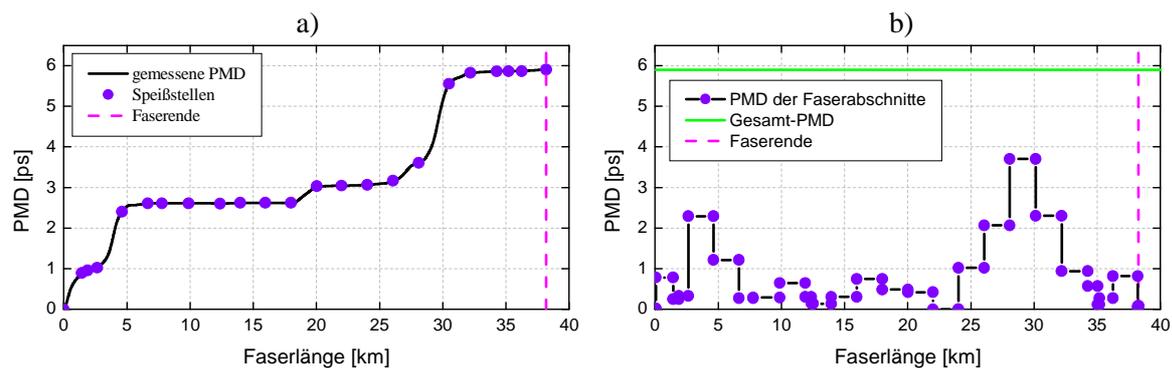


Abbildung 9.8: Kabel2: Verteilte PMD und Speistellen (a), PMD der Faserabschnitte (b).  
Gesamt-PMD: 5,9 ps, interferometrische Vergleichsmessung:  $5,0 \text{ ps} \pm 0,7 \text{ ps}$

Es ist nachvollziehbar, dass der Austausch dieses kleinen Faserabschnitts deutlich kostengünstiger und mit weniger Aufwand verbunden ist als der Austausch der kompletten Faserstrecke. Die Kosten des Austauschs hängen allgemein allerdings immer von den jeweiligen Streckenbedingungen ab. Je mehr sich die PMD in einem Faserabschnitt konzentriert, desto geringer wird der Aufwand für den Austausch sein. Dazu kommt noch die Tatsache, dass unterschiedliche Fasern desselben Kabels eine unterschiedliche PMD-Verteilung besitzen und damit an unterschiedlichen Stellen ausgetauscht werden müssen. Außerdem muss noch beachtet werden, dass ein Faserabschnitt eine Länge von ca. 2 km besitzt und damit gleichzeitig den Mindestaufwand für den Austausch angibt. In [98] werden diese Randbedingungen berücksichtigt und es wird untersucht, inwieweit sich die Kosten für den gezielten Austausch bestimmter Faserabschnitten im Vergleich zum Austausch der kompletten Faserstrecke verringern. Die Ergebnisse zeigen beispielsweise, dass bei einem Austausch von drei Faserabschnitten von je 2 km nur 20 % der Kosten des Austauschs einer kompletten 30 km langen Faserstrecke entstehen. Dies zeigt, dass der, mit dem POTDR-Messverfahren, ermöglichte gezielte Austausch bestimmter, stark durch PMD belasteter Faserabschnitte ein großes Einsparpotential besitzt. Die reduzierten Kosten konkurrieren damit mit den Kosten, die z. B. durch den Einsatz aufwendiger PMD-toleranter Übertragungssysteme entstehen. Der gezielte Faseraustausch ist somit für Netzbetreiber sehr interessant und wird kommerziell weiter verfolgt [86].

---

## 10 Zusammenfassung und Schlussfolgerung

In dieser Arbeit wurden verschiedene Methoden zur Erhöhung der Systemtoleranz in hochbitratigen optischen Übertragungssystemen vorgestellt. Dabei wurden insbesondere Methoden und Strukturen zur empfängerseitigen Entzerrung von störenden linearen sowie nichtlinearen Effekten, die während der Signalübertragung in Glasfasern entstehen, durch numerische Simulationen und Experimente im verlegten Glasfasernetz untersucht. Unterscheiden kann man dabei zwischen elektronischen und optischen Entzerrern. Die Vor- und Nachteile beider Varianten wurden erläutert. Elektronische Entzerrer wurden aus der klassischen Nachrichtentechnik übernommen und zum Teil durch nichtlineare Strukturen auf Basis der Volterra-Theorie erweitert. Dabei wurde eine neue Beschreibungsform für Volterra-Entzerrer angewendet und der Einfluss der nichtlinearen Elemente untersucht. Insbesondere optische Entzerrer stellen ein neues Forschungsgebiet dar und wurden daher intensiv in dieser Arbeit untersucht. Dabei wurde zunächst deren Aufbau analysiert und verschiedene Methoden zum Design vorgestellt. Darauf aufbauend wurden Designparameter im optischen Übertragungssystem analysiert und neue Designrichtlinien erstellt. Die Entzerrer wurden außerdem in verschiedenen Netz-Szenarien betrachtet und zeigten dabei unterschiedliches Verhalten. Anhand der Leistungsfähigkeit der Entzerrer wurden neue Netz-Szenarien vorgestellt, in der eine starre Dispersionskompensation durch einen Entzerrer ergänzt wird. Dadurch konnte die Übertragungreichweite deutlich erhöht werden.

Zunächst wurde die unkompensierte Übertragung im linearen Leistungsbereich betrachtet. Mit elektronischen Entzerrern kann die Übertragungreichweite in diesem Fall bei NRZ-Modulation verdoppelt werden, mit optischen Entzerrern sind sogar noch bessere Ergebnisse zu erzielen und die Reichweite kann verdreifacht werden. Bei Duobinärmodulation wird die Übertragungreichweite durch die Entzerrer etwas weniger erhöht, da dieses Modulationsformat bereits sehr tolerant gegenüber Dispersion ist. Die Untersuchungen wurden bei höheren Faserleistungen weitergeführt, in denen auch vermehrt nichtlineare Effekte wie SPM auftreten. Hier konnte festgestellt werden, dass die Entzerrer den Leistungsbereich, in denen die Systeme betrieben werden können, deutlich auf bis zu 19 dBm Eingangsleistung vergrößern. Bei großen Streckenlängen (140 km SSMF) und hohen Eingangsleistungen zeigen besonders nichtlineare Volterra-Entzerrer gute Ergebnisse. Allerdings ist auch die Kombination aus klassischen FFE und DFE sehr leistungsfähig, benötigt jedoch deutlich weniger Koeffizienten als der Volterra-Entzerrer. Einen Nachteil hatten allerdings die quasi-analytisch berechneten optischen Filter, da diese nur zur Dispersionskompensation geeignet sind und nichtlineare Effekte nicht entzerren können. Werden optische Filter durch die Optimierung aller Koeffizienten als optische Entzerrer eingesetzt, so sind die besten Ergebnisse zu erreichen, allerdings sind diese Strukturen deutlich aufwendiger zu optimieren, so dass nur für kleine Filterordnungen (z. B.  $N = 6$ ) zuverlässige Ergebnisse zu erzielen sind. Durch die Optimierung der Parameter der optischen Entzerrer, wie das FSR und die RBWU, ist eine weitere Vergrößerung der Übertragungreichweite möglich. Die optimalen Parameter hängen von der spektralen Breite des Signals ab und konnten damit nur in komplexen Systemsimulationen, wie sie in dieser Arbeit durchgeführt wurden, gefunden werden.

Die bereits gewonnen Erkenntnisse zum Verhalten elektronischer und optischer Entzerrer wurden weiterhin in anderen, neuen Netz-Szenarien überprüft. Es zeigte sich auch hier, dass die elektronischen Entzerrer in ihrer Leistungsfähigkeit begrenzt sind. Bei einer zusätzlichen, jedoch nur sehr groben, Dispersionskompensation durch DCF-Module, reichen die elektronischen Entzerrer jedoch aus, um 800 bzw. 1600 km lange Faserstrecken bei 10 GBit/s

zu überbrücken. Bei höheren Datenraten von 40 GBit/s ist nach 800 km nur noch die Entzerrung einer deutlich geringeren Restdispersion möglich. In diesem Szenario sind mit elektronischen Entzerrern teilweise bessere Ergebnisse als mit optischen Entzerrern zu erreichen, was auf die kompliziertere Optimierung zurückzuführen ist.

Durch mehrere Feldversuche im verlegten Glasfasernetz konnte in dieser Arbeit außerdem das Verhalten von praktischen MLSE-Entzerrern experimentell untersucht und mit Simulationsergebnissen verglichen werden. Die Leistungsfähigkeit des MLSE-Entzerrers steigt mit der Größe des Kanalgedächtnisses und die unkompensierte Übertragungreichweite kann deutlich erhöht werden. Der 16-states MLSE erreicht dabei ein geringeres OSNR-Penalty als der 4-states MLSE und ist insbesondere ab 3000 ps/nm Dispersion deutlich überlegen. Die Leistungsfähigkeit des MLSE-Entzerrers konnte außerdem bei Einwirkung von echter PMD, wie sie auf realen, verlegten Faserstrecken auftritt, untersucht werden. Die Teststrecke hatte dabei eine mit 92 ps ungewöhnlich hohe PMD, die im Bereich einer Bitdauer liegt. Dennoch konnte das empfangene Signal sehr gut entzerrt werden.

Abschließend wurden noch alternative Methoden zur Erhöhung der Robustheit vorgestellt, die zusätzlich zu den Entzerrern eingesetzt werden können. Mit höheren Datenraten wird die Entzerrung aufwendiger, sodass alternative Methoden an Bedeutung gewinnen. Die Verringerung der effektiven Kanaldatenrate durch Subcarrier-Multiplexing ist eine Möglichkeit, die Verzerrungen der Faser zu verringern. Hier konnte ein 40 GBit/s Signal mit Systemtoleranzen eines 10 GBit/s Systems übertragen werden. Am Beispiel der ortsaufgelösten PMD-Messung konnte außerdem gezeigt werden, dass zur Verringerung der PMD einer Faser nur wenige Fasersektionen ausgetauscht werden müssen. Ein aufwandsarmer Faseraustausch ist finanziell gesehen konkurrenzfähig zur Installation neuer Übertragungssysteme mit aufwendiger Entzerrung und deswegen für die Netzbetreiber sehr interessant.

Langfristig gesehen wird es immer zu einem Wechselspiel der vorgestellten Methoden kommen. Steigt die Datenrate und mit ihr die Signalverzerrungen wird eine Kompensation bzw. Entzerrung des Signals notwendig. Sobald die Entzerrung allerdings zu aufwendig und damit zu teuer wird, wird versucht werden alternative Verfahren anzuwenden. Die PMD der Faserstrecke wird beispielsweise durch den Austausch einiger Fasersektionen deutlich reduziert und die Entzerrung damit einfacher und kostengünstiger. Steigt die Datenrate nun einige Zeit später weiter an, so werden noch tolerantere Systeme benötigt und es wird abermals eine Entzerrung angestrebt, wobei dann neuere Technologien und Methoden angewendet werden. Auch in Zukunft werden die vorgestellten Grundideen zur Erhöhung der Systemtoleranz daher von Bedeutung sein.

---

## Literaturverzeichnis

- [1] I. P. Kaminov, T. Li, A. E. Willner: "Optical Fiber Telecommunications V", Academic Press, 2008
- [2] K.-D. Kammeyer: „Nachrichtenübertragung“, Teubner Verlag, 2004
- [3] "Interfaces for the optical transport network (OTN)" Standard ITU-T G.709, 2003
- [4] I. P. Kaminov, T. Li: "Optical Fiber Telecommunications IV", Academic Press, 2002
- [5] K. Petermann: „Laser Diode Modulation and Noise“. Kapitel 7.6, Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 1988
- [6] K.-P. Ho: "PHASE-MODULATED OPTICAL COMMUNICATION SYSTEMS", Springer, 2005
- [7] T. Kawanishi, T. Sakamoto, M. Izutsu: "High-Speed control of lightwave amplitude, phase and frequency by use of electrooptic effect", IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 13, Seiten 79-91, 2007"
- [8] F. Koyama, K. Iga: "Frequency chirping in External Modulators", IEEE Journal of Lightwave Technology, 6(1), Seiten 87-92, 1988
- [9] A. H. Gnauck, S. K. Korotky, J. J. Veselka, J. Nagel, C.T. Kemmerer, W.J. Minford, D.T. Moser: "Dispersion Penalty Reduction Using an Optical Modulator with Adjustable Chirp", IEEE Photonics Technology Letters, 3(10), Seiten 916-918, 1991
- [10] H. Kim, A. H. Gnauck: "Chirp characteristics of dual-drive Mach-Zehnder modulator with a finite DC extinction ratio", IEEE Photonics Technology Letters, 14(3), Seiten 298-300, 2002
- [11] E. Voges, K. Petermann (Hrsg.): "Optische Kommunikationstechnik", Springer, 2002
- [12] G. P. Agrawal: "Nonlinear Fiber Optics", Academic Press, dritte Ausgabe, 2001
- [13] G. P. Agrawal: "Fiber-Optic communication Systems", John Wiley & Sons, Inc., 1992
- [14] C. R. Hammond: "Silica based binary glass systems - refractive index behaviour and composition in optical fibres", Optical and Quantum Electronics, 9, Seiten 399-409, 1977
- [15] C. R. Hammond: "Silica based binary glass systems: Wavelength dispersive properties and composition in optical fibres", Optical and Quantum Electronics, 10, Seiten 163-170, 1978

- [16] A. F. Elrefaie, R. E. Wagner, D. A. Atlas, D. G. Daut, "Chromatic dispersion limitations in coherent lightwave transmission systems," *Journal of Lightwave Technology*, 6(5), Seiten 704-709, 1988
- [17] R. H. Stolen, A. Ashkin: "Optical kerr effect in glass waveguide", *Applied Physics Letter*, 22, Seiten 294-295, 1973
- [18] K. S. Kim, W. A. Reed, R. H. Stolen, K. W. Quoi: "Measurement of the nonlinear index of silica core and dispersion shifted fibers", *Optics Letters*, 19, Seiten 257-258, 1994
- [19] J. Wang, K. Peterman: "Small Signal Analysis for Dispersive Optical Fiber Communication Systems", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 10(1), Seiten 96-100, 1992
- [20] H. A. Haus: "Optical fiber solitons, their properties and uses", *Proceedings of the IEEE*, 81(7), Seiten 970-983, 1993
- [21] M. Brodsky, N. J. Frigo, M. Boroditsky, M. Tur: "Polarization mode dispersion of installed fibers", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 24(12), Seiten 4584-4599, 2006
- [22] C. D. Poole, R. W. Tkach, A. R. Chraplyvy, D. A Fishman: "Fading in lightwave systems due to polarization-mode dispersion", *IEEE Photonics Technology Letters*, 3(1), Seiten 68-70, 1991
- [23] P. J. Winzer, H. Kogelnik, C. H. Kim, H. Kim, R. M. Jopson, L. E. Nelson, and K. Ramanan: "Receiver impact on first-order PMD outage," *IEEE Photonics Technology Letters*, 15(10), Seiten 1482–1484, 2003
- [24] M. Boroditsky, K. Cornick, C. Antonelli, M. Brodsky, S. D. Dods, N. J. Frigo, P. Magill: "Comparison of System Penalties From First- and Multiorder Polarization-Mode Dispersion", *IEEE Photonics Technology Letters*, 17(8), Seiten 1650-1652, 2005
- [25] A. Beling, h.-G. Bach, G. g. Mekonnen, R. Kunkel, D. Schmidt: "Miniaturized waveguide-integrated p-i-n photodetector with 120-GHz bandwidth and high responsivity", *IEEE Photonics Technology Letters*, 17(10), Seiten 2152-2154, 2005
- [26] R. C. Steele, G. R. Walker, N. G. Walker: "Sensitivity of Optically Pre amplified Receivers with Optical Filtering", *IEEE Photonics Technology Letters*, 3(6), Seiten 545-547, 1991
- [27] R. Hoffmann: "Signalanalyse und -erkennung", Springer, 1998
- [28] C. K. Madsen, J.H. Zhao: "Optical Filter Design and Analysis", John Wiley & Sons, Inc., 1999

- [29] T. Duthel, M. Otto, and C. G. Schäffer, "Simple tunable all-fiber delay line filter for dispersion compensation," *IEEE Photonics Technology Letters*, 16(10), Seiten 2287-2289, 2004
- [30] C.R. Doerr, S. Chandrasekhar, M. Cappuzzo, E. Chen, A. Wong-Foy, L. Gomez, S. Patel, L. Buhl: "Two Mach-Zehnder-type tunable dispersion compensators integrated in series to increase bandwidth and/or range while maintaining single-knob control" *IEEE Photonics Technology Letters*, 17(4), Seiten 828-830, 2005
- [31] M. Bohn, F. Horst, B. J. Offrein, G. L. Bona, E. Meissner, and W. Rosenkranz, "Tunable dispersion compensation in a 40 Gb/s system using a compact FIR-lattice filter in SiON technology", in *Proc. ECOC*, 2002, vol. 2, p. 4.2.3.
- [32] M. Schetzen: "The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear systems", Krieger Publishing Company, 2006
- [33] V. S. Kafka: "Rekursive Strukturen auf Volterra-Basis zur aufwandsarmen Darstellung und Entzerrung von nichtlinearen Systemen" Dissertation, Universität der Bundeswehr München, 2002
- [34] J. H. Winters: "Equalization in coherent lightwave systems using a fractionally spaced equalizer", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 8(10), Seiten 1487-1491, 1990
- [35] S. Chandramouli, F. Bien, H. Kim, C. Scholz, E. Gebara, J. Laskar: "10-Gb/s Optical Fiber Transmission Using a Fully Analog Electronic Dispersion Compensator (EDC) With Unclocked Decision-Feedback Equalization", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55(12), Seiten: 2740-2746, 2007
- [36] B. Franz, D. Rösener, R. Dischler, F. Buchali, B. Junginger, T.F Meister, K. Aufinger: "43 Gbit/s SiGe Based Electronic Equalizer for PMD and Chromatic Dispersion Compensation" *ECOC*, Glasgow 2005, paper We1.3.1
- [37] P.M. Watts, V. Mikhailov, S. Savory, P. Bayvel, M. Glick, M. Lobel, B. Christensen, P. Kirkpatrick, S. Shang, R.I. Kiley: "Performance Limits of Electronic Feed-Forward and Decision Feedback Equalizers for Single Mode Fibre Links", *ECOC*, Glasgow 2005, paper Tu3.3.3
- [38] B. Franz, D. Rösener, F. Buchali, H. Bülow, G. Veith: "Adaptive Electronic Feed-Forward Equaliser and Decision Feedback Equaliser for the Mitigation of Chromatic Dispersion and PMD in 43 Gbit/s Optical Transmission Systems", *ECOC*, Cannes 2006, paper We1.5.1
- [39] B. Widrow, M.E. J. Hoff: "Adaptive switching circuits", *IRE 1960 Wescon Conv. Record*, Seiten 563-587, 1960

- [40] C. Xia, W. Rosenkranz: "Nonlinear Electrical Equalization for Different Modulation Formats With Optical Filtering", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 25(4), Seiten 996-1001, 2007
- [41] L. Lischka: "Analyse und Simulation von nichtlinearen elektrischen Entzerrern in optischen Kanälen bis 40 GBit/s" Bachelorarbeit, TU Berlin, Institut für Telekommunikationssysteme, 2007
- [42] D. Fritzsche, L. Lischka, D. Breuer, C. G. Schäffer: "Volterra based nonlinear equalizer with reduced complexity", *Asia-Pacific Optical Communications (APOC)*, Wuhan 2007, paper 6783-70
- [43] J. G. Proakis: „Digital Communications“, McGraw-Hill, vierte Ausgabe, 2001
- [44] G.D. Forney, "Maximum-Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interference", *IEEE Transactions on Information Theory*, IT-18, No. 3, May 1972
- [45] A. Faerbert, et al.: „Performance of a 10.7 Gb/s Receiver with Digital Equaliser using Maximum Likelihood Sequence Estimation“, *ECOC*, Stockholm 2004, PD TH415
- [46] T. Kupfer, et al.: "Measurement of the Performance of 16-states MLSE Digital Equalizer with Different Optical Modulation Formats", *OFC/NFOEC*, San Diego 2008, PDP13
- [47] A. J. Viterbi: "Error Bounds for Convolutional Codes and an Asymptotically Optimum Decoding Algorithm", *IEEE Transactions on Communications Technology*, IT-13, Seiten 260-269, 1967
- [48] L. Gruner-Nielsen, B. Edvold, D. Magnussen: "Large volume manufacturing of dispersion compensation fiber", *OFC*, San José 1998, TuD5
- [49] N. Hanik, A. Ehrhardt, A. Gladisch, C. Peurechet, P. Jeppesen, L. Molle, R. Freund, C. Caspar: "Extension of All-Optical Network-Transparent Domains Based on Normalized Transmission Sections", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 22(6), Seiten 1439-1453, 2004
- [50] M. O. Pedersen, S. N. Knudsen, T. Geisler, T. Veng, L. Gruner-Nielsen: "New Low-Loss Inverse Dispersion Fiber for Dispersion Matched Fiber Sets", *Europ. Conf. on Optical Communication (ECOC 2002)*, Copenhagen, 5A1.3
- [51] Datenblatt des Faserherstellers OFS [www.ofsoptics.com/resources/UWOceanFiber-fiber-115.pdf](http://www.ofsoptics.com/resources/UWOceanFiber-fiber-115.pdf)
- [52] M. Secondini, E. Forestieri, G. Prati: "Adaptive minimum MSE Controlled PLC Optical Equalizer for Chromatic Dispersion Compensation", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, 21(10), Seiten 2322-2331, 2003

- [53] M. Bohn, W. Rosenkranz, P. M. Krummrich: "Adaptive Distortion Compensation With Integrated Optical Finite Impulse Response Filters in High Bitrate Optical Communication Systems", IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, 10(2), Seiten 273-290, 2004
- [54] K. Jinguji: "Synthesis of coherent two-port lattice form optical delay-line circuit", IEEE Journal of Lightwave Technology, 13(1), Seiten 73-82, 1995
- [55] T. Duthel: "Untersuchung und Herstellung faseroptischer Delay-Line-Filter zur Dispersionskompensation in optischen Übertragungssystemen", Dissertation, TU Dresden, 2005
- [56] D. Marquardt: "An algorithm for least squares estimation of non linear parameters", Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics, 11, Seiten 431-441, 1963
- [57] J. Nocedal, S.J. Wright: "Numerical Optimization," Springer, New York, 1999
- [58] T. Duthel, D. Fritzsche, F. Michael, C.G. Schäffer, D. Breuer: "Quasi-Analytic Synthesis of Non-Recursive Optical Delay Line Filters for Reliable Compensation of Dispersion Effects", IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, 24(11), Seiten 4403-4410, 2006
- [59] N. Neumann, T. Duthel, M. Haas, C. G. Schäffer: "General Design Rules for the Synthesis of Dispersion and Dispersion Slope Compensation FIR-and IIR Filters With Reduced Complexity", IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, 25(11), Seiten 3555-3562, 2007
- [60] H. Bülow, F. Buchali and A. Klekamp "Electronic Dispersion Compensation," IEEE IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, 26(1), Seiten 158-167, Januar 2008
- [61] D. Fritzsche, T. Duthel, C. G. Schäffer: "Performance analysis of dispersion compensating optical FIR-filters designed using a quasi-analytic synthesis approach", Optics Communications, Volume 281, Issue 9, 1. Mai 2008, Seiten 2429-2432
- [62] W. Kaiser, M. Wichers, T. Wuth, W. Rosenkranz, C. Scheerer, C. Glingener, A. Färbert, J.-P. Elbers, G. Fischer: "SPM Limit of duobinary Transmission", Europ. Conf. on Optical Communication (ECOC 2000), 03.-07.09.2000, Munich, Germany, vol. 3, pp. 31-32
- [63] A. Ehrhardt, N. Hanik, A. Gladisch, and F. Rumpf, "Field demonstration of a transparent optical 10 Gbit/s-WDM-network based on normalized transmission sections," in Tech. Dig. Optical Fiber Commun. Conf. (OFC'02), Anaheim, CA, 2002, Paper TuH2.
- [64] D. Fritzsche, D. Breuer, C. G. Schäffer: "Link design concept using equalization techniques for robust optical transparent long haul transmission", Asia-Pacific

- Optical Communications (APOC), Gwangju, Republic of Korea, 2006, paper 6353-68
- [65] S. Vorbeck, R. Leppla: "Dispersion and Dispersion Slope Tolerance of 160-Gb/s Systems, Considering the Temperature Dependence of Chromatic Dispersion", *Photonics Technology Letters*, Vol. 15, No. 10, October 2003
- [66] M. J. Hamp et al.: "Investigation into the Temperature Dependence of Chromatic Dispersion in Optical Fiber", *Photonics Technology Letters*, Vol. 14, No. 11, November 2002
- [67] D. Fritzsche, D. Breuer: "Temperature induced dispersion variation and equalization in 107Gb/s transmission systems", *ITCOM*, Boston, USA, 2007, paper 6774-16
- [68] A. Gladisch et al.: "Evolution of Terrestrial Optical System and Core Network Architecture", *Proceedings of the IEEE, Special Issue "Technologies for Next-Generation Optical Networks"*, Vol. 94, No.5, May 2006
- [69] S. Vorbeck, M. Schneiders, W. Weiershausen: „100Gbit/s: Realisierungen für Metro- und Transportsysteme“ 10. ITG Fachtagung Photonische Netze, Leipzig 04.-05. Mai 2009
- [70] C.R.S. Fludger et al.: "Electronic Equalisation for Low Cost 10 Gbit/s Directly Modulated Systems", *OFC, Los Angeles 2004*, WM7
- [71] J. P. Elbers, H. Wernz, H. Griesser, C. Glingener, A. Faerbert, S. Langenbach, N. Stojanovic, C. Dorschky, T. Kupfer, C. Schulien: "Measurement of the dispersion tolerance of optical duobinary with an MLSE-receiver at 10.7 Gb/s", *OFC/NFOEC, 2005*, OThJ4
- [72] A. Färbert: "Application of Digital Equalization in Optical Transmission Systems", *OFC/NFOEC, Anaheim 2006*, OTuE5
- [73] J. M. Gené, P.J. Winzer, S. Chandrasekhar, H. Kogelnik: "Joint PMD and Chromatic Dispersion Compensation Using an MLSE", *ECOC, Cannes 2006*, We2.5.2
- [74] D. Breuer, A. Ehrhardt, D. Fritzsche, M. Paul, L. Schürer: "Simultaneous compensation of PMD and CD in a 10.7Gb/s Field Trial based on the MLSE", *OECC/IOOC 2007*, 13B2-3
- [75] D. Fritzsche, D. Breuer, L. Schürer, A. Ehrhardt, H. Oeruen, T. Kupfer: "Increasing the Performance of MLSE Equalization using a Chirped Transmitter: 10Gbit/s Field Trial with high PMD and CD", *OECC/ACOFT, Sydney 2008*, TuA-1
- [76] P. Poggiolini: "Fundamental Limits on the Performance of Maximum-Likelihood Sequence Estimation in Dispersive Optical Links", *IEEE/LEOS Summer Topical Meetings, Portland 2007*

- [77] P. Poggiolini: "MLSE receivers: Application scenarios, fundamental limits and experimental validations" ECOC, Brussels 2008, Tu1D1
- [78] O. Aggazi, M. Hueda, H. S. Carrer and D. Crivelli, "Maximum-Likelihood Sequence Estimation in Dispersive Optical Channels," IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, 23(2), Seiten 749-763, Februar 2005
- [79] T. Foggi, G. Colavolpe and G. Prati, "Maximum-Likelihood Sequence Detection With Closed-Form Metrics in OOK Optical Systems Impaired by GVD and PMD," IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, 24(8), Seiten 3073-3087, August 2006
- [80] D. Fritzsche, D. Breuer, L. Schürer, A. Ehrhardt, H. Oeruen, C. G. Schäffer: "Application of MLSE Technology in Optical Communication Systems and Performance Evaluation in 10Gbit/s Field Trials", IEEE/LEOS Summer Topical Meetings, Newport Beach, California, 2009, paper TuC2.2
- [81] N. Stojanovic, T. Kupfer: "On the Design of AGC Circuits in IM-DD NRZ Optical Transmission Systems", IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, 26(20) Seiten 3426-3433, 2008
- [82] S. Langenbach, et al.: "Parametric versus Non-Parametric Branch Metrics for MLSE-based Receivers with ADC and Clock Recovery", OFC/NFOEC, San Diego 2008, JThA60
- [83] Datenblatt des CoreOptics 4-states MLSE-Entzerrers
- [84] D. Fritzsche, L. Schürer, A. Ehrhardt, D. Breuer, H. Oeruen, C. G. Schäffer: "Field Trial Investigation of 16-states MLSE Equalizer for Simultaneous Compensation of CD, PMD and SPM" OFC/NFOEC, San Diego 2009, OWE4
- [85] F. Buchali, H. Bülow: "Adaptive PMD Compensation by Electrical and Optical Techniques", IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, 22(4), Seiten 1116-1126, April 2004
- [86] D. Fritzsche, D. Breuer, A. Ehrhardt, J. Yeh, Z. Zhang, W.I. Way: "Dispersion-Tolerant 40Gb/s Field Trial over an Installed 10 Gb/s WDM 752 km Link Using Multi-Carrier Technique", OFC/NFOEC, San Diego, California, USA, 2009, paper NWD4
- [87] Webseite der Firma OpVista, [www.opvista.com](http://www.opvista.com)
- [88] A. Lowery, L. Bangyuan Du, J. Armstrong: "Performance of Optical OFDM in Ultralong-Haul WDM Lightwave Systems", IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, 25(1), Seiten 131-138, January 2007
- [89] A. Erhardt, N. Hanik, A. Gladisch, F. Rumpf: "Field demonstration of a transparent optical 10 Gbit/s-WDM-network based on normalized transmission sections". OFC, Anaheim 2002, TuH2

- [90] C. Fürst, J.-P. Elbers, M. Camera, H. Wernz, H. Griesser, S. Herbst, F. Cavaliere, A. Ehrhardt, D. Breuer, D. Fritzsche, S. Vorbeck, M. Schneiders, W. Weiershausen, R. Leppla, J. Wendler, M. Schrödel, T. Wuth, C. Fludger, T. Duthel, B. Milivojevic, C. Schulien “43 Gb/s RZ-DQPSK DWDM Field Trial over 1047 km with Mixed 43 Gb/s and 10.7 Gb/s Channels at 50 and 100 GHz Channel Spacing“, ECOC, Cannes 2006, PD-paper Th4.1.4
- [91] C. Xie; S. Chandrasekhar, X. Liu, D. Werner, H. Haunstein: “Automatic Optical PMD Compensator for 40-Gb/s DBPSK and DQPSK with Fast Changing SOP and PSP“, ECOC, San Diego 2008, We3E5
- [92] N. Cyr, H. Chen, G.W. Schinn: “Random-Scrambling Tunable POTDR for Cumulative-PMD Measurement of Installed Fibers”, OFMC, Teddington, UK, 2007
- [93] N. Cyr, H. Chen, G.W. Schinn: “Random-Scrambling Tunable POTDR for Distributed Measurement of Cumulative PMD,” IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, 27(18), Seiten 4164-4174, September 2009
- [94] D. Fritzsche, M. Paul, L. Schuerer, A. Ehrhardt, D. Breuer, W. Weiershausen, N. Cyr, H. Chen, G.W. Schinn: “Measuring the Link Distribution of PMD: Field Trial Using an RS-POTDR”, OFC/NFOEC, San Diego 2008, paper NThE2
- [95] D. Fritzsche, M. Paul, L. Schuerer, A. Ehrhardt, D. Breuer, W. Weiershausen, N. Cyr, H. Chen, G.W. Schinn, “Measuring the cumulative PMD of buried fibers in the network of Deutsche Telekom in a field trial using an RS-POTDR prototype”, 9. ITG-Fachtagung Photonische Netze, Leipzig 28.-29.4.2008
- [96] A. Ehrhardt, D. Fritzsche, M. Paul, L. Schuerer, D. Breuer and W. Weiershausen, N. Cyr, H. Chen and G.W. Schinn: “Characterisation of the PMD distribution along optical fibres by a POTDR” Invited paper 10. ICTON 2008, Athens, Greece, June 22-26, 2008, invited paper We.A1.3, Proc. Vol.1. pp. 173-177
- [97] A. Ehrhardt, M. Paul, D. Fritzsche, L. Schuerer, C. Gerlach, D. Breuer, N. Cyr, H. Chen and G.W. Schinn: “Field trial demonstrating improvement of backbone fiber infrastructure PMD using a random-scrambling POTDR”, OFC/NFOEC, San Diego 2009, paper NMB5
- [98] A. Ehrhardt, M. Paul, L. Schürer, C. Gerlach, W. Krönert, D. Fritzsche, D. Breuer, N. Cyr, H. Chen, G.W. Schinn: "Verbesserung der Strecken-PMD im Feld mit einem RS-POTDR durch Identifizierung von Faserabschnitten mit erhöhter PMD und Austausch dieser Abschnitte", 10. ITG Fachtagung Photonische Netze, Leipzig 04.-05. Mai 2009
- [99] A. Ehrhardt, D. Fritzsche, M. Paul, L. Schuerer, D. Breuer, W. Weiershausen, V. Fuerst, N. Cyr, H. Chen, G.W. Schinn: “Characterisation of the PMD distribution along optical fibres and improvement of the backbone fibre infrastructure by a POTDR”, Journal of Networks, Special Issue, Vol.5, No.2, February 2010

- [100] A. Ehrhardt, M. Paul, L. Schürer, C. Gerlach, W. Kronert, D. Fritzsche, D. Breuer, V. Fürst, N. Cyr, H. Chen, G.W. Schinn: "Field trial to improve the fibre infrastructure towards 40Gbit/s transmission and beyond and decrease economically efficient the link PMD by exploitation of a POTDR", ICTON 2009, Ponta Delgada, São Miguel Island, Azores, Portugal, June 28 - July 2, 2009, invited paper Mo.C2.3
- [101] L. Schürer, A. Ehrhardt, M. Paul, C. Gerlach, W. Krönert, D. Fritzsche: „Ortaufgelöste PMD-Messungen mittels RS-POTDR und Vergleich der PMD-Verteilung in verschiedenen Fasern verlegter Kabel“, 16. ITG Fachtagung Kommunikationskabelnetze, Köln 15.-16. Dezember 2009
- [102] D. Fritzsche, D. Breuer, L. Schürer, A. Ehrhardt, H. Oeruen, C. G. Schäffer: „Experimental Investigation of Real Time 10 Gbit/s MLSE Equalizer Using 4-states and 16-states Viterbi Detector“, IEEE Global Communications Conference (IEEE GLOBECOM 2009), 30 November - 4 December 2009, Honolulu, Hawaii
- [103] Webseite der Firma CoreOptics, [www.coreoptics.com](http://www.coreoptics.com)
- [104] T. Kupfer, S. Langenbach, N. Stojanovic, S. Gehrke, J. Whiteaway: „Performance of MLSE in Optical Communication Systems“ in Proc. ECOC Berlin, 2007, vol. 4, paper 9.1.1
- [105] C. Xie, L. Moller, and R. Ryf, "Improvement of optical NRZ- and RZ-duobinary transmission systems with narrow bandwidth optical filters," IEEE Photon. Tech. Lett., vol.16, No. 9, pp.2162-2164, Sep. 2004.
- [106] H. Ooi, K. Nakamura, Y. Akiyama, T. Takahara, T. Terahara, Y. Kawahata, H. Isono, and G. Ishikawa: "40-Gb/s WDM Transmission With Virtually Imaged Phased Array (VIPA) Variable Dispersion Compensators", Journal of Lightwave Technology, 20(12), Seiten 2196-2203, 2002



---

# Verzeichnis der im Rahmen dieser Arbeit entstandenen Veröffentlichungen

## Zeitschriften

- [1] A. Ehrhardt, D. Fritzsche, M. Paul, L. Schuerer, D. Breuer, W. Weiershausen, V. Fuerst, N. Cyr, H. Chen, G.W. Schinn: "Characterisation of the PMD distribution along optical fibres and improvement of the backbone fibre infrastructure by a POTDR", Journal of Networks, Vol.5, No.2, Februar 2010, invited paper
- [2] D. Fritzsche, T. Duthel, C. G. Schäffer: "Performance analysis of dispersion compensating optical FIR filters designed using a quasi-analytic synthesis approach", Optics Communications, Volume 281, Issue 9, 1 May 2008, Pages 2429-2432
- [3] T. Duthel, D. Fritzsche, F. Michael, C. G. Schäffer and D. Breuer: "Quasi-Analytic Synthesis of Non-Recursive Optical Delay Line Filters for Reliable Compensation of Dispersion Effects", Lightwave Technology, Journal of, IEEE, Vol. 24, Issue 11, November 2006.

## Konferenzen und Workshops

- [4] D. Fritzsche, D. Breuer, L. Schürer, A. Ehrhardt, H. Oeruen, C. G. Schäffer: „Experimental Investigation of Real Time 10 Gbit/s MLSE Equalizer Using 4-states and 16-states Viterbi Detector“, IEEE Global Communications Conference (IEEE GLOBECOM 2009), 30 November - 4 December 2009, Honolulu, Hawaii
- [5] D. Fritzsche, D. Breuer, L. Schürer, A. Ehrhardt, H. Oeruen, C. G. Schäffer: "Application of MLSE Technology in Optical Communication Systems and Performance Evaluation in 10Gbit/s Field Trials", IEEE/LEOS Summer Topical Meetings, Newport Beach, California, USA, 2009, paper TuC2.2
- [6] A. Ehrhardt, M. Paul, L. Schürer, C. Gerlach, W. Krönert, D. Fritzsche, D. Breuer, N. Cyr, H. Chen, G.W. Schinn: "Verbesserung der Strecken-PMD im Feld mit einem RS-POTDR durch Identifizierung von Faserabschnitten mit erhöhter PMD und Austausch dieser Abschnitte" 10. ITG Fachtagung Photonische Netze, Leipzig 04.-05. Mai 2009
- [7] D. Fritzsche, L. Schürer, A. Ehrhardt, D. Breuer, H. Oeruen, C. G. Schäffer: "Field Trial Investigation of 16-states MLSE Equalizer for Simultaneous Compensation of CD, PMD and SPM", OFC/NFOEC, San Diego, California, USA, 2009, paper OWE4
- [8] D. Fritzsche, D. Breuer, A. Ehrhardt, J. Yeh, Z. Zhang, W.I. Way: "Dispersion-Tolerant 40Gb/s Field Trial over an Installed 10 Gb/s WDM 752 km Link Using Multi-Carrier Technique", OFC/NFOEC, San Diego, California, USA, 2009, paper NWD4

- [9] A. Ehrhardt, M. Paul, D. Fritzsche, L. Schuerer, C. Gerlach, D. Breuer, N. Cyr, H. Chen and G.W. Schinn: “Field trial demonstrating improvement of backbone fiber infrastructure PMD using a random-scrambling POTDR”, OFC/NFOEC, San Diego, California, USA, 2009, paper NMB5
- [10] D. Fritzsche: “Uncompensated transmission using MLSE equalization: Recent improvements on practical implementations”, Workshop “DCF, Will It Ever Be Displaced?”, OECC/ACOFT, Sydney, Australia, 2008
- [11] D. Fritzsche, M. Paul, L. Schuerer, A. Ehrhardt, D. Breuer, W. Weiershausen, N. Cyr, H. Chen, G.W. Schinn, “Measuring the cumulative PMD of buried fibers in the network of Deutsche Telekom in a field trial using an RS-POTDR prototype”, 9. ITG-Fachtagung Photonische Netze, Leipzig 28.-29.4.2008
- [12] D. Fritzsche, M. Paul, L. Schuerer, A. Ehrhardt, D. Breuer, W. Weiershausen, N. Cyr, H. Chen, G.W. Schinn: “Measuring the Link Distribution of PMD: Field Trial Using an RS-POTDR”, OFC/NFOEC, San Diego, California, USA, 2008, paper NThE2
- [13] D. Fritzsche, L. Lischka, D. Breuer, C. G. Schäffer: “Volterra based nonlinear equalizer with reduced complexity”, Asia-Pacific Optical Communications (APOC), Wuhan, China, 2007, paper 6783-70
- [14] D. Fritzsche, D. Breuer: “Temperature induced dispersion variation and equalization in 107Gb/s transmission systems”, ITCOM, Boston, USA, 2007, paper 6774-16
- [15] D. Breuer, A. Ehrhardt, D. Fritzsche, M. Paul, L. Schürer, H. Oeruen, T. W. von Mohrenfels: “Simultaneous Compensation of PMD and CD in a 10.7Gb/s Field Trial Based on the MLSE“, OECC/IOOC, Yokohama, Japan, 2007, paper 13B2-3
- [16] C. Fürst, J.-P. Elbers, M. Camera, H. Wernz, H. Griesser, S. Herbst, F. Cavaliere, A. Ehrhardt, D. Breuer, D. Fritzsche, S. Vorbeck, M. Schneiders, W. Weiershausen, R. Leppla, J. Wendler, M. Schrödel, T. Wuth, C. Fludger, T. Duthel, B. Milivojevic, C. Schulien: “43Gb/s RZ-DQPSK im 50GHz DWDM Betrieb“, 8. ITG-Fachtagung Photonische Netze, Leipzig 2007
- [17] C. Fürst, J.-P. Elbers, M. Camera, H. Wernz, H. Griesser, S. Herbst, F. Cavaliere, A. Ehrhardt, D. Breuer, D. Fritzsche, S. Vorbeck, M. Schneiders, W. Weiershausen, R. Leppla, J. Wendler, M. Schrödel, T. Wuth, C. Fludger, T. Duthel, B. Milivojevic, C. Schulien: “Analysis of Crosstalk in Mixed 43 Gb/s RZ-DQPSK and 10.7 Gb/s DWDM Systems at 50 GHz Channel Spacing“, OFC, Anaheim, California, USA, 2007, paper OThS2
- [18] C. Fürst, J.-P. Elbers, M. Camera, H. Wernz, H. Griesser, S. Herbst, F. Cavaliere, A. Ehrhardt, D. Breuer, D. Fritzsche, S. Vorbeck, M. Schneiders, W. Weiershausen, R. Leppla, J. Wendler, M. Schrödel, T. Wuth, C. Fludger, T. Duthel, B. Milivojevic, C. Schulien: “43 Gb/s RZ-DQPSK DWDM Field Trial over 1047 km with Mixed 43 Gb/s and 10.7 Gb/s Channels at 50 and 100 GHz Channel Spacing“, ECOC, Cannes, France, 2006, post deadline paper Th4.1.4

- [19] D. Fritzsche, D. Breuer, C. G. Schäffer: "Link design concept using equalization techniques for robust optical transparent long haul transmission", Asia-Pacific Optical Communications (APOC), Gwangju, Republic of Korea, 2006, paper 6353-68
- [20] D. Fritzsche, D. Breuer, C. G. Schäffer: "Simple and robust link design concept for long haul transmission using equalizing techniques", 7. ITG-Fachtagung Photonische Netze, Leipzig 27.-28.4.2006
- [21] D. Fritzsche, D. Breuer, T. Duthel, C. G. Schäffer: "Dispersionskompensationsfilter in transparenten optischen Netzen", Workshop der ITG Fachgruppe 5.3.1, 17.-18.11.05, Berlin

### **Eingeladene Vorträge**

- [22] A. Ehrhardt, M. Paul, L. Schürer, C. Gerlach, W. Kronert, D. Fritzsche, D. Breuer, V. Fürst, N. Cyr, H. Chen, G.W. Schinn: "Field trial to improve the fibre infrastructure towards 40Gbit/s transmission and beyond and decrease economically efficient the link PMD by exploitation of a POTDR", ICTON 2009, Ponta Delgada, São Miguel Island, Azores, Portugal, June 28 - July 2, 2009, invited paper Mo.C2.3
- [23] D. Fritzsche, D. Breuer, L. Schuerer, A. Ehrhardt, H. Oeruen, T. Kupfer: "Increasing the Performance of MLSE Equalization using a Chirped Transmitter: 10Gbit/s Field Trial with high PMD and CD", OECC/ACOFT, Sydney, Australia, 2008, invited paper TuA-1
- [24] A. Ehrhardt, D. Fritzsche, M. Paul, L. Schuerer, D. Breuer and W. Weiershausen, N. Cyr, H. Chen and G.W. Schinn: "Characterisation of the PMD distribution along optical fibres by a POTDR" Invited paper 10. ICTON 2008, Athens, Greece, June 22-26, 2008, invited paper We.A1.3, Proc. Vol.1. pp. 173-177
- [25] A. Ehrhardt, D. Breuer, D. Fritzsche, S. Vorbeck, M. Schneiders, W. Weiershausen, R. Leppla, C. Fürst, J.-P. Elbers, M. Camera, H. Wernz, H. Griesser, S. Herbst, F. Cavaliere, J. Wendler, M. Schrödel, T. Wuth, C. Fludger, T. Duthel, B. Milivojevic, C. Schulien: "Field trial to upgrade an existing 10 Gbit/s DWDM link by 40 Gbit/s RZ-DQPSK channels" Invited paper 9. ICTON 2007, Rome, Italy, July 1-5, 2007, invited paper MoC1.1, Proc. Vol. 1, pp. 34-38



---

# Anhang A

## Poincaré-Kugel

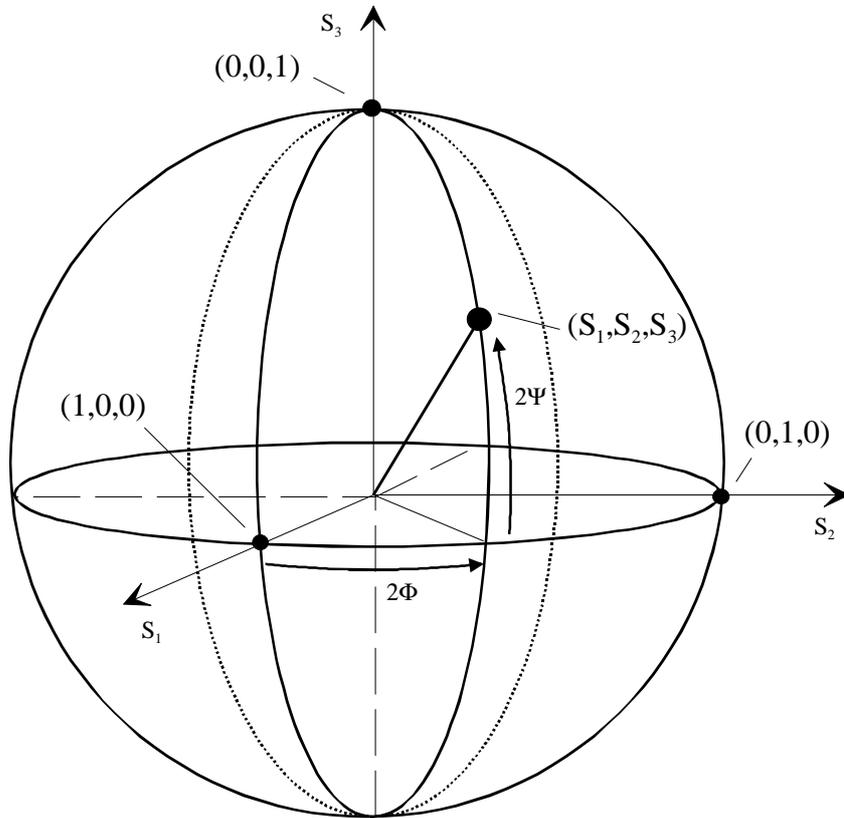


Abbildung A.1: Poincaré-Kugel mit den Stokes-Parametern  $S_1$ ,  $S_2$ , und  $S_3$  sowie den Winkeln Azimut  $\Phi$  und Elliptizität  $\Psi$

$$S_1 = E_x^2 - E_y^2 \quad (\text{B.1})$$

$$S_2 = 2 \cdot E_x \cdot E_y \cdot \cos(\Delta\varphi) \quad (\text{B.2})$$

$$S_3 = 2 \cdot E_x \cdot E_y \cdot \sin(\Delta\varphi) \quad (\text{B.3})$$

$$\Psi = \frac{1}{2} \arcsin\left(\frac{2 \cdot E_x \cdot E_y \cdot \sin(\Delta\varphi)}{E_x^2 + E_y^2}\right) \quad (\text{B.4})$$

$$\Phi = \frac{1}{2} \arctan\left(\frac{2 \cdot E_x \cdot E_y \cdot \cos(\Delta\varphi)}{E_x^2 - E_y^2}\right) \quad (\text{B.5})$$

# Anhang B

## Struktur eines FFE[3,3,3]

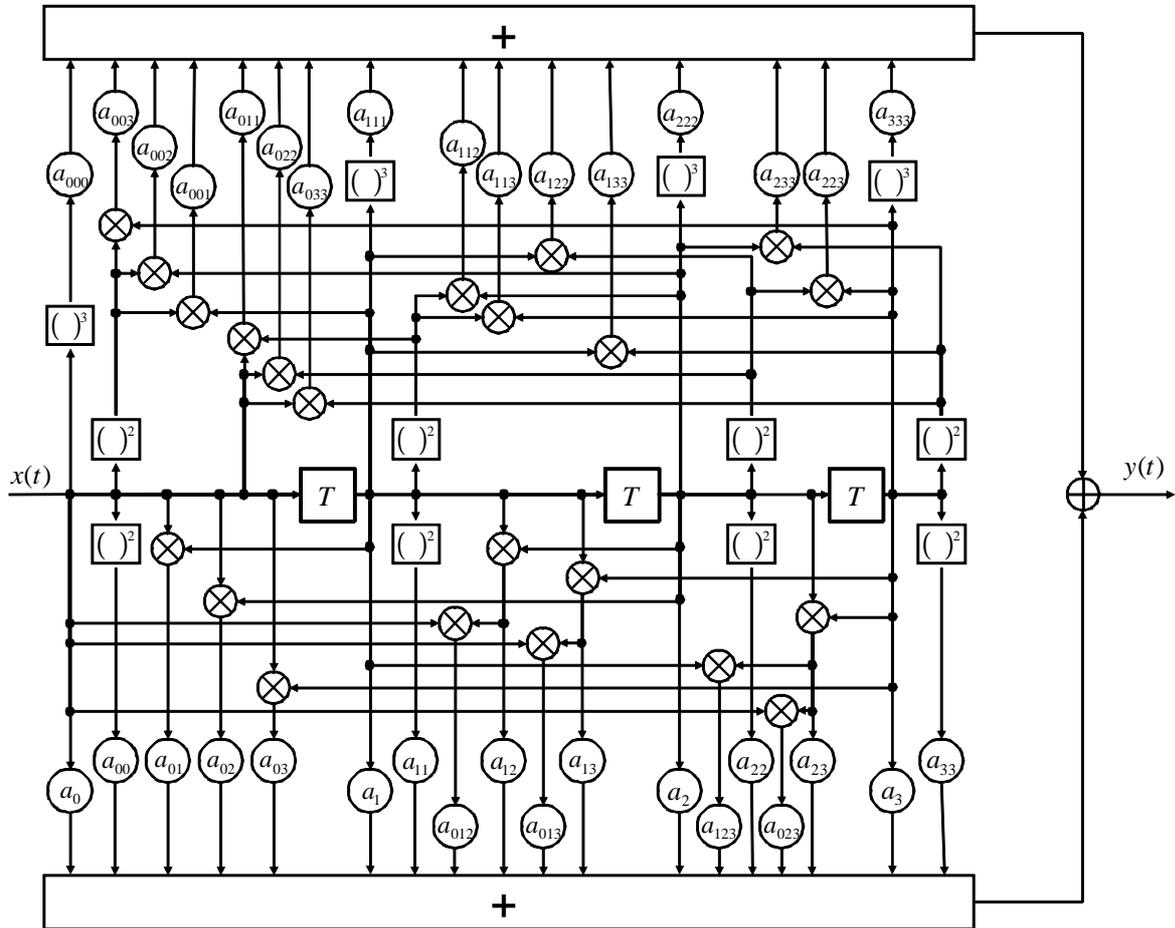


Abbildung B.1: Blockschaltbild eines FFE[3,3,3] mit 34 Koeffizienten; die Struktur ist dabei nicht optimal hinsichtlich der Anzahl der verwendeten Multiplizierelemente, verdeutlicht aber die Ausmaße eines Volterra-Entzerrers

---

## Danksagung

Diese Arbeit entstand im Rahmen der Kooperation zwischen der Technischen Universität Dresden bzw. der GWT-TUD GmbH, Dresden und der T-Systems GbmH, Berlin die zwischen Oktober 2004 und Dezember 2008 bestand.

Ganz herzlich bedanken möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr. Schäffer für die Ermöglichung dieser Arbeit, das entgegengebrachte Vertrauen und die ständige Diskussionsbereitschaft. Mein Dank geht ebenfalls an Herrn Prof. Dr. Schmauß von der Universität Erlangen-Nürnberg für das Interesse an dieser Arbeit und die Erstellung des erforderlichen Gutachtens.

Der T-Systems GmbH, namentlich Dr. Andreas Gladisch und Werner Weiershausen danke ich für Finanzierung dieses Projektes. Mein besonderer Dank geht an Dr. Dirk Breuer für die fachliche Zusammenarbeit und die interessanten Diskussionen sowie die Nutzung der Simulationshardware.

Bedanken möchte ich mich außerdem bei allen Kollegen der T-Systems GmbH für die Unterstützung während der Experimente und Feldversuche, insbesondere bei Dr. Armin Ehrhardt und Lars Schürer. Weiterer Dank geht an Dr. Thomas Duthel für die fachliche Zusammenarbeit während unserer Zeit an der TU Dresden und darüber hinaus. Bedanken möchte ich mich außerdem bei Leonhard Lischka für die Zusammenarbeit und die Anfertigung der Bachelor- sowie Masterarbeit auf dem Themengebiet.

