

**Optimierung des Bandbreiten-Längenproduktes  
optischer MMF-Übertragungssysteme durch  
Anwendung der MIMO-Technik**

**Dissertation**

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

**Stefan Schöllmann**

Kiel  
2009

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Werner Rosenkranz

2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Klaus Petermann

Datum der mündlichen Prüfung: 08.06.2009

## Danksagung

In erster Linie gilt mein Dank Herrn Prof. Rosenkranz für die Überlassung des interessanten Dissertationsthemas und die stetige Diskussionsbereitschaft sowie Unterstützung während meiner Zeit am Lehrstuhl für Nachrichten- und Übertragungstechnik. Ebenfalls bin ich Herrn Prof. Petermann für die Übernahme des Koreferats zu Dank verpflichtet.

An dieser Stelle möchte ich die Gelegenheit nutzen mich bei meinen Kollegen am Lehrstuhl für die fruchtbaren Diskussionen und das angenehme Arbeitsklima bedanken. Danke Christina, Petra, Jochen, Patrick, Murat, Annika, Chunmin und Abdulamir. Ganz besonderen Dank möchte ich an meine Kollegin Maïke Wichers für das Korrekturlesen sowie Christoph Wree für die sehr angenehme Zusammenarbeit während der Projektphase aussprechen.

Des Weiteren möchte ich mich ganz herzlich bei meiner Familie bedanken, die mich während meines gesamten Studiums unschätzbar unterstützt hat. Papa, Mama, Volker, Elisabeth, Esther, Erik, Christel, Jürgen, Paula und Julius - Ihr seid die Besten.

Danke Claudia für die Unterstützung und die Liebe, die Du mir schenkst und die letzten Jahre geschenkt hast.

# Kurzzusammenfassung

In dieser Arbeit werden folgende drei Ansätze zur Optimierung des Bandbreiten-Längenproduktes in optischen Graded-Index Multimode Faser (GI-MMF) Übertragungssystemen betrachtet:

1. Adaption bekannter Techniken aus optischen Singlemode Faser Systemen,
2. Untersuchung neuartiger MMF und Komponenten,
3. Verwendung des „Multiple Input Multiple Output“ (MIMO) Ansatzes im optischen Übertragungssystemen.

Bei der Untersuchung des **ersten** Ansatzes wird gezeigt, dass „Forward-Error-Correction“ (FEC) gewinnbringend in MMF-Systemen eingesetzt werden kann. Des Weiteren werden „Orthogonal Frequency Division Multiplexing“ (OFDM) sowie höherstufige ASK-Formate als vielversprechende Techniken zur Steigerung der Datenrate identifiziert.

Im **zweiten** Ansatz wird experimentell gezeigt, dass durch den Einsatz von neuartigen GI-MMF sowie Plastikfasern (GI-POF) in Kombination mit Photodioden, die durch eine hohe Bandbreite und eine große aktive Detektionsfläche, 40 Gb/s Übertragungen über 50m GI-POF und bis zu 1000m GI-MMF möglich sind.

Im Zentrum dieser Arbeit steht der **dritte** Ansatz. Es wird gezeigt, dass die aus dem Mobilfunk bekannte „Multiple Input Multiple Output“ (MIMO) Technik ebenfalls im optischen Nachrichtenübertragungssystemen mit Hilfe des „Mode Group Diversity Multiplexing“ (MGDM) Ansatzes grundsätzlich realisiert werden kann. Anhand von Experimenten wird verifiziert, dass sowohl optische 2x2 als auch 3x3 MIMO-Systeme bei Verwendung von Entzerrerstrukturen über GI-MMF und 2x2 MIMO-Systeme über GI-POF realisiert werden können. Zusätzlich wird gezeigt, dass MGDM ebenfalls mit Mehrmodenlasern grundsätzlich möglich ist.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>2</b>
1.1	Ziel der Arbeit . . . . .	3
1.2	Aufbau der Arbeit . . . . .	3
<b>2</b>	<b>Lichtausbreitung im optischen Lichtwellenleiter</b>	<b>5</b>
2.1	Aufbau und Parameter der optischen Faser . . . . .	5
2.2	Wellentheoretischer Ansatz . . . . .	7
2.2.1	Definition einer Mode, LP-Mode und Modengruppe [16] . . . . .	8
2.2.2	Lösung der skalaren Wellengleichung . . . . .	10
2.2.3	Anregung der Moden basierend auf Überlappungsintergral . . . . .	14
2.3	Geometrischer Ansatz [14] . . . . .	14
2.3.1	Brechungsgesetz und Gesetz von Snellius . . . . .	14
2.3.2	Strahlausbreitung innerhalb optischer Medien . . . . .	16
2.4	Resümee . . . . .	20
<b>3</b>	<b>Optische Nachrichtenübertragungssysteme</b>	<b>22</b>
3.1	Optische Sender . . . . .	24
3.1.1	Lichtquellen . . . . .	24
3.1.2	Modulation . . . . .	25
3.1.3	Modulationsformate . . . . .	26

3.1.4	Forward Error Correction . . . . .	28
3.2	Optische Faser . . . . .	29
3.2.1	Dämpfung . . . . .	29
3.2.2	Chromatische Dispersion . . . . .	30
3.2.3	Polarisationsmodendispersion . . . . .	31
3.2.4	Modenabhängige Dämpfung . . . . .	32
3.2.5	Modendispersion . . . . .	32
3.2.6	Modenkopplung . . . . .	34
3.2.7	Modenrauschen . . . . .	34
3.3	Empfänger . . . . .	39
3.4	Bewertungskriterien . . . . .	40
3.4.1	„Eye Opening Penalty“ (EOP) . . . . .	40
3.4.2	„Bit Error Ratio“ (BER) . . . . .	40
3.4.3	Toleranz von Amplituden und Jitter Abweichungen . . . . .	41
<b>4</b>	<b>Optische Multiple Input Multiple Output Systeme</b>	<b>43</b>
4.1	Grundlagen der MIMO-Übertragung . . . . .	44
4.1.1	Erhöhung der Datenrate . . . . .	45
4.1.2	Erhöhung der Zuverlässigkeit . . . . .	47
4.2	Optische MIMO-Ansätze . . . . .	48
4.2.1	„Mode Group Diversity Multiplexing“(MGDM) Ansatz . . . . .	49
<b>5</b>	<b>Optimierung SMF- und MMF- basierter SISO Systeme</b>	<b>54</b>
5.1	Systemeinflüsse in SMF . . . . .	55
5.1.1	Kanalkodierung . . . . .	55
5.1.2	Optimaler Overhead für unterschiedliche Modulationsformate . . . . .	57
5.1.3	Adaptionsmöglichkeiten für MMF-Übertragungssysteme . . . . .	59

5.2	Systemupgrade durch Verwendung neuer Komponenten . . . . .	62
5.2.1	Anwendung neuartiger MMF und POF . . . . .	62
5.2.2	40 Gb/s MMF-Systeme . . . . .	63
5.2.3	Experimentelle Ergebnisse für Übertragungen bis 1000 m . . . . .	68
5.2.4	Interpretation der Ergebnisse . . . . .	75
5.3	Resümee . . . . .	78
<b>6</b>	<b>Optische MIMO-Ansätze ohne Entzerrung</b>	<b>79</b>
6.1	Selection-Combining in optischen Übertragungssystemen . . . . .	80
6.1.1	Selection-Combining in MMF-Systemen . . . . .	80
6.1.2	Diversitätsgewinn mit MISO in SMF-Systemen . . . . .	83
6.2	Mode Group Diversity Multiplexing (MGDM) mit SMF-Demultiplexing über MMF . . . . .	86
6.2.1	Übersprechen zwischen den Kanälen in einem 2x2 MIMO-System mit 21,4 Gb/s . . . . .	86
6.2.2	Quantitative Untersuchung des optimierten 2x2 MGDM-Systems . .	88
6.2.3	Realisierbarkeit der MGDM-Technik über GI-POF . . . . .	93
6.3	Realisierbarkeit der MGDM-Technik mit Mehrmodenlasern . . . . .	95
6.4	Resümee . . . . .	100
<b>7</b>	<b>Modenrauschen in optischen MIMO-Systemen</b>	<b>101</b>
7.1	Analytische Beschreibung des Modenrauschens mittels Verteilungsdichte- funktion . . . . .	101
7.1.1	Annahmen für die analytische Beschreibung . . . . .	102
7.1.2	Herleitung der grundsätzlichen Verteilungsdichtefunktion [59] . . . .	103
7.1.3	Herleitung der exakten Verteilungsdichtefunktion . . . . .	105
7.2	Experimentelle Untersuchung des Modenrauschens . . . . .	106
7.2.1	Einfluss des Modenrauschens abhängig von der Polarisationsrichtung	106

7.2.2	Einfluss des Modenrauschens in Abhängigkeit des Leistungsverhältnisses . . . . .	108
7.2.3	Einfluss des Modenrauschens abhängig von der Übertragungslänge .	110
7.3	Resümee . . . . .	112
<b>8</b>	<b>Erweiterte optische MIMO-Ansätze</b>	<b>113</b>
8.1	MGDM mit Entzerrung . . . . .	113
8.1.1	2x2 MIMO basierend auf MGDM . . . . .	114
8.1.2	3x3 MIMO-System mit MGDM . . . . .	116
8.2	Kombination von WDM und MGDM . . . . .	123
8.2.1	Experimentelle Realisierung der Kombination aus MGDM und WDM	124
8.3	Resümee . . . . .	126
<b>9</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>127</b>
9.1	Zusammenfassung . . . . .	127
9.2	Ausblick . . . . .	129
<b>A</b>	<b>Lichtausbreitung</b>	<b>138</b>
A.1	Herleitung der vektoriellen Wellengleichung . . . . .	138
A.2	Feldverteilung für unterschiedliche Submoden . . . . .	139
A.3	Herleitung Strahlverläufe innerhalb der GI-LWL . . . . .	139
<b>B</b>	<b>Leistungsverteilungen</b>	<b>141</b>
<b>C</b>	<b>Modenrauschen</b>	<b>146</b>
<b>D</b>	<b>Variablen und Abkürzungen</b>	<b>148</b>
D.1	Griechische Buchstaben . . . . .	148
D.2	Lateinische Buchstaben . . . . .	149
D.3	Abkürzungen . . . . .	151



	1
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>154</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>154</b>

# Kapitel 1

## Einleitung

In den letzten Jahrzehnten ist aufgrund der rasanten Entwicklung des Datenaustausches zwischen Wirtschaftszentren ein ständig steigender Bedarf an Übertragungsbandbreite zu erkennen gewesen. Dieser ansteigende Bedarf basiert neben der klassischen Telefonie besonders auf der weltweiten Verbreitung des Internets [1]. Hierzu zählt im Speziellen auch die Möglichkeit, Fernsehen und Filme in hoher Auflösung („High Definition Television, HDTV“) über das Internet herunterzuladen [2]. Diese Entwicklung hat insbesondere dazu geführt, dass sich die optische Nachrichtentechnik basierend auf Einmodenfasern (engl.: „Single Mode Fasern“, SMF) im Bereich der Weitverkehrsübertragung gegenüber elektrischen Übertragungsmedien etabliert und durchgesetzt hat [3, 4, 5]. Daher ist die Optimierung dieser Systeme der zentrale Teil der Forschung in den letzten Jahren gewesen. Hierbei sind insbesondere als Meilensteine neuartige bandbreiteneffiziente Modulationsformate, optische Verstärker, Entzerrerstrukturen im optischen sowie elektrischen Bereich und Kodierungsalgorithmen zu nennen.

Parallel zu optischen Übertragungssystemen hat die Mobilfunktechnik stark an Bedeutung gewonnen [6]. Eine wichtige Technologie, die zum Erfolg der Mobilfunktechnik beigetragen hat, war die Erfindung der „Multiple Input Multiple Output“ Technik [7]. Dabei werden unterschiedliche Signale durch Ausnutzung der Dimension „Raum“ übertragen, wodurch die spektrale Effizienz signifikant erhöht werden kann.

Neben der oben beschriebenen Entwicklung in optischen Weitverkehrsnetzen und im Mobilfunk werden in neuerer Zeit ebenfalls vom Endverbraucher immer höhere Datenraten verlangt, um insbesondere das Angebot des Internets effizient nutzen zu können. Hierzu zählen sowohl „Local Area Network, LAN“-Anwendungen für Firmen als auch hohe Datenraten für Endverbraucher im privaten Bereich [8, 9]. Die benötigte Bandbreite zum „Up- and Download“ wird heutzutage vielen Endverbrauchern mit Hilfe effizienter Technologien im elektrischen Bereich wie z.B. DSL zur Verfügung gestellt. Es wird jedoch erwartet, dass innerhalb Europas in den kommenden Jahren der Bedarf an Bandbreite so groß sein wird, dass sowohl herkömmliche elektrische Technologien als auch neuere Mobilfunktechnologien diesem Trend nicht mehr genügen werden. Daher wird die optische Glasfaser aufgrund ihrer sehr großen Bandbreite immer näher an den Endverbraucher verlegt werden. Dies wird mit den Schlagworten „Fibre to the home, FTTH“ oder „Fibre to the curb“ beschrieben. In einigen europäischen Großstädten wie Wien, Paris und Köln

wurde FTTH bereits realisiert. In Staaten wie Japan und Südkorea ist diese Entwicklung - auch aufgrund der Wohnweise - seit mehreren Jahren etabliert [10].

Neben der SMF sind die Multimode Faser (MMF) und die Plastikfaser (POF) sehr verbreitete Übertragungsmedien, um kurze Distanzen zu überbrücken. Dies liegt darin begründet, dass die MMF und POF durch größere Kerndurchmesser charakterisiert sind wodurch kostengünstige Komponenten (Multimode Laser, Konnektoren) als im SMF Bereich eingesetzt werden können [5, 8]. Diese Kostenaspekte und die einfache Installationsweise (im Vergleich zur SMF und elektrischen Medien) macht diese Übertragungsmedien sehr attraktiv für den Endverbraucher. Der Nachteil der MMF und POF im Vergleich zur SMF besteht in einem geringeren Bandbreiten-Längenprodukt, welches hauptsächlich durch den Effekt der Modendispersion begrenzt ist.

## 1.1 Ziel der Arbeit

Das Ziel dieser Arbeit besteht in der Optimierung des Bandbreiten-Längenproduktes innerhalb MMF- und POF- basierter optischer Nachrichtenübertragungssysteme. Hierzu werden die folgenden drei unterschiedlichen Ansätze eingehend untersucht:

- Adaption bekannter Techniken aus SMF-Systemen,
- Untersuchung neuartiger Fasern und Komponenten,
- Verwendung des MIMO-Ansatzes im optischen Bereich.

Beim ersten Ansatz wird untersucht, ob bekannte Techniken (wie z.B. höherstufige Modulationsformate, FEC etc.) ebenfalls in MMF- oder POF- basierten Systemen vorteilhaft genutzt werden können. Beim zweiten Ansatz wird untersucht, in wie weit sich das Bandbreiten-Längenprodukt durch neuartige Fasern und neuartige Komponenten (z.B. 40 Gb/s Multimode Photodiode) optimieren lassen.

Im Zentrum dieser Arbeit steht jedoch der dritte Ansatz: Die Adaption der MIMO-Technologie in hochbitratigen optischen Nachrichtenübertragungssystemen. Dabei steht im Vordergrund die „Mode Group Diversity Multiplexing“ (MGDM)-Technik mit Direktempfänger. Als optische MIMO-Technologie wird sie erstens experimentell nachgewiesen und zweitens werden die Grenzen dieser neuen Technologie experimentell innerhalb dieser Arbeit bestimmt.

## 1.2 Aufbau der Arbeit

Im zweiten Kapitel werden die Grundlagen der Lichtausbreitung, basierend auf Wellentheorie und Strahlentheorie, vorgestellt. Dabei werden die unterschiedlichen Feldverteilungen innerhalb der Faser berechnet sowie die daraus resultierenden Leistungsverteilungen

unterschiedlicher ausbreitungsfähiger Moden vorgestellt. Basierend auf Leistungsverteilungen in Abhängigkeit der angeregten bzw. ausbreitungsfähigen Moden wird die Anwendung der MIMO-Technik in optischen MMF-Systemen verdeutlicht.

Im dritten Kapitel wird das optische Nachrichtenübertragungssystem im Gesamtüberblick vorgestellt. Dabei werden die einzelnen limitierenden Fasereigenschaften in SMF-, MMF- und POF- basierten Systemen eingehend beschrieben. Abschließend werden unterschiedliche Methoden zur Charakterisierung der Übertragungsqualität vorgestellt.

Im vierten Kapitel werden die Grundlagen der MIMO-Technologie gelegt. Dies beinhaltet sowohl die generelle Erklärung der verwendeten Technik als auch die Vorstellung der Matrixinversion als Entzerrerstruktur. Darauf aufbauend wird die MGDM-Technik als möglicher optischer MIMO-Ansatz vorgestellt.

Im fünften Kapitel werden die simulativen und experimentellen Ergebnisse der ersten beiden Ansätze zur Optimierung des Bandbreiten-Längenproduktes für MMF-Systeme vorgestellt. Dabei werden nur SMF- und MMF- basierte „Single Input Single Output“ (SISO) Systeme untersucht. Im SMF Bereich wird im Speziellen der Einsatz von Kanalkodierung und neuartigen Modulationsformaten betrachtet. Daran anschließend wird diskutiert, ob diese untersuchten Techniken ebenfalls sinnvoll in MMF basierten Systemen eingesetzt werden können. Im zweiten Abschnitt des Kapitels werden neuartige Komponenten zur Optimierung des Bandbreiten-Längenproduktes untersucht. Insbesondere werden hierbei neue optische MMF bzw. POF und eine neuartige Multimode Photodiode mit einer sehr hohen Bandbreite betrachtet. Diese ermöglichen Untersuchungen von MMF-Systemen bei einer Datenrate von 40 Gb/s.

Im sechsten Kapitel werden die experimentellen Ergebnisse zur möglichen Realisierung eines optischen MIMO-Ansatzes untersucht. Dabei werden zuerst experimentelle Ergebnisse für einen Moden selektiven Ansatz zur Verbesserung der Signalqualität innerhalb eines MMF-Übertragungssystems vorgestellt. Daran anschließend wird der MGDM-Ansatz als optische MIMO-Technologie zur Datensteigerung vorgestellt. Empfängerseitig ist hierzu keine Entzerrung der Signale notwendig. Anhand der Ergebnisse wird die erste Realisierung dieser optischen MIMO-Technologie mit Direktempfänger gezeigt. Der Einfluss des Modenrauschens stellt dabei den größten limitierenden Systemeinfluss dar. Zusätzlich werden in diesem Kapitel die Einsatzmöglichkeiten der MGDM-Technologie über POF und bei der Verwendung von Mehrmoden Lasern betrachtet.

In Kapitel Sieben wird der Einfluss des Modenrauschens innerhalb einer MGDM-Umgebung detailliert untersucht. Es werden dabei unterschiedliche Methoden untersucht, wie der Einfluss minimiert werden kann. Die dabei effizienteste Methode ist die Verwendung einer größeren Detektionsfläche.

In Kapitel Acht werden die Ergebnisse erweiterter optischer MIMO-Techniken vorgestellt. Dabei steht im Zentrum die Verwirklichung eines 3x3 MIMO-Systems mit Entzerrung basierend auf dem MGDM-Ansatz. Abschließend wird die Kombination eines MGDM-Ansatzes mit dem bekannten „Wavelength-Division-Multiplexing“, WDM-Ansatz anhand von experimentellen Ergebnissen vorgestellt.

Die Arbeit wird in Kapitel Neun zusammengefasst.

# Kapitel 2

## Lichtausbreitung im optischen Lichtwellenleiter

In diesem Kapitel wird die Ausbreitung von Licht in optischen Fasern beschrieben. Dabei wird sich ausschließlich auf rotationssymmetrische Fasern beschränkt, deren charakteristischer Aufbau (unterschiedliche Brechungsindizes) im ersten Unterkapitel näher beschrieben wird. Darauf aufbauend wird im zweiten Unterkapitel die Lichtausbreitung mit Hilfe der Wellentheorie beschrieben und die Bestimmung der Feldverteilungen sowie der Leistungsverteilungen innerhalb des Faserkerns hergeleitet. Im dritten Abschnitt wird die Lichtausbreitung mittels eines geometrischen Ansatzes anhand von Strahlengängen beschrieben.

### 2.1 Aufbau und Parameter der optischen Faser

Zunächst wird darauf hingewiesen, dass die Begriffe Single Mode Faser (SMF) sowie Multimodefaser (MMF) ausschließlich für Fasern aus Quarzglas verwendet werden. Fasern bestehend aus Plastik (Polymeren) werden als Plastikfaser (POF, Polymer Optical Fiber) bezeichnet.

In Abbildung 2.1 ist eine rotationssymmetrische Faser bestehend aus Kern und Mantel dargestellt. Die beiden Bereiche sind durch unterschiedliche Brechungsindizes  $n_1$  (Kern) und  $n_2$  (Mantel) charakterisiert, wobei  $n_1$  größer als  $n_2$  ist. Des Weiteren besteht folgender Zusammenhang zwischen der Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$  und dem Brechungsindex  $n$ , der für den späteren Übergang zwischen geometrischem Ansatz und Wellentheorie benötigt wird:

$$n = \sqrt{\epsilon_r}. \quad (2.1)$$

In dieser Arbeit werden die Übertragungseigenschaften der drei optischen Fasertypen SMF, MMF und POF untersucht, deren unterschiedliche Kerndurchmesser in Abbildung 2.2 maßstabsgetreu dargestellt sind. Während die SMF durch einen sehr kleinen Kerndurchmesser von ca.  $9 \mu\text{m}$  gekennzeichnet ist, sind die MMF und die POF (bis 1 mm



Abbildung 2.1: a) Aufbau der rotationssymmetrischen Faser; b) Querschnitt der Faser

Durchmesser) durch deutlich größere Kerndurchmesser charakterisiert. Im Speziellen besitzt dabei die MMF einen Durchmesser von  $50 \mu\text{m}$  bis  $62,5 \mu\text{m}$ , während Plastikfasern für sehr hohe Bitraten (bis  $10 \text{ Gb/s}$ ) bis  $125 \mu\text{m}$  produziert werden [109]. Der im Vergleich zur SMF grosse Kerndurchmesser ermöglicht auf der einen Seite eine einfache Lichteinkopplung in die MMF oder POF. Auf der anderen Seite sind innerhalb dieser Fasern aufgrund des größeren Kerndurchmessers viele unterschiedliche Moden ausbreitungsfähig. Dies verursacht einen erhöhten Einfluss der Modendispersion, die in Kapitel 3.2.5 näher erläutert wird.

Des Weiteren sind die drei Fasertypen durch unterschiedliche Verläufe der Brechungsindizes charakterisiert. Dabei wird zwischen der Stufenindexfaser (SI-Faser) und der Gradientenindexfaser (GI-Faser) unterschieden, deren Brechzahlprofile in Abbildung 2.2b, c dargestellt sind. Während die Stufenindexfaser einen konstanten Brechungsindex im Kern

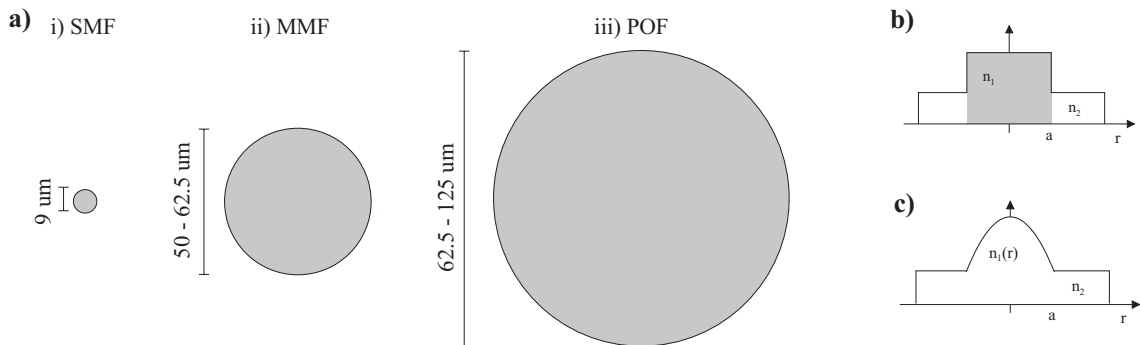


Abbildung 2.2: a) Kerndurchmesser der SMF (i), der MMF (ii) und der POF (iii); b) Brechungsindex einer Stufenindexfaser; c) Brechungsindex einer Gradientenindexfaser

besitzt, variiert der Brechungsindex des Kerns der Gradientenindexfaser in Abhängigkeit des Radius, wie durch Gleichung 2.2 beschrieben [12]:

$$n(r) = \left\{ \begin{array}{ll} n_1 \cdot \left[ 1 - \Delta \cdot \left( \frac{r}{a} \right)^g \right] & : 0 \leq r \leq a \\ n_1 \cdot [1 - \Delta] & : r \geq a \end{array} \right\}. \quad (2.2)$$

Dabei steht  $r$  für den variablen Radius,  $a$  für den Kernradius,  $g$  für den Gradientenkoeffizienten und  $\Delta$  für die relative Brechzahldifferenz zwischen Kern und Mantel, die wie

folgt definiert ist [12]:

$$\Delta := \frac{n_1 - n_2}{n_1}. \quad (2.3)$$

Grundsätzlich sind bei optischen Glasfasern die Unterschiede zwischen den Brechungsindizes sehr klein. Daher wird auch von schwach führenden Fasern bzw. „Weakly Guiding Fibres“ gesprochen [13]. Alle Gradientenindexfasern, die in dieser Arbeit betrachtet werden, besitzen einen Brechungsindexkoeffizienten im Kern, der nahezu ein parabolisches Profil ( $g=2$ ), siehe Abbildung 2.2c, ergibt.

Neben der relativen Brechzahldifferenz ist die numerische Apertur ein wichtiger Ausdruck zur Beschreibung der Fasereigenschaften. Dieser ist nach [12] wie folgt definiert:

$$A_n = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}, \quad (2.4)$$

und steht in folgendem Zusammenhang mit der relativen Brechzahldifferenz  $\Delta$ :

$$A_n \approx n_1 \cdot \sqrt{2 \cdot \Delta} \quad (2.5)$$

Abschließend wird darauf hingewiesen, dass die SMF immer durch ein Stufenindexprofil gekennzeichnet ist, während bei der MMF und der POF sowohl Stufenindexprofile als auch Gradientenindexprofile auftreten. Die Vorteile des GI-Profiles werden in Kapitel 3.11 erläutert.

## 2.2 Wellentheoretischer Ansatz

Licht ist eine elektromagnetische Welle, deren Ausbreitung in einem Medium durch die vier Maxwell'schen Gleichungen und zwei Materialgleichungen eindeutig beschrieben wird [15]. Aus diesen Gleichungen lässt sich unter Ausnutzung der Tatsache, dass die optische Faser weder magnetische Eigenschaften ( $\mu_r = 0$ ) noch elektrische Leitfähigkeit besitzt ( $\sigma = 0$ ) und unter der Annahme einer harmonischen Welle ( $e^{j\omega t}$ -Abhängigkeit) die folgende zeitunabhängige vektorielle Helmholtzgleichung ableiten (Herleitung siehe Anhang A):

$$\Delta_L \vec{E}(\vec{r}) + \vec{k}(\vec{r})^2 \vec{E}(\vec{r}) = 0. \quad (2.6)$$

Dabei steht  $\Delta_L$  für den Laplace-Operator,  $\vec{E}$  für das elektrische Feld der optischen Welle und  $\vec{k}$  für den Ausbreitungsvektor, dessen Betragsquadratbildung über folgende Beziehung definiert ist:

$$|\vec{k}|^2 = n(r)^2 \cdot \omega^2 \cdot \epsilon_0 \cdot \mu_0, \quad (2.7)$$

wobei  $\omega$  die Kreisfrequenz sowie  $\epsilon_0$  und  $\mu_0$  die elektrische bzw. magnetische Feldkonstante darstellen. Aufgrund der Rotationssymmetrie der optischen Faser wird der Ausbreitungsvektor  $\vec{k}$  durch Polarkoordinaten  $(\varphi, r, z)$  beschrieben. Damit ergibt sich folgende Gleichung:

$$\vec{k} = k_r \vec{e}_r + k_\varphi \vec{e}_\varphi + k_z \vec{e}_z \quad (2.8)$$

Die Helmholtzgleichung 2.6 stellt in obiger Form eine Vektorgleichung dar, die es ermöglicht, an jedem Ort der optischen Faser (unter Kenntnis der Grenzwertbedingungen) sowohl das komplette elektrische Feld ( $\vec{E}$ ) als auch das magnetische Feld ( $\vec{H}$ ) eindeutig zu bestimmen. Dabei wird jede Richtungskomponente von  $\vec{E}$  durch partielle Differentialgleichungen beschrieben, die komplexe Lösungen in longitudinaler Richtung und transversaler Richtung haben.

Um diese numerische und sehr komplexe Berechnung zu umgehen, wird in [13] eine sehr effiziente Methode vorgestellt, die auf der Annahme der „schwach führenden Faser“ basiert. Dabei wird ausgenutzt, dass Kern und Mantel der optischen Faser ungefähr den gleichen Brechungsindex besitzen. Daraus folgt [16], dass die longitudinale Komponente des Feldes deutlich kleiner als die transversale Komponente des Feldes ist und somit vernachlässigbar ist. Dadurch zerfallen die gekoppelten Differentialgleichungen für die einzelnen Ausbreitungsrichtungen aus Gleichung 2.6 in voneinander unabhängige skalare Wellengleichungen. Dies bedeutet eine deutliche Vereinfachung zur Berechnung der Felder innerhalb der optischen Faser. Exemplarisch wird im Folgenden die Herleitung für die  $x$ -Komponente des elektrischen Feldes näher betrachtet [14]:

$$\Delta_L E_x + k^2 E_x = 0. \quad (2.9)$$

### 2.2.1 Definition einer Mode, LP-Mode und Modengruppe [16]

Bevor in den folgenden Kapiteln Lösungen für Gleichung 2.9 in Abhängigkeit des Brechungsprofils entwickelt werden, werden in diesem Unterkapitel die Begriffe Mode, linear polarisierte Mode (LP-Mode) und Modengruppe definiert.

#### Mode

Die unterschiedlichen diskreten Lösungsmöglichkeiten von Gleichung 2.9 in Abhängigkeit der Faserparameter werden als Mode bezeichnet. Jede Mode wird durch ein elektrisches Feld  $E$  und ein magnetisches Feld  $H$  sowie durch eine azimutale Modenzahl  $l$  (beschreibt die Winkelabhängigkeit der Mode) und eine radiale Modenzahl  $m$  (beschreibt die Abhängigkeit vom Radius der Mode) eindeutig definiert. Die elektrischen bzw. magnetischen Felder eines Modes in Abhängigkeit der Modenzahlen werden durch  $E_{l,m}$  und  $H_{l,m}$  abgekürzt.



Zur Veranschaulichung der Feldverteilungen unterschiedlicher Moden innerhalb einer rotationssymmetrischen Faser werden die Feldverteilungen für die  $EH_{01}$ - und  $HE_{21}$ -Mode<sup>1</sup> dargestellt. Es ist den Feldverteilungen<sup>2</sup> in Abbildung 2.3a, b zu entnehmen, dass sie auf

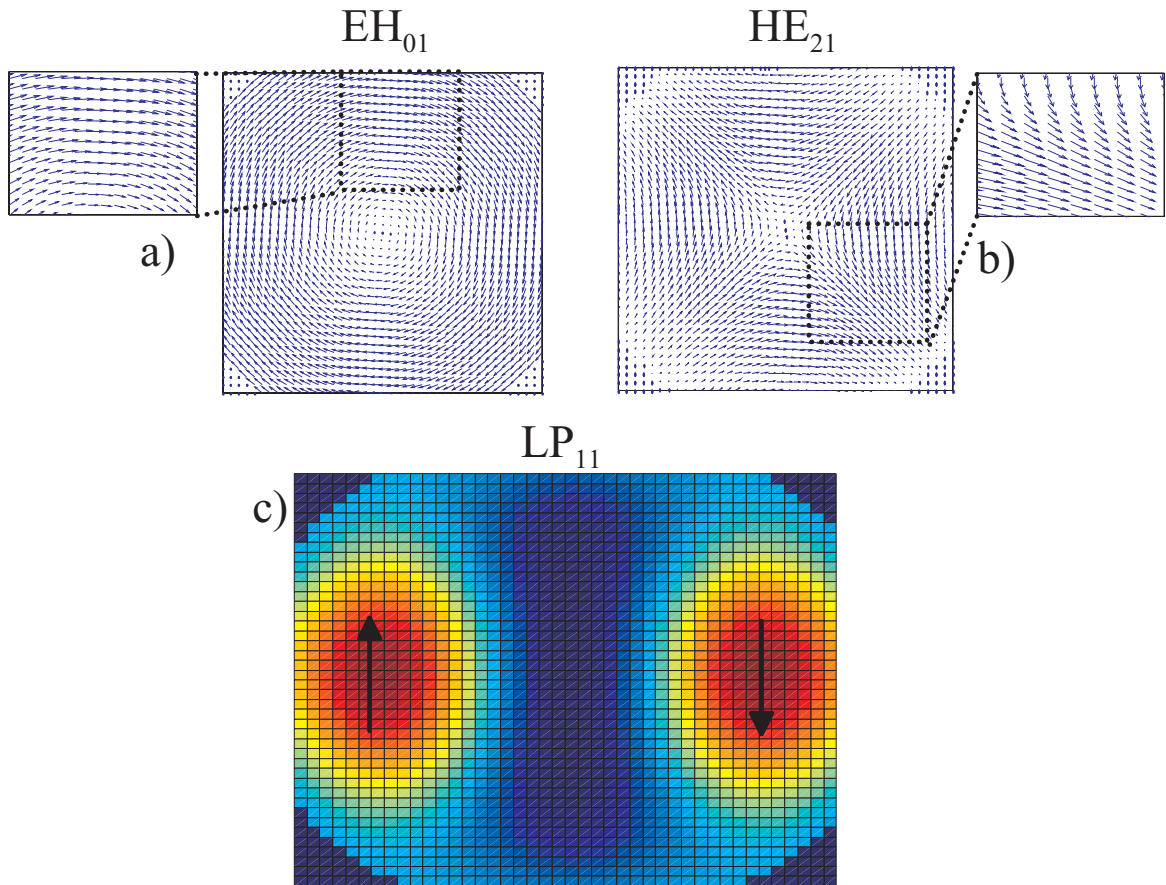


Abbildung 2.3: E-Feldverteilung für  $EH_{01}$ - (a) und  $HE_{21}$ -Mode (b) und die Leistung der beiden überlagerten Moden (c) für eine rotationssymmetrische schwach führende optische Faser

der linken und rechten Seite gleiche Feldrichtungen besitzen, während die Feldstärkevektoren im oberen und unteren Bereich in die entgegengesetzte Richtung zeigen.

<sup>1</sup>Die Abkürzungen  $HE_{l,m}$ ,  $EH_{l,m}$ ,  $TM$  und  $TE$  repräsentieren einzelne Moden mit ihren elektrischen und magnetischen Feldstärken (Zusammenhang zwischen  $E$  und  $H$  wird über die Maxwell'schen Gleichungen definiert). Des Weiteren differenzieren sich die  $HE$ - und  $EH$ - Mode nach der radialen und azimuthalen Modenzahl  $l$  und  $m$ . Für den Fall  $l = 0$  und  $m = 1$  werden die  $HE_{0,1}$ - bzw.  $EH_{0,1}$ -Mode auch als  $TM$  und  $TE$  (transversal magnetische bzw. elektrische Mode) Welle bezeichnet.

<sup>2</sup>Hierzu wurden sowohl  $r$  als auch  $\phi$  in Gleichung 2.11 variiert, während  $l$  und  $m$  konstant sind. Basierend auf den vorgestellten Lösungen wird an jeder Stelle des Faserkerns die elektrische Feldstärke bestimmt.

## LP-Mode

Bei Überlagerung der beiden Feldverteilungen  $EH_{01}$ - und  $HE_{21}$ -Mode werden die Felder im linken und rechten Bereich verstärkt, während sie sich im oberen sowie unteren Bereich aufheben. In Abbildung 2.3c ist dies durch die vertikalen Pfeile vereinfacht dargestellt. Die Überlagerung dieser zwei Moden ergibt somit eine linear polarisierte Mode, die im folgenden mit LP-Mode abgekürzt wird. Diese ist wiederum durch die Modenzahlen  $l, m$  gekennzeichnet. Zusätzlich ist in Abbildung 2.3c die Leistungsverteilung (Quadrierung der elektrischen Feldstärken) der beiden überlagerten Felder farblich dargestellt (rot entspricht hoher Leistung und blau niedriger Leistung).

Jede LP-Mode ist vierfach entartet. Ausnahme bildet dabei nur die  $LP_{0,1}$  Mode, die nur zweifach entartet ist. Die Begründung hierzu wird in den nun folgenden Kapiteln bei der Lösung von Gleichung 2.9 gegeben.

## Modengruppe

Alle LP-Moden, die die gleiche Ausbreitungskomponente  $k_z$  besitzen werden zu einer Modengruppe zusammengefasst, die durch die Hauptmodenkennzahl  $p$  gekennzeichnet ist. Nach [14] ergeben somit sämtliche Kombinationen aus azimuthalen und radialen Modenindizes von LP-Moden innerhalb eines Lichtwellenleiters mit parabolischen Brechzahlprofil, die der Gleichung

$$p = 2l + m - 1 \quad (2.10)$$

gehörten, eine Modengruppe  $p$ .

### 2.2.2 Lösung der skalaren Wellengleichung

Differentialgleichung 2.9 wird mit Hilfe des Separationsansatzes [15] gelöst. Dabei wird die zu berechnende Lösung, die von mehreren Variablen abhängt (z.B.  $r, \varphi, z$ ) durch Funktionen dargestellt, die nur von einer Variablen abhängen. Das dabei verfolgte Ziel besteht darin, dass die partielle Differentialgleichung in mehrere gewöhnliche Differentialgleichungen zerfällt [17]. Des Weiteren wird ohne Beschränkung der Allgemeinheit (o.B.d.A.) angenommen, dass sich die Welle in  $z$ -Richtung ausbreitet (siehe letzter Faktor in Gleichung 2.11). Für obige Gleichung 2.9 wird folgender Lösungsansatz gewählt [18]:

$$E_x(r, \varphi, z) = \Gamma_{l,m}(r, \varphi) \cdot e^{-j\beta_{l,m}z}. \quad (2.11)$$

In obiger Gleichung 2.11 repräsentiert  $\Gamma_{l,m}(r, \varphi)$  Wellenfunktionen, die Lösungen der Gleichung 2.9 in Abhängigkeit des Radius  $r$  und des Winkels  $\varphi$  sind. Dabei werden die unterschiedlichen diskreten Lösungsmöglichkeiten in Abhängigkeit der Faserparameter im Folgenden als Mode bezeichnet. Jede Mode wird durch eine azimuthale Modenzahl  $l$  (beschreibt die Winkelabhängigkeit der Mode) und eine radiale Modenzahl  $m$  (beschreibt die Abhängigkeit vom Radius der Mode) eindeutig definiert (siehe hierzu auch Abbildung

2.4). Des Weiteren beschreibt  $\beta$  in Gleichung 2.11 die Ausbreitungskonstante eines jeden Modus. Für die beschriebene Separation der Variablen  $(r, \varphi)$  wird folgender Ansatz gewählt [14, 15, 5, 18]:

$$\Gamma_{l,m}(r, \varphi) = \Psi_m^{(l)}(r) \cdot \begin{Bmatrix} \cos(l \cdot \varphi) \\ \sin(l \cdot \varphi) \end{Bmatrix}. \quad (2.12)$$

Durch Einsetzen von  $\Gamma_{l,m}(r, \varphi)$  aus Gleichung 2.12 und dem Exponentialterm aus Gleichung 2.11 in Gleichung 2.9 ist nunmehr folgende Differentialgleichung für die unterschiedlichen Profile in Abhängigkeit von  $r$  zu lösen:

$$\frac{d^2 \Psi_m^{(l)}(r)}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d \Psi_m^{(l)}(r)}{dr} + k_{m,r}^{(l)2} \cdot \Psi_m^{(l)}(r) = 0. \quad (2.13)$$

Dabei stellt  $k_{m,r}^{(l)}$  die radiale Komponente des Wellenvektors einer Mode (definiert durch die Modenzahlen  $l, m$ ) dar und ist wie folgt definiert:

$$\begin{aligned} \left(k_{r_m}^{(l)}\right)^2 &= k_0^2 \cdot n(r)^2 - k_\varphi^2 - k_z^2 \\ &= \frac{\omega^2}{c^2} \cdot n(r)^2 - \frac{l^2}{r^2} - \beta^2. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Die  $z$ -Komponente der Wellenzahl entspricht der Ausbreitungskonstanten  $\beta$  aufgrund der gewählten Ausbreitungsrichtung. Die  $\varphi$ -Abhängigkeit ist durch die azimutale Konsistenz- bzw. Resonanzbedingung für das Feld  $\Psi$  in Abhängigkeit des Radius definiert. Diese besagt wegen der Stetigkeitsbedingung, dass beim Umkreisen der Faserachse im Abstand  $r$  die Phasenverschiebung ein ganzzahlig Vielfaches von  $2\pi$  sein muss [18]. Diese Tatsache wird in Abbildung 2.6 basierend auf dem geometrischen Ansatz veranschaulicht. Des Weiteren wird durch Einsetzen von Gleichung 2.14 in Gleichung 2.13 deutlich, dass es sich um eine Besselsche Differentialgleichung [19] handelt, deren Lösungen im Folgenden für das Stufenindexprofil und das Gradientenindexprofil vorgestellt werden.

### Lösung für Stufenindexprofil

Die Lösung der Gleichung 2.13 ist für das Stufenindexprofil einfacher als für das Gradientenindexprofil, da keine Abhängigkeit zwischen Kernradius und Brechzahl besteht (siehe Abbildung 2.2c). Aufgrund dieser Tatsache vereinfacht sich die Beschreibung des radialen Wellenvektors (Gleichung 2.14), indem die Variable  $n(r)$  durch die Konstanten  $n_1$  (gültig für den Kern) und  $n_2$  (gültig für den Mantel) ersetzt wird. Des Weiteren werden folgende Substitutionen zum Lösen der Besselschen Differentialgleichung gemacht:

$$u_{l,m} = a \cdot \sqrt{k_1^2 - \beta_{l,m}^2}, \quad (2.15)$$

$$w_{l,m} = a \cdot \sqrt{\beta_{l,m}^2 - k_2^2}. \quad (2.16)$$

Mit Hilfe dieser Substitutionen werden nun die Lösungen von  $\Psi(r)$  zu den Eigenwerten von  $\beta$  gesucht, die sowohl für  $r = 0$  regulär sind als auch für  $r \rightarrow \infty$  verschwinden. Dabei ist zu beachten, dass  $\beta_{l,m}$  nach den Gleichungen 2.13 und 2.14 sowohl von den Modenzahlen in azimuthaler Richtung als auch in radialer Richtung abhängt. In [18, 20] werden für diese Voraussetzungen die allgemeinen komplexen Lösungen für den Kern wie folgt angegeben:

$$\Psi_m^{(l)}(r) = \sqrt{\frac{2/n_1}{\pi a^2}} \sqrt{\frac{K_l^2(w)}{K_{l-1}(w)K_{l+1}(w)}} \frac{u_{l,m}}{\sqrt{u^2 + w^2}} \frac{J_l(u_{l,m}r/a)}{J_l(u_{l,m})}, \quad (2.17)$$

wobei  $J_l(r)$  und  $K_l(r)$  für die Besselfunktion bzw. modifizierte Besselfunktion  $l$ -ter Ordnung stehen. Unter der Berücksichtigung der Stetigkeitsbedingungen an der Kern-Mantel-Grenze in schwach führenden Fasern kann davon ausgegangen werden, dass sowohl das Feld  $E_x$  als auch dessen Ableitung an der Grenze stetig sein müssen [20, 5]. Mit Hilfe von Umrechnungsbeziehungen für diese Ableitungen [20, 18] können die folgenden sogenannten charakteristische Gleichung (Eigenwertgleichung) angegeben werden:

$$u_{l,m} \cdot \frac{J_{l-1}(u_{l,m})}{J_l(u_{l,m})} = -w_{l,m} \cdot \frac{K_{l-1}(w_{l,m})}{K_l(w_{l,m})}. \quad (2.18)$$

Mit Hilfe von Gleichung 2.18 kann die noch zu bestimmende Ausbreitungskonstante  $\beta$  ermittelt werden, da sowohl  $u$  als auch  $w$  Funktionen von  $\beta$  sind. Für feste  $l$  werden numerisch diskrete Lösungen, die mit  $m$  nummeriert werden, für  $\beta_{l,m}$  bestimmt.

Aufgrund der Abhängigkeiten zwischen  $\beta$ ,  $u$  und  $w$  sind alle benötigten Variablen in Gleichung 2.17 in Abhängigkeit der Modenzahlen ( $l$ ,  $m$ ) bestimmt, und die Feldverteilung innerhalb des Kerns kann eindeutig angegeben werden.

Es wurde innerhalb dieses Abschnitts gezeigt, dass mit den Maxwell'schen Gleichungen und der Annahme einer schwach führenden Faser die Feldverteilung einzelner Moden innerhalb der Faser bestimmt werden können, die sich zu LP-Moden zusammensetzen. Im nun folgenden Abschnitt werden die Lösungen für das GI-Profil vorgestellt. Dabei wird darauf verzichtet, die Feldverteilungen der einzelnen Moden näher zu betrachten, sondern es werden lediglich die Lösungen für LP-Moden angegeben.

## Lösung für Gradientenindexprofil

Für die Beschreibung der Feldverteilung in Abhängigkeit des Radius im Kern der Gradientenfaser wird als Ausgangspunkt Gleichung 2.13 gewählt. Die Winkelabhängigkeit der Feldverteilung wird mit dem gleichen Ansatz ( $\cos(l\varphi)$  oder  $\sin(l\varphi)$ ) gelöst, da diese äquivalent zum Stufenindexprofil zu behandeln ist. Ansonsten wird die Lösung dieser Differentialgleichung 2.13 komplexer, da eine Abhängigkeit des Brechungsindex vom Radius berücksichtigt werden muss. Für beliebige Profile sind daher nur aufwendige numerische

Lösungen dieser Gleichung möglich. Da in dieser Arbeit ausschließlich GI-MMF und GI-POF mit einem annähernd parabelförmigen Brechzahlprofil betrachtet werden, werden die Feld- bzw. Leistungsverteilungen nur für diesen Fall untersucht. Für den Spezialfall des parabolischen Brechzahlprofils (d.h.  $g \approx 2$  in Gleichung 2.2) ist in [21] eine Näherungslösung mit Hilfe des Laguerreschen Polynoms wie folgt angegeben:

$$\Psi_{l,m}(r) = \sqrt{\frac{(m-1)!}{(m-1+l)!} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{2a^2/V}}} \cdot \left(\frac{\sqrt{2}r}{\sqrt{2a^2/V}}\right)^l \cdot L_{m-1}^{(l)}\left(\frac{2r^2}{2a^2/V}\right) \cdot \exp\left(\frac{-r^2}{2a^2/V}\right). \quad (2.19)$$

Dabei stellt  $V$  für die normierte Frequenz ( $V = u^2 + w^2$ ) und  $L_q^{(l)}(u)$  für das Laguerresche Polynom, welches wie folgt definiert ist [14]:

$$L_q^{(l)}(u) = \sum_{\nu=0}^q \binom{q+l}{q-\nu} \cdot \frac{(-u)^\nu}{\nu!}. \quad (2.20)$$

Mit Hilfe dieser Näherungen wird eine komplette Beschreibung der Feld- sowie der Leistungsverteilung innerhalb des Kerns der Gradientenindexfaser möglich. Da für den praktischen Einsatz mit einem optischen Direktempfänger nur die Leistungsverteilung interessant ist, wird im Folgenden die Leistungsverteilung für unterschiedliche Moden untersucht. Exemplarisch ist in Abbildung 2.4 die Leistungsverteilung für ein GI-MMF mit einem Kerndurchmesser von  $62,5 \mu\text{m}$  bei Anregung der niedrigsten LP-Mode ( $l = 0$  und  $m = 1$ , links) und eine höhere LP-Mode ( $l = 4$  und  $m = 1$ , rechts) dargestellt. Für die niedrigste ausbreitungsfähige Mode innerhalb der GI-MMF liegt somit das Leistungsmaximum im Zentrum während für die betrachtete Mode mit  $l = 4$  und  $m = 1$  acht Leistungsmaxima in Kreisform auftreten.

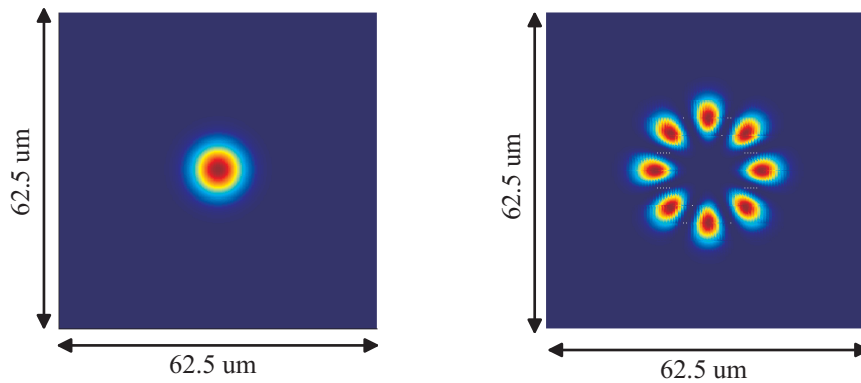


Abbildung 2.4: Leistungsverteilung für LP-Mode  $l = 0$  und  $m = 1$  (links) und für LP-Mode  $l = 4$  und  $m = 1$ , (rechts)

### 2.2.3 Anregung der Moden basierend auf Überlappungsintegral

Bisher wurde ausschließlich die Ausbreitung unterschiedlicher Moden in der Faser untersucht, jedoch nicht die Anregung der unterschiedlichen Moden in Abhängigkeit der Lichtquelle. Im Folgenden wird die Berechnung mittels des Überlappungsintegrals vorgestellt während in Kapitel 3.11 Simulationsergebnisse in Abhängigkeit des Einstrahlpunktes vorgestellt werden. Analytisch wird die Anregung durch Gleichung 2.21 beschrieben [16]:

$$c_{l,m} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E_{in}(x,y) E_{l,m}^*(x,y) dx dy \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} E_{l,m}(x,y) E_{l,m}^*(x,y) dx dy \cdot \int_{-\infty}^{\infty} E_{in}(x,y) E_{in}^*(x,y) dx dy}. \quad (2.21)$$

Dabei steht  $c_{l,m}$  für den Leistungskoeffizienten der Mode mit den Modenzahlen  $l$  und  $m$ ,  $E_{in}$  für das elektrische Eingangsfeld der Lichtquelle und  $E_{l,m}$  für das elektrische Feld der untersuchten Mode. Im Zähler der Gleichung 2.21 steht das eigentliche Überlappungsintegral zwischen dem Eingangsfeld  $E_{in}$  und dem Modenfeld  $E_{l,m}$ . Durch die Multiplikation der beiden Integrale im Nenner wird  $c_{l,m}$  auf die Gesamteingangsleistung (erstes Integral mit  $E_{in}$ ) und auf die Gesamtleistung der Mode mit den Modenzahlen  $l, m$  normiert. Eine detaillierte simulative Untersuchung zur Anregung von unterschiedlichen Moden bzw. Modengruppen für unterschiedliche Indexprofile ist in [41, 75] zu finden.

## 2.3 Geometrischer Ansatz [14]

Die Beschreibung der Lichtausbreitung mittels des geometrischen Ansatzes (Licht wird als Bündel von Strahlen betrachtet) gibt eine sehr gute Näherungslösung, wenn die Wellenlänge des Lichtes hinreichend klein (wenige Prozente) gegenüber den geometrischen Abmessungen der verwendeten Komponenten ist [12]. Dies ist insbesondere der Fall für die in dieser Arbeit behandelten MMFs und POFs, da die größte Wellenlänge 1550nm beträgt und die kleinste untersuchte MMF einen Durchmesser von 50  $\mu m$  besitzt. Für SMF mit verhältnismäßig kleinem Kerndurchmesser besitzt sie jedoch keine Gültigkeit mehr. Daher muss in diesem Fall und zur Erklärung spezieller Fasereffekte (wie z.B. Modenrauschen) auf den wellentheoretischen Ansatz zurückgegriffen werden. Nichtsdestotrotz ist dieser Ansatz geeignet die meisten Effekte auf Fasern anschaulich zu erklären. Daher werden in den folgenden zwei Abschnitten zuerst die grundlegenden Gesetze der Strahlengeometrie (streng genommen gilt hierfür  $\lambda \rightarrow 0$ ) am Beispiel einer Stufenindexfaser eingeführt und daran anschließend eine Näherungslösung für die Wellentheorie vorgestellt. Diese ist dadurch gekennzeichnet, dass er ähnlich anschaulich wie der strahlengeometrische Ansatz ist und zusätzlich einen erweiterten Geltungsbereich besitzt.

### 2.3.1 Brechungsgesetz und Gesetz von Snellius

Die Lichtausbreitung mittels des geometrischen Ansatzes basierend auf der Totalreflexion an einer Grenzfläche mit zwei unterschiedlichen Brechungsindizes wird anhand von

Abbildung 2.5 beschrieben. Es wird das Prinzip der Reflexion sowie das Gesetz von Snell-

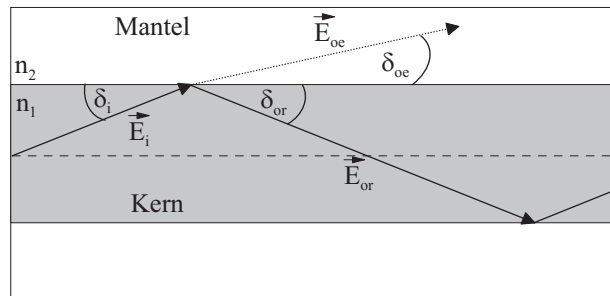


Abbildung 2.5: Brechungsgesetz und Gesetz von Snellius

lius verdeutlicht. Angenommen sei ein Lichtstrahl  $\vec{E}_i$ , der in einem Winkel  $\delta_i$  auf die Kern-Mantel-Grenzfläche trifft. Dieser Lichtstrahl teilt sich in einen emittierten  $\vec{E}_{oe}$  und einen reflektierten Lichtstrahl  $\vec{E}_{or}$  auf, gekennzeichnet durch die jeweiligen Winkel  $\delta_{oe}$  bzw.  $\delta_{or}$ . Nach dem Reflexionsgesetz besitzt dabei der reflektierte Strahl den gleichen Winkel zur Grenzfläche zwischen Kern und Mantel, wie der einfallende Strahl  $\vec{E}_i$  ( $\delta_{or} = \delta_i$ ). Der Winkel des emittierten Strahls  $\delta_{oe}$  wird über das Gesetz von Snellius bestimmt, welches den Zusammenhang zwischen Brechungsindizes und dem Eingangs- bzw. Ausgangswinkel beschreibt:

$$n_1 \cdot \cos(\delta_i) = n_2 \cdot \cos(\delta_{oe}). \quad (2.22)$$

Es ist Gleichung 2.22 zu entnehmen, dass unter der Voraussetzung  $n_2 < n_1$  (diese Annahme gilt für alle optischen Lichtwellenleiter) der Winkel  $\delta_{oe} = 0$  wird, wenn der Eingangsstrahl (angenommen wird eine ebene homogene Welle) mit dem kritischen Winkel  $\delta_{ik}$ , der wie folgt definiert ist:

$$\delta_{ik} = \arccos\left(\frac{n_2}{n_1}\right), \quad (2.23)$$

auf die Grenzfläche trifft. Für alle Winkel  $\delta_i < \delta_{ik}$  existieren keine reellen  $\delta_{oe}$  mehr. In diesem Fall wird von Totalreflexion des Strahls gesprochen. Daher breitet sich der Lichtstrahl im Idealfall verlustfrei innerhalb des Faserkerns aus. Basierend auf diesen Erklärungen kann nun jedem Lichtstrahl (definiert über den Winkel  $\delta_i$ ), der kleiner als der kritische Winkel  $\delta_{ik}$  ist, eine Mode zugeordnet werden. Dies bedeutet, dass nach dem Prinzip der geometrischen Strahlenoptik sich ein kontinuierliches Modenspektrum ausbildet, welches im Gegensatz zur Wellentheorie steht. Um diese Diskrepanz zwischen Wellentheorie mit komplexen genauen Lösungen und geometrischer Strahlenoptik (charakterisiert durch Anschaulichkeit und Ungenauigkeit) zu überwinden, wird im nächsten Abschnitt ein Ansatz vorgestellt, der einen Kompromiss zwischen den beiden Ansätzen bietet. Mit Hilfe dieses Ansatzes werden im folgenden Abschnitt ebenfalls die unterschiedlichen Strahlenverläufe für die Stufenindexfaser und Gradientenindexfaser beschrieben.

### Diskretes Modenspektrum im Schichtwellenleiter [18, 12]

Abbildung 2.6 zeigt einen Schichtwellenleiter, der aus Substratschicht, Deckschicht (entspricht dem Mantel der Faser) und einem Film mit der Höhe  $a$  (entspricht dem Kern

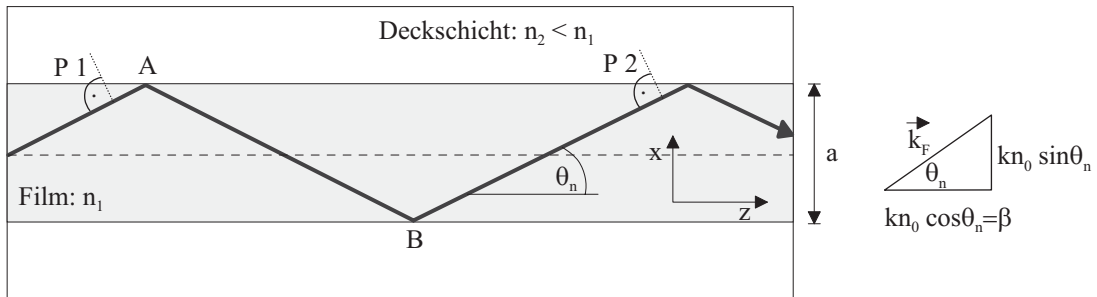


Abbildung 2.6: Schichtwellenleiter der Höhe  $a$  mit Phasensprüngen an den Punkten A und B [12]

der Faser) besteht. Alle Schichten dehnen sich unendlich in Schichtebene aus. Die Mode einer Welle wird durch einen Strahl (Ausbreitungsvektor:  $\vec{k}_F$ ) repräsentiert, der an den Punkten A und B total reflektiert wird und somit einen Phasensprung  $\Lambda_A$  bzw.  $\Lambda_B$  erfährt<sup>3</sup>. Zusätzlich verändert sich die Phase in der transversalen x-Richtung bei zweimaligen Durchlaufen des Schichtwellenleiters mit:

$$k_{Fx} = \sin(\theta_n) \cdot 2a. \quad (2.24)$$

Für die Ausbreitung einer monochromatischen Welle muss die Bedingung erfüllt sein, dass die Welle an den Punkten P1 und P2 die gleiche Phase besitzt. Unter dieser Bedingung breitet sich der Strahl bzw. die Welle in z-Richtung aus, es kommt jedoch zu einer rein stehenden Welle in x-Richtung. Dies ist gleichzusetzen mit einer transversalen Resonanz. Analytisch wird dies durch Gleichung 2.25 beschrieben [12]:

$$kn_0 \sin(\theta_n) \cdot 2a + \Lambda_A + \Lambda_B = m \cdot 2\pi. \quad (2.25)$$

Nach zweimaligem Durchlaufen der Höhe  $a$  muss der Strahl die gleiche Phase besitzen, d.h.  $m \cdot 2\pi$ . Gleichung 2.25 besitzt nur für eine endliche Menge von  $m$ -Werten eine Lösung  $\theta_n$ . Dies ist gleichbedeutend mit einem diskreten Modenspektrum, welches konsistent zur Wellentheorie ist.

### 2.3.2 Strahlausbreitung innerhalb optischer Medien

Bis zu diesem Punkt der Arbeit wurde immer von einer gradlinigen Strahlausbreitung ausgegangen. In diesem Unterkapitel wird diese Annahme mathematisch untermauert.

<sup>3</sup>Der Phasensprung ist am anschaulichsten zu erklären anhand eines an einer Wand befestigten Seils, welches anderes Ende nicht befestigt ist. Es sei angenommen, dass ein angeregter zur Wand laufender Wellenberg im horizontal gehaltenen Seil eine positive Amplitude besitzt (Das Seil sei als Achse angenommen). Nach der Reflektion an der Wand besitzt die Welle die gleiche Amplitude mit negativem Vorzeichen. Dies entspricht einem Phasensprung von 180 Grad. Im Schichtwellenleiter würde dieses Beispiel bedeuten, dass die Welle nur vertikal zwischen den Grenzschichten total reflektiert wird.



Grundlage für sämtliche Betrachtungen der Strahlverläufe in optischen Fasern ist die Strahldifferentialgleichung, die wie folgt lautet [12, 14]:

$$\frac{d}{ds} \left( n(\vec{r}) \frac{d\vec{r}}{ds} \right) = \text{grad}[n(\vec{r})]. \quad (2.26)$$

Dabei steht  $n(\vec{r})$  für den vom Radius abhängigen Brechungsindex der Faser,  $\vec{r}$  für einen Aufpunktvektor auf dem Lichtstrahl und  $ds$  für eine infinitesimale Strecke auf dem Lichtstrahl.

### Strahlverläufe im Planarwellenleiter [12]

Für die nun folgenden Erklärungen wird aufgrund des einfacheren Verständnisses nur von einem Planarwellenleiter ausgegangen. Dies bedeutet, dass nur zwei verschiedene Ausbreitungsrichtungen (z.B.  $x$  und  $z$ ) berücksichtigt werden. Gleichzeitig deckt diese Annahme auch die Ausbreitung von Meridionalstrahlen (Strahlen, die sich auf einer Ebene ausbreiten und dabei das Kernzentrum schneiden) innerhalb der Faser ab. Unter der Annahme eines homogenen Kernmediums (Stufenindexfaser) wird die rechte Seite von Gleichung 2.26 gleich null, da  $n$  in diesem Fall eine Konstante ist. Die Lösung bei dieser Annahme ist eine Gerade. Somit sind vorher getroffenen Annahmen basierend auf der Strahldifferentialgleichung für die SI-Faser bestätigt.

Für die Berechnung des Strahlenverlaufes innerhalb des GI-LWL muss im nächsten Schritt der Kernbrechungsindex aus Gleichung 2.2 in Gleichung 2.26 berücksichtigt werden. An Hand von Abbildung 2.7a soll der Einfluss des variablen Brechungsindex auf den Strahlverlauf verdeutlicht werden. Ausgangspunkt hierfür ist ein Strahl mit einem Eingangswinkel  $\theta_n(0)$  zur Faserachse. Da der Brechungsindex zum Mantel hin immer kleiner wird, wird der Strahl mehr zur Faserachse hin „gebogen“, was mit einem kleineren Winkel  $\theta_n(x)$  gleichzusetzen ist. Dahinter verbirgt sich das verallgemeinerte Gesetz von Snellius  $n(x) \cdot \cos(\theta_n(x)) = n(0) \cdot \cos(\theta_n(x = 0))$ . An einem so genannten Umkehrpunkt  $x_{ac}$  wird der Winkel  $\theta_n(x) = 0$ , d.h. der Strahl ändert seine Richtung. Dieser Punkt  $x_{ac}$  wird auch als Kaustik bezeichnet. In Abbildung 2.7b ist die Ausbreitung verschiedener Strahlen (Moden) im GI-Profil dargestellt. Es wird dabei ersichtlich, dass die unterschiedlichen Moden verschiedene Umkehrpunkte  $x_{ac}$  besitzen und somit auch unterschiedliche Leistungsverteilungen innerhalb der Faser hervorrufen.

### Strahlverläufe in der rotationssymmetrischen Faser

Bisher wurden nur die Verläufe innerhalb eines Planarwellenleiters untersucht. Im folgenden Abschnitt werden diese Betrachtungen auf die rotationssymmetrische Faser erweitert. Die Herleitung wird dabei für die GI-Faser vorgestellt. Darauf aufbauend kann die Strahl- ausbreitung für den SI-Faser leicht abstrahiert werden.

Ausgangspunkt für die Herleitung ist Abbildung 2.8a, in der die Wellenvektorkomponenten für einen einfallenden Strahl bei  $r_0$ ,  $\phi = 0$  und unter dem Einfallswinkel  $\theta_g$  auf die Faserstirnfläche auftrifft (Punkt  $A(r_0, \phi = 0)$ ). Durch Anwendung des Gesetzes von

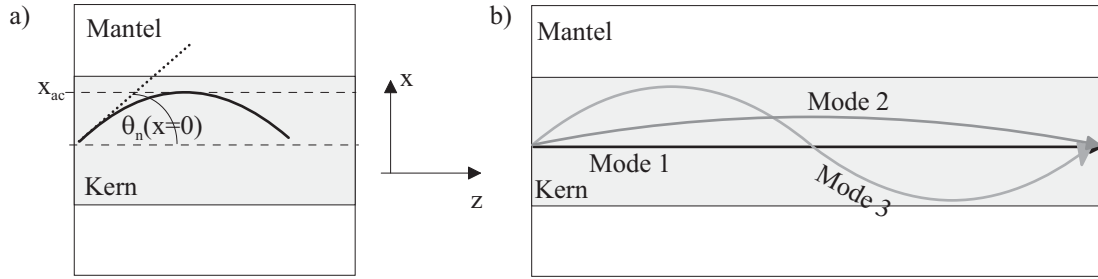


Abbildung 2.7: a) Darstellung des Umkehrpunktes  $x_{ac}$  innerhalb des GI-LWL. b) Unterschiedlich ausbreitungsfähige Moden innerhalb der Gradientenindexfaser (rechts) [Mode 1: Mode niedrigster Ordnung, Mode 3: Mode höherer Ordnung]

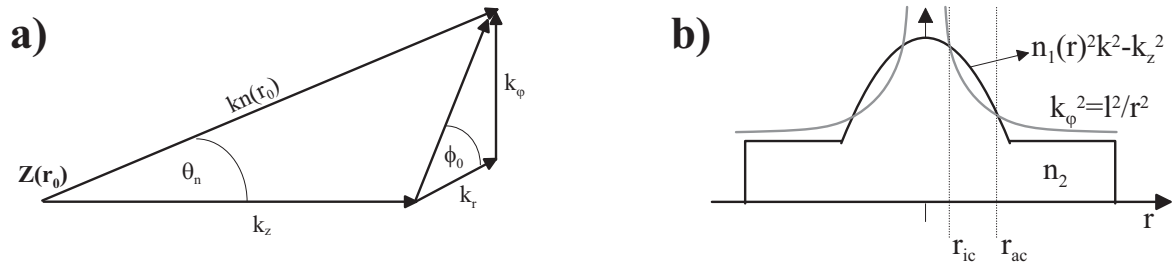


Abbildung 2.8: a) Aufteilung der Wellenvektorkomponenten b) grau: hyperbelartiger Verlauf der  $k_\varphi^2$ -Komponente; schwarz: parabelartiger Verlauf von  $k^2 n(r)^2 - k_z^2$

Snellius und bei Kenntnis des Brechungsindexverlaufs ist somit der Winkel  $\theta_n$  eindeutig bestimmt. Der Winkel  $\phi_0$  ändert sich beim Übergang von einem Medium in das andere Medium nicht, weil er die Winkelabhängigkeit der Tangentialkomponenten des Strahls beschreibt, die unbeeinflusst von der Brechung bleiben. Somit kann die Richtung des Strahls  $kn(r_0)$  durch die Winkel  $\theta_n$  und  $\phi_0$  mit den Einheitsvektoren im Polarkoordinatensystem zu Beginn der Faser ( $z=0$ ) wie folgt beschrieben werden:

$$k_z = kn(r_0)\cos(\theta_n), \quad (2.27)$$

$$k_\varphi = kn(r_0)\sin(\theta_n)\sin(\phi_0), \quad (2.28)$$

$$k_r = kn(r_0)\sin(\theta_n)\cos(\phi_0). \quad (2.29)$$

Der weitere Strahlverlauf innerhalb der Faser wird mit der Strahlendifferentialgleichung 2.26 berechnet. Die genaue Herleitung wird in Anhang A vorgestellt. An dieser Stelle werden nur die Komponenten des Ausbreitungsvektors in Abhängigkeit des Einstrahlpunktes  $r_0$  und der beiden Winkel  $\phi_0$  und  $\theta_n$  angegeben. Sie lauten:

$$k_z = kn(r_0)\cos(\theta_n), \quad (2.30)$$

$$k_\varphi = kn(r_0)\frac{r_0}{r}\sin(\theta_n)\sin(\phi_0), \quad (2.31)$$

$$k_r = \sqrt{n^2 k^2 - k^2 n(r_0)^2 \cos^2(\theta_n) - k^2 n(r_0)^2 \left(\frac{r_0}{r}\right)^2 \sin^2(\theta_n) \sin^2(\phi_0)}. \quad (2.32)$$

Es ist direkt nachvollziehbar, dass die  $z$ -Komponente des Ausbreitungsvektors unabhängig vom Einstrahlpunkt  $r_0$  sein muss. Im Gegensatz hierzu muss sowohl die  $\phi$ - als auch die  $r$ -Komponente vom Einstrahlpunkt abhängen. Die  $\phi$ -Komponente ergibt sich durch Lösen der Strahlendifferentialgleichung. Die Radialkomponente des Ausbreitungsvektors wird schließlich mit Hilfe der Gleichung 2.14 berechnet. Somit sind die drei Ausbreitungsvektoren innerhalb der Faser eindeutig von den Einstrahlpositionen bestimmt. Basierend auf den hergeleiteten Gleichungen 2.14 und 2.31 ist somit auch der direkte Zusammenhang zwischen geometrischer Optik und Wellentheorie hergestellt. Es ist somit ersichtlich, dass die azimutale Modenzahl  $l$  direkt durch den Einstrahlpunkt beeinflussbar ist, da  $l$  gleich  $kn(r_0)r_0\sin(\theta_n)\sin(\phi_0)$  gilt.

Des Weiteren ist Gleichung 2.32 zu entnehmen, dass  $k_r$  nur reell ist, wenn die Differenz zwischen  $k^2 n(r_0)^2$  und den zwei Richtungskomponenten  $k_\phi^2$  und  $k_z^2$  größer als null ist. In Abbildung 2.8b ist dies graphisch dargestellt. Dabei stellt die graue Linie den hyperbelartigen Verlauf der  $k_\phi^2$ -Komponente und die schwarze Linie den parabelartigen Verlauf  $k^2 n(r)^2 - k_z^2$  dar. Es ist zu erkennen, dass der Hyperbelverlauf in einem begrenzten Bereich von  $r$  kleiner als die Parabelkurve ist. Dies bedeutet, dass nur in diesem Bereich der Strahl geführt wird. Dieser Bereich ist definiert durch eine innere ( $r_{ic}$ ) und eine äußere Kaustik ( $r_{ac}$ ). Somit ist es möglich, Strahlen in einem bestimmten Gebiet des Faserkerns zu führen. In Abbildung 2.9 ist dies für einen Helixstrahl mit Hilfe eines Simulationsergebnisses verdeutlicht. Dabei wird der Strahl mit einem Offset von  $20 \mu m$  und einem Winkel  $\theta_g$  von 10 Grad in die Faser eingestrahlt (schwarzer Punkt). Über das Gesetz von Snellius kann somit der Winkel  $\theta_n$  berechnet werden. Mit Hilfe dieser Anfangswerte werden die einzelnen Ausbreitungskonstanten in die jeweilige Richtung durch Lösen von Gleichung 2.26 berechnet. Die dicke schwarze durchgezogene Linie repräsentiert den berechneten Verlauf des Strahls innerhalb der Faser. Es ist zu erkennen, dass der Strahl niemals das Zentrum der Faser trifft, sondern sich immer zwischen der inneren und äußeren Kaustik ausbreitet. Im Gegensatz dazu würde ein Strahl, der exakt im Zentrum (ohne Versatz mit  $\theta_e = 0$ ) eingestrahlt würde, nur im Zentrum der Faser geführt.

Basierend auf den Erklärungen zum Strahlverlauf innerhalb des GI-LWLs ist nun die Strahlausbreitung innerhalb der SI-Faser einfach abzuleiten. Die Vereinfachung besteht wiederum darin, dass die Brechzahl nicht vom Radius abhängig ist. Dies bedeutet, dass die Parabelfunktion in Abbildung 2.8b in eine Rechteckfunktion übergeht und somit die äußere Kaustik wegfällt und nur noch die innere Kaustik erhalten bleibt. In Abbildung 2.10a ist der Strahlverlauf im Querschnitt für einen Strahl dargestellt, der schief in die Faser eingestrahlt wird. Es ist zu erkennen, dass beim SI-LWL nur eine innere Kaustik vorhanden ist. Diese wird über folgende Formel [20] berechnet:

$$r_{ic} = a \cdot \cos(\theta_e), \quad (2.33)$$

wobei  $\theta_e$  für den Winkel zwischen reflektiertem Strahl und der Tangente im Auftreffpunkt steht (siehe Abbildung 2.10a). Dies bedeutet, dass der Strahl in manchen Fällen niemals das Kernzentrum schneidet.

Zur Verdeutlichung ist in Abbildung 2.10b der Verlauf eines Strahls innerhalb einer SI-Faser dreidimensional dargestellt (dabei wird der Strahl mit einem Offset von  $25 \mu m$  in

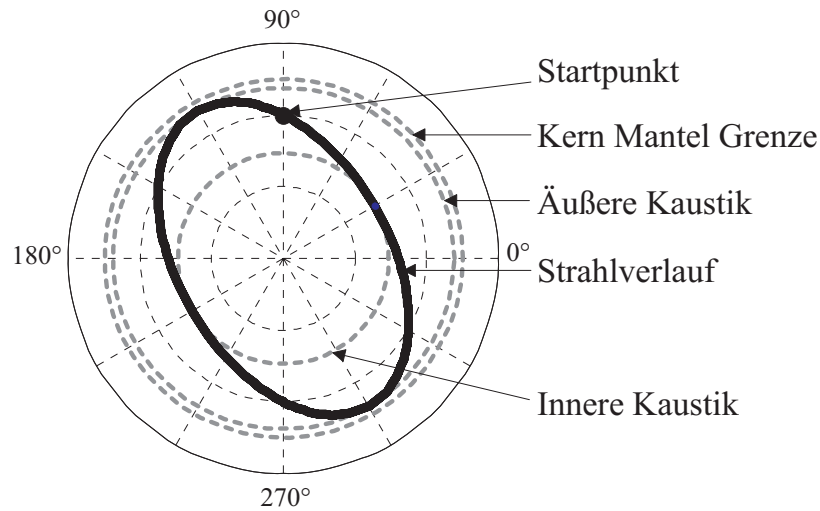


Abbildung 2.9: Innere und äußere Kaustik innerhalb des Querschnitts einer GI-Faser für eine Anregung mit  $20 \mu m$  Versatz und 10 Grad Einstrahlwinkel

die Faser eingestrahlt). Es ist zu erkennen, dass der Strahl um das Zentrum des Kerns mit der inneren Kaustik  $r_{ic}$  verläuft.

## 2.4 Resümee

Basierend auf dem wellentheoretischen Ansatz und dem geometrischen Ansatz ist es gelungen die Modenverteilung innerhalb der rotationssymmetrischen Faser zu beschreiben. Es wurde dabei hergeleitet, dass es möglich ist, durch variable Einstrahlbedingungen unterschiedliche Moden anzuregen und innerhalb vorgegebener Bereiche zu führen. Diese Tatsache liefert die Grundlage für diese Arbeit, in der experimentell nachgewiesen wird, dass unterschiedliche Signale grundsätzlich mittels unterschiedlicher Moden in optischen Fasern übertragen werden können.

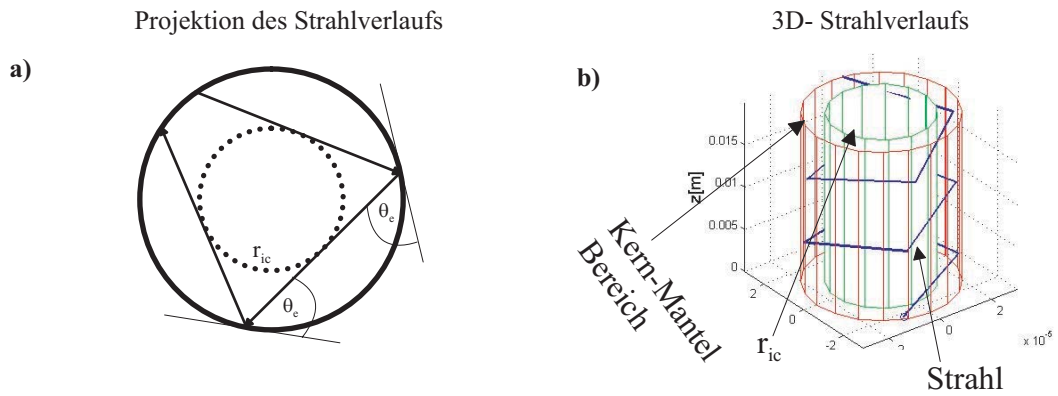


Abbildung 2.10: a) Projektion des Strahlverlaufs innerhalb einer SI-Faser mit innerer Kaustik in Abhängigkeit von  $\theta_e$  b) dreidimensionale Darstellung eines Strahlverlaufs mit innerer Kaustik in SI-Faser (gestauchte Darstellung in z-Richtung)

# Kapitel 3

## Optische Nachrichtenübertragungssysteme

Aufbauend auf Kapitel zwei, in dem die Lichtausbreitung innerhalb eines optischen Lichtwellenleiters theoretisch beschrieben wurde, wird in diesem Kapitel die Gesamtheit des optischen Nachrichtenübertragungssystems betrachtet. Hierunter fallen (siehe Abbildung 3.1) der Sender, Kanal und Empfänger. Unter dem Begriff Sender wird die Datenquel-

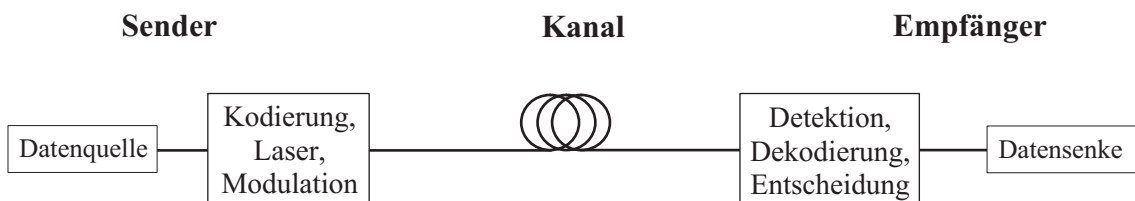


Abbildung 3.1: Aufbau eines optischen Übertragungssystems bestehend aus Sender, Kanal und Empfänger

le, Kodierung und Modulation zusammengefasst, während der Begriff Kanal die optische Faser wiederspiegelt. Unter dem Begriff des Empfängers wird die Detektion, Abtastung, Entscheidung sowie die Datensenke zusammengefasst. Im Zeitbereich wird ein Übertragungssystem durch folgende Formel beschrieben:

$$y(t) = s(t) * h(t) + n(t). \quad (3.1)$$

wobei sich das Ausgangssignal  $y(t)$  aus der Summation des Faltungsproduktes (Eingangssignals  $s(t)$  mit der Impulsantwort  $h(t)$ ) und eines additiven Rauschprozesses  $n(t)$ <sup>1</sup> zusammensetzt. Mit Hilfe der Fourier-Transformation wird Gleichung 3.1 in den Frequenzbereich überführt:

$$Y(f) = S(f) \cdot H(f) + N(f). \quad (3.2)$$

---

<sup>1</sup>In optischen Übertragungssystemen werden die Rauscheinflüsse optischer Verstärker sowie Photodi-oden etc. mit  $n(t)$  zusammengefasst

$H(f)$  steht dabei für die Übertragungsfunktion des Kanals, während  $S(f)$  und  $Y(f)$  für das Eingangssignal bzw. Ausgangssignal im Frequenzbereich steht. Die Übertragungsfunktion des optischen Kanals wird im Tiefpassbereich wie folgt angegeben [4]:

$$H_{TP}(f) = \alpha(f_T, n, m) \cdot e^{-jb(f, n, m)}. \quad (3.3)$$

Diese spiegelt mit ihrem Dämpfungskoeffizienten  $\alpha(f_T, n, m)$  und ihrem Phasengang  $b(f, n, m)$  in Abhängigkeit der Trägerfrequenz ( $f_T$ ), der Frequenz ( $f$ ) sowie der angeregten Moden ( $n, m$ ) die in Abschnitt 3.2 beschriebenen Effekten wieder.

In dieser Arbeit werden Anwendungen für Metropolitan Area Networks (MANs), Fibre to the Home (FTTH) Networks sowie Local Area Networks (LANs) behandelt. Dabei liegt der Fokus jedoch auf LAN Anwendung mit MMF und POF. Die einzelnen Anwendungsgebiete sowie Anforderungsprofile werden in den folgenden Unterkapiteln kurz aufgezeigt. Daran anschließend werden die einzelnen Sender-, Kanal- und Empfängercharakteristika detailliert beschrieben.

### Metropolitan Area Network (MAN)

MANs sind durch Übertragungsreichweiten von 100 km bis 1000 km und Datenraten von bis zu 40 Gb/s pro Kanal nach dem SDH oder Sonet Standard [4, 5] oder sogar bis zu 100 Gb/s nach dem Ethernet Standard gekennzeichnet. Aufgrund dieser Anforderungen hinsichtlich der Übertragungsreichweite und des Datenaufkommens gibt es keine Alternative zur optischen SMF-Glasfaserübertragung, die durch eine sehr niedrige Dämpfung im Bereich des dritten optischen Fensters (siehe Abschnitt 3.2.1) gepaart mit einer extrem hohen Bandbreite (mehrere Terahertz bei kombinierter Verwendung einzelner optischer Fenster) gekennzeichnet ist. Aufgrund der im Vergleich zu LANs niedrigen Anzahl solcher Netze und damit verbunden geringen Stückzahl der einzelnen Komponenten sind diese Netze deutlich kostenintensiver als LAN Strecken. Des Weiteren werden keine großen Anforderungen an das Handling der Faser gestellt, da diese Netze von Spezialisten installiert und gewartet werden.

### Fibre to the Home/curb (FTTH/FTTC)

Aufgrund ständig wachsender Kapazitätsnachfrage beim Endverbraucher sind die Netzanbieter gezwungen, die Glasfaser näher an den Endverbraucher zu legen [84, 4]. Hierzu werden unterschiedliche Ansätze verwendet. Zum einen der Fibre to the Curb Ansatz (FTTC), bei dem die Glasfaser bis zum letzten Verteilerpunkt gelegt wird (z.B. Deutsche Telekom [84]). Von diesem Punkt werden die einzelnen Haushalte mittels eines bereits verlegten elektrischen Kabels versorgt. Zum anderen werden von vielen Anbietern (z.B. Blizznet [87], Hansenet, Netcologne) der „Fibre to the home (FTTH)“ Ansatz verfolgt, bei dem die optische Faser bis ins Haus des Endverbrauchers gelegt wird. In asiatischen Großstädten ist letzteres sehr weit verbreitet. Dort werden Hochhäuser schon heute z.T. mit 1 Gb/s und noch höheren Datenraten versorgt [9].

Bis zum jetzigen Zeitpunkt wird für diesen Anwendungsbereich SMF verwendet, da die

MMF noch nicht das nötige Bandbreiten-Längenprodukt zur Verfügung stellen konnte. Des Weiteren werden neue SMF entwickelt, die sehr kleine Biegeradien erlauben und insofern sehr attraktiv für FTTH und LAN Anwendungen werden könnten [106]. Aus Sicht der Installationsfirmen spricht zusätzlich deren große Erfahrung im Umgang mit der SMF für den Einsatz der SMF [107]. Andererseits wird intensiv daran geforscht das Bandbreiten-Längenprodukt der MMF zu erhöhen und somit deren Einsatz attraktiv gegenüber der SMF zu machen. Dies hätte den Vorteil, dass günstigere Komponenten verwendet werden könnten. Ebenfalls wäre das Handling bei Verwendung der MMF deutlich erleichtert, da größere Toleranzen hinsichtlich der Lichteinkopplung auf der Senderseite möglich wären.

### Local Area Networks (LAN)

Unter Local Area Networks (LAN) werden Netze mit einer Übertragungreichweite von bis zu 2 km und Datenraten von bis zu 10 Gb/s verstanden [5]. In dieser Arbeit werden unter diesem Begriff ebenfalls kurze optische Strecken zwischen „High Performance Computing“ (HPC) Umgebungen zusammengefasst.

Ein Beispiel für LANs ist ein Campusnetz, an dem viele verschiedene PCs angeschlossen sind [5], die sowohl ein Intranet als auch das Internet nutzen können. Neben der optischen Übertragung werden hierzu häufig noch Koaxialkabel verwendet, die im Vergleich zur optischen Faser deutlich mehr Dämpfung und eine geringere Bandbreite besitzen [8]. Daher werden in diesen Bereichen MMF oder POF als Alternative gesehen, wobei Letztere durch eine sehr einfache Installation gekennzeichnet ist.

Zur Zeit wird intensiv geforscht [66, 67] und diskutiert, für welche Anwendung sich MMF oder POF besser eignet. Die POF ist grundsätzlich immer noch durch deutlich höhere Dämpfungswerte (siehe Kapitel 3.2.1) gekennzeichnet als die MMF. Hinsichtlich des Bandbreiten-Längenproduktes haben die Perfluorierte (PF)-POFs in den letzten Jahren deutlich an Qualität gewonnen, so dass experimentell eine 40 Gb/s Übertragung über 50 m GI-PF-POF in dieser Arbeit nachgewiesen werden konnte.

## 3.1 Optische Sender

Die wichtigsten Komponenten eines optischen Senders zur digitalen Datenübertragung werden in diesem Kapitel vorgestellt. Zuerst werden dabei optische Lichtquellen behandelt, die sich in Einmodenlaser und Mehrmodenlaser aufteilen. Daran anschließend werden zwei unterschiedliche Modulationsmöglichkeiten vorgestellt. Im darauf folgenden Unterkapitel werden unterschiedliche realisierbare Modulationsformate vorgestellt. Das Kapitel wird mit „Forward Error Correction“ abgeschlossen.

### 3.1.1 Lichtquellen

In diesem Abschnitt werden die Eigenschaften der in dieser Arbeit verwendeten Lichtquellen vorgestellt. Dabei wird die physikalische Funktionsweise basierend auf stimulierter



Emission und Aufbau des Lasers nicht näher erläutert (für weiter führende Literatur wird hierzu auf [5, 18, 16] verwiesen). Es wird daher nur auf die für diese Arbeit relevanten Übertragungseigenschaften (Breite des Spektrums sowie die Trägerkreisfrequenz  $\omega_T$ ) der verwendeten Lichtquellen kurz eingegangen.

Es wird grundsätzlich zwischen kantenemittierenden Lasern und oberflächenemittierenden Lasern (Vertical Cavity Surface Emitting Laser, VCSEL) unterschieden. Dabei sind Letztere die deutlich einfacher zu implementierende Form, da diese senkrecht zur Waferoberfläche das Licht abstrahlen [16]. Des Weiteren wird bei den Lichtquellen zwischen Einmoden- und Mehrmodenlasern unterschieden. Letztere sind aufgrund geringerer Anforderungen hinsichtlich Unterdrückung von Moden höherer Ordnung deutlich kosteneffizienter [5]. Als Beispiel sind in Abbildung 3.2 die im Labor gemessenen Spektren eines Einmodenlasers (external cavity laser) mit Trägerkreisfrequenz  $\omega_T=1540\text{nm}$  und eines Mehrmodenlasers ( $\omega_T=850\text{nm}$  VCSEL) dargestellt. Beim Spektrum des Einmodenlasers

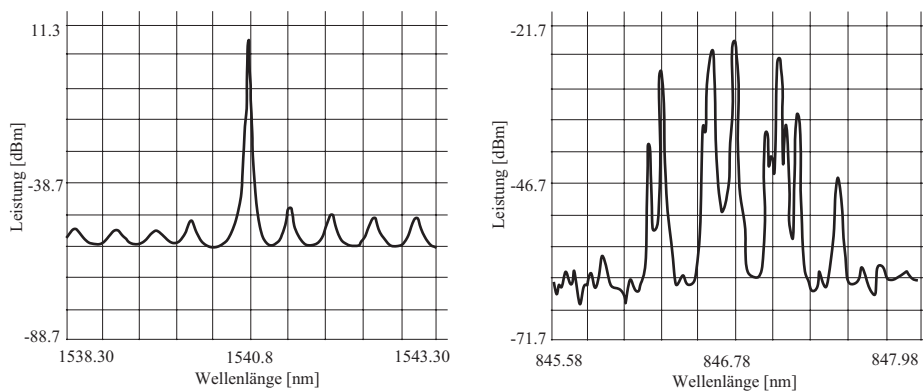


Abbildung 3.2: Spektrum eines Einmodenlasers bei einer Wellenlänge von 1540nm (links) und eines mehrmodigen VCSELS bei einer Wellenlänge von 850nm (rechts)

in Abbildung 3.2a ist nur die Grundmode angeregt bzw. die Moden höherer Ordnung werden unterdrückt. Somit eignet sich dieser exzellent für die Einmodenfaser-Übertragung. Beim Mehrmodenlaser in Abbildung 3.2b sind hingegen vier unterschiedliche Maxima im Spektrum ersichtlich, die ungefähr vergleichbare Leistungen besitzen.

### 3.1.2 Modulation

In der optischen Nachrichtentechnik wird ein unmoduliertes optisches Signal mittels eines elektrischen Signals moduliert. Dies erfolgt entweder mittels Direktmodulation oder externer Modulation. Die Direktmodulation (Ausgangssignal des Lasers wird direkt durch Steuerstrom moduliert) ist durch eine einfache Implementierung charakterisiert. Jedoch ist die Signalqualität nach der Modulation aufgrund des Einflusses von „Chirp“<sup>2</sup> degradiert. Die externe Modulation (dabei findet die Modulation des optischen Signals nicht

<sup>2</sup>Unter Chirp wird eine ungewünschte Phasenveränderung verstanden, die gleichzeitig eine Frequenzänderung/Frequenzmodulation beinhaltet [4, 5, 45].

im Laser sondern in einer zusätzlichen Komponente statt) bietet hingegen eine sehr gute Signalqualität, die jedoch mit einem höheren Implementierungsaufwand erkauft wird. Da in dieser Arbeit hauptsächlich mit der externen Modulation gearbeitet wird, soll im Anschluss nur diese Methode näher erklärt werden.

### Externe Modulation

Als Beispiel der externen Modulation wird der Mach-Zehnder-Modulator (MZM) vorgestellt, da dieser für sämtliche extern modulierte Signale in dieser Arbeit verwendet wird. Für weitere externe Modulatoren wird auf weiterführende Literatur verwiesen [5, 34]. Anhand von Abbildung 3.3 wird die Arbeitsweise des Mach-Zehnder-Modulators (MZM) erläutert [4, 5]. Das optische unmodulierte Signal ( $E_{Ein,MZM}$ ) wird am Eingang des MZMs

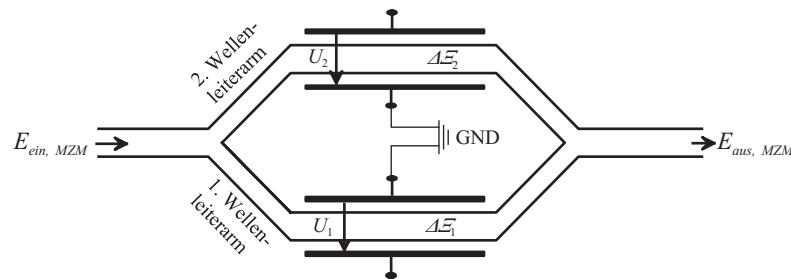


Abbildung 3.3: Aufbau eines Mach-Zehnder-Modulators (MZM)

auf zwei Wellenleiterarme aufgeteilt. In jedem Arm wird das optische Signal durch unterschiedliche elektrische Spannungen  $U_1$  und  $U_2$  beeinflusst. Diese rufen die Phasenänderungen  $\Delta\Xi_1$  und  $\Delta\Xi_2$  hervor. Am Ausgang des MZMs werden die beiden Signale der Wellenleiterarme wieder überlagert ( $E_{Aus,MZM}$ ). Das beschriebene Übertragungsverhalten wird durch die Übertragungskennlinie  $H$  des MZMs analytisch wie folgt beschrieben 3.4 [4]:

$$H_{MZM} = \frac{E_{Aus,MZM}}{E_{Ein,MZM}} = \cos\left(\frac{\Delta\Xi_1 - \Delta\Xi_2}{2}\right) \cdot \exp\left(-j\frac{\Delta\Xi_1 + \Delta\Xi_2}{2}\right). \quad (3.4)$$

Es ist zu erkennen, dass sowohl die Amplitude als auch die Phase des optischen Signals mit dem MZM beeinflusst werden kann. Durch Ansteuerung des MZMs im Gegentaktbetrieb ( $U_1 = -U_2$ ) wird die Phasenmodulation unterbunden. Damit ist eine nahezu chirpfreie Modulation des optischen Signals bei Verwendung des MZMs gewährleistet.

### 3.1.3 Modulationsformate

Neben der chirpfreien Modulation zeichnet sich der MZM dadurch aus, dass damit unterschiedliche Modulationsformate generiert werden können. Dies wird durch unterschiedliche Ansteuerspannungen des MZMs erreicht. Es werden in den folgenden drei Unterkapiteln nur die Hauptcharakteristika der Intensitätsmodulation (Amplitude Shift Keying

(ASK)), des Duobinärformates (DB), der Phasenmodulation (Phase Shift Keying (PSK)) und der vierstufigen Phasenmodulation (QPSK) mit Hilfe der Signalraumkonstellation in Abbildung 3.4 vorgestellt. Für detaillierte Untersuchungen hinsichtlich des Übertragungs-

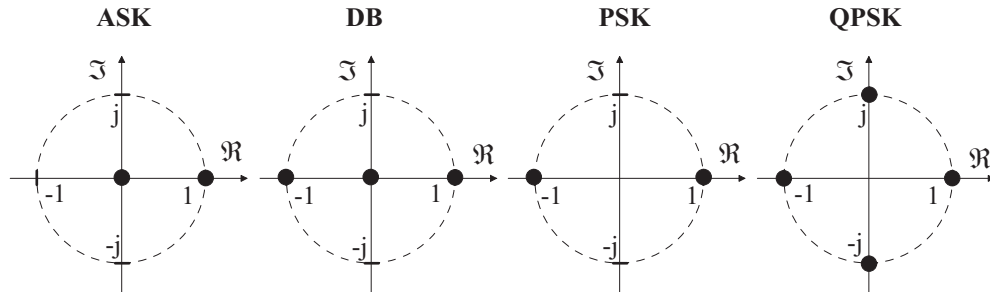


Abbildung 3.4: Signalraumkonstellation für Intensitätsmodulation (ASK), Duobinärmodulation (DB), Phasenmodulation (PSK) und vierstufiger Phasenmodulation (QPSK)

verhaltens in Kombination mit der Return to Zero (RZ) und der Non-Return to Zero (NRZ) Pulsformung wird auf weitergehende Literatur verwiesen [36, 35, 37].

### Intensitätsmodulation

Bei der Intensitätsmodulation wird die Amplitude des optischen Signals moduliert (ASK). Für ein „0“-Bit wird keine Leistung und für das „1“-Bit wird Leistung übertragen. Die ASK-Modulation zeichnet sich durch eine einfache Realisierung sowohl auf der Sende- als auch auf der Empfängerseite aus. Negativ ist besonders die geringe Robustheit gegenüber Fasernichtlinearitäten zu erwähnen [37].

### Duobinärformat

Das DB-Format ist ebenfalls eine Intensitätsmodulation, jedoch mit drei unterschiedlichen Amplitudenwerten (0,-1,1). Senderseitig ist hierfür eine Vorkodierung nötig. Auf der Empfängerseite sind keine Veränderungen im Vergleich zum ASK-Format nötig (siehe Kapitel 3.3). Das DB-Format ist besonders durch ein schmaleres Leistungsdichtespektrum (ca. halbiert im Vergleich zum ASK-Format) gekennzeichnet, welches eine erhöhte Robustheit gegenüber chromatischer Dispersion (siehe Kapitel 3.6) nach sich zieht [35].

### Phasenmodulation

Bei Verwendung der zweistufigen Phasenmodulation (PSK) wird die Phase des optischen Signals moduliert (Phase 0 für „0“-Bit und Phase  $\pi$  für „1“-Bit). Die zweistufige PSK ist gekennzeichnet durch eine hohe Robustheit gegenüber Fasernichtlinearitäten. Diese wird durch eine Vorkodierung auf der Sendeseite und einen komplexeren Empfänger Aufbau gegenüber des ASK-Formates erkauft [37].

## Vierstufige Phasenmodulation

Als Beispiel der höherstufigen Modulation ist in Abbildung 3.4 die QPSK aufgezeigt, die ähnlich gute Robustheit gegenüber Fasernichtlinearitäten wie die zweistufige PSK aufweist [36]. Des Weiteren zeichnet sich dieses Modulationsformat durch eine erhöhte spektrale Effizienz aus, da zwei Bits pro Symbol übertragen werden (vier unterschiedliche Symbole sind möglich). Im Vergleich zu den vorher beschriebenen Modulationsformaten wird das sehr gute Übertragungsverhalten durch die höchste Komplexität erkauft.

### 3.1.4 Forward Error Correction

In diesem Unterkapitel wird die Verwendung der Kanalkodierung, speziell von „Forward Error Correction“ (FEC), in optischen Übertragungssystemen anhand von Abbildung 3.5a erläutert. Diese Methode wird angewendet, um in rauschbegrenzten Systemen die Übertragungsqualität signifikant zu steigern [60].

Bei Verwendung von FEC wird den Informationsbits (Dargestellt als Datenquelle in Abbildung 3.1) Redundanz in Form von Prüfbits hinzugefügt (als Kodierung bezeichnet). Das Verhältnis zwischen Prüfbits und Informationsbits wird dabei als Overhead (OH) bezeichnet. Sämtliche Kodierungsmechanismen werden in optischen Übertragungssystemen vor der elektro-optischen Wandlung, sprich vor der Modulation, realisiert (siehe Abbildung 3.5 a). Nach der Übertragung wird das optische Signal durch eine Photodiode in ein elektrisches Signal gewandelt (Detektion). Daran anschließend findet die Dekodierung des Signals und damit die eventuelle Korrektur entstandener Fehler statt. In Abbildung

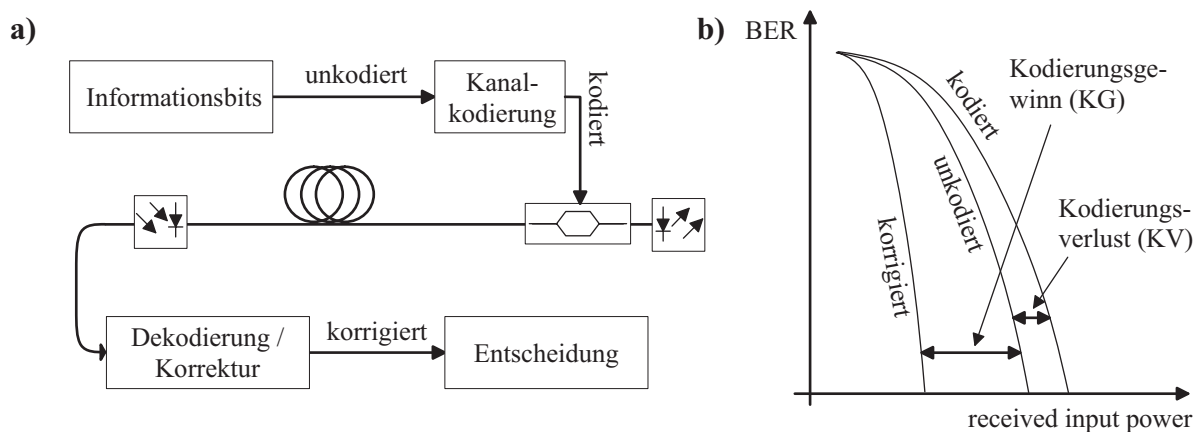


Abbildung 3.5: a) Kanalkodierung innerhalb eines optischen Übertragungssystems; b) Verdeutlichung von Kodierungsverlust und Kodierungsgewinn mit Hilfe der kodierten, unkodierten und korrigierten BER-Kurve

3.5b sind die Auswirkungen der Kanalkodierung für die BER über der empfangenen Eingangsleistung aufgetragen. Das unkodierte Signal enthält nur die Informationsbits ohne Prüfbits. Durch Hinzufügen von Prüfbits verschlechtert sich die Übertragungseigenschaft des Systems aufgrund der höheren Datenrate (kodierte Kurve) und der Berücksichtigung

von Fasereffekten. Nach der Dekodierung und Korrektur ist eine deutliche Verbesserung der Übertragungsqualität zu erkennen (korrigierte Kurve). Dabei gilt, dass je höher der Overhead (hinzugefügte Redundanz) desto besser ist die Korrekturfähigkeit des untersuchten Codes. In Kapitel 5 wird die Korrekturfähigkeit von FEC für verschiedene Modulationsformate und variablem Dispersionseinfluss in unterschiedlichen Systemen behandelt.

## 3.2 Optische Faser

In diesem Kapitel werden die Übertragungseigenschaften der SMF, MMF und POF beschrieben. Dies geschieht anhand der Beschreibung der einzelnen limitierenden Fasereffekte. Grundsätzlich gliedern sich die Fasereffekte in lineare und nichtlineare Effekte. Dämpfung sowie sämtliche Dispersionsarten (chromatische Dispersion, Polarisationsmodendispersion und Modendispersion) besitzen linearen Einfluss auf das zu übertragende Signal während die Einflüsse basierend auf dem Kerreffekt (Selbstphasenmodulation, Kreuzphasenmodulation, Vierwellenmischung) und die nichtelastischen Einflüsse (Stimulierte Raman/Brillouin Streuung) zu nichtlinearen Beeinflussungen führen. Des Weiteren unterteilen sich die Effekte in die Gruppen der deterministisch beschreibbaren und statistisch beschreibbaren. Zur letzteren Gruppe zählen dabei Polarisationsmodendispersion und Modenrauschen. Zuerst werden in diesem Kapitel die Effekte der SMF vorgestellt und daran anschließend die zusätzlichen Effekte der MMF. Dabei werden sämtliche Signalbetrachtungen im äquivalenten Tiefpassbereich durchgeführt, und es wird konsistent zu Kapitel 2 davon ausgegangen, dass sich das Signal in  $z$ -Richtung ausbreitet.

### 3.2.1 Dämpfung

Dämpfung ist der Verlust von Lichtenergie aufgrund von Absorption und Streuung innerhalb des Lichtwellenleiters. Dieser wird durch folgende Formel beschrieben [3, 4] für das Basisband beschrieben:

$$E_{aus}(z) = E_{ein} \cdot e^{-(\alpha_D/2) \cdot z}, \quad (3.5)$$

wobei  $E_{ein}$  für das elektrische Feld am Anfang der Strecke,  $\alpha_D$  für den Dämpfungskoeffizienten der Faser in Abhängigkeit der verwendeten Wellenlänge und  $z$  für die Länge der Faser steht. Damit ergibt sich für die Leistung des optischen Signals nach der Übertragung aufgrund der quadratischen Abhängigkeit zur Leistung folgende Gleichung:  $P_{aus}(z) = P_{in} \cdot e^{-\alpha_D \cdot z}$ . Häufig wird der Dämpfungskoeffizient in dB/km angegeben, der über die Formel  $\alpha_D = \alpha_{dB} \cdot \ln(10)/10$  mit  $\alpha_D$  verbunden ist. Des Weiteren ist der Dämpfungskoeffizient des Lichtwellenleiters stark von der verwendeten Trägerwellenlänge und dem Fasermaterial abhängig. Für Quarzglas sowie fluorierte POF (PF-POF) sind die Dämpfungsverläufe (Anregung aller Moden) in Abbildung 3.6a bzw. 3.6b dargestellt [3, 8]. Hierbei sind die unterschiedlichen logarithmischen Skalierungen der  $y$ -Achse zu beachten. Es ist den beiden Graphiken zu entnehmen, dass PF-POF in allen drei optischen Fenstern durch einen höheren Dämpfungskoeffizienten als Quarzglas gekennzeichnet ist. Dennoch sei an dieser Stelle erwähnt, dass sich die Dämpfungskoeffizienten für PF-POF in den letzten 10 Jahren um mehrere Größenordnungen aufgrund verbesserter Produktionsprozesse

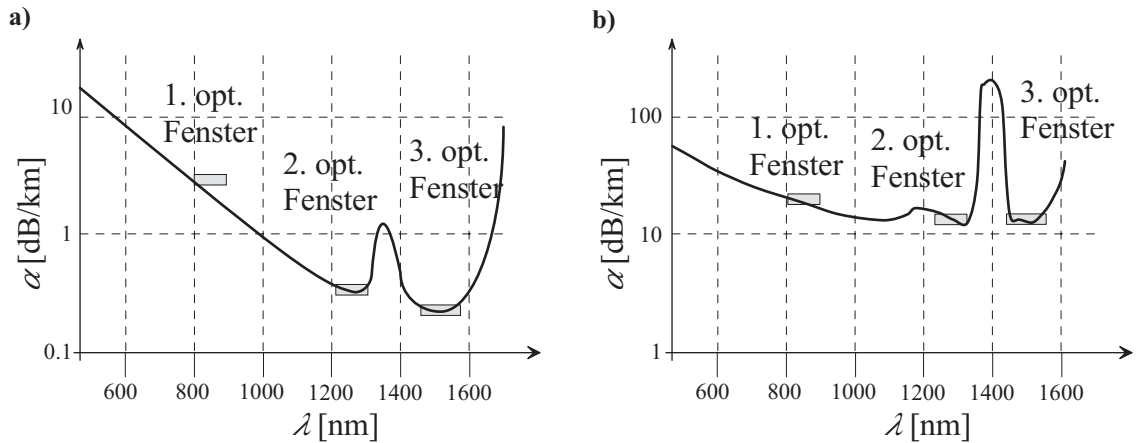


Abbildung 3.6: a) Dämpfungsverlauf in Abhängigkeit der Wellenlänge für Quarzglas nach [3] und b) für fluorierte POF nach [8]

vermindert hat. Es ist zu erwarten, dass es in Zukunft gelingen wird, deutlich näher an das theoretische Minimum bei PF-POF heranzukommen [8].

### 3.2.2 Chromatische Dispersion

Als chromatische Dispersion wird in der optischen Nachrichtentechnik die Streuung der Laufzeiten des Eingangssignals über dessen Frequenzspektrum verstanden [5]. Dieser Effekt beruht auf der Frequenzabhängigkeit des Brechungsindex. Dies bedeutet, dass verschiedene Frequenzanteile des Eingangssignals mit unterschiedlichen Verzögerungen am Empfänger eintreffen, womit eine Verbreiterung des Pulses im Zeitbereich verbunden ist. Aufgrund dieser Tatsache kommt es zu Intersymbolinterferenz (ISI), die eine Degradation der Übertragungsqualität verursacht. Physikalisch wird der Einfluss der chromatischen Dispersion als linearer Effekt auf das elektrische Feld des optischen Signals durch die Ausbreitungskonstante  $\beta(\omega)$  (entspricht Phasengang in Gleichung 3.3) in folgender Formel beschrieben [35]:

$$E_{aus}(z, \omega) = E_{ein} \cdot e^{-j\beta(\omega)z}. \quad (3.6)$$

Der Einfluss der chromatischen Dispersion in optischen Fasern wird entweder über die Ausbreitungskonstante  $\beta(\omega)$  mittels einer Taylorreihenentwicklung ([35, 5])<sup>3</sup> beschrieben oder über den Dispersionkoeffizienten  $D$  und dessen Steigung  $D_S$ . Diese stehen im folgenden Zusammenhang mit den Koeffizienten  $\beta_2$  und  $\beta_3$  der Taylorreihenentwicklung.

$$D = -\frac{2\pi\omega_T^2}{c}\beta_2, \quad (3.7)$$

$$D_S = \left(\frac{2\pi\omega_T^2}{c}\right)^2 \beta_3 + \left(\frac{4\pi\omega_T^3}{c^2}\right) \beta_2. \quad (3.8)$$

<sup>3</sup>Taylorreihenentwicklung um Trägerfrequenz:  
 $\beta(\omega) = \beta_0 + \beta_1(\omega - \omega_T) + \beta_2(\omega - \omega_T)^2 + \beta_3(\omega - \omega_T)^3$ . Die Entwicklung wird nach dem kubischen Term abgebrochen.

Die Abhängigkeit des Dispersionskoeffizienten  $D$  von der verwendeten Trägerwellenlänge  $\lambda_T$  ist für POF, SMF und MMF in Abbildung 3.7 dargestellt. Der Abbildung ist zu ent-

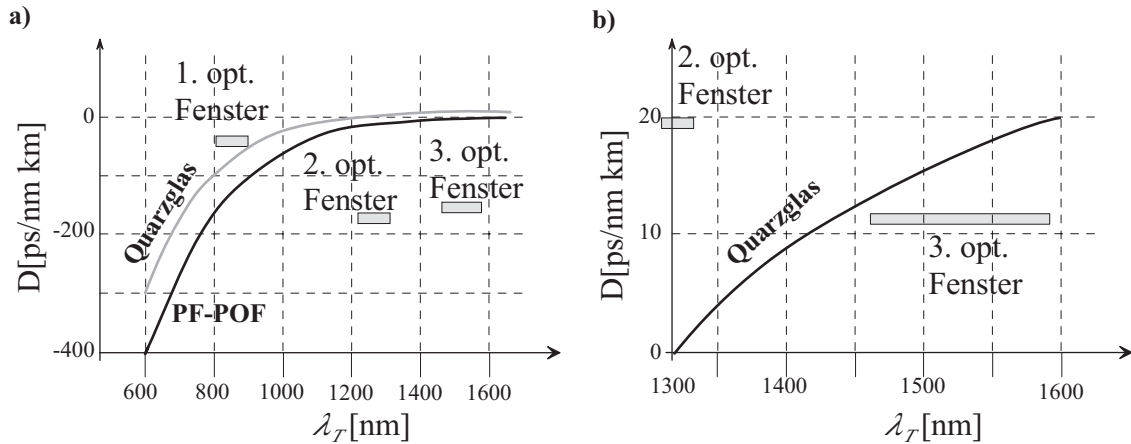


Abbildung 3.7: a) Dispersionkoeffizient  $D$  in Abhängigkeit der verwendeten Trägerwellenlänge für Quarzglas und PF-POF [8]; b) Dispersionkoeffizient  $D$  für Quarzglas im zweiten und dritten optischen Fenster [3]

nehmen, dass der Dispersionskoeffizient  $D$  von Quarzglas und Plastik grundsätzlich den gleichen Verlauf besitzen. Die Quarzglasfaser weist eine Nullstelle bei einer Wellenlänge von ca. 1300nm auf während die PF-POF im gesamten Wellenlängenbereich einen negativen Dispersionskoeffizienten  $D$  besitzt. Zusätzlich ist der Abbildung zu entnehmen, dass der Einfluss der chromatischen Dispersion bei PF-POF Fasern aufgrund des hohen negativen Dispersionskoeffizienten  $D$  von Bedeutung sein wird, wenn in Zukunft im ersten optischen Fenster hohe Bitraten (z.B. 10 Gb/s) über längere Strecken (mehrere Kilometer) übertragen werden sollten.

Zusammengefasst ergibt sich folgende Übertragungsfunktion der SMF unter Berücksichtigung der deterministischen Effekte Dämpfung und chromatischer Dispersion:

$$H(\omega, z) = e^{-\frac{\alpha_D z}{2}} \cdot e^{-j\beta(\omega) \cdot z}. \quad (3.9)$$

### 3.2.3 Polarisationsmodendispersion

Die Polarisationsmodendispersion (PMD) wird am Beispiel der niedrigsten ausbreitungsfähigen Mode innerhalb des LWLs sehr kurz erläutert, da sie in dieser Arbeit eine untergeordnete Rolle spielt. Nach Gleichung 2.12 gibt es somit nur zwei unterschiedliche ausbreitungsfähige Polarisationsmoden. In Realität weist die optische Faser keine perfekt rotationssymmetrische Struktur auf [4], so dass die beiden Polarisationsmoden nicht die gleiche Ausbreitungskonstante besitzen. Zusätzlich ist die Faserstruktur von Umwelteinflüssen abhängig. Die Verzerrung des optischen Signals aufgrund der unterschiedlichen Ausbreitungskonstanten in  $x$ - und  $y$ -Richtung wird als PMD bezeichnet.

### 3.2.4 Modenabhängige Dämpfung

Die bisherigen Erläuterungen in diesem Kapitel haben sich ausschließlich auf die SMF bezogen. In den nun folgenden Unterkapiteln werden Effekte vorgestellt, die nur auf der MMF und der POF auftreten.

Die Beschreibung der Dämpfung in Kapitel 3.2.1 besitzt für MMF und POF nur unter der Voraussetzung Gültigkeit, dass alle ausbreitungsfähigen Moden gleich stark gedämpft werden. Dies entspricht jedoch nicht hinreichend genau der Realität bei Verwendung der MMF und der POF [16, 8]. Dies liegt darin begründet, dass Moden höherer Ordnung z.T. nicht exakt an der Kern Mantel Grenze total reflektiert werden, sondern erst im Mantelbereich [16]. Daher legen diese Moden eine kurze Strecke im Mantelbereich zurück, der durch einen deutlich höheren Dämpfungskoeffizienten (speziell in der POF) im Vergleich zum Kern gekennzeichnet ist. Somit eine unterschiedliche Dämpfung abhängig von der Modenordnung hervorgerufen. Diese Tatsache wird mit Hilfe der Gleichung 3.10 analytisch beschrieben:

$$E_{(m,l),aus}(z) = E_{(m,l),ein}(0) \cdot e^{-(\alpha_{(m,l),D}/2) \cdot L_{Faser}}, \quad (3.10)$$

wobei  $m, l$  für die Modenindizes und  $\alpha_{(m,l),D}$  für den Modenzahl abhängigen Dämpfungskoeffizienten steht.

### 3.2.5 Modendispersion

Unter Modendispersion wird die Aufweitung des optischen Pulses verbunden mit ISI aufgrund von Gruppenlaufzeitdifferenzen verschiedener ausbreitungsfähiger Modengruppen in einer MMF oder POF verstanden. Analytisch wird die Modendispersion (unter der Annahme eines parabolischen Profils) im Frequenzbereich durch die Übertragungsfunktion 3.11 beschrieben [75]:

$$H(\omega) = \sum_{p=0}^{M-1} c_p e^{-j\omega \cdot \tau_p}, \quad (3.11)$$

wobei  $\tau_p = \beta_{l,m} L$ <sup>4</sup> für die Gruppenlaufzeit der betrachteten Modengruppe  $p$  und  $c_p$  für die Leistung der jeweiligen angeregten Modengruppe steht ( $M$  steht für die Gesamtanzahl aller angeregter Modengruppen).

Die Modendispersion ist der am stärksten limitierende Effekt bei Übertragung von Signalen über die MMF und ist in Abbildung 3.8 für unterschiedliche Datenraten dargestellt. Von links nach rechts ist dabei deutlich die Verschlechterung der Übertragungsqualität ersichtlich. Im Gegensatz zur chromatischen Dispersion ist der Einfluss der Modendispersion linear von der Bandbreite des Signals abhängig (siehe Gleichung 3.11 mit linearem Einfluss der Kreisfrequenz im Exponentialterm). Neben der Bandbreite des Signals, ist der Einfluss stark von der Lichtquelle, der Einstrahlposition und dem Profil der verwendeten MMF abhängig.

<sup>4</sup>Dabei entspricht  $\beta_{l,m}$  dem Koeffizienten  $\beta_1$  innerhalb der Taylorreihenentwicklung, da folgende Beziehung gilt:  $\tau_p = (d\beta(\omega)/d\omega) L$ . Durch Differentiation der beiden ersten Taylorreihensummanden ( $\beta_0$  und  $\beta_1\omega$ ) nach  $\omega$  ergibt sich der Zusammenhang:  $\tau_p = \beta_1 L = \beta_{l,m} L$ .



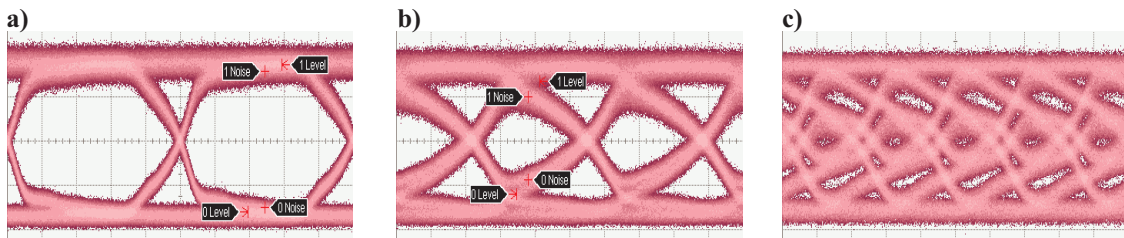


Abbildung 3.8: Einfluss der Modendispersion für 300 m GI-MMF bei Verwendung eines 850nm VSCEL mit variabler Datenrate [a)1 Gb/s, b) 3 Gb/s und c) 5 Gb/s]

### Einfluss der Einstrahlposition

Es wird generell zwischen zwei Einstrahlposition unterschieden: „Overfilled Launch Position“ (OvLP) und „Restricted Launch Position“ (RLP) [89], die in Abbildung 3.9 a-c dargestellt sind. Des Weiteren sind den Abbildungen 3.9 d-f die angeregten Modengruppen dargestellt. Die simulative Bestimmung der angeregten Moden und deren Leistungskoeffizienten basiert auf Gleichung 2.21. Dabei muss der jeweilige Versatz berücksichtigt werden. Für die Implementierung der unterschiedlichen Anregungspositionen wird auf [75] verwiesen. Bei der OvLP wird die gesamte Stirnfläche der MMF angestrahlt 3.9a, wo-

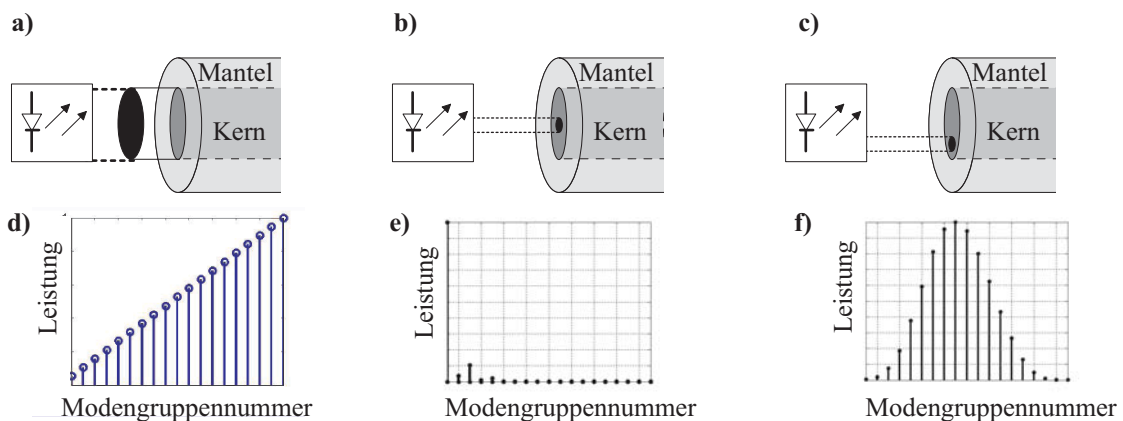


Abbildung 3.9: a) Overfilled Launch Position (OvLP); b) Restricted Launch Position mit  $0 \mu\text{m}$  offset; c) Restricted Launch Position mit  $20 \mu\text{m}$  offset (c)

mit alle ausbreitungsfähigen Modengruppen angeregt werden 3.9d. Bei Anwendung der RLP wird nur ein beschränkter kleiner Teilbereich der MMF-Stirnfläche angestrahlt (Abbildung 3.9b,c) wodurch unterschiedliche Modengruppen angeregt werden. In Abbildung 3.9b ist die zentrale Einstrahlposition (Centre Launch Position, CLP) dargestellt, wobei nur eine kleine Anzahl von Modengruppen niedriger Ordnung angeregt werden (siehe Abbildung 3.9 e). Im Vergleich dazu ist in Abbildung 3.9c die Versatz-Einstrahlposition (Offset Launch Position, OLP), wodurch eine höhere Anzahl von Modengruppen höherer Ordnung angeregt werden (siehe Abbildung 3.9 f).

Der Einfluss der Profildispersion wird innerhalb dieser Arbeit nicht näher betrachtet und es wird hierfür auf weiterführende Literatur verwiesen [16].

### 3.2.6 Modenkopplung

Unter Modenkopplung wird Überkopplung von Leistung zwischen ausbreitungsfähigen Moden innerhalb der MMF verstanden. Anschaulich kann dies am besten an einer Stufenindexfaser beschrieben werden. Dort bedeutet es, dass eine Mode, die durch den ursprünglichen Einfallswinkel  $\delta_{i,m}$  an der Kern-Mantel-Grenze (siehe Abbildung 2.5) charakterisiert ist, in eine Mode mit dem Ausfallswinkel  $\delta_{or,n}$  konvertiert wird. Diese Konversion kann auf Unebenheiten an der Kern-Mantel Grenze oder Unreinheiten (Streuzentren) innerhalb des Faserkerns beruhen [8].

Grundsätzlich wird zwischen Intramodenkopplung (innerhalb einer Modengruppe) und Intermodenkopplung (zwischen unterschiedlichen Modengruppen) unterschieden [90, 75] (Intramodenkopplung tritt dabei eher als Intermodendispersion auf). In dieser Arbeit ist primär der Einfluss der Intermodenkopplung von Bedeutung, da dieser Effekt einen signifikanten Einfluss auf die Übertragungsqualität von Systemen hat, bei denen unterschiedliche Modengruppen zur Übertragung von unterschiedlichen Signalen genutzt werden. Der Einfluss der Leistungsüberkopplung wird mit Hilfe von Gleichung 3.12 beschrieben

$$P_{p,Kopplung} = \sum_{p'} \xi_{p,p'} \cdot P_{p'}, \quad (3.12)$$

wobei  $p, p'$  für die jeweiligen Modengruppen,  $\xi_{p,p'}$  für den Kopplungskoeffizienten [5] zwischen den Modengruppen und  $P$  für die Leistung der jeweiligen Modengruppe steht. Basierend auf Modenkopplung kann somit die Leistung der zu Beginn der Übertragung angeregten Moden (siehe Gleichung 2.21) reduziert oder erhöht werden. Genauere Untersuchungen hinsichtlich des Einflusses werden in den Kapiteln 5 und 6 präsentiert.

Abschließend wird die Übertragungsfunktion der MMF angegeben, die die spezifischen MMF Einflüsse Modenanregung ( $c_p$ ), Modenabhängige Dämpfung ( $\alpha_{p,D}$ ), Modendispersion ( $\tau_p$ ), Modenkopplung ( $P_{p,Kopplung}$ ) berücksichtigt.

$$H(\omega, z) = \sum_{p=0}^M (c_p + P_{p,Kopplung}) \cdot e^{-j\omega\tau_p} \cdot e^{-\alpha_{p,D} \cdot z}, \quad (3.13)$$

### 3.2.7 Modenrauschen

Neben den deterministisch beschreibbaren Effekten Modendispersion, Modenabhängiger Dämpfung und Modenkopplung tritt als weiterer wichtiger limitierender Effekt in MMF Übertragungssystemen Modenrauschen auf [24, 25, 26]. Unter Modenrauschen werden grundsätzlich Intensitätsschwankungen verstanden [5, 18]. Diese basieren auf der Interferenz der geführten Leistung in MMF, die durch Koppler, unvollkommene Stecker oder aber auch unterteilte Photodioden hervorgerufen werden. Im Gegensatz zur anschaulichen Beschreibung der Modendispersion mit Hilfe der geometrischen Optik, wird bei der Erklärung des Modenrauschens auf den wellentheoretischen Ansatz zurückgegriffen. Dies liegt darin begründet, dass das Modenrauschen mittels der Strahlausbreitung nicht erklärt werden kann.

### Analytische Beschreibung des Modenrauschens

Ausgangspunkt für die analytische Beschreibung ist Gleichung 2.12 für die Beschreibung der Feldverteilung (in Abhängigkeit der Modenzahlen und Koordinaten). Des Weiteren setzt sich das optische Ausgangssignal der Faser aus der Überlagerung verschiedener angeregter Moden zusammen. Dieses Feld  $\Phi_A(r, \varphi, t)$  wird in Abhängigkeit des Ortes und der Zeit unter Vernachlässigung der deterministisch beschreibbaren Effekte mit folgender Gleichung beschrieben [18]:

$$\Phi_A(r, \varphi, t) = \sum_l \sum_m A_{l,m} \cdot \Gamma_{l,m}(r, \varphi) \cdot e^{j[\omega_0 t - \beta_{l,m} z + \phi_{l,m}(t)]}, \quad (3.14)$$

wobei  $\Gamma_{l,m}(r, \varphi)$  für die Feldverteilung (siehe Gleichung 2.12),  $\phi_{l,m}(t)$  für die Phase des optischen Signals und  $\beta_{l,m}$  für die Ausbreitungskonstante der jeweiligen Mode steht. Bei Empfang dieses optischen Ausgangssignals mittels einer Photodiode ergibt sich durch Einsetzen von Gleichung 3.14 in Gleichung 3.30 bei Integration über die Fläche der Photodiode folgender Ausdruck für die optische Leistung ( $\rho$  und  $\iota$  stellen die Integrationsgrenzen dar):

$$\begin{aligned} P_{opt} &= \int_0^\rho \int_0^\iota |\Phi_A(r, \varphi, t)|^2 dr d\varphi \\ P_{opt} &= \int_0^\rho \int_0^\iota \Phi_A(r, \varphi, t) \cdot \Phi_A^*(r, \varphi, t) dr d\varphi \end{aligned} \quad (3.15)$$

Durch die Betragsquadratbildung kommt es zu Kreuzleistungstermen zwischen den unterschiedlichen angeregten Moden. Dies wird anhand von nur zwei Moden, die unterschiedliche Ausbreitungskonstanten besitzen und somit zu unterschiedlichen Modengruppen gehören (anschaulich nummeriert mit eins und zwei) genauer erläutert. Gleichung 3.15 ergibt ausmultipliziert folgende Gleichung:

$$\begin{aligned} P_{opt} &= \int_0^\rho \int_0^\iota |A_1 \cdot \Gamma_1(r, \varphi) \cdot e^{j[\omega_0 t - \beta_1 z + \phi_1(t)]} + \\ &\quad A_2 \cdot \Gamma_2(r, \varphi) \cdot e^{j[\omega_0 t - \beta_2 z + \phi_2(t)]}|^2 dr d\varphi. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Mit den Abkürzungen:

$$G_1 = A_1 \cdot \Gamma_1(r, \varphi) \cdot e^{j[\omega_0 t - \beta_1 z + \phi_1(t)]}, \quad (3.17)$$

und

$$G_2 = A_2 \cdot \Gamma_2(r, \varphi) \cdot e^{j[\omega_0 t - \beta_2 z + \phi_2(t)]}, \quad (3.18)$$

ergibt sich ausmultipliziert folgende Gleichung für die detektierte Leistung:

$$P_{opt} = \int_0^\rho \int_0^\iota G_1 G_1^* + G_1 G_2^* + G_2 G_1^* + G_2 G_2^* dr d\varphi. \quad (3.19)$$

Entscheidend für die Beschreibung des Modenrauschens sind die beiden mittleren Kreuzleistungsterme. Dies wird anhand der beiden folgenden Fälle untersucht:

1. Detektion der kompletten Fläche der MMF,
2. Detektion einer Teilfläche der MMF.

Diese beiden Fälle sind in Abbildung 3.10 dargestellt.

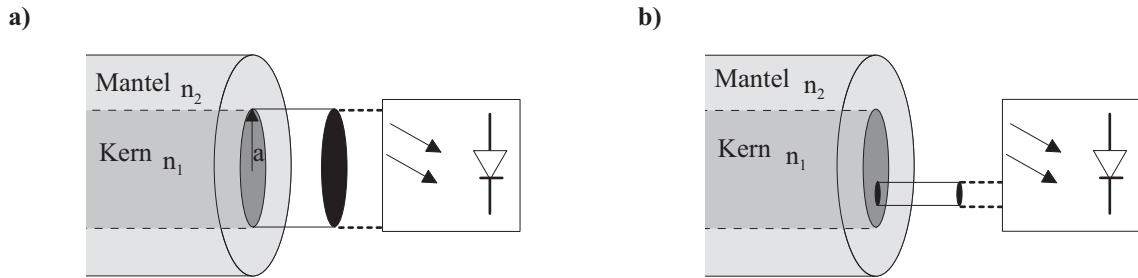


Abbildung 3.10: a) Komplette Fläche der MMF wird von der Photodiode detektiert b) Teilfläche der MMF wird von der Photodiode detektiert

### 1. Komplette Fläche der MMF wird detektiert:

Für diesen Fall wird die optische Leistung so bestimmt, wie sie in Gleichung 3.15 beschrieben ist, da in diesem Fall die Integralgrenzen von 0 bis  $2\pi$  und von 0 bis  $a$  gelten (siehe Abbildung 3.10a). Basierend auf diesen Integrationsgrenzen sind sämtliche Kreuzleistungsterme gleich 0, da für die Funktionen, welche die Feldverteilung  $\Gamma(l, m)$  beschreiben, (vereinfachend werden nur die sin- und cos-Funktionen für die Winkelabhängigkeit und das Laguerresche Polynom für die Radiusabhängigkeit bei GI-MMF betrachtet) aufgrund der Orthogonalitätsrelation folgende Beziehungen gelten [22, 23]:

$$\int_0^{2\pi} \sin(mx)\sin(nx)dx = \begin{cases} 2\pi, & \text{für } n = m = 0 \\ 0, & \text{für } n \neq m \\ \pi, & \text{für } n = m \neq 0 \end{cases} \quad (3.20)$$

$$\int_0^{2\pi} \cos(mx)\cos(nx)dx = \begin{cases} 0, & \text{für } n = m = 0 \\ 0, & \text{für } n \neq m \\ \pi, & \text{für } n = m \neq 0 \end{cases} \quad (3.21)$$

$$\int_0^\infty L_n(x)L_m(x)e^{-x}dx = \begin{cases} 1, & \text{für } n = m \\ 0, & \text{für } n \neq m \end{cases} \quad (3.22)$$

In den obigen drei Gleichungen stehen dabei  $n, m$  nur für ganzzahlige Laufvariablen. Für das oben beschriebene Beispiel, bestehend aus nur zwei Moden, bedeutet dies, dass für die Detektion über die gesamte Oberfläche folgendes gilt:

$$\int_0^a \int_0^{2\pi} G_1 G_2^* dr d\varphi = \int_0^a \int_0^{2\pi} G_2 G_1^* dr d\varphi = 0. \quad (3.23)$$

Wegen der Orthogonalitätsbeziehungen sind sämtliche Kreuzleistungsterme gleich Null. Somit ergibt sich für die detektierte Leistung folgende Gleichung:

$$\begin{aligned}
 P_{opt} &= \int_0^a \int_0^{2\pi} G_1 G_1^* + G_2 G_2^* dr d\varphi \\
 P_{opt} &= \int_0^a \int_0^{2\pi} (A_1 \cdot \Gamma_1(r, \varphi) \cdot e^{j[\omega_0 t - \beta_1 z + \phi_1(t)]} \cdot A_1^* \cdot \Gamma_1^*(r, \varphi) \cdot e^{-j[\omega_0 t - \beta_1 z + \phi_1(t)]} + \\
 &\quad A_2 \cdot \Gamma_2(r, \varphi) \cdot e^{j[\omega_0 t - \beta_2 z + \phi_2(t)]} \cdot A_2^* \cdot \Gamma_2^*(r, \varphi) \cdot e^{-j[\omega_0 t - \beta_2 z + \phi_2(t)]}) dr d\varphi
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

Aus Gleichung 3.24 ist ersichtlich, dass die Phaseneinflüsse der jeweiligen Mode sich im Exponenten aufheben und somit keinerlei Einfluss auf die detektierte Leistung besitzen. Daher tritt für den Fall der Detektion über den gesamten MMF-Querschnitt kein Modenrauschen auf.

## 2. Teile der Fläche der MMF werden detektiert:

Für den zweiten untersuchten Fall gelten nun andere Integrationsgrenzen (dabei werden im Folgenden nur noch die Kreuzleistungsterme betrachtet). Dies veranschaulicht Abbildung 3.10b, der entnommen werden kann, dass nun weder über den kompletten Radius noch über den kompletten Winkel der MMF bzw. POF integriert wird, sondern nur noch über einen Teil der MMF-Kernfläche. Dies hat zur Folge, dass die einzelnen Kreuzleistungsterme nicht mehr verschwinden (die Betragsquadratbildung für gleiche Moden ist vergleichbar zu 3.24 mit kleineren Integrationsgrenzen), die durch folgende Gleichung beschrieben werden:

$$P_{opt} = \int_0^\rho \int_0^\iota G_1 G_2^* + G_2 G_1^* dr d\varphi \tag{3.25}$$

$$\begin{aligned}
 P_{opt} &= \int_0^\rho \int_0^\iota (A_1 \cdot \Gamma_1(r, \varphi) \cdot e^{j[\omega_0 t - \beta_1 z + \phi_1(t)]} \cdot A_2^* \cdot \Gamma_2^*(r, \varphi) \cdot e^{-j[\omega_0 t - \beta_2 z + \phi_2(t)]} + \\
 &\quad A_2 \cdot \Gamma_2(r, \varphi) \cdot e^{j[\omega_0 t - \beta_2 z + \phi_2(t)]} \cdot A_1^* \cdot \Gamma_1^*(r, \varphi) \cdot e^{-j[\omega_0 t - \beta_1 z + \phi_1(t)]}) dr d\varphi
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

$$\begin{aligned}
 P_{opt} &= \int_0^\rho \int_0^\iota (A_1 A_2^* \cdot \Gamma_1(r, \varphi) \Gamma_2^*(r, \varphi) \cdot e^{j[\beta_1 + \beta_2 z + \phi_1(t) - \phi_2(t)]} + \\
 &\quad A_2 A_1^* \cdot \Gamma_2(r, \varphi) \Gamma_1^*(r, \varphi) \cdot e^{j[-\beta_2 + \beta_1 + \phi_2(t) - \phi_1(t)]}) dr d\varphi.
 \end{aligned} \tag{3.27}$$

In diesem Fall bekommen die unterschiedlichen Phasenterme in den Exponenten einen Einfluss auf die empfangene Leistung. Da sich diese Phasen sowie die Ausbreitungskonstanten aufgrund von Mikrovibrationen und temperaturbedingter Schwankungen ändern, kommt es zu Leistungsschwankungen, die als Modenrauschen bezeichnet werden.

## Verteilungsdichtefunktion des Modenrauschens

Aufgrund der beschriebenen Intensitätsschwankungen werden Untersuchungen hinsichtlich der Verteilung gemacht. Modenrauschen kann nur statistisch beschrieben werden.

In erster Näherung wird eine Gaußverteilung angenommen. Ausgangspunkt ist, dass sich das Interferenzmuster aufgrund der Überlagerung vieler verschiedener Moden bildet. Nach dem zentralen Grenzwertsatz [19] der Statistik ergibt sich somit eine Gauß-Verteilung der Intensität am Faserende [5].

Die Verteilung lässt sich mit dem Mittelwert  $\mu$  und der Rauschleistung  $\sigma^2$  ausdrücken als

$$p_{\text{Gauß}}(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2}. \quad (3.28)$$

Wie in [27, 28] entspricht diese jedoch nicht exakt der Realität und es wurde gezeigt, dass die Verteilungsdichtefunktion eher einer Gammaverteilung entspricht, die durch die folgende Formel mathematisch beschrieben wird:

$$p_{\text{Gamma}}(x) = g(x) = \frac{b^p}{\Gamma(p)} x^{p-1} e^{-bx}, \quad (3.29)$$

wobei  $\Gamma$  die Gammafunktion und  $b$  und  $p$  die Parameter der Gammaverteilung sind.

Die Gammaverteilung hat ein im Vergleich zur Gauß Verteilung in Richtung kleinerer Leistungen verschobenes Maximum (siehe Abb. 3.11<sup>5</sup>). Es treten jedoch Schwierigkeiten

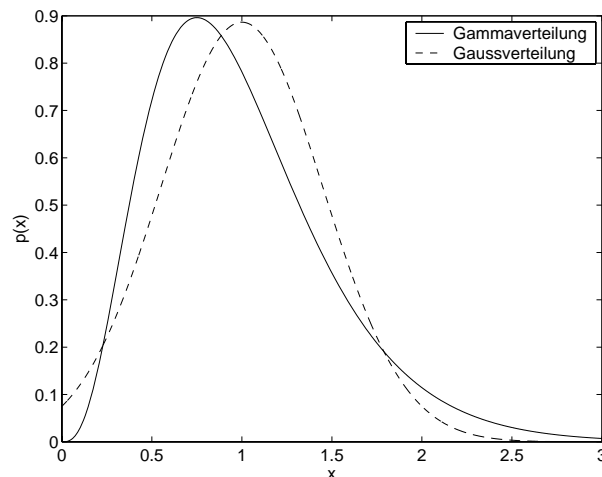


Abbildung 3.11: Vergleich einer Gauß Verteilung mit einer Gamma Verteilung

bei der Modellierung mittels der Gammaverteilung auf, da die Parameter der Gammaverteilung ( $b$ ,  $p$ ) nicht direkt aus den Detektionsbedingungen bestimmt werden können. Experimentelle Untersuchungen (siehe z.B. [29]) zeigen eine sehr gute Übereinstimmung mit der Gammaverteilung.

<sup>5</sup>Parameter der Gaußverteilung:  $\sigma = 0,45$ ;  $\mu = 1$ . Parameter der Gammaverteilung:  $p = b = 4$ .

### 3.3 Empfänger

Grundsätzlich wird in der optischen Nachrichtentechnik zwischen Direktempfang und kohärentem<sup>6</sup> Empfang unterschieden.

Da in dieser Arbeit das Hauptaugenmerk auf dem Direktempfang liegt, wird nur dieser anhand des Blockschaltbildes für das ASK-Modulationsformat in Abbildung 3.12 beschrieben. Für phasenmodulierte Signale sind komplexere Empfängerstrukturen notwendig, die in weiter führender Literatur eingehend beschrieben werden [36]. Das zentrale Element

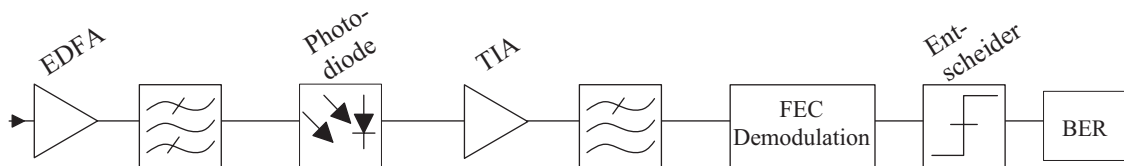


Abbildung 3.12: Blockschaltbild eines optischen Direktempfängers bestehend aus optischem Vorverstärker (EDFA), optischem Filter, Photodiode, elektrischem Transimpedanzverstärker (TIA), elektrischem Filter, FEC Demodulation, Entscheider, Bitfehlerbestimmung (BER)

des Direktempfängers ist die Photodiode, die die optische Leistung in einen elektrischen Strom wandelt. Dies wird durch Gleichung 3.30 beschrieben [4]:

$$i(t) \propto R \cdot |E_{aus}|^2, \quad (3.30)$$

wobei  $R$  für die Empfindlichkeit der Photodiode und  $E_{aus}$  für das optische Ausgangsfeld am Ende der Faser steht. Die optische Ausgangsleistung wird somit über Betragsquadratbildung des optischen Feldes gebildet. Dadurch wird ersichtlich, dass bei Verwendung des direkten Empfängers nur die Amplitudeninformationen des Signals erhalten bleiben während die Phaseninformation des Signals aufgrund der Quadrierung des Absolutwertes verloren geht. Aufgrund der Quadrierung wird ebenfalls ersichtlich, dass die Photodiode ein nichtlineares Bauelement ist.

Vor der Photodiode wird je nach Anforderung und nur bei Verwendung von SMF ein optischer Vorverstärker (z.B. Erbium Doped Fibre Amplifier (EDFA)) kombiniert mit einem optischen Bandpassfilter verwendet. Dabei hebt der EDFA die Leistung des optischen Signals vor der Photodiode an, um das ausgangsseitige Signal-zu-Rauschverhältnis (SNR) anzuheben. Das optische Bandpassfilter wird zur Reduktion des EDFA-Rauschens verwendet. Zusätzlich kann dieses optische Filter zur Signalverbesserung genutzt werden (siehe hierzu Kapitel 5). Hinter der Photodiode wird das elektrische Signal mit einem Transimpedanzverstärker (TIA) verstärkt, gefolgt von einem elektrischen Tiefpassfilter zur Rauschunterdrückung [36]. Optional wird das Signal elektrisch entzerrt. Nach der FEC-Demodulation folgt die Taktrückgewinnung, Entscheidung und Bitfehlerbestimmung (BER).

<sup>6</sup>Bei Verwendung eines kohärenten Empfängers wird durch Verwendung eines lokalen Oszillators sowie weiterer Komponenten (z.B. 90 Grad Hybriden und Gegentaktempfänger) ebenfalls die Phase des empfangenen Signals zurückgewonnen.

### 3.4 Bewertungskriterien

In diesem Abschnitt werden abschließend die Augenöffnungsdegradation (engl.: Eye Opening Penalty) EOP, die Bitfehlerwahrscheinlichkeit (engl.: Bit Error Ratio) BER und die Toleranz von Amplituden und Jitter Abweichungen (engl. Tolerable Amplitude/Jitter Deviations, TAD/TJD) als unterschiedliche Bewertungskriterien für optische Nachrichtenübertragungssysteme vorgestellt. Diese werden anhand von Abbildung 3.13 im Weiteren kurz vorgestellt [4].

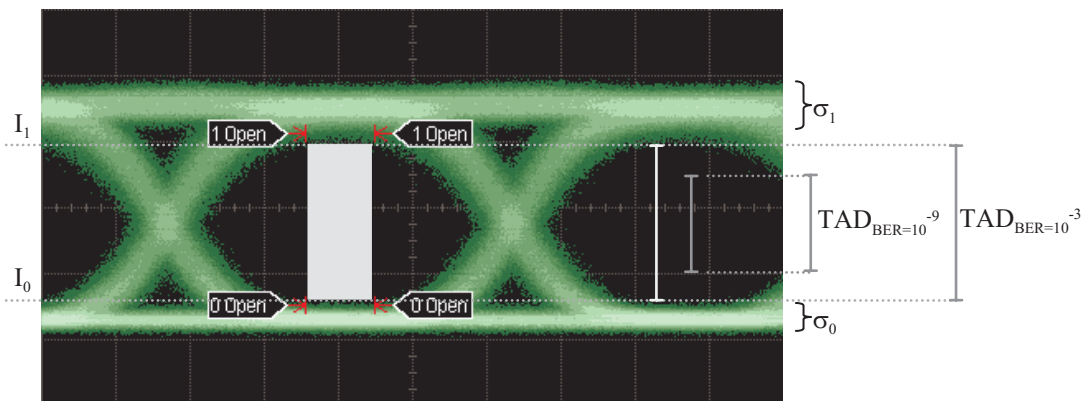


Abbildung 3.13: Experimentelles Augendiagramm zur Verdeutlichung der Amplitudentoleranz für unterschiedliche Ziel-BERs sowie die Aufweitung des „1“- und „0“-Levels

#### 3.4.1 „Eye Opening Penalty“ (EOP)

Die EOP in dB wird über folgende Formel berechnet:

$$EOP_{dB} = -10 \cdot \log \left( \frac{EO}{EO_{b2b}} \right), \quad (3.31)$$

wobei EO für die Augenöffnung des zu analysierenden Signals und  $EO_{b2b}$  für die Augenöffnung des ungestörten (engl. back to back) Systems steht. Die Augenöffnung wird dabei mit Hilfe eines Rechtecks bestimmt (siehe Abbildung 3.13), dessen Breite 20 Prozent der Bitdauer beträgt. Durch Bestimmung der Augenöffnungen mittels eines Oszilloskops im Experiment wird somit eine quantitative Aussage über die Übertragungsqualität des Systems ermöglicht, indem die Differenz zwischen „0“-Bit und „1“-Bit betrachtet wird.

#### 3.4.2 „Bit Error Ratio“ (BER)

Die BER wird simulativ entweder mit Hilfe charakteristischer Werte des Auges oder mit Hilfe der Monte-Carlo-Simulationsmethode bestimmt. Bei Ersterer wird nach [4] die BER



mit Hilfe des  $Q$ -Faktors bestimmt (gültig für Gaußsches Rauschen):

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{Q}{\sqrt{2}} \right), \quad (3.32)$$

wobei  $Q$  wie folgt definiert ist:

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 - \sigma_0}. \quad (3.33)$$

Dabei stellen  $I_1$  und  $I_0$  den „1“- bzw. „0“-Level des Augendiagramms sowie  $\sigma_1$  und  $\sigma_0$  die Standardabweichung der jeweiligen Signallevel dar [4]. Bei allen Ergebnissen dieser Arbeit wird  $I_1$  durch den niedrigsten Wert des „1“-Levels und  $I_0$  durch den höchsten Wert des „0“-Levels repräsentiert (siehe Abbildung 3.13). Durch Einsetzen von  $Q$  in Gleichung 3.32 wird somit die BER bestimmt.

Bei Verwendung der Monte-Carlo-Simulationsmethode werden die auftretenden Fehler am Empfänger gezählt [38]. Diese Methode kann basierend auf der Tatsache, dass 100 Fehler gefunden werden sollten (Sicherheit von 95 Prozent richtiger BER [37]), sehr zeitaufwendig sein. Experimentell wird die BER mit Hilfe eines Bitfehlermessplatzes (BER-Tester) bestimmt. Dabei vergleicht das Gerät die gesendeten Daten mit den Daten nach dem Entscheider.

### 3.4.3 Toleranz von Amplituden und Jitter Abweichungen

Die Toleranz von Amplituden- (TAD) und Jitter-Abweichungen (TJD) hinsichtlich der Entscheiderschwellen wird mit Hilfe eines Programms des Bitfehlermessplatzes bestimmt und anhand des folgenden Diagramms in Abbildung 3.14 erläutert. Ausgangspunkt für die

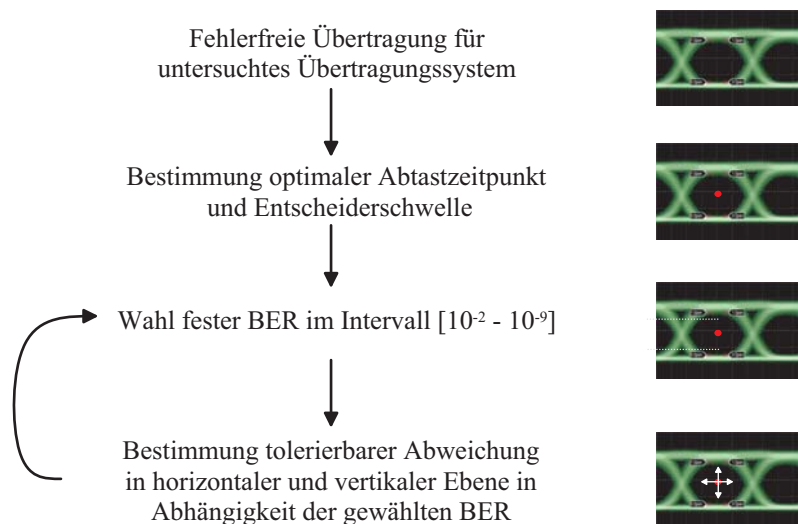


Abbildung 3.14: Diagramm zur Bestimmung der tolerierbaren Amplituden- (TAD) und Jitter-Abweichungen (TJD) in vier Schritten

Bestimmung der TAD und TJD ist immer eine fehlerfreie Übertragung. Im ersten Schritt wird der optimale Abtastzeitpunkt und die optimale Entscheiderschwelle bestimmt (roter

Punkt in Abbildung 3.14). Danach wird eine feste BER vom Benutzer gewählt. Die dazu gehörige TAD in vertikaler Richtung und TJD in horizontaler Richtung werden im letzten Schritt durch den BER-Tester bestimmt. Kleinere BERs besitzen folglich kleinere TADs und TJDs als größere BERs (siehe auch Beispiel hierzu in Abbildung 3.13). Der Vorteil dieses Bewertungskriteriums gegenüber BER-Messungen über der Empfangsleistung ist der geringere Zeitaufwand zum Aufnehmen der Daten.

# Kapitel 4

## Optische Multiple Input Multiple Output Systeme

Im letzten Kapitel wurden die Übertragungseigenschaften von SMF und MMF/POF behandelt. Dabei haben sich sämtliche Erklärungen auf ein so genanntes „Single Input and Single Output“ (SISO) System bezogen. Dies bedeutet, dass nur ein Signal am Sender gesendet und ebenfalls nur ein Signal am Empfänger betrachtet wird<sup>1</sup>. In diesem Kapitel werden die Grundlagen der „Multiple Input Multiple Output“ (MIMO) Anwendungen vorgestellt. Hierzu werden in dieser Arbeit auch Multiple Input Single Output (MISO) Anwendungen gezählt. Diese haben in den letzten Jahren im Bereich der drahtlosen Übertragung deutlich an Bedeutung gewonnen. Dabei werden sie durch die Verwendung von mehreren Sende- und Empfängerantennen realisiert, so dass hierdurch die Ressource „Raum“ als weitere Dimension erschlossen werden kann [6]. Grundsätzlich besteht der Nutzen der MIMO-Technik in folgenden zwei Systemaspekten [6]:

- Erhöhung der Datenrate,
- Erhöhung der Zuverlässigkeit des Systems.

Welche dieser beiden Einsatzmöglichkeiten genutzt wird, hängt von den Übertragungseigenschaften des untersuchten optischen Kanals und den Systemanforderungen des optischen Systems ab.

Das Kapitel gliedert sich wie folgt: Zu Beginn werden die Grundlagen der MIMO-Technologie am Beispiel der Mobilfunktechnik kurz vorgestellt. Daran anschließend werden die zwei Anwendungsmöglichkeiten zur Erhöhung der Gesamtdatenrate sowie zur Erhöhung der Zuverlässigkeit des Systems erläutert. Abschließend werden Adaptionsmöglichkeiten für optische Übertragungssysteme erläutert.

---

<sup>1</sup>Für MMF-Übertragungen mit mehreren ausbreitungsfähigen Moden wird dies durch eine MMF-Photodiode realisiert, die sämtliche ausbreitungsfähigen Moden detektiert und zu einem Signal zusammenfasst.

## 4.1 Grundlagen der MIMO-Übertragung

Unter einer „Multiple Input Multiple Output“ Anwendung wird die simultane Übertragung von parallelen Datenströmen im gleichen Frequenzband und im gleichen Zeittakt verstanden [6]. Das grundlegende Prinzip an einer MIMO-Anwendung wird systemtheoretisch mit Hilfe der Abbildung 4.1 erläutert, die das MIMO-Übertragungssystem als ein Modell, bestehend aus mehreren Sendern, Kanälen und Empfängern darstellt [6]. In der drahtlosen Übertragungstechnik werden die unterschiedlichen Sender und Empfänger mit Sende- und Empfangsantennen realisiert. Im optischen Übertragungssystem entsprechen dabei Laser den Sendeantennen und der kohärente bzw. Direktempfang mit Photodioden den Empfangsantennen. In Abbildung 4.1 steht  $s_i(t)$  für die zu übertragenden Basisband-

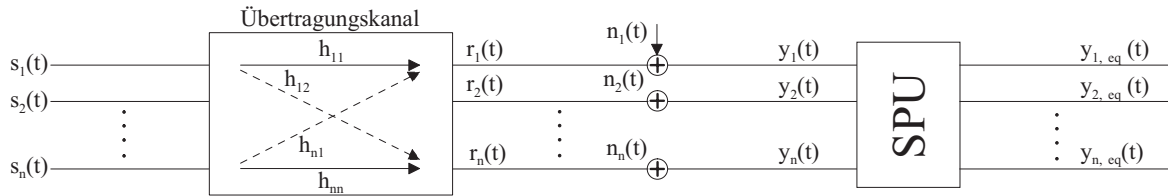


Abbildung 4.1: Modell eines MIMO-Übertragungssystems mit Kanalkoeffizienten  $h_{11}$  bis  $h_{nn}$

signale im Zeitbereich,  $h_{n,m}(t)$  für Kanalkoeffizienten der Übertragungsmatrix  $H$  (dabei sind  $n$  und  $m$  Laufvariablen),  $r(t)$  für die durch die Übertragungskanal gestörten Empfangssignale,  $n(t)$  für additive weiße Rauschterme mit Gaußverteilung,  $y(t)$  für die durch Kanal und Rauschen gestörten Signale, SPU für Signal Processing Unit und  $y_{eq}(t)$  für die empfangenen entzerrten Signale. Des Weiteren wird eine konstante Gesamtnutzsendeleistung und eine Rauschleistung  $N$  pro Kanal angenommen.

Mathematisch wird ein solches MIMO-System somit im Frequenzbereich durch die folgende Gleichung beschrieben:

$$\begin{pmatrix} R_1 \\ R_2 \\ \vdots \\ R_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ \vdots \\ S_n \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdot & h_{1n} \\ h_{21} & h_{22} & \cdot & h_{2n} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ h_{n1} & h_{n2} & \cdot & h_{nn} \end{pmatrix}, \quad (4.1)$$

wobei  $R_i$  für die durch den Übertragungskanal beeinflussten Empfangssignale,  $S_i$  für die Sendesignale und  $h_{ij}$  für die komplexen Übertragungskoeffizienten steht.

Die Schwierigkeit eines solchen MIMO-System besteht nunmehr darin, dass aus den gestörten Empfangssignalen  $r_i(t)$  die gesendeten Signale rekonstruiert werden. Daher ist es wünschenswert, dass die einzelnen Zeilen innerhalb der Übertragungsmatrix linear unabhängig voneinander sind. Eine optimale Übertragungsmatrix würde daher wie folgt aussehen:

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \cdot & 0 \\ 0 & 1 & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \cdot & 1 \end{pmatrix}. \quad (4.2)$$

Diese Matrix entspricht dem Fall, dass die einzelnen Datenströme nicht übersprechen und somit jede Sendeantenne direkt zu einer Empfangsantenne sendet. Sämtliche Zeilen sind voneinander entkoppelt und somit linear unabhängig.

Der ungünstigste Fall für die Übertragung würde eintreten, wenn die Zeilen der Übertragungsmatrix keine lineare Unabhängigkeit voneinander besitzen und somit das Übertragungssystem nicht mehr eindeutig gelöst werden kann.

Zusätzlich zu der Übertragungsmatrix muss der Rauscheinfluss des Systems berücksichtigt werden. Dieser wird mit Hilfe der folgenden Formel beschrieben:

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ y_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \cdot \\ r_n \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \cdot \\ n_n \end{pmatrix}, \quad (4.3)$$

wobei  $n_i$  für die Rauscheinflüsse in den einzelnen Datenströmen stehen.

Die Aufgabe der SPU besteht darin, die Entzerrung der gestörten empfangenen Signale zu realisieren. Hierzu ist es notwendig die einzelnen Einflüsse (Übersprechen und Rauschen) am Empfänger zu kennen bzw. zu bestimmen, um eine effiziente Entzerrung des Systems zu realisieren.

Abschließend soll an dieser Stelle erwähnt werden, dass innerhalb dieses Abschnitts eine gleiche Anzahl von Sende- und Empfangsantennen für ein MIMO-System verwendet wurde. Es gibt jedoch auch Anwendungsfälle, wo eine ungleiche Anzahl an Sende- und Empfangsantennen sinnvoll ist (z.B. Mobiltelefon) [6].

### 4.1.1 Erhöhung der Datenrate

Die Erhöhung der Datenrate mittels des MIMO-Ansatzes wird anhand eines 3x3-Systems mit drei unterschiedlichen Signalen beispielhaft veranschaulicht. Des Weiteren wird vorausgesetzt, dass die Übertragungskanäle unkorreliert sind.

Das Übersprechen zwischen den einzelnen Kanälen im 3x3-System wird auf der Empfängerseite in dieser Arbeit mittels einer Übertragungsmatrixinvertierung (kurz: Matrixinvertierung) innerhalb der SPU entzerrt. Im folgenden Beispiel wird die Matrixinvertierung kurz vorgestellt.

#### Matrixinvertierung

Die Intention dieses Abschnitts besteht darin, die Entzerrung mittels der Matrixinvertierung auf der Empfängerseite in einem 3x3 MIMO-System zu verdeutlichen. Dabei wird vereinfachend von reellen Übertragungskoeffizienten und keinem zeitlichen Versatz zwischen den Bits der einzelnen Signale ausgegangen. Die drei Signale werden über drei unterschiedliche Ausbreitungswege gesendet und durch drei Empfänger empfangen. Die simulativ bestimmten Augendiagramme sind in der oberen Reihe von Abbildung 4.2 zu sehen. Außer dem Leistungsübersprechen zwischen den beteiligten Sendern und Empfängern werden sämtliche anderen begrenzenden Einflüsse, wie Rauschen, Fasereffekte etc. nicht

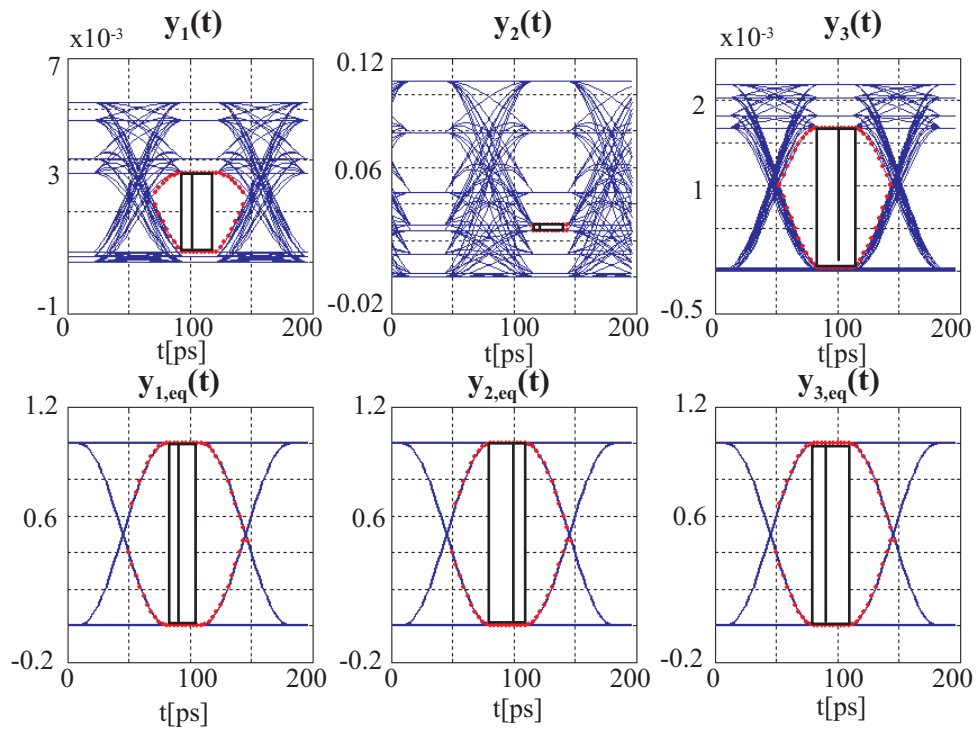


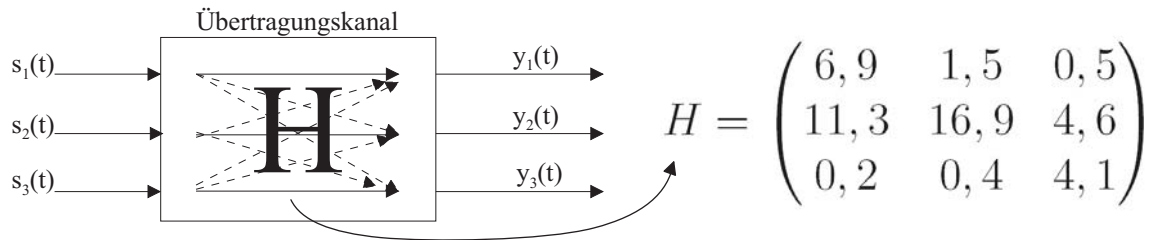
Abbildung 4.2: 3x3 Übertragungssystem; obere Reihe: gestörte empfangene Signale aufgrund von Leistungsübersprechen; untere Reihe mittels Matrixinvertierung entzerrte Empfangssignale

berücksichtigt. Dies bedeutet gleichzeitig, dass  $r_n(t) = y_n(t)$  gilt. Dabei ist zu erkennen, dass jedes Augendiagramm durch acht unterschiedliche Leistungslevel gekennzeichnet ist, die auf den möglichen Bitmustern (000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111) der drei Signale beruhen. Beim rechten und z.T. beim linken Augendiagramm fallen manche der Bitkonstellationen zusammen. Besonders das mittlere Augendiagramm ist durch das Übersprechen der benachbarten Signale sehr stark degradiert. In realen Systemen wären die Leistungslevel zusätzlich durch Rauschen aufgeweitet und die Bits der betrachteten Signale zeitlich gegeneinander verschoben.

Zur Anwendung der Matrixinvertierung als Entzerrungsmethode wird im ersten Schritt die Übertragungsmatrix mittels einer dem Empfänger bekannten Trainingssequenz bestimmt. Im oben beschriebenen Fall wird folgende Übertragungsmatrix  $H$  für das betrachtete 3x3-System bestimmt<sup>2</sup>:

Dabei ist erstens zu erkennen, dass jeweils ein Signal in einer Zeile dominiert. Zweitens ist zu erkennen, dass die Summe der empfangenen Leistung nicht in jeder Zeile gleich groß ist. Dies ist damit zu erklären, dass die einzelnen Empfänger unterschiedlich viel Leistung von den gesendeten Signalen aufgrund deren Übertragungscharakteristik (in optischen Systemen ist die Übertragungscharakteristik jeder Mode unterschiedlich) empfangen. Bei Anwendung der Matrixinvertierung werden die entzerrten Signale  $y_{eq}(t)$  mit Hilfe der

<sup>2</sup> $s_n(t)$  und  $y_n(t)$  stellen dabei die Eingangs- bzw. Ausgangssignale dar.


 Abbildung 4.3: 3x3-Übertragungssystem mit bestimmter Übertragungsmatrix  $H$ 

folgenden Berechnungsvorschrift berechnet:

$$\vec{y}_{eq}(t) = \vec{H}^{-1} \cdot \vec{y}(t). \quad (4.4)$$

Die Ergebnisse der Simulation zeigen, dass in dem nur durch Übersprechen charakterisierten System eine perfekte Entzerrung der Signale möglich ist (siehe Augendigramme in unterer Reihe von Abbildung 4.2). Dabei wird sichergestellt, dass wirklich drei unterschiedliche Signale mit PRBS Charakteristik übertragen werden.

### 4.1.2 Erhöhung der Zuverlässigkeit

In diesem Unterkapitel wird die Erhöhung der Systemzuverlässigkeit als Vorteil der MIMO-Anwendung betrachtet. Grundsätzlich wird bei diesem Ansatz Redundanz im Übertragungssystem erzielt, indem gleiche Signale von mehreren Antennen auf der Transmitterseite gesendet werden (angenommen sei wiederum eine gleiche Anzahl von Sendee- und Empfangsantennen). Im Mobilfunkbereich werden durch Anwendung dieses Ansatzes deutliche Verbesserungen der Signalqualität erzielt, da der Mobilfunkkanal durch starkes Fading<sup>3</sup> gekennzeichnet ist. Da der optische Übertragungskanal im Vergleich zum Mobilfunkkanal durch geringe Fadingeigenschaften charakterisiert ist, spielt der Ansatz zur Erhöhung der Systemzuverlässigkeit in dieser Arbeit einen untergeordneten Charakter. Daher sollen an dieser Stelle nur kurz die im Mobilfunkbereich genutzten Techniken zur Verbesserung der Systemzuverlässigkeit aufgezeigt werden. Für genauere Betrachtungen der Fadingeigenschaften des Mobilfunkkanals sowie der Verbesserungen der Systemzuverlässigkeit durch die im Folgenden aufgezeigten linearen Diversitätstechniken wird auf weiterführende Literatur [6, 97] verwiesen.

#### Lineare Diversitätstechniken

In diesem Kapitel werden das Selection Combining (SC), das Equal Gain Combining (EGC) und das Maximum Ratio Combining (MRC) als die drei wichtigsten linearen Techniken für Diversitätsgewinne anhand von Abbildung 4.4 vorgestellt. Es wird dabei immer von  $M$  unterschiedlichen Fadingkanälen ausgegangen, die alle das gleiche Signal übertragen.

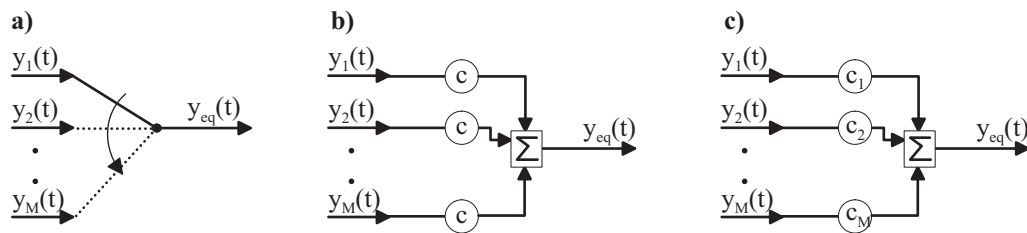


Abbildung 4.4: Drei unterschiedliche lineare Diversitätstechniken: a) Selection Combining, b) Equal Gain Combining, c) Maximum Ratio Combining

Beim **Selection Combining** (Abb. 4.4a) wird von den empfangenen Signalen  $y_M(t)$  nur das Signal mit der besten SNR ausgewählt. Alle anderen Signale bleiben bei diesem Ansatz unberücksichtigt. Somit setzt sich das Ausgangssignal  $y_{eq}(t)$  nur aus einem Empfangssignal  $y_i(t)$  zusammen. Dies kann zur Folge haben, dass ein grosser Teil der Signalleistung ungenutzt bleibt (nicht berücksichtigte Kanäle).

Beim **Equal Gain Combining** und **Maximum Ratio Combining** (Abb.4.4b bzw. c) werden hingegen alle Empfangssignale  $y_M(t)$  zur Bestimmung des Ausgangssignals  $y_{eq}(t)$  herangezogen. Dies geschieht durch die Aufsummierung aller Empfangssignale. EGC und MRC unterscheiden sich dabei nur in der Wichtung der einzelnen Kanalpfade. Während beim EGC alle Pfade gleich gewichtet werden (Wichtungsfaktor  $c$ ), wird beim MRC der Pfad mit der besten SNR am stärksten gewichtet (unterschiedliche Wichtungsfaktoren  $c_n$  [6]). Je nach Übertragungscharakteristik unterscheiden sich die Diversitätsgewinne der drei vorgestellten Techniken deutlich. Hierzu wird auf weitergehende Literatur [97, 6] verwiesen, in der ebenfalls die Gewinne gegenüber der einkanaligen Übertragung bei Anwendung der einzelnen Ansätze hergeleitet werden.

Hinsichtlich der Steigerung der Zuverlässigkeit aufgrund der MIMO-Technik wird in dieser Arbeit nur der Selection Combining Ansatz verfolgt. Dies wird damit begründet, dass die linearen Diversitätstechniken im optischen Bereich realisiert werden müssen, weil die Photodiode ein nichtlineares Bauteil darstellt. Die Realisierung von unterschiedlichen Koeffizienten im optischen Bereich ist erstens aufwendig und zweitens kostenintensiv. Daher wird der Erfolg dieser beiden Technologien im optischen Bereich mit LAN-Anwendungen als nicht sehr viel versprechend angesehen. Aufgrund dieser Einschätzung werden das EGC und das MRC nicht weiter in dieser Arbeit verfolgt. Beispiele zur erfolgreichen Anwendung des Selection Combining Ansatzes in optischen Systemen werden in Kapitel 5 gegeben.

## 4.2 Optische MIMO-Ansätze

In diesem Kapitel wird untersucht, inwiefern der im vorigen Abschnitt beschriebene MIMO-Ansatz in optischen Übertragungssystemen adaptiert werden kann. Dabei wird sich auf Lichtwellenleiter gebundene Systeme (für Freistrahlanwendungen mit MIMO-Ansatz wird z.B. auf [98, 99] verwiesen) beschränkt.

<sup>3</sup>Hierunter werden starke zeitliche Schwankungen des Empfangssignals verstanden.



Zentral wird in dieser Arbeit die Adaption des folgenden MIMO-Ansatzes zur Erhöhung der Datenrate in optischen Übertragungssystemen untersucht:

- „Mode Group Diversity Multiplexing“ (MGDM).

Neben diesem Multiplexing Verfahren werden in der Weitverkehrsübertragung der Polarisationsmultiplex (PolMux)-Ansatz in Kombination mit höher stufigen Modulationsformaten sehr intensiv verfolgt.

#### 4.2.1 „Mode Group Diversity Multiplexing“ (MGDM) Ansatz

Das „Mode Group Diversity Multiplexing“ (MDGM) basierend auf einem Direktempfänger wird erstmals in dieser Arbeit experimentell nachgewiesen.

Der MGDM-Ansatz basiert auf der grundlegenden Idee, unterschiedliche Signale mittels unterschiedlicher ausbreitungsfähiger Modengruppen innerhalb der MMF bzw. POF zu übertragen. Dies impliziert, dass dieser Ansatz ausschließlich auf der MMF bzw. POF realisiert werden kann. Im Folgenden wird die grundsätzliche Idee dieses Ansatzes im ersten Unterkapitel und daran anschließend die experimentelle Realisierung im zweiten Unterkapitel näher erläutert.

##### Grundsätzliche Idee

Die Idee des MGDM-Ansatzes besteht darin, die Möglichkeit unterschiedlich ausbreitungsfähiger Moden in der MMF bzw. POF als neue „Dimension“ zum Multiplexen von Signalen zu nutzen [42, 43]. Diese „Dimension“ ist vergleichbar mit der „Ressource“ Raum, die in der drahtlosen Übertragungstechnik verwendet wird (siehe Kapitel 4). Dabei sind Moden charakterisiert durch verschiedene Ausbreitungskonstanten vergleichbar mit unterschiedlichen Ausbreitungswegen im Mobilfunk. Es sind zwei unterschiedliche Realisierungen basierend auf MGDM möglich:

- MGDM mit kohärentem Empfänger,
- MGDM mit Direkttempfang.

Bei der ersten Realisierung wird ein kohärenter Empfänger (COMIMO) verwendet, so dass sowohl die Amplituden- als auch die Phaseninformation des empfangenen Signals am Empfänger genutzt werden kann [100]. In Experimenten wurde gezeigt, dass mit diesem Ansatz eine 2x2 Übertragung bei einer Gesamtdatenrate von 800 Mbit/s (phasenmodulierte Signale) realisiert werden kann [101]. Des Weiteren wurde mittels Simulationen gezeigt, dass eine große Kapazitätssteigerung bei Anwendung dieser Technik mit Entzerrungsmethoden vorhanden ist [102, 103]. Dennoch spricht gegen diesen Ansatz ein entscheidendes Argument im Vergleich zur MGDM- Technik mit einem Direktempfänger:

der sehr hohe Implementierungsaufwand (besonders auf der Empfängerseite). Für jeden Empfangskanal muss ein kohärenter Empfänger verwendet werden. Diese Bauteile bestehend aus 90 Grad Hybriden, lokalen Oszillatoren und „Balanced Detectors“ für den Empfang der phasenmodulierten Signale sind sehr kostenintensiv im Vergleich zu einer Photodiode als Direktempfänger. Aufgrund dieses entscheidenden Nachteils wird in dieser Arbeit ausschließlich der MGDM-Ansatz mit einem Direktempfänger untersucht.

In Abbildung 4.5 ist die grundsätzliche Verwendung der MGDM-Technik mit Direktempfänger anhand eines 2x2 MIMO-Systems vereinfacht dargestellt. Senderseitig werden zwei unterschiedlichen optische Signale  $s_1(t)$  und  $s_2(t)$  mit gleiche Trägerwellenlänge  $\lambda_T$  verwendet. Diese regen durch verschiedene Versatz-Einstrahlpositionen ( $s_1(t)$  0  $\mu\text{m}$  Versatz,  $s_2(t)$  20  $\mu\text{m}$  Versatz) unterschiedliche Modengruppen Senderseitig an (siehe Abbildung 4.5a). Die Modengruppen besitzen unterschiedliche Propagationsregionen innerhalb der MMF, siehe hierzu Abbildung 2.4. Während die Moden niedriger Ordnung hauptsächlich im Zentrum der MMF bzw. POF geführt werden, propagieren die Moden höherer Ordnung hauptsächlich im Kern-Mantel-Bereich. Dies ist durch die Leistungsverteilung in Abbildung 4.5b dargestellt. Die unterschiedlichen Signale, charakterisiert durch die unterschiedlichen Modengruppen, propagieren somit gleichzeitig über die MMF.

Auf der Empfängerseite werden die örtlich unterschiedlichen Leistungsverteilungen der Modengruppen zum Demultiplexen der Signale ausgenutzt. Eine Realisierungsmöglichkeit ist eine segmentierte Photodiode. Dabei werden die Moden niedriger Ordnung durch eine Detektionsregion im Zentrum des Kerns empfangen und die Moden höherer Ordnung durch eine ringförmige (auch „Donut“-Form genannt) Detektionsregion (siehe Abbildung 4.5c). Zusammengefasst heißt dies, dass die Methode mit dem Direktempfänger die un-

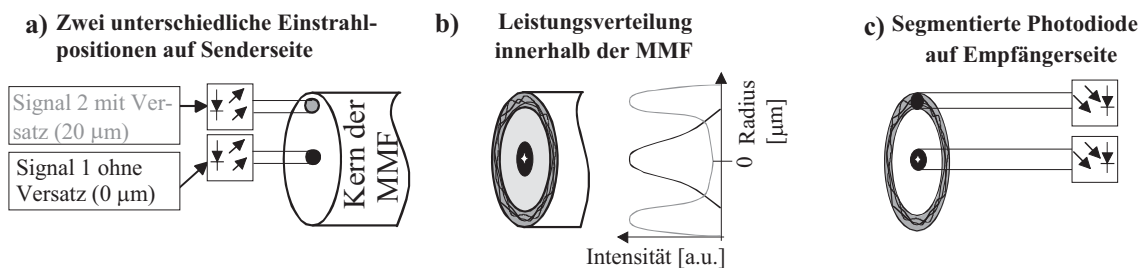


Abbildung 4.5: Verwendung der MGDM-Technik in optischen Übertragungssystemen: a) Senderseitig mit zwei Einstrahlpositionen; b) Leistungsverteilungen für unterschiedliche Einstrahlpositionen innerhalb der Faser; c) Empfängerseite Trennung der Signale mit segmentierter Photodiode

unterschiedlichen Leistungsverteilungen ausnutzt, während die COMIMO-Methode sowohl die unterschiedlichen Amplituden als auch Phasen der übertragenen Signale ausnutzt. Dies bedeutet, dass durch die Anwendung des MGDM-Ansatzes das Bandbreiten-Längenprodukt erhöht werden kann, indem unterschiedliche Signale mittels unterschiedlicher Modengruppen übertragen werden.

### Experimentelle Realisierung des MGD Multiplexens

Die Schwierigkeit in der experimentellen Realisierung der MGD-Technik besteht im Multiplexen der unterschiedlich angeregten Moden. In dieser Arbeit wird hierzu ein modenerhaltender Koppler verwendet. Dieser wird benutzt, da die Anregung unterschiedlicher Moden mittels verschiedener Versatz-Einstrahlpositionen auf der Stirnfläche einer MMF mit einem Kerndurchmesser von maximal  $62,5 \mu\text{m}$  nur schwer zu realisieren ist. Dies begründet sich in der Anregung mittels einer SMF im Labor. Eine direkte Anregung ist ausgeschlossen, da der Manteldurchmesser einer SMF größer als der Kern der MMF ist, so dass der Abstand zwischen den anregenden Punkten nicht unter  $125 \mu\text{m}$  liegen würde.

Der generelle Aufbau und die Arbeitsweise des benutzten modenerhaltenden Kopplers ist in Abbildung 4.6 dargestellt. Der Koppler besteht aus zwei Eingängen und einem

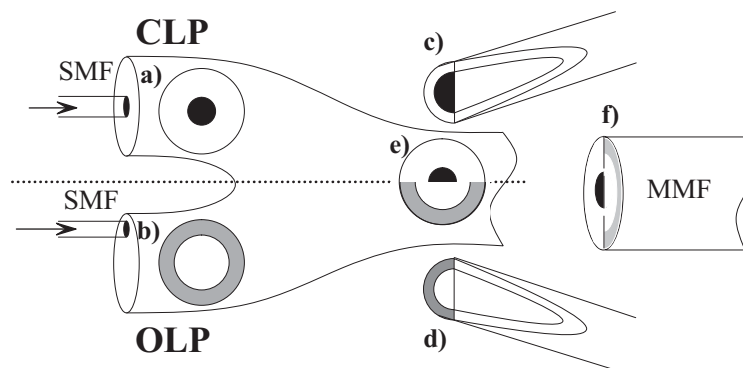


Abbildung 4.6: Multiplexen von zwei Signalen mit modenerhaltendem Koppler; a) angeschliffener Teilarm des Kopplers mit Intensitätsverteilung für CLP (Energie im Kernzentrum), b) angeschliffener Teilarm des Kopplers mit Intensitätsverteilung für OLP (Energie im äußeren Bereich), c) beide Teilarme mit gemultiplexten Intensitätsverteilungen

Ausgang, die jeweils einen Kerndurchmesser von  $62,5 \mu\text{m}$  besitzen. Im oberen Arm wird Licht zentral mittels einer SMF in die MMF eingestrahlt. Daher ist eine hohe Leistung im Kernzentrum vorhanden (siehe Abbildung: 4.6a). Im unteren Arm des Kopplers auf der linken Seite wird Licht mit einem Versatz von SMF auf MMF eingestrahlt, so dass Moden höherer Ordnung angeregt werden, die eher im Kern-Mantel-Bereich propagieren (siehe Abbildung: 4.6b). Der Koppler ist im Inneren so aufgebaut, dass jeweils die Hälfte der Eingangsfaserarme parallel zur Ausbreitungsrichtung weggeschliffen werden (siehe Abbildung: 4.6c, d). Dies bedeutet, dass die Leistungsverteilung im jeweiligen Arm erhalten bleibt. Diese beiden angeschliffenen Hälften des Kopplers werden innerhalb des Kopplers „aufeinander gelegt“ (siehe Leistungsverteilung in Abbildung: 4.6e) und zu einer Ausgangsfaser verbunden. Am Ausgang dieser Faser ist somit die Überlagerung der beiden Leistungsverteilungen der Eingangsfaser zu erkennen (siehe Abbildung: 4.6f). Mit Hilfe dieses Kopplers wird in dieser Arbeit gezeigt, dass der MGD-Ansatz experimentell eine neue Ressource „Raum“ als Multiplexing-Möglichkeit für die optische Nachrichtentechnik darstellt.

Die unterschiedlichen Intensitätsverteilungen für die separaten CLP und OLP sowie die

kombinierten Signale (jeweils hinter dem Koppler) sind in Abbildung 4.7 dargestellt. Diese

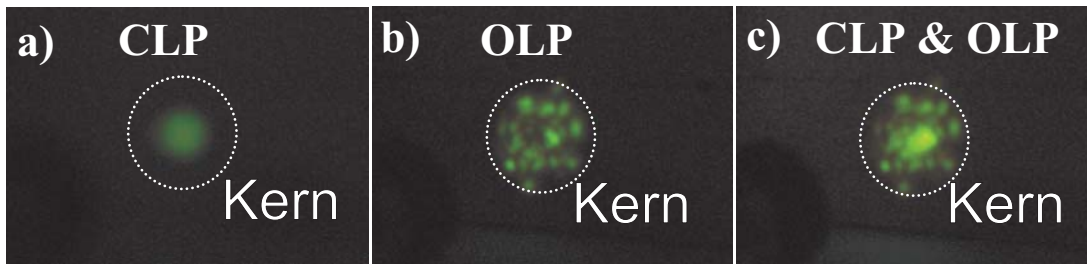


Abbildung 4.7: Mit CCD Kamera aufgenommene Intensitätsverteilungen nach dem modenerhaltenden Koppler bei a) CLP; b) OLP c) CLP und OLP

Fotos werden mit einer CCD Kamera gemacht. Bei der CLP ist eine hohe Intensität im Kern zu erkennen, während bei der OLP die Intensität deutlich mehr verstreut und im äußeren Bereich des Kerns vorzufinden ist. Nach dem Koppler scheint eine gute Separation der beiden unterschiedlichen Signale gewährleistet zu sein. Die Verifizierung dieser Annahme wird mit Hilfe von zwei zueinander invertierten Datenströmen realisiert, die gleichzeitig über die Faser übertragen werden. Hierzu wird eine kurze PRBS der Länge  $2^7 - 1$  verwendet, die zu Beginn durch sieben „1“-Bits gefolgt von sechs „0“-Bits charakterisiert ist. Das CLP eingestrahelte Signal wird empfangsseitig zentral im Kern der MMF detektiert. Das OLP eingestrahelte Signal wird auf der Empfangsseite mit einem Versatz von  $20 \mu\text{m}$  detektiert<sup>4</sup>. Die empfangenen Datensignale direkt nach dem Koppler sind in Abbildung 4.8 dargestellt. Es sind deutlich die zwei zueinander invertierten Daten-

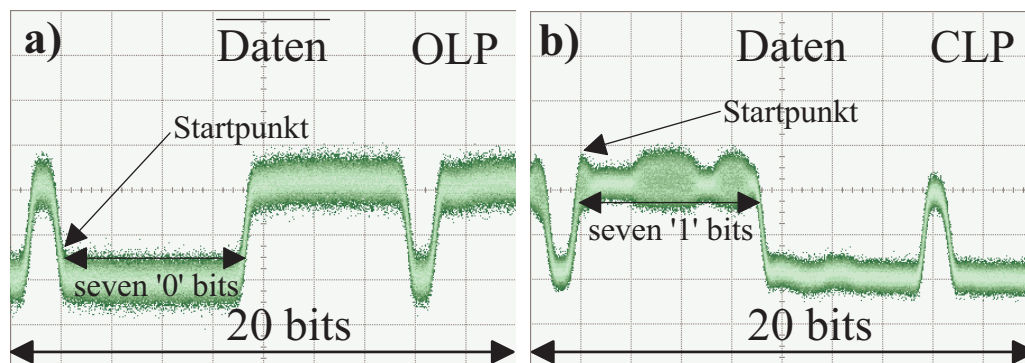


Abbildung 4.8: Empfang zweier invertierter PRBS mit Länge  $2^7 - 1$  mit a) Versatz von  $20 \mu\text{m}$  und b) keinem Versatz

ströme nach dem Empfang an den beschriebenen Detektorpositionen zu erkennen. Damit ist die experimentelle Realisierung des MGDM-Ansatzes mittels eines Direktempfängers bewiesen. Die Stabilität der MGDM-Technik gegenüber Umwelteinflüssen und gegenüber leichten Variationen der Einstrahlposition werden in späteren Kapiteln beschrieben. Neben dem vorgestellten modenerhaltenden Koppler zum Multiplexen unterschiedlicher Signale sind in der Literatur auch andere Möglichkeiten vorgestellt. Für eine Übertragung

<sup>4</sup>In beiden Fällen entspricht die Detektionsfläche der Kernfläche einer SMF (siehe Abbildung 4.5)

mit POF mit einem Kerndurchmesser von bis zu 1 mm kann auf den Koppler verzichtet werden. In diesem Fall ist der Kerndurchmesser so groß, dass direkt auf der Stirnfläche mit SMF eingestrahlt werden kann. In [44] sind hierzu experimentelle Ergebnisse vorgestellt, in denen die Signale über eine Freistrahleinrichtung in die Faser ohne modenerhaltenden Koppler einkoppelt werden. Des Weiteren ist in [1] eine weitere Methode mit einem „Fiber Concentrator“ vorgestellt, mit dem unterschiedliche Signale mit variablen Versätzen zusammen auf eine MMF eingestrahlt werden können. Dieses Bauteil ist im Vergleich zum modenerhaltenden Koppler deutlich größer [1].

### Linearität des MGDM-Ansatzes

Im vorigen Unterkapitel wurde die experimentelle Realisierung des MGDM-Ansatzes als MIMO-Technologie erfolgreich bewiesen. Im vorgestellten Experiment ist jedoch keine Entzerrung nötig gewesen, da es bei den zwei gewählten Detektionspunkten zu keiner Beeinflussung durch das jeweils kopropagierende Signal (Leistungsüberkopplung) gekommen ist. Daher ist auch noch nicht bewiesen, dass die Methode der Matrixinvertierung für den MGDM-Ansatz erfolgreich angewendet werden kann. Dies wird nur dann der Fall sein, wenn ein lineares Übertragungssystem angenommen werden kann. Der Begriff der Linearität wird anhand von Gleichung 3.19 erläutert, die bei der Beschreibung des Modenrauschens hergeleitet wurde. Dabei ist  $G_1$  und  $G_2$  über die Gleichungen 3.17 und 3.18 definiert.

$$P_{opt} = \int_0^r \int_0^\varphi [G_1 G_1^* + G_1 G_2^* + G_2 G_1^* + G_2 G_2^*] dr d\varphi. \quad (4.5)$$

Die Linearität des Systems ist gegeben, wenn die beiden Kreuzleistungsterme nicht auftreten (zusätzlich wird im Idealfall keine Dispersion angenommen), d.h. wenn die komplette Faserstirnfläche detektiert wird. Kommt es jedoch zu Kreuzleistungstermen aufgrund selektiver Detektionsflächen, ist anhand der Gleichungen 3.26 und 3.27 zu erkennen, dass die Linearität des MIMO-Systems nicht mehr gewährleistet ist. In [1] ist ein Beispiel für diesen Fall analytisch beschrieben. In dieser Arbeit wird in Kapitel 7 die Nichtlinearität des Systems aufgrund von Modenrauschen näher untersucht.

# Kapitel 5

## Optimierung SMF- und MMF-basierter SISO Systeme

In diesem Kapitel werden die simulativen und experimentellen Ergebnisse von Single Input Single Output (SISO)-Anwendungen in optischen Übertragungssystemen vorgestellt. Hierzu werden sowohl SMF- als auch MMF- bzw. POF- basierte Systeme untersucht. Dabei werden insbesondere die ersten zwei Ansätze (Adaption bekannter Techniken aus SMF-Systemen und Untersuchung neuartiger Komponenten und Fasern) zur Bandbreitenoptimierung von MMF- bzw. POF-Systemen betrachtet.

Der erste Ansatz beinhaltet die Adaption bekannter Kodierungstechniken und die Verwendung neuartiger bandbreiteneffizienter Modulationsformate (z.B. Duobinär, DQPSK) aus der SMF-Übertragung. Der zweite Ansatz untersucht den Einsatz neuartiger Fasern und Komponenten innerhalb des MMF-Systems. Hierunter fällt insbesondere eine Multimode-Photodiode, die eine sehr hohe Bandbreite von 33 GHz (3 dB Bandbreite) besitzt. Des Weiteren wird mit Hilfe dieser neuartigen Komponenten ebenfalls untersucht, ob die MMF über weite Strecken (größer 1 km) bei Datenraten von 40 Gb/s eine geeignete Alternative zur SMF darstellt.

Im ersten Teil des Kapitels wird ein SMF-Übertragungssystem hinsichtlich des Einflusses von variablen FEC Overheads auf die Dispersionstoleranz untersucht. Gleichzeitig werden dabei neuartige Modulationsformate begutachtet. Daran anschließend wird aufbauend auf diesen Erkenntnissen untersucht, ob FEC oder neuartige Modulationsformate ebenfalls in MMF-Übertragungssystemen sinnvoll und gewinnbringend eingesetzt werden können.

Im zweiten Teil des Kapitels werden die experimentellen Ergebnisse zum Upgrade eines MMF- bzw. POF- Systems von 10 Gb/s auf 40 Gb/s mit Hilfe neuer MMF und neuer Photodioden untersucht. Abschließend werden die Einsatzmöglichkeiten von MMF-Systemen bei Verwendung dieser neuen Komponenten bei einer Datenrate von 40 Gb/s über lange Strecken untersucht.

## 5.1 Systemeinflüsse in SMF

In diesem Abschnitt werden die simulativen Ergebnisse hinsichtlich Dispersionstoleranz für unterschiedliche Modulationsformate (NRZ-ASK, RZ-DPSK und RZ-DQPSK ) bei Verwendung von FEC (variabler Overhead) in rauschbegrenzten SMF-Systemen untersucht. Diese Ergebnisse dienen später als Grundlage für die Untersuchung, ob FEC und Bandbreiteneffiziente Modulationsformate zur Bandbreitenoptimierung in MMF-Systemen genutzt werden können.

Zu Beginn wird die Simulationsmethode vorgestellt. Darauf aufbauend wird für jedes untersuchte Modulationsformat der optimale Overhead in Systemen bestimmt, die durch den Einfluss von chromatischer Dispersion und Rauschen begrenzt sind.

### 5.1.1 Kanalkodierung

Die Verwendung von FEC (siehe Kapitel 3.1.4) ist in optischen Übertragungsnetzen weit verbreitet, da sie eine effektive Möglichkeit zur Verbesserung des Übertragungsverhaltens in optischen Übertragungssystemen bietet [60]. Aufgrund dieser weit verbreiteten Anwendung werden Standards hinsichtlich der Verwendung von FEC in optischen SMF-Übertragungssystemen bei der ITU-T [61] berücksichtigt. Diese legen fest, dass der Standard Overhead (OH) bei 6,7 % liegt. Zusätzlich wird der Reed-Solomon (RS) Code [60] als ein möglicher Standardcode genannt. Dies begründet sich auf seiner Einfachheit bei der Implementierung sowie den guten Korrekturmöglichkeiten [62] dieses Codes.

#### Simulationsmethode

Sämtliche simulativen Ergebnisse dieser Arbeit basieren auf Monte-Carlo Simulationen, die für geforderte BERs sehr zeitaufwendig sind [37]. In optischen Übertragungssystemen werden BERs kleiner  $10^{-9}$  gefordert. Um eine sichere BER Schätzung zu erreichen, sollten ca. 100 Fehler innerhalb einer Simulation gezählt werden [37]. Dies ist bei einer geforderten BER von  $10^{-9}$  gleichbedeutend mit der Simulation von 100 Milliarden Bits , was einen erheblichen Simulationsaufwand erfordert.

Zur Verkürzung der Simulationszeit wird zu Beginn dieses Abschnitts verifiziert, ob die Verwendung analytischer Berechnungen für die Korrektoreigenschaften von FEC hinreichend genaue Ergebnisse im Vergleich zur bekannten Monte-Carlo Methode liefert. Die Bestimmung der BER basierend auf analytischen Berechnungen wird in zwei Schritten realisiert:

1. Bestimmung der  $BER=10^{-4}$  mit Monte-Carlo Methode ,
2. Analytische Berechnung korrigierter BER mit RS-Korrektoreigenschaften.

Im ersten Schritt wird mit der Monte-Carlo Methode eine BER von  $10^{-4}$  bestimmt. Im nächsten Schritt wird daraufhin der korrigierte BER Wert mit Hilfe der bekannten Korrektoreigenschaften des RS-Codes berechnet [60]. Die genaue Vorgehensweise zum Vergleich

wird anhand von Abbildung 5.1 erläutert [47].

In Abbildung 5.1a sind vier unterschiedliche Kurven (unkodierte Kurve, kodierte Kurve,

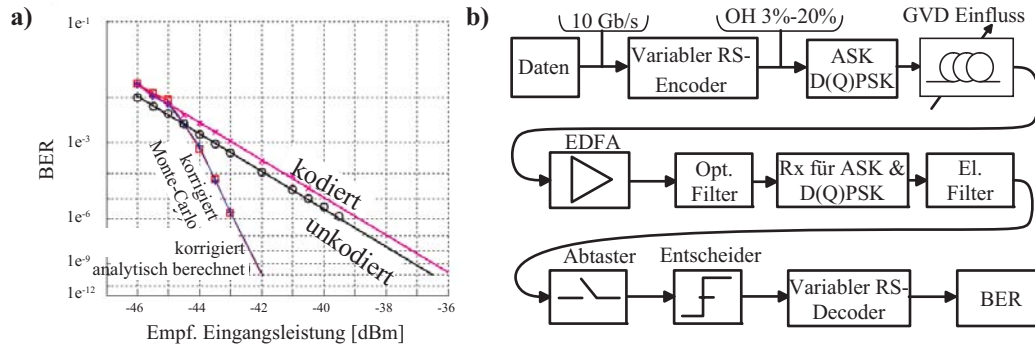


Abbildung 5.1: a) Vergleich analytische BER Bestimmung und Monte-Carlo Methode für NRZ-ASK Format; b) Simulationsumgebung zur Untersuchung unterschiedlicher Overheads unter dem Einfluss von chromatischer Dispersion und EDFA-Rauschen bei Verwendung verschiedener Modulationsformate

analytisch berechnete korrigierte Kurve und korrigierte Kurve basierend auf Monte-Carlo Simulation zu sehen. Dabei ist die BER über der empfangenen Leistung für einen Standard RS-Code bei Verwendung von Amplitudenmodulation aufgetragen. Zuerst ist die Verschlechterung der Übertragungsqualität aufgrund der Kodierung im Vergleich zum unkodierten Fall zu sehen. Dies ist durch die hinzugefügte Redundanz zu erklären. Des Weiteren ist der Abbildung zu entnehmen, dass die Übertragungsqualität durch die Verwendung von FEC signifikant verbessert wird. Dies ist anhand der korrigierten Kurve basierend auf der Monte-Carlo Simulation zu entnehmen, die deutlich niedrigere BERs für geringere Empfangsleistungen besitzt.

Zusätzlich ist zu erkennen, dass die beiden korrigierten Kurven (Monte-Carlo Simulation sowie analytisch berechnete Kurve) deckungsgleich sind. Die analytisch bestimmte BER-Kurve wird dabei aus der kodierten Kurve basierend auf den bekannten RS-Korrektoreigenschaften berechnet. Als Beispiel sei die Empfangsleistung von  $-43 \text{ dBm}$  gewählt, die bei der kodierten Kurve einer BER von ca.  $10^{-3}$  entspricht. Durch die bekannten Korrektoreigenschaften des RS-Codes ist es möglich, den zugehörigen korrigierten Wert zu berechnen. Dieser ist auf der korrigierten analytisch bestimmten Kurve aufgetragen ( $\text{BER} = \text{ca. } 7 \cdot 10^{-5}$ ). In gleicher Form sind die weiteren Werte der analytisch berechneten Kurve aus den korrespondierenden kodierten Werten bestimmt. Aufgrund der Deckungsgleichheit der beiden korrigierten Kurven wird gefolgert, dass die analytische Berechnungsmethode Gültigkeit besitzt und somit zu einer großen Zeitersparnis führt. Basierend auf diesen Ergebnissen, deren Gültigkeit ebenfalls für phasenmodulierte Signale gezeigt wurde [48], wird für die folgenden Untersuchungen mit FEC die BER mit Hilfe der analytischen Berechnungen bestimmt.



### 5.1.2 Optimaler Overhead für unterschiedliche Modulationsformate

In diesem Unterkapitel werden die Ergebnisse zur Optimierung optischer Übertragungssysteme bei Verwendung unterschiedlicher Modulationsformate vorgestellt. Diese sind sowohl durch Rauschen eines Vorverstärkers auf der Empfängerseite (siehe Abbildung 3.12) als auch durch chromatische Dispersion limitiert. Der Simulationsaufbau ist in Abbildung 5.1b dargestellt.

Es wird von einem 10 Gb/s Datenstrom an Informationsbits ausgegangen. Diesem wird Redundanz in Form eines variablen Overheads (zwischen 3 % und 20 %) hinzugefügt. Daran anschließend wird zwischen den drei untersuchten Modulationsformaten (NRZ-ASK, RZ-DPSK und RZ-DQPSK) gewählt<sup>1</sup>. Danach wird das Signal über eine Strecke mit variablem Dispersionseinfluss übertragen. Anschließend wird dieses mittels rauschbehafteten EDFAs (Noise Figure 5dB) verstärkt, optisch mit 40 GHz Bandbreite gefiltert (Rauschunterdrückung des Vorverstärkers) und empfangen. Dabei wird beim amplitudenmodulierten Signal eine konventionelle Photodiode verwendet während bei phasenmodulierten Signalen ein Mach-Zehnder-Delay-Interferometer sowie ein Balanced Detector verwendet wird [36]. Daran anschließend wird das Signal elektrisch gefiltert (7 GHz Bandbreite), abgetastet und entschieden. Abschließend werden diese Daten basierend auf der Kanaldekodierung korrigiert und die BER bestimmt. Dieser Simulationsablauf wird für verschiedene Eingangsleistungen, unterschiedliche OHs und drei Modulationsformate durchgeführt. In den Abbildungen 5.2a-c sind die Ergebnisse der Simulationen für das NRZ-ASK, das RZ-DPSK und das RZ-DQPSK Modulationsformat für die gleiche Nettodatenrate von 10 Gb/s zusammengefasst.

Es ist in allen drei Abbildungen die Dispersionstoleranz in Abhängigkeit des gewählten OHs und der Eingangsleistung (received input power) aufgetragen. Dabei ist die unterschiedliche Skalierung der Farben für die Dispersionstoleranz bei den untersuchten Formaten zu beachten. Es werden die folgende Erkenntnisse aus den Graphiken abgeleitet:

- ca. 3 dB höhere Empfängerempfindlichkeit für PSK-Formate,
- höchste Dispersionstoleranz für hohe Eingangsleistungen bei allen Formaten,
- höchste Dispersionstoleranz für RZ-DQPSK, schlechteste für RZ-DPSK,
- starker Abfall der Dispersionstoleranz bei RZ-DPSK für hohe OHs,
- erhöhte Dispersionstoleranz für höhere OHs als Standard OH für NRZ-ASK und RZ-DQPSK,

die im Folgenden erläutert werden.

Die höhere Empfängerempfindlichkeit basiert für die PSK-Formate auf der Verwendung eines Balanced Detectors auf der Empfängerseite. Dieser Gewinn wird eingehend in [36, 37]

---

<sup>1</sup>Der genaue Transmitteraufbau wird an dieser Stelle nicht beschrieben. Hierzu wird auf weiter führende Literatur, z.B. [36] verwiesen.

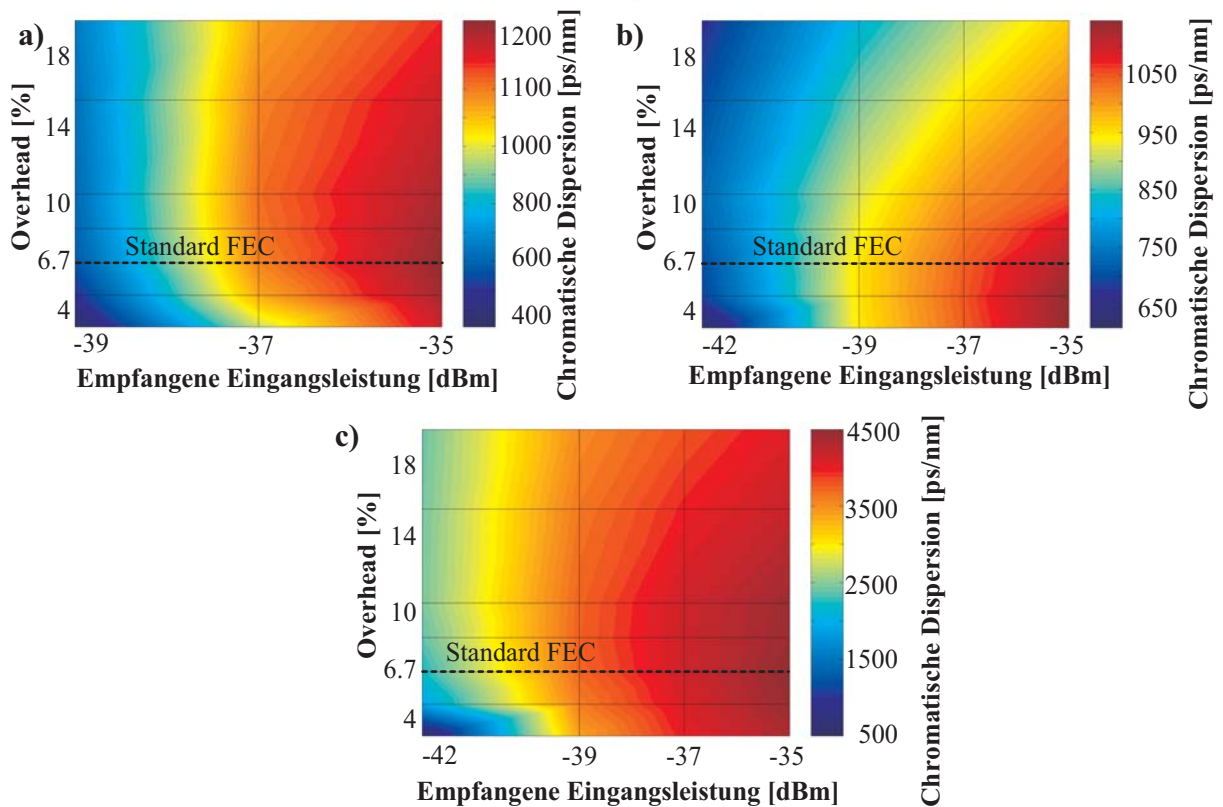


Abbildung 5.2: Dispersionstoleranz in Abhängigkeit des OHs und der Eingangsleistung für a) NRZ-ASK, b) RZ-DPSK und c) RZ-DQPSK

diskutiert. Die weiteren Ergebnisse in der obigen Auflistung sind in erster Linie mit unterschiedlichen Spektralbreiten sowie dem Rauscheinfluss zu erklären. Bei einer Eingangsleistung von  $-35\text{dBm}$  ist der Einfluss des Rauschens für alle Formate am geringsten, so dass für diesen Fall die höchste Dispersionstoleranz erreicht wird. Für ansteigende OHs fällt die Dispersionstoleranz signifikant ab. Dies wird damit erklärt, dass die Breite des Spektrums linear mit Anstieg des OHs zunimmt. Dies bedeutet gleichzeitig, dass der Einfluss der chromatischen Dispersion im Quadrat zunimmt (siehe Kapitel 3.6).

Die schlechte Dispersionstoleranz des RZ-DPSK Modulationsformates hinsichtlich höherer OHs ist ebenfalls mit der Breite des Spektrums zu erklären. RZ-DPSK besitzt das breiteste Spektrum der hier untersuchten Modulationsformate. Im Vergleich zum NRZ-ASK Format ist die Verbreiterung aufgrund der RZ-Pulsformung zu erklären. Im Vergleich zum RZ-DQPSK Format ist das breite Spektrum damit zu erklären, dass bei Verwendung von DQPSK zwei Bits pro Symbol übertragen werden. Dies beinhaltet insofern die Halbierung der Symbolrate und somit die Halbierung der Breite des Spektrums. Dadurch ist die gezeigte außerordentlich gute Dispersionstoleranz des RZ-DQPSK Formates zu erklären, da sich der Einfluss der chromatischen Dispersion um den Faktor vier verringert.

Es wird somit zusammengefasst, dass der Standard OH einen sehr guten Kompromiss für die hier untersuchten Modulationsformate hinsichtlich der Dispersionstoleranz darstellt. Das NRZ-ASK bzw. RZ-DQPSK Format könnten auch höhere OHs und damit bessere Korrektoreigenschaften tolerieren. Damit würde jedoch die Systemperformance

des RZ-DPSK Modulationsformates stark degradiert. Dies ist erkennbar an der sinkenden Dispersionstoleranz für höhere Overheads (Abbildung 5.2b).

Aufbauend auf diesen Ergebnissen wird im nächsten Kapitel diskutiert, ob FEC und neuartige bzw. bandbreiteneffiziente Modulationsformate ebenfalls in MMF-Übertragungssystemen eingesetzt werden sollten.

### 5.1.3 Adaptionmöglichkeiten für MMF-Übertragungssysteme

Während im vorigen Kapitel Methoden zur Begrenzung von limitierenden Effekten in SMF-basierten Systemen vorgestellt wurden, wird im nun folgenden Kapitel untersucht, ob sich diese sehr effizienten Methoden ebenfalls in MMF-Systemen anwenden lassen. Die folgenden zwei Punkte werden daher näher untersucht:

- Einsatz von FEC,
- Verwendung von unterschiedlichen Modulationsformaten.

FEC ist als potentieller Ansatz sehr vielversprechend, da die benötigte empfangene Eingangsleistung für eine geforderte BER deutlich reduziert werden kann (siehe Abbildung 5.1). Dies ist von hohem Interesse für Anwendungen im LAN, weil in diesem Fall Laser mit einer geringeren Ausgangsleistung auf der Senderseite verwendet werden könnten. Die Untersuchung neuartiger Modulationsformate begründet sich auf der Tatsache, dass der Einfluss limitierender Effekte wie z.B. chromatischer Dispersion deutlich reduziert werden konnten (z.B. durch die Verwendung des Duobinär- oder DQPSK-Formates). Grundsätzlich ist jedoch die Adaption der vorgestellten Methoden hinsichtlich der Profitabilität innerhalb eines LANs zu untersuchen, welches durch ein anderes Anforderungsprofil gekennzeichnet ist (siehe hierzu Kapitel 3) als SMF-Übertragungssysteme.

#### FEC in MMF-Systemen

Der Gewinn durch Kanalkodierung in SMF-basierten Systemen hat dazu geführt, dass FEC ebenfalls in hochbitratigen MMF basierten Systemen diskutiert wird [91]. Mehrere Veröffentlichungen über MMF-Systeme berücksichtigen schon „Overheads“ für FEC Anwendungen [92, 93]. Dabei wird gezeigt, dass FEC auch in Kombination mit Entzerrerstrukturen in MMF basierten Systemen von sehr großem Nutzen ist. Daher werden in dieser Arbeit viele Experimente mit Standard OH von 6,7 % durchgeführt. Der künftige Einsatz von FEC in MMF-Systemen wird von den folgenden beiden Aspekten abhängen:

- Standardisierung von FEC in MMF-Übertragungssystemen,
- Wirtschaftlichkeit von FEC in LAN.

Die Standardisierung von FEC in MMF-Übertragungssystemen ist für die Akzeptanz und somit die Einführung bei Herstellern unabdingbar<sup>2</sup>.

<sup>2</sup>Besonders Faser- sowie Komponentenhersteller äußerten auf Konferenzen den Wunsch nach einer FEC Standardisierung im MMF-Bereich.

Der zweite wichtige Faktor ist die Wirtschaftlichkeit und somit die Rentabilität für die Netzanbieter. Es wird mit einem moderaten Kostenaufwand für die Einführung von FEC in MMF-Systemen gerechnet, da durch Verwendung bereits bestehender elektrischer Chipsätze aus dem SMF-Bereich geringe Entwicklungskosten anfallen werden.

### Neuartige Modulationsformate in MMF-Systemen

Die Verwendung neuartiger Modulationsformate in MMF-Systemen wird innerhalb dieses Unterkapitels diskutiert. Anhand der Ergebnisse aus dem vorigen Kapitel ist das DQPSK-Format aufgrund seiner hohen Dispersionstoleranz aufgefallen. Des Weiteren ist bekannt, dass das Duobinärformat aufgrund seines schmalen Spektrums sehr robust gegenüber chromatischer Dispersion in SMF-Systemen ist (siehe Kapitel 3.1.3). In der folgenden Analyse werden die folgenden zwei Aspekte berücksichtigt:

- Robustheit gegenüber dem Einfluss von Modendispersion,
- Implementierungsaufwand und Wirtschaftlichkeit.

Dabei steht die Untersuchung hinsichtlich der Robustheit gegenüber dem Einfluss von Modendispersion als begrenzender Faktor in MMF-Systemen im Vordergrund. Zusätzlich wird ebenfalls der Implementierungsaufwand und der damit verbundene Wirtschaftlichkeitsaspekt berücksichtigt.

### Phasenmodulierte Signale

Die Attraktivität des DPSK-Formates basiert sowohl auf der großen Robustheit gegenüber Fasernichtlinearitäten als auch einer 3 dB höheren Empfindlichkeit gegenüber dem ASK-Format. Die Robustheit gegenüber Nichtlinearitäten der Faser spielt für MMF-Systeme keine Rolle, so dass dieser Aspekt unberücksichtigt bleibt. Die höhere Empfängerempfindlichkeit wird mit Hilfe eines Balanced Detectors realisiert. Die Verwendung des Balanced Detectors bedeutet jedoch dass die Phasen der unterschiedlichen Signale (und somit der unterschiedlichen Moden) im Mach-Zehnder-Delay-Interferometer exakt überlagert werden müssen. Aufgrund dieser sehr hohen Anforderungen auf der Empfängerseite wird das DPSK-Format in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

Als Alternative kommt das DQPSK-Format in Frage, da dieses die Symbolrate um die Hälfte reduzieren würde. Damit würde gleichzeitig der Einfluss der Modendispersion halbiert und das Bandbreiten-Längenprodukt verdoppelt. Jedoch würden bei der Verwendung dieses Formates die gleichen Probleme bei der Verwendung des Balanced Detectors wie beim PSK-Format auftreten. Zusätzlich spricht ein erhöhter Vorkodierungsaufwand und Dekodierungsaufwand im Vergleich zum ASK-Format gegen den Einsatz in LAN-Netzen mit MMF. Aufgrund dieser hohen Anforderungen wird das DQPSK-Format in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

## Duobinärformat

Das Duobinärformat scheint auf den ersten Blick (aufgrund der Robustheit gegenüber chromatischer Dispersion) ein sehr viel versprechendes Format für die Begrenzung des Einflusses der Modendispersion zu sein. Jedoch zeigt sich, dass der Vorteil bei Verwendung des Duobinärformates sehr gering ist.

Wie in den Kapiteln 3.6 und 3.2.5 erläutert ist, basieren die beiden Dispersionsarten auf unterschiedlichen Systemeigenschaften. Bei der chromatischen Dispersion schließt sich das empfangene Auge aufgrund der Überlagerung verbreiteter 1-Pulse einer sich ausbreitenden Mode innerhalb der Faser. Im Gegensatz dazu schließt sich das Auge bei der Modendispersion aufgrund der Überlagerung von 1-Pulsen vieler unterschiedlicher ausbreitungsfähiger Moden. Diese sind durch unterschiedliche Ausbreitungskonstanten charakterisiert. Dies bedeutet, dass am Empfänger viele Moden nacheinander detektiert und das Ausgangssignal sich in diesem Fall wie folgt zusammensetzt:

$$P_{out,MMF} = \sum_{n,m} |y_{l,m}|^2, \quad (5.1)$$

wobei  $y_{n,m}$  für das Ausgangsfeld einer jeden angeregten Mode steht. Dies bedeutet, dass sich die Leistungen der einzelnen Moden aufsummieren und somit nicht die Felder. Das Duobinärformat ist jedoch durch drei unterschiedliche Feldlevel (siehe Abbildung 3.4) gekennzeichnet, deren Überlagerung sich positiv auf die Robustheit gegenüber chromatischer Dispersion auswirken. Da es im Fall der Modendispersion jedoch nicht zu einer Feldüberlagerung sondern zu einer Leistungsüberlagerung kommt, ist der Vorteil des Duobinärformates gegenüber dem klassischen ASK-Format nicht mehr gegeben. Nähere Analysen hierzu wurden in [45] ausführlich untersucht. Aufgrund dieser Ergebnisse und der hier gegebenen Erläuterungen wird das Duobinärformat nicht weiter in dieser Arbeit betrachtet.

## Weitere Modulationsformate

Im Gegensatz zu den weniger vorteilhaften PSK-Formaten und dem Duobinärformat wurden in jüngerer Zeit Formate vorgestellt, die sehr viel versprechend bezüglich ihrer Robustheit gegenüber Modendispersion sind. Zum einen sind dies höherstufigen ASK-Formate [94], die besonders bei der POF angewendet werden und zum anderen der „Orthogonal Frequency Division Multiplexing“ (OFDM)-Technik [95]. Letzterer besitzt den Vorteil, dass viele „Subcarrier“ verwendet werden, so dass die Symbolrate sehr gering ist und somit der Einfluss der Modendispersion signifikant reduziert wird. Negativ ist bei diesem Ansatz der hohe Aufwand sowohl im Sender als auch im Empfänger zu nennen.

Es wird zusammengefasst, dass zurzeit ASK-modulierte Signale aufgrund der einfachen Implementierung deutliche Vorteile gegenüber anderen Modulationsformaten besitzen. OFDM ist neben dem ASK-Format eine sehr gute Alternative für zukünftige MMF-Systeme, dessen Erfolg maßgeblich durch Kostenaspekte im Vergleich zu bereits untersuchten Entzerrerstrukturen beeinflusst werden wird.

## 5.2 Systemupgrade durch Verwendung neuer Komponenten

Nach den Betrachtungen hinsichtlich der Adaptionsmöglichkeiten bekannter Techniken aus dem SMF-Bereich, werden in diesem Kapitel neue bzw. optimierte Komponenten zur Bandbreitenoptimierung von MMF-Übertragungssystemen experimentell untersucht. Im Speziellen werden folgende zwei Komponentengruppen näher betrachtet:

- neuartige MMF und POF,
- Photodioden mit hoher Bandbreite und großer Detektionsfläche.

Im ersten Abschnitt werden unterschiedliche MMF für 10 Gb/s Übertragungen miteinander verglichen. Es wird dabei deutlich, dass die Modendispersion sehr stark von der verwendeten Faser abhängt.

Darauf aufbauend werden im zweiten Abschnitt dieses Kapitels die Einflüsse Modendispersion sowie Polarisationsabhängigkeit für variable Längen der POF und der MMF in 40 Gb/s Umgebungen experimentell untersucht.

### 5.2.1 Anwendung neuartiger MMF und POF

In dieser Arbeit werden MMFs mit unterschiedlichen Bandbreiten-Längenprodukten untersucht, die in Abbildung 5.3 dargestellt sind. Generell werden MMF in die unterschiedlichen Gruppen OM 1 bis OM 4 eingeteilt. Fasern, die ein Bandbreiten-Längenprodukt bis 200 MHz-km bei „Overfilled Launch Condition“ besitzen, gehören zur Gruppe OM 1 [110]. Die Gruppe OM 2 ist bis 500 MHz-km und Gruppe OM 3 bis 1500 MHz-km definiert. Alle höheren Bandbreiten-Längenprodukte werden in der Gruppe OM 4 zusammengefasst. Die folgenden drei GI-MMF Fasern werden innerhalb dieser Arbeit untersucht. Dabei beziehen sich alle Bandbreiten-Längenprodukte auf die vom Hersteller angegebene Wellenlänge von 1300nm. In diesem Kapitel wird Faser 1 aus der Gruppe OM 3 mit Faser 2 aus der Gruppe OM 4 verglichen. Erstere MMF ist dabei kommerziell erhältlich und besitzt einen Kerndurchmesser von  $62,5 \mu\text{m}$ . Die zweite Faser ist eine Laseroptimierte MMF von der Firma DRAKA [106] mit einem Faserdurchmesser von  $50 \mu\text{m}$ . Sie besitzt die gleichen Charakteristika, wie die in [66] vorgestellte Faser und fällt somit in die Gruppe OM 4 [110].

Die Intention dieses Abschnitts liegt darin, die Weiterentwicklung der GI-MMF hinsichtlich deutlich höherer Bandbreiten aufzuzeigen<sup>3</sup>. Um dies zu verdeutlichen, sind in Abbildung 5.4 die Übertragungseigenschaften von Faser 1 und Faser 2 für unterschiedliche Einstrahlpositionen bei einer Datenrate von 10 Gb/s dargestellt.

In oberer Reihe sind die Augendiagramme für Faser 1 (200 m Übertragung) für  $0 \mu\text{m}$

---

<sup>3</sup>Im weiteren Verlauf der Arbeit ist nicht primär das Bandbreiten-Längenprodukt von Bedeutung sondern der Kerndurchmesser, da dieser Einfluss auf den Effekt des Übersprechens in MIMO-Systemen besitzt.

Faser # $\varnothing$	Graded- oder Step-Index	Bandbreiten- Längenprodukt	Faser- gruppe
Faser 1 62,5 $\mu\text{m}$	GI-MMF	1200 MHz km	OM 3
Faser 2 50 $\mu\text{m}$	GI-MMF	4500 MHz km	OM 4
Faser 3 50 $\mu\text{m}$	GI-MMF	1400 MHz km	OM 3

Abbildung 5.3: MMF (Bandbreiten-Längenprodukt bezieht sich auf 1300 nm Wellenlänge), die in dieser Arbeit verwendet werden

(5.4a) und 20  $\mu\text{m}$  (5.4b) Versatz dargestellt (Anregung mit einer SMF). Ohne Versatz ist ein weit geöffnetes Auge zu erkennen während eine komplette Schließung des Auges für einen Versatz von 20  $\mu\text{m}$  zu erkennen ist. Dies wird durch den Einfluss der Modendispersion erklärt (siehe Kapitel 3.2.5).

In der unteren Reihe (c, d) sind die Augendiagramme für Faser 2 über eine Strecke von 300 m für 0  $\mu\text{m}$  (5.4c) und 20  $\mu\text{m}$  (Abbildung 5.4d) Versatz dargestellt. Für beide Einstrahlpositionen ist ein weit geöffnetes Auge zu erkennen. Jedoch ist eine leichte Degradation der Augenöffnung aufgrund des Einflusses der Modendispersion für den größeren Versatz ersichtlich. Anhand dieses Beispiels ist erkennbar, dass durch die Verwendung von optimierten MMF das Bandbreiten-Längenprodukt signifikant erhöht werden kann. Aufgrund dieser Entwicklung werden im folgenden Kapitel 40 Gb/s Übertragungen über unterschiedliche MMF Distanzen untersucht.

### 5.2.2 40 Gb/s MMF-Systeme

Im vorigen Unterkapitel wurde gezeigt, dass neuartige MMF ein deutlich verbessertes Bandbreiten-Längenprodukt besitzen. Darauf aufbauend wird in diesem Unterkapitel untersucht, ob ein System-„Upgrade“ von 10 Gb/s zu 40 Gb/s innerhalb MMF- bzw. POF-Systemen möglich ist. Hierzu wurden international einige Veröffentlichungen gemacht, die jedoch die Hauptcharakteristika und Vorteile der MMF (der große Kerndurchmesser) vernachlässigen [31, 32, 104, 105]. So wird in diesen Veröffentlichungen nur zentral eingestrahlt und mit einer Single Mode Photodiode detektiert. Dies beinhaltet, dass im Idealfall nur die Mode niedrigster Ordnung angeregt und detektiert wird. Mit dem beschriebenen Ansatz wird der Vorteil einer MMF, nämlich größere Einkoppel- sowie Detektionstoleranzen gegenüber der SMF, nicht berücksichtigt. Die Modendispersion wird durch den verwendeten Aufbau sehr stark unterdrückt und es können Strecken bis 3.7 km übertragen

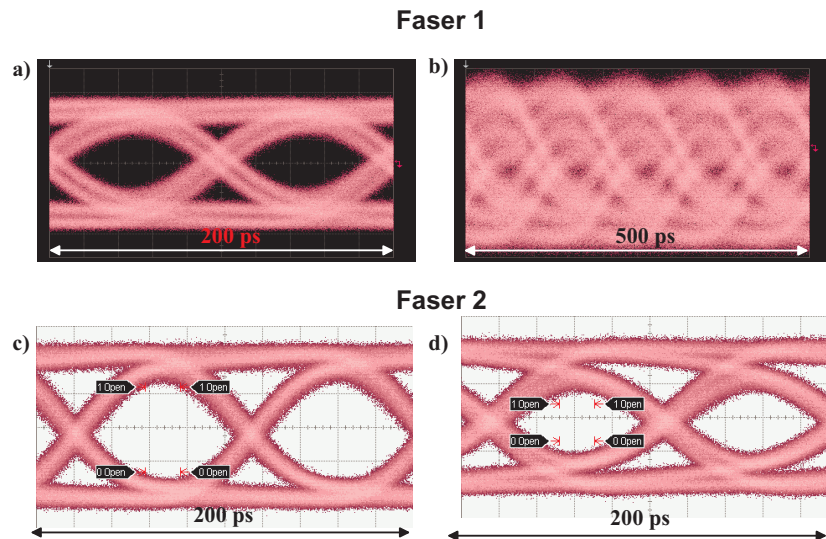


Abbildung 5.4: Augendiagramme bei 10 Gb/s für a) Faser 1 (200 m) bei SMF-MMF Einkopplung und  $0 \mu\text{m}$  Versatz; b) Faser 1 (200 m) bei SMF-MMF Einkopplung und  $20 \mu\text{m}$  Versatz; c) Faser 2 (300 m) bei SMF-MMF Einkopplung und  $0 \mu\text{m}$  Versatz; d) Faser 2 (300 m) bei SMF-MMF Einkopplung und  $20 \mu\text{m}$  Versatz

werden [104]. Dennoch bleibt die Frage offen, ob bei der ausschließlichen Verwendung von Single Mode Komponenten (außer der Übertragungsstrecke) nicht besser eine SMF verwendet werden sollte, die deutlich mehr Ressourcen hinsichtlich des Bandbreiten-Längenproduktes besitzt.

Im Gegensatz hierzu wird in dieser Arbeit eine Multimode-Photodiode mit einer sehr hohen Bandbreite eingesetzt, die eine sinnvolle Untersuchung der Systemeigenschaften zulässt. Im ersten Teil werden dabei 40 Gb/s Systeme mit einer maximalen Übertragungsstrecke von 100 m MMF bzw. POF behandelt, die in zukünftigen LANs oder „High Performance Computing“ (HPC) Umgebungen zum Einsatz kommen könnten. Im zweiten Teil wird die Übertragungsstrecke auf 1000 m MMF ausgeweitet, die in der Zukunft für FTTH oder LAN Anwendungen mit größerem Anwendungsradius von Interesse sein werden.

Der Versuchsaufbau zur Untersuchung von 40 Gb/s Systemen bei variabler Einstrahlposition und einer Multimode Photodiode als neue Komponente ist in Abbildung 5.5 dargestellt. Das Laserlicht wird extern mit einem MZM bei einer Datenrate von 40 Gb/s (PRBS Länge ist  $2^{31} - 1$ ) moduliert. Daran anschließend wird das optische Signal mit einem EDFA verstärkt und danach mit einem variablen optischen Dämpfungsglied (variable optical attenuator, VOA) wieder abgeschwächt. Der Einfluss unterschiedlicher Polarisierungen des eingekoppelten Lichtes bei MMF- bzw. POF-Übertragung wird mit Hilfe eines Polarisationsstellers untersucht. Es wird somit nur der Einfluss von Polarisationsänderungen des eingekoppelten Lichtes (d.h. im Single Mode Bereich) untersucht und keine Änderungen der Polarisation im Multimode Faser Bereich. Dieses Signal wird im nächsten Schritt mittels eines Micropositioners (MP) von der SMF (dünne Linie) auf die MMF/POF (dicke Linie) unter RLP eingestrahlt. Damit wird der Einfluss der Modendispersion in Abhängigkeit des Versatzes untersucht. Daran anschließend wird das Signal über die Faserstrecke



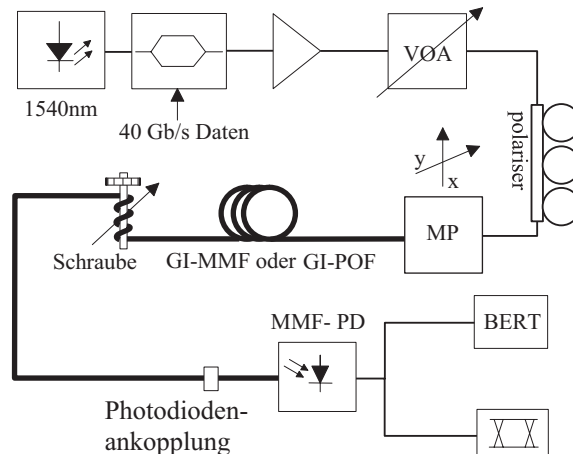


Abbildung 5.5: Experimenteller Aufbau bei 40 Gb/s Datenrate zur Untersuchung des Polarisierungseinflusses, der Modendispersion in Abhängigkeit des Versatzes bei Einstrahlung von SMF auf MMF/POF, der verwendeten Fasern mit variabler Länge und Torsionseinflüssen

übertragen und mit der neu entwickelten Photodiode empfangen. Diese Photodiode ist sowohl durch eine sehr hohe Bandbreite (3dB Bandbreite: 33 GHz) als auch eine große aktive Detektionsfläche von  $20 \mu\text{m}$  Durchmesser gekennzeichnet. Des Weiteren ist sie mit einem 1 m langen GI-MMF verbunden (Photodiodenankopplung), welches für Bündelung des optischen Signals hin zur aktiven Fläche verantwortlich ist<sup>4</sup>. Bei POF-Übertragung werden zusätzlich Torsionseinflüsse mittels einer Schraube mit 8 mm Durchmesser untersucht. Aufgrund von Bruchgefahr werden die untersuchten Glasfasern keinen Torsionseinflüssen ausgesetzt.

### Experimentelle Ergebnisse für Übertragungen bis 100 m

Die experimentellen Ergebnisse für eine Zentraleinstrahlung von SMF auf MMF (Faser 2) bzw. GI-POF (Giga-POF 50 SR [109]) sind in Abbildung 5.6 dargestellt, in der die BER über der empfangenen Eingangsleistung aufgetragen ist. Die empfangene Leistung wird dabei an der Photodiodenankopplung gemessen.

Für die folgenden vier Setups sind die gemessenen Kurven dargestellt: back to back (b2b), 100 m GI-MMF (Faser 2) und 50 m GI-POF (Giga-POF 50 SR [109]) (jeweiliger Durchmesser:  $50 \mu\text{m}$ ) ohne Torsionseinflüsse und 50 m GI-POF mit Torsionseinflüssen. Aus Übersichtsgründen ist der Polarisierungseinfluss nur für den letzteren Fall eingezeichnet, da dort die Differenz zwischen optimaler und schlechtester Polarisierung am größten ist. Folgende drei Hauptergebnisse werden aus Abbildung 5.6 extrahiert:

- quasi fehlerfreie Übertragung ( $BER = 10^{-10}$ ) für alle vier Setups ohne Error floor,

<sup>4</sup>Zur näheren Details zu dieser Photodiode wird auf die Firma Discovery Semiconductors verwiesen [108]

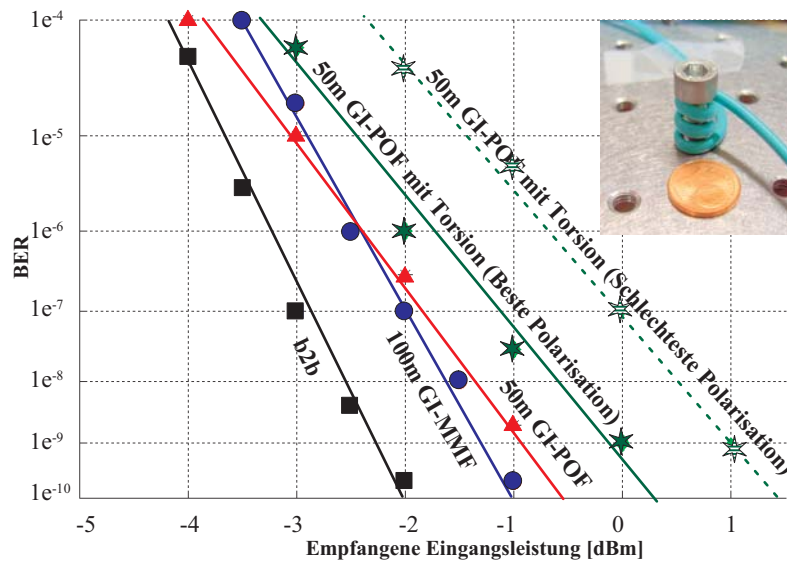


Abbildung 5.6: Experimentelle Ergebnisse für 40 Gb/s Übertragung über MMF und POF bei Center Launch Position Einstrahlung

- geringer Einfluss der Polarisation (größte Differenz liegt bei 1 dB),
- erforderliche Eingangsleistung für ( $BER = 10^{-10}$ ): b2b = -2dBm; 100 m GI-MMF = -1dBm; 50 m GI-POF ohne Torsion = -0,7dBm; 50 m GI-POF mit Torsion = 0,3dBm.

Dabei stellt die fehlerfreie Übertragung über 50 m GI-POF bei einer Datenrate von 40 Gb/s zum jetzigen Zeitpunkt einen neuen Übertragungsrekord dar [51]. Des Weiteren ist den Kurven zu entnehmen, dass sie unterschiedliche Steigungen (große Steigung: MMF-basierte Systemen; geringe Steigung: POF-basierte Systeme) besitzen. Es wird vermutet, dass diese Tatsache durch den gesteigerten Einfluss von Modenkopplungen und Modenrauschen innerhalb der POF zu erklären ist, da der Core Cladding Übergang bei diesen Fasern im Vergleich zu MMF unebener ist [8, 16]. Im nächsten Schritt werden die Robustheit der unterschiedlichen Übertragungsmedien hinsichtlich vertikaler und horizontaler Versätze untersucht. Dabei werden bei POF-Übertragungen keine Torsionseinflüsse untersucht. Die Empfangsleistung beträgt bei diesen Messungen 1dBm.

In Abbildung 5.7a sind die Ergebnisse für die Übertragung über die GI-MMF in einem 3-D Plot (BER im logarithmischen Maßstab über horizontalen und vertikalen Versatz von jeweils  $\pm 20\mu\text{m}$ ) dargestellt. Dies bedeutet, dass bei einer angewendeten Schrittweite von  $1\mu\text{m}$  dieser Plot (genau wie Abbildung 5.8) auf 400 gemessenen BERs basiert.

Es ist zu erkennen, dass eine quasi fehlerfreie Übertragung in einem Radius von  $\pm 3\mu\text{m}$  um den zentralen Einstrahlpunkt möglich ist (siehe Augendiagramm in Abbildung 5.7 b). Für größere Versätze wird der Einfluss der Modendispersion stärker (siehe Augendiagramm in Abbildung 5.7 c) und die BER steigt bis zu einem Wert von  $10^{-1}$  bei einem Versatz von ca.  $\pm 10\mu\text{m}$  an. Für höhere Versätze bis  $\pm$  ca.  $13\mu\text{m}$  ist die BER konstant, während sie für noch höhere Versätze  $\pm$  ca.  $13 - 18\mu\text{m}$  wieder leicht absinkt, da dort

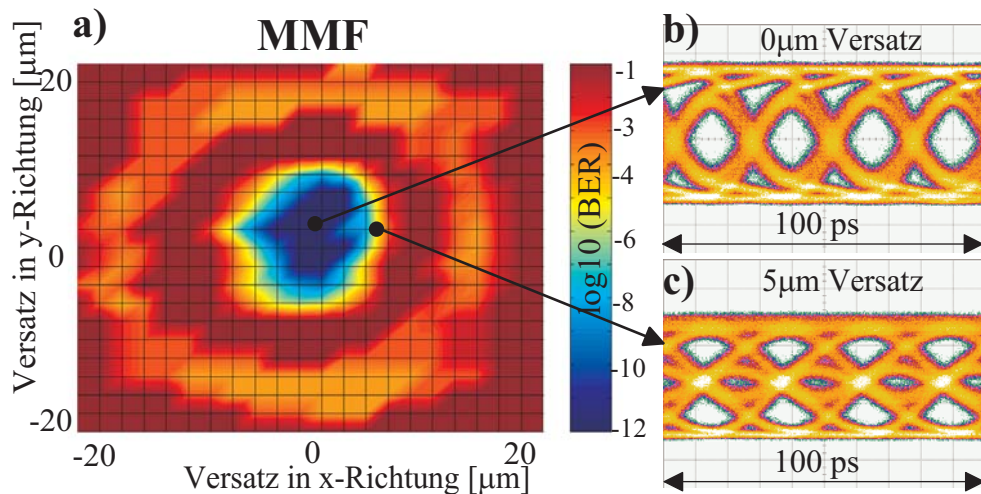


Abbildung 5.7: BER nach 100 m GI-MMF-Übertragung (logarithmischer Maßstab) für variable horizontale und vertikale Versätze bei der Lichteinkopplung von SMF auf MMF

der Einfluss der Modendispersion geringer wird. Diese Ergebnisse stimmen sehr gut mit Simulationsergebnissen überein [41].

Die gleichen Messungen hinsichtlich des Versatzes bei der POF-Übertragung haben eine andere BER Verteilung als bei der MMF-Übertragung ergeben. Die Ergebnisse sind in Abbildung 5.8a dargestellt.

Es ist eine viel größere Fläche im Vergleich zur 100 m MMF-Übertragung zu erkennen,

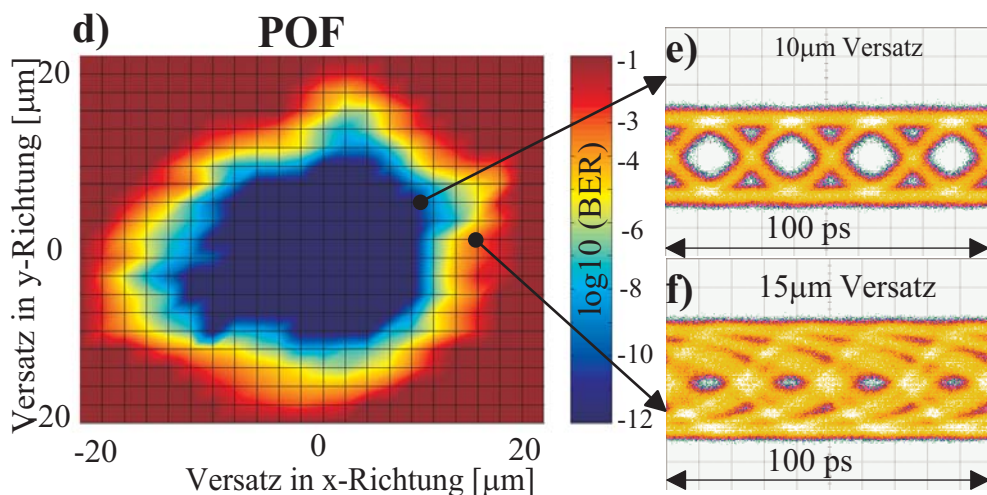


Abbildung 5.8: BER nach 50 m GI-POF-Übertragung (logarithmischer Maßstab) für variable horizontale und vertikale Versätze bei der Lichteinkopplung von SMF auf POF

in der eine quasi fehlerfreie Übertragung möglich ist. Diese erstreckt sich von ca.  $\pm 10 \mu\text{m}$  um den optimalen Einstrahlpunkt (siehe Augendiagramm in Abbildung 5.8 b). Erst für noch höhere Versätze ist ein signifikanter Einfluss der Modendispersion zu erkennen, der das Auge deutlich degradiert (siehe hierzu auch das Augendiagramm in Abbildung 5.8 c). Diese robuste Eigenschaften der POF im Gegensatz zur MMF ist auf der einen Seite

durch die kürzere Übertragungsstrecke (somit einen geringeren Einfluss der Modendispersion) und auf der anderen Seite durch ein sehr gutes Übertragungsverhalten (hohes Bandbreiten-Längenprodukt) der POF zu erklären [68].

### 5.2.3 Experimentelle Ergebnisse für Übertragungen bis 1000 m

Zur Untersuchung der längeren Strecken bis 1000 m GI-MMF wird der experimentelle Aufbau aus Abbildung 5.5 benutzt. Für alle Experimente dieses Abschnitts wird Faser 3 verwendet. Es werden keine Torsionseinflüsse berücksichtigt. Im Gegensatz zu Untersuchungen bezüglich der Änderung der Polarisationsrichtung in MMF-Systemen bis 3.7 km Übertragungsstrecke [32, 31, 69] mit Single-Mode-Komponenten, wird in diesem Abschnitt der Polarisationsfluss sowie Modendispersionseinfluss mit Multimode Komponenten untersucht. Es wird an dieser Stelle noch einmal darauf hingewiesen, dass die Polarisationsänderung im SMF-Bereich stattfindet (siehe Abbildung 5.5) und dennoch signifikante Auswirkungen auf die Übertragungsqualität des MMF-Systems besitzt. Dies wird anhand von Abbildung 5.9 ersichtlich, in der die Augendiagramme für zwei unterschiedliche eingestrahlte Polarisationsrichtungen (gleicher Versatz) bei 1000 m GI-MMF-Übertragung dargestellt sind.

Im linken Augendiagramm ist ein weit geöffnetes Auge für linear vertikal polarisiertes

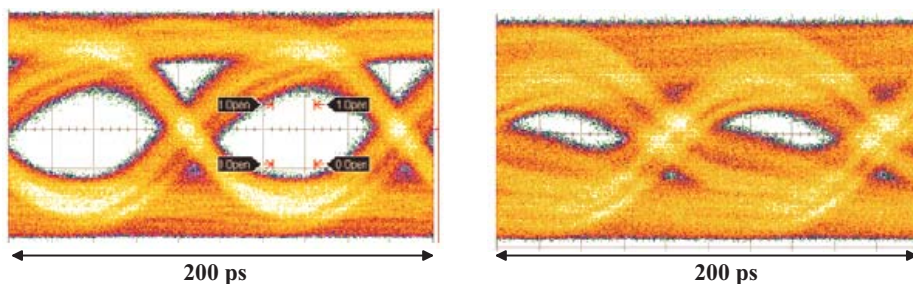


Abbildung 5.9: Augendiagramme nach 1000 m GI-MMF-Übertragung für linear horizontal polarisiertes (links) und linear vertikal polarisiertes (rechts) Licht am Eingang der MMF

Licht am Eingang der MMF zu sehen. Im Gegensatz hierzu ist eine deutliche Degradation der Augenöffnung für Licht mit orthogonaler Polarisationsrichtung (horizontal polarisiertes Licht) zu erkennen. Diese Augenöffnungen bleiben für eine gewisse Zeit (ca. 10-20 Minuten) stabil und sind innerhalb dieser Zeit reproduzierbar (d.h. wenn zwischen den unterschiedlichen Polarisationsrichtungen gewechselt wird). In den nun folgenden Unterkapiteln wird versucht, dieses Übertragungsverhalten, welches ebenfalls in [96] berichtet wird, zu erklären.

#### Stabilität der Polarisationsrichtung vor der Einkopplung

Das in Abbildung 5.9 dargestellte Übertragungsverhalten ist nur für eine gewisse Zeit stabil, so dass die Änderung entweder durch Polarisationsänderungen im SMF-Bereich oder

im MMF-Bereich zu erklären ist. Um erstere Möglichkeit auszuschließen wird die Polarisation am SMF-Ausgang (gleichzusetzen mit dem Eingang an der MMF) über einen Zeitraum von dreißig Minuten gemessen. Die Messergebnisse sind in Abbildung 5.10 dargestellt.

Man sieht, dass die Polarisationsrichtung nur sehr gering um den Anfangswert von null

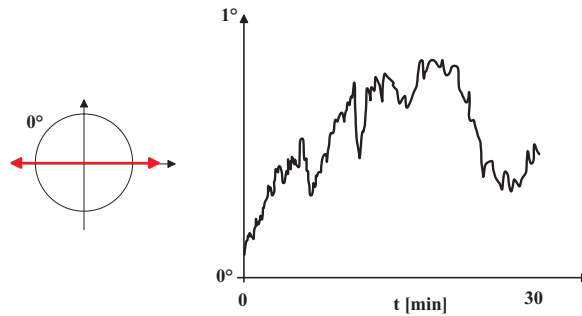


Abbildung 5.10: Messung der Polarisationsrichtung am Ausgang der SMF über dreißig Minuten

Grad (horizontale Polarisation) schwankt. Daher wird aus diesen Ergebnissen geschlossen, dass die Degradation des Auges auf den Einfluss von Effekten innerhalb der MMF zurückzuführen ist. Deswegen werden im nächsten Schritt BER Messungen für unterschiedliche MMF Längen gemacht.

### BER Messungen für variable Übertragungslängen

In Abbildung 5.11 sind die Ergebnisse der BER Messungen für die 500 m GI-MMF und die 1000 m GI-MMF-Übertragung (Faser 3) dargestellt. Des Weiteren werden in beiden Messungen eine Kurve für die optimale Polarisation und eine Kurve für die schlechteste Polarisation aufgenommen. Auf der  $y$ -Achse ist die BER und auf der  $x$ -Achse die Eingangsleistung in [dBm] aufgetragen. Folgende Kernpunkte sind den Graphiken zu ent-

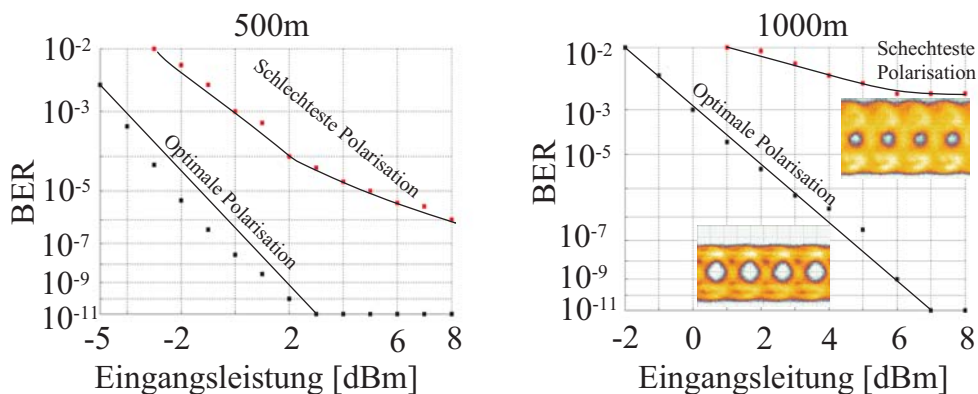


Abbildung 5.11: BER über Eingangsleistung in MMF-Photodiode für Übertragungslängen von 500 m (links) und 1000 m (rechts) bei variabler Polarisation und CLP-Einstrahlung

nehmen:

- fehlerfreie Übertragung bei empfangener Eingangsleistung von 3dBm (500 m) und 7dBm (1000 m),
- starke Abhängigkeit der BER von bester und schlechtester Polarisation.

Anhand dieser BER-Messungen wird verdeutlicht, dass durch unterschiedliche Eingangspolarisationen erhebliche Schwankungen in der Übertragungsqualität entstehen. In den nächsten Messungen wird untersucht, inwiefern sich ein Versatz zwischen SMF und MMF auf die Übertragungsqualität für unterschiedliche Polarisationen auswirkt.

### Variation des Einstrahlpunktes

In Abbildung 5.12 ist die BER über dem variablen horizontalen Versatz für 500 m GI-MMF und für 1000 m GI-MMF aufgetragen. Für jede Strecke werden zwei Messungen durchgeführt:

- Konstante Polarisation: Bei konstanter Eingangspolarisation wird nur Versatz geändert,
- Variable Polarisation: Für jeden Versatz wird die Polarisation optimiert (niedrigste BER).

Sämtliche Messungen werden bei einer Eingangsleistung von 8dBm in die Photodiode gemacht.

Für die optimierte Polarisation ist eine fehlerfreie Übertragung für beide Übertragungs-

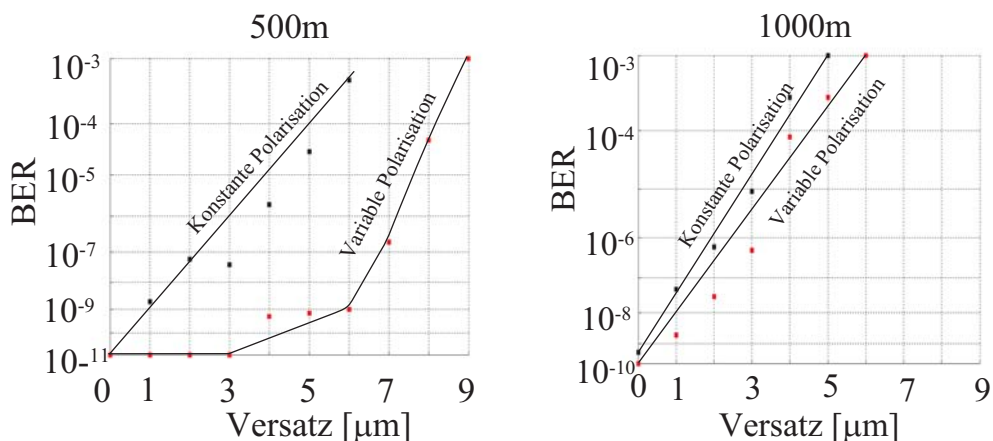


Abbildung 5.12: BER über horizontalem Versatz in MMF-Photodiode für Übertragungslängen von 500 m (links) und 1000 m (rechts) bei variabler Polarisation

strecken möglich. Der radiale Versatz darf bei der 500 m Übertragung nicht größer als

$3 \mu\text{m}$  werden, um eine fehlerfreie Übertragung zu gewährleisten. Bei 1000 m GI-MMF-Übertragung ist eine exakte Einkopplung von SMF in das Zentrum der MMF erforderlich. Es ist wiederum zu erkennen, dass das 500 m Übertragungssystem sehr sensibel auf Änderungen der Polarisation reagiert. Im Gegensatz dazu ist nur ein sehr kleiner Unterschied zwischen den zwei Kurven bei der 1000 m Übertragung zu erkennen.

Es soll an dieser Stelle noch einmal darauf hingewiesen werden, dass die Kurven in Abbildung 5.11 und Abbildung 5.12 nicht direkt miteinander vergleichbar sind. Erstere Abbildung zeigt den Unterschied zwischen bester und schlechtester Polarisation auf. Die zweite Abbildung zeigt hingegen eine Kurve bei der für jeden Versatz eine optimale Polarisation gefunden wurde (variable Polarisation). Die zweite Kurve besitzt nur im Ausgangspunkt (kein Versatz) eine optimierte Polarisation (konstante Polarisation) und spiegelt den Einfluss des Versatzes separat wider.

### Gültigkeitsbereich für LP-Moden Ausbreitung

In diesem Abschnitt wird untersucht, wie sich der LP-Modencharakter für unterschiedliche Faserlängen verändert. In [14] wird beschrieben, dass die LP-Modenausbreitung nur Gültigkeit für relativ kurze Strecken besitzt. In dieser Arbeit werden Untersuchungen diesbezüglich mit der in Abbildung 5.13 gezeigten Versuchsanordnung für die folgenden Übertragungsstrecken gemacht: 5 m, 500 m<sup>5</sup>. Nach dem Transmitter (1540nm DFB La-

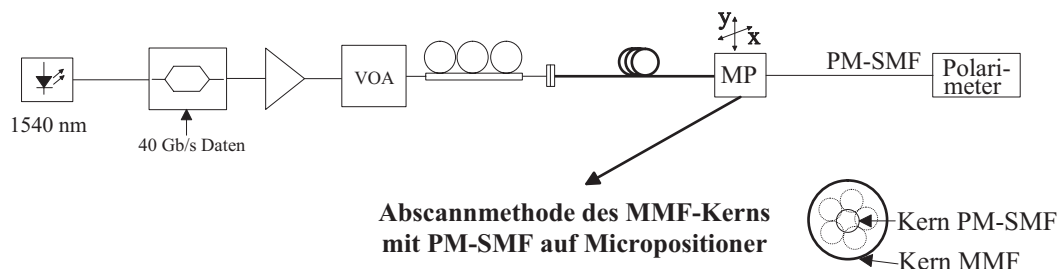


Abbildung 5.13: Experimenteller Aufbau zur Untersuchung des Polarisationsinflusses über Strecken bis 1000 m GI-MMF

ser, 40 Gb/s extern mit MZM moduliert, mit EDFA verstärkt und Dämpfungsglied abgeschwächt) wird das optische Signal mit 0dBm Leistung zentral (CLP) von einer SMF in eine MMF eingestrahlt. Das optische Signal besitzt dabei eine lineare Polarisationsrichtung (eingestellt über den Polarisationssteller). Dies bedeutet, dass mit diesem Aufbau im Idealfall nur die niedrigste ausbreitungsfähige Mode angeregt wird.

Der Versuch wird in folgende zwei Schritte für die zwei Faserstrecken durchgeführt, um damit die Polarisationsveränderung nach der MMF-Übertragung zu untersuchen.

1. Messung der Intensitätsverteilung über dem Faserquerschnitt der MMF

<sup>5</sup>Diese experimentellen Ergebnisse können nur eine grobe Abschätzung geben, inwiefern die angenommenen linear polarisierten angeregten Modengruppen erhalten bleiben. Dies liegt darin begründet, dass mit einer SMF detektiert wird und somit keine einzelne Mode herausgefiltert werden kann.

2. Messung der Polarisation über dem Faserquerschnitt der MMF

In beiden Fällen wird dabei der Kern der MMF mit einer Polarisationserhaltenden Faser (PM-SMF), die auf einem Micropositioner fixiert ist, sowohl in x- als auch in y-Richtung in  $\mu\text{m}$  Schritten abgescannt. Im ersten Fall wird dabei die Leistung und im zweiten Fall die Polarisationsrichtung am gewählten Punkt der MMF-Stirnfläche mit dem Polarimeter gemessen. In Abbildung 5.14 sind in drei Spalten die Ergebnisse für die untersuchten Faserlängen dargestellt (links: 5 m; rechts: 500 m).

In der ersten Zeile sind die Intensitätsverteilungen (a, d), in der zweiten Zeile die Pola-

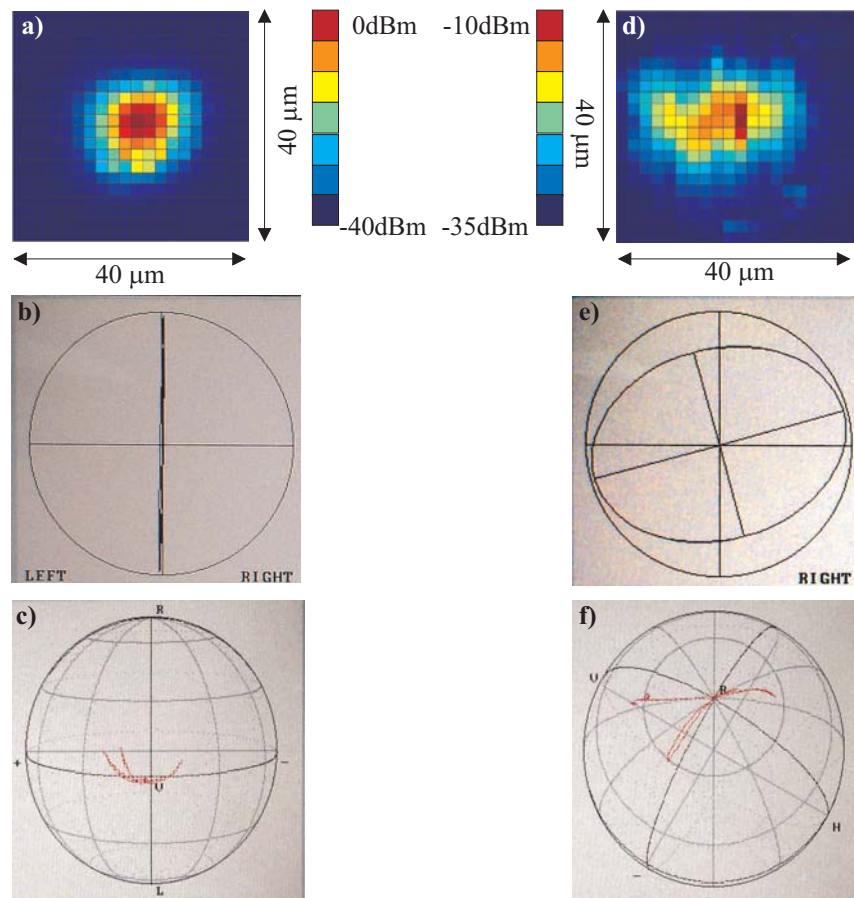


Abbildung 5.14: Obere Reihe: Leistungsverteilungen nach 5 m (a) und 500 m (d) GI-MMF-Übertragung (Faser 3); Mittlere Reihe: Gemessene Polarisationsrichtung im Zentrum der MMF für 5 m (b) und 500 m (e) GI-MMF-Übertragung bei linear polarisiertem Eingangslight; Detektierte Polarisationsrichtung im Umkreis von  $\pm 5 \mu\text{m}$  um das Zentrum der MMF für 5 m (c) und 500 m (f) GI-MMF-Übertragung

risation im Zentrum des Kerns nach der Übertragung (b, e) und in der dritten Zeile die Veränderung der Polarisation (anhand der Poincaré Kugel) bei Variation des Detektionspunktes (im Umkreis von  $\pm 5 \mu\text{m}$  um das Zentrum) der Strecken dargestellt. Abbildung 5.14a ist zu entnehmen, dass sich die Leistung sehr stark im Zentrum der MMF nach 5



m Übertragungsstrecke konzentriert. Dies wird durch die Anregung mit einer Zentraleinstrahlung erklärt, die hauptsächlich die niedrigste ausbreitungsfähige Mode anregt (siehe Abbildung 2.4). Für die längere Übertragungsstrecke (Abbildung 5.14d) ist hingegen eine Verteilung der Leistung über den Querschnitt der Faser zu erkennen. Dennoch wird die Lichtenergie hauptsächlich im Zentrum der MMF geführt (die maximal detektierten Leistungswerte liegen bei  $-1.8\text{dBm}$  für 5 m,  $-4\text{dBm}$  bei 100 m und  $-6\text{dBm}$  bei 500 m Übertragung). Dies liegt darin begründet, dass diese primär im äußeren Bereich des Kerns propagieren. Diese Ergebnisse stimmen mit anderen Publikationen sehr gut überein [73, 32]. Die gemessenen Polarisationsrichtungen im Zentrum der MMF zeigen (mittlere Zeile), dass das eingestrahlte linear polarisierte Licht für Übertragungen bis 5 m MMF erhalten bleibt (gemessene Polarisation bei 5 m Übertragung liegt zufällig genau auf y-Achse). Im Gegensatz dazu ist für die Übertragungsstrecke von 500 m keine lineare Polarisation des Lichtes mehr messbar.

Die Untersuchungen hinsichtlich der Abweichung des linear polarisierten Lichtes in Abhängigkeit des Detektionspunktes zeigen, dass die LP-Moden Annahme auch neben den Intensitätsmaxima für 5 m MMF besitzt. Besonders ist bei der 5 m Übertragung erkennbar, dass bei Verschiebung des Detektionspunktes die Polarisation auf der horizontalen Achse (entspricht der linearen Polarisation) der Poincaré Kugel verschiebt. Bei 500 m Übertragung ist hingegen keine lineare Polarisation im Umkreis des Intensitätsmaximum erkennbar. Hierbei ist zu beachten, dass zur besseren Visualisierung der Untersuchungen die Ansicht auf die Pointcarré Kugel für alle drei Faserstrecken verändert wurde.

Zum Abschluss der Untersuchungen werden Versuche gemacht, um die Diskrepanz zwischen bestehenden Veröffentlichungen (keine Polarisationsabhängigkeit wurde gemessen) und den hier vorgestellten Ergebnissen zu erklären.

### **Diskrepanz zu bisher veröffentlichten Polarisationsabhängigkeiten**

Die in Abbildung 5.11 gezeigten experimentellen Ergebnisse mit einer sehr großen Polarisationsabhängigkeit stellen einen klaren Widerspruch zu den in [32] publizierten Ergebnissen dar, bei denen keine Polarisationsabhängigkeit gemessen wurden. Dies wird mit der Verwendung einer Single Mode Photodiode in [32] erklärt, die primär nur die ausbreitungsfähige Mode niedrigster Ordnung am Ende der Übertragungsstrecke detektiert (sämtliche vorigen Ergebnisse basieren auf der Verwendung einer MMF-Photodiode). Zur Verdeutlichung dieser Vermutung und zum Vergleich mit den in Abbildung 5.11 gezeigten Augen sind in folgender Abbildung 5.15 die Augen nach 1000 m GI-Faser Übertragung und Detektion mit einer Single Mode Photodiode für optimale Polarisation (links), mittlere Polarisation (Mitte) und schlechteste Polarisation (rechts) dargestellt.

Für alle drei untersuchten Polarisierungen ist ein weit geöffnetes Auge zu erkennen. Dennoch ist insbesondere für die schlechteste Polarisationsstellung eine deutliche Aufweitung des 1-Levels und generell ein etwas verrauschteres Signal sichtbar. Der 0-Level bleibt hingegen deutlich weniger aufgeweitet. Diese Aufweitung wird durch den Einfluss des Modenrauschens erklärt, der aufgrund der kleinen Detektionsfläche der SMF-Photodiode und der Verteilung der Leistung über dem Kernradius nach 1000 m (siehe Abbildung 5.14 g) an Bedeutung gewinnt. Ansonsten verändert sich die Form des detektierten Auges nicht signifikant. Daraus wird geschlossen, dass der Einfluss von Modendispersion durch

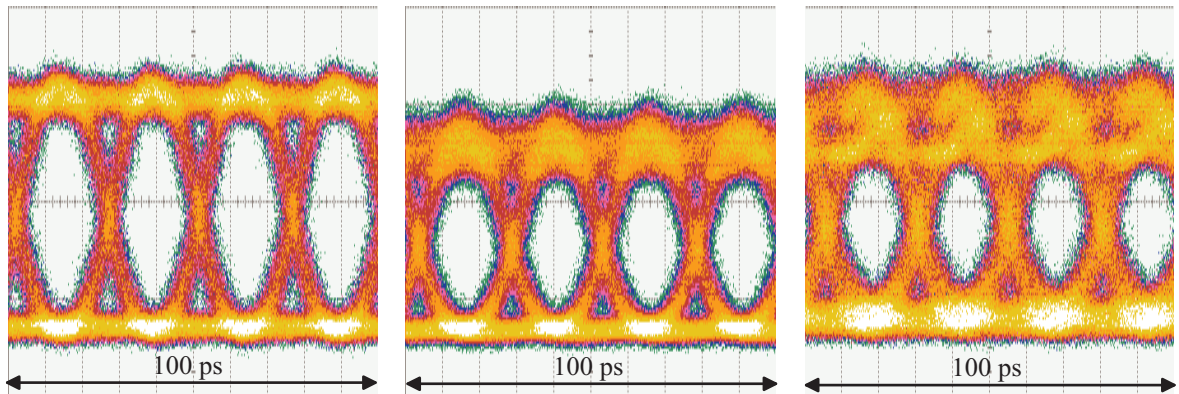


Abbildung 5.15: 1000 m GI-MMF-Übertragung bei Detektion mit SMF-Photodiode für optimale Polarisation (links), mittlere Polarisation (Mitte) und schlechteste Polarisation (rechts)

Verwendung der SMF-Photodiode effizient unterdrückt wird. Jedoch geht bei dieser Detektionsmethode Leistung verloren.

Anhand dieser Ergebnisse wird gezeigt, dass der Polarisations Einfluss bei Verwendung einer SM-Photodiode deutlich geringer ist und die Übertragung sehr wahrscheinlich durch Modenrauschen limitiert ist. Bei einer starken Konzentration der Leistung im Faserkern durch neuartige Fasern sind somit Übertragungen bis 3,7 km Länge - wie in [32] gezeigt - möglich.

### Zusammenfassung der Ergebnisse

Folgende Ergebnisse werden aus den Experimenten zusammengefasst, um sie im folgenden Kapitel besser interpretieren zu können.

1. Übertragungsqualität stark abhängig von Eingangspolarisation (Abb. 5.9),
2. Hohe Stabilität der Eingangspolarisation (Abb. 5.10),
3. Optimale und schlechteste Polarisation sind zeitabhängig,
4. Versatz bei Einkopplung verschlechtert Übertragungsverhalten (Abb. 5.12),
5. Kein Polarisations Einfluss bei 1000 m Übertragung und Versatz (Abb. 5.12),
6. Aufweitung des „0“- und „1“-Levels vergleichbar (Abb. 5.9),
7. Error Floor bei  $10^{-7}$  (500 m) und  $10^{-3}$  (1000 m) für schlechte Polarisation (Abb. 5.11),
8. Verteilung der Leistung über Kernbereich für längere Strecken (Abb. 5.14),
9. Lineare Polarisation bleibt nur bis zu Strecken von 5 m erhalten (Abb. 5.14).

## 5.2.4 Interpretation der Ergebnisse

Ausgangspunkt für die Interpretation der Ergebnisse ist, dass keine genauen Aussagen über die Prozesse, wie Modenkopplung bzw. Modenkonzersion innerhalb der MMF gemacht werden können (Änderungen der Polarisation im SMF-Bereich werden aufgrund der Ergebnisse in Abbildung 5.10 nicht berücksichtigt). Dies liegt darin begründet, dass diese Prozesse von der Beschaffenheit innerhalb der Faser (Unebenheiten an der Kern Mantel Grenze) und den Umgebungseinflüssen (z.B. Biegung und Temperatur) abhängig sind. Daher wird die MMF als eine „Black Box“ in einem System betrachtet, indem das Ein- und Ausgangssignal dieser „Black Box“ analysiert wird [58]. Dabei wird versucht, die einzelnen Ergebnisse mit Hilfe bekannter Fasereffekte zu erklären. Es wird davon ausgegangen, dass nicht ein Effekt isoliert für die Verschlechterung der Übertragungsqualität zuständig ist, sondern das Zusammenspiel mehrerer Effekte. Die im Weiteren berücksichtigten Effekte sind Modenkopplung, Modendispersion, Modenrauschen und die zeitliche Zustandsänderung der MMF.

### Modenkopplung

Der Einfluss der Modenkopplung auf das beobachtete Übertragungsverhalten stellt eine Erklärungsmöglichkeit der Punkte eins, fünf und neun in der Aufzählung der Ergebnisse dar. Je länger die Strecke ist, desto mehr verteilt sich die Leistung über den Kernradius (Punkt acht). Dies ist gleichbedeutend mit der Tatsache, dass Moden höherer Ordnung durch Modenkopplung angeregt sein müssen, da die angeregten Moden niedriger Ordnung im Zentrum der Faser propagieren (siehe Kapitel 2.2.2).

Die Aufteilung der Leistung über den Kernradius wurde im vorigen Abschnitt mit der Leistungsüberkopplung nach Kapitel 3.13 erklärt. Diese Leistungsüberkopplung ist jedoch nicht dazu geeignet, Ergebnis eins zu erklären. Hierzu müssen die Felder der sich ausbreitenden Moden betrachtet werden. Nach Kapitel 2 besitzt jede Mode unterschiedliche Feldkomponenten in  $x$ - und  $y$ - Richtung. Wenn ausbreitungsfähige Moden zueinander orthogonale Feldkomponenten besitzen, so kann es zwischen diesen Moden nicht zu einer Kopplung kommen. Dies bedeutet, dass die Modendispersion gering ist und eine geringe Degradation des Auges zu Stande käme. Bei Moden, deren Feldvektoren jedoch übereinstimmen, würde es zu Kopplungen kommen und der Einfluss der Modendispersion würde ansteigen (Degradation des Auges).

Ergebnis fünf wird ebenfalls mit dem Prozess der Modenkopplung und der Übertragungslänge erklärt. Bei der 500 m Übertragung wird eine Verbesserung der BER erreicht, wenn die Polarisation für jeden Versatz individuell optimiert wird. Dies wird dadurch erklärt, dass durch Optimierung der Polarisation die Modenkopplung zwischen angeregten und anzuregenden Moden gering und somit der Einfluss der Modendispersion klein bleibt. Für die Übertragungstrecke von 1000 m scheint hingegen die Modenkopplung sehr stark zu sein und es kommt zu einem Gleichgewicht zwischen den angeregten Moden. Dies bedeutet, dass kein großer Gewinn durch die Optimierung der Polarisation für den jeweiligen Versatz erreicht werden kann.

## Modendispersion

Es wird angenommen, dass die Modendispersion der zentrale limitierende Effekt bei der Übertragung über weite Strecken GI-MMF bei einer Datenrate von 40 Gb/s ist. Dabei basiert die Anregung der unterschiedlich ausbreitungsfähigen Moden entweder auf dem gewählten Versatz oder auf der Modenkopplung innerhalb der Faser (siehe Erklärungen voriger Abschnitt). Dies soll anhand der Ergebnisse vier, sechs, sieben und neun erläutert werden. Ergebnis vier lässt sich damit erklären, dass durch den Versatz mehr Modengruppen angeregt werden und somit der Einfluss der Modendispersion stärker wird (siehe hierzu auch [41]). Dies hat zur Folge, dass sich die Übertragungsqualität verschlechtert und somit ein Error Floor zustande kommt. Das Ergebnis sechs belegt die Annahme, dass Modendispersion für die Verkleinerung der Augenöffnung verantwortlich ist, da sowohl der 1-Level als auch der 0-Level aufgeweitet sind. Dies spricht eher für einen Dispersions-einfluss als für einen Einfluss des Modenrauschens.

Des Weiteren spricht die Verschlechterung der Übertragungsqualität bei längerer Übertragungsstrecke (in Kombination mit dem Einfluss der Modenkopplung) für Modendispersion als zentralen limitierenden Effekt.

Ergebnis neun kann basierend auf der Intramodendispersion erklärt werden. Unter Intramodendispersion wird verstanden, dass sich die vier Moden (x,y,sin,cos) einer LP-Mode (siehe Kapitel 2) nicht mehr zu einer linear polarisierten Mode zusammensetzen. Dies wäre aufgrund von Laufzeitunterschieden zwischen den einzelnen Moden zu erklären.

Nachdem nun sämtliche zeitinvarianten Effekte basierend auf dem kombinierten Auftreten von Modenkopplung und Modendispersion erklärt wurden, wird nun versucht die zeitliche Invarianz mit Hilfe von Modenrauschen und einer Vorzugsrichtung der MMF als Effekte mit statistischem Charakter zu erklären.

## Modenrauschen

Nach Kapitel 3.2.7 ist das Modenrauschen ein Effekt, der sich durch Intensitätsfluktuationen bemerkbar macht. Diese treten jedoch nur auf, wenn das Licht aufgrund von fehlerhaften Steckern etc. aufgeteilt wird. Ein bemerkbarer Leistungsverlust wird jedoch nicht gemessen. Zusätzlich spricht gegen den Einfluss des Modenrauschens, dass sowohl der 1-Level als auch der 0-Level des Signals in gleichem Maße aufgeweitet sind (im Gegensatz zu Abbildung 5.15). Nach der Theorie des Modenrauschens sollte jedoch die Aufweitung des 1-Levels größer sein, da in diesem Fall die Moden Leistung führen und somit die Kreuzleistungsterme (siehe Gleichung 3.19) deutlich mehr ins Gewicht fallen. Daher wird der Einfluss des Modenrauschens auf die gemessenen Daten nicht so hoch angesehen.

## Vorzugsrichtung der MMF

Mit den bisherigen Erklärungen wird noch nicht geklärt, wie es zu zeitvarianten Effekten innerhalb des MMF-Übertragungssystems kommen kann. Eine Erklärungsmöglichkeit für die gemessenen Ergebnisse ist die Annahme von Veränderungen innerhalb der MMF - speziell an der Kern-Mantel-Grenze. Diese Veränderungen basieren auf Schwankungen der

Temperatur, des Druckes oder auch der Torsion. Ein ähnliches Verhalten ist von der SMF bekannt und äußert sich in PMD. Im folgenden Abschnitt soll diese Erklärungsmöglichkeit näher beleuchtet werden.

Mit Hilfe von Abbildung 5.16 soll die Theorie anhand von zwei ausbreitungsfähigen Moden sehr vereinfacht erklärt werden. Es sei angenommen, dass eine Mode die niedrigste

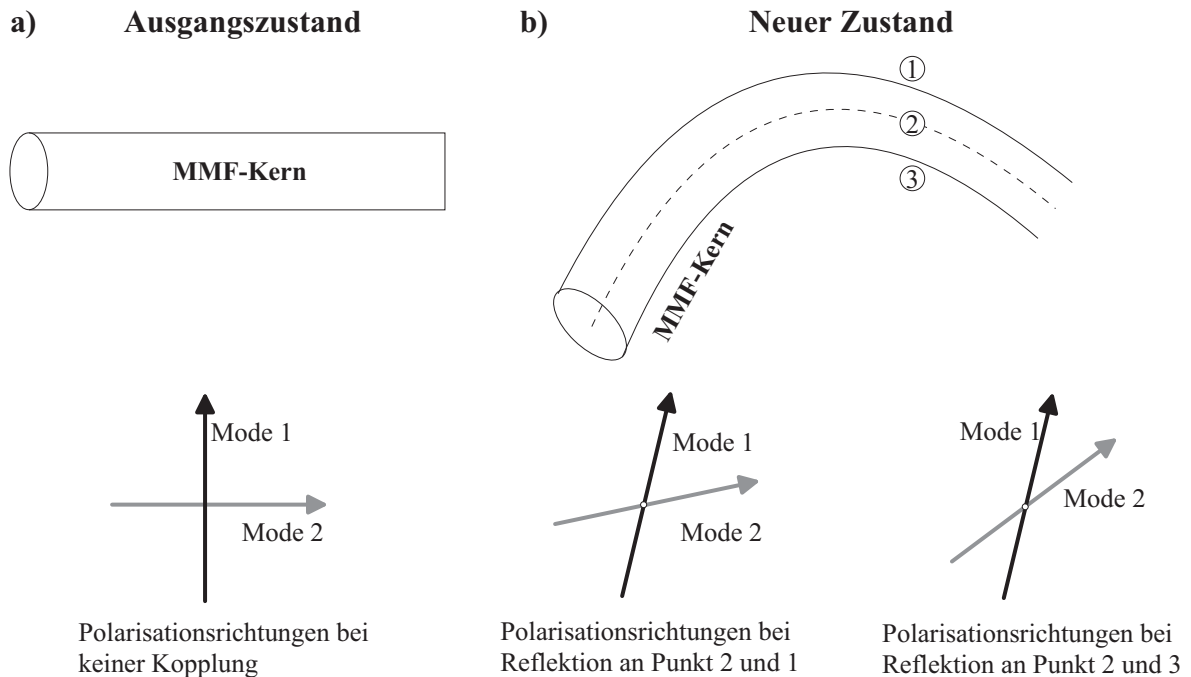


Abbildung 5.16: Beispiel für die Veränderung der Polarisationsrichtung aufgrund von MMF-Biegungen

ausbreitungsfähige Mode (propagiert somit exakt im Kern der Faser) und die zweite Mode eine Mode höherer Ordnung ist. Ausgangspunkt ist ein gerades Faserstück (Ausgangszustand). Für dieses Faserstück sei ein stabiles Kopplungsverhältnis zwischen angeregten Moden angenommen. Des Weiteren sei die Polarisation so eingestellt, dass die Modenkopplung klein ist und somit das Auge weit geöffnet ist. Dies wird in Abbildung 5.16a dadurch dargestellt, dass zwei Feldvektoren der Moden orthogonal zueinander stehen.

Wenn es nun zu einem äußeren Einfluss wie z.B. Druck kommt, wird die Faser verformt. Dies wird in Abbildung 5.16b vergrößert visualisiert, in der der Kern einer gebogenen Faser mit drei zu analysierenden Punkten dargestellt ist. Punkt eins liegt auf der Außenseite des gebogenen Faserkerns, Punkt zwei im Zentrum des Faserkerns und Punkt drei auf der inneren Seite des gebogenen Faserkerns. In den Punkten eins und drei werden primär die Moden höherer Ordnung reflektiert. Dies bedeutet, dass die Grenzbedingungen der sich ausbreitenden optischen Wellen an diesen Stellen abhängig von der Biegung erfüllt sein müssen. Im Punkt zwei müssen in vergleichbarer Form die Grenzbedingungen für die Moden niedriger Ordnung erfüllt werden. Zusammengefasst bedeutet dies, dass die Felder oder die Phasen der ausbreitungsfähigen Moden in unterschiedlicher Weise durch den Druck verändert werden. Somit verändern sich die Feldvektoren der einzelnen Moden und es kann zu Modenkopplung zwischen ihnen kommen. In Abbildung 5.16b ist dies anhand

der nicht mehr zueinander orthogonal stehenden Richtungsvektoren für die zwei Moden dargestellt. Des Weiteren ist der Winkel zwischen diesen Vektoren abhängig davon, ob die Mode höherer Ordnung an Punkt eins oder Punkt drei reflektiert wird.

In der Realität sind die nun vorgestellten Kombinationsmöglichkeiten zwischen den Moden sehr viel größer, da die Anzahl der angeregten Moden um ein Vielfaches höher ist. Zudem ist die Komplexität der Modenverteilungen und der Feldänderungen sehr viel größer an den Grenzschichten als in diesem vereinfachten Modell. Dennoch stellt diese Theorie eine plausible Erklärungsmöglichkeit dar, wie es zum gemessenen zeitinvarianten Prozessen kommen könnte.

### 5.3 Resümee

Innerhalb dieses Kapitels wurden die ersten zwei Ansätze zur Bandbreitenoptimierung optischer MMF- bzw. POF-Systeme untersucht.

Erstens wurde anhand von Simulationsergebnissen die Effektivität des Einsatzes von FEC und neuartigen Modulationsformaten in SMF-Systemen gezeigt. Aufbauend auf diesen Ergebnissen wurde festgestellt, dass eine Adaption von FEC in zukünftigen MMF-Systemen Sinn machen könnte. Als viel versprechende neuartige Modulationsformate werden das OFDM-Format und höherstufige ASK-Formate angesehen.

Zweitens wurde untersucht, inwieweit der Einsatz neuartiger Komponenten die Bandbreite von MMF-Systemen optimieren kann. Dazu wurde gezeigt, dass neu entwickelte MMF und POF eine deutliche höhere Bandbreite als konventionelle Fasern besitzen. Zusätzlich wurde gezeigt, dass durch den Einsatz einer neuen Multimode Photodiode mit einer hohen Bandbreite sinnvolle Übertragungen bis 40 Gb/s über 100 m MMF und 50 m POF möglich sind. Für längere (bis 1000 m) MMF-Strecken ist die Übertragungsqualität jedoch sehr vom Einstrahlpunkt und von Umwelteinflüssen abhängig.

# Kapitel 6

## Optische MIMO-Ansätze ohne Entzerrung

Dieses Kapitel stellt die experimentellen Ergebnisse optischer MIMO-Systeme über MMF Systeme ohne Entzerrung vor. Dabei werden in diesem Kapitel sowohl Diversitätsaspekte zur Steigerung der Zuverlässigkeit als auch die MGDM-Technik zur Steigerung der Datenrate behandelt. Innerhalb dieses Kapitels werden die folgenden drei optischen MIMO-Anwendungen untersucht:

1. Selection-Combining-Ansatz bzw. MISO-Ansatz zur Optimierung optischer Systeme,
2. MGDM als MIMO-Ansatz mit Singlemode Lasern,
3. MGDM als MIMO-Ansatz mit Multimode Lasern.

Innerhalb dieser Arbeit werden zwei verschiedene Detektorgrößen zur Realisierung des MGDM-Ansatzes in optischen Systemen verwendet:

- Kleine Detektionsfläche mittels einer SMF-Photodiode,
- Große Detektionsfläche mittels einer MMF-Photodiode.

Die kleine Detektionsfläche besitzt den Vorteil, dass viele unterschiedliche Punkte am Ende der MMF-Übertragungsstrecke detektiert werden können. D.h. sie ermöglicht eine hohe Diversität<sup>1</sup> zwischen den unterschiedlichen Detektionspunkten. Zusätzlich können somit Punkte gesucht werden, bei denen geringes Übersprechen im 2x2 MIMO-Übertragungssystem vorherrscht. Daher kann bei dieser Methode auf eine Entzerrung des Übersprechens verzichtet werden. Als Nachteil wird der Leistungsverlust gewertet, der mit der kleinen Detektionsfläche verbunden ist. Des Weiteren ist als Nachteil der erhöhte Einfluss des Modenrauschens (siehe hierzu insbesondere Erklärungen in Kapitel 3.2.7 und experimentelle

---

<sup>1</sup>Unter Diversität wird in dieser Arbeit eine Vielfalt bzw. Verschiedenheit verstanden.

Untersuchungen in Kapitel 7) zu berücksichtigen. Die Verwendung der kleinen Detektionsfläche wird in diesem und im folgenden Kapitel detailliert untersucht.

Die große Detektionsfläche hat auf der anderen Seite den Nachteil, dass nicht so viele unterschiedliche Punkte am Ende der MMF-Übertragungstrecke detektiert werden können. Dies beinhaltet eine geringere Diversität zwischen den Detektionspunkten, da die Anzahl der möglichen Detektionspunkte im Vergleich zur SMF-Detektion reduziert ist. Des Weiteren tritt ein erhöhter Einfluss des Übersprechens zwischen den Signalen auf. Dieses muss empfangsseitig elektrisch entzerrt werden. Als Vorteile sind der geringere Leistungsverlust und die geringere Anfälligkeit gegenüber Modenrauschen zu nennen (siehe Kapitel 3.2.7). Grundsätzlich ist es schwierig, anhand der experimentellen Ergebnisse genau zu bestimmen, in welchem Fall es sich um die beschriebenen Effekte von Modenkopplung, Modenkonzersion und Modenrauschen handelt. Wenn dies nicht eindeutig möglich ist, wird im Folgenden von Übersprechen gesprochen.

Das Kapitel gliedert sich basierend auf den drei MIMO-Anwendungen in drei Unterkapitel. Im ersten Abschnitt werden experimentelle Ergebnisse zur Untersuchung eines Modenselektiven Ansatzes innerhalb eines MMF-Systems untersucht. Daran anschließend wird eine MISO-Anwendungsmöglichkeit innerhalb eines SMF-Systems diskutiert.

Im zweiten Abschnitt wird ein 2x2 Übertragungssystem mit MGDM über MMF untersucht. Dabei wird zuerst ein System bei einer Gesamtdatenrate von 21,4 Gb/s beleuchtet, welches durch Modendispersion und Übersprechen limitiert ist. Im zweiten Schritt wird untersucht, inwieweit sich das beschriebene System hinsichtlich Modendispersionseinfluss und Übersprechen optimieren lässt. Zusätzlich wird untersucht, ob MGDM über POF realisierbar ist.

Im dritten und letzten Abschnitt wird untersucht, ob die MGDM-Technik als MIMO-Ansatz mit mehrmodigen Lasern realisiert werden kann.

## 6.1 Selection-Combining in optischen Übertragungssystemen

In diesem Abschnitt werden sowohl experimentelle Ergebnisse für MMF-Systeme als auch Anwendungsmöglichkeiten in SMF-Systemen hinsichtlich der Diversitätsausnutzung mittels des Selection-Combining Ansatzes vorgestellt (Erklärung siehe Kapitel 4.4). Das Kapitel gliedert sich in zwei Abschnitte. Zuerst werden die Ergebnisse für die MMF-Übertragung dargestellt. Im zweiten Abschnitt des Kapitels werden mögliche Anwendungsgebiete für die SMF-Übertragung vorgestellt.

### 6.1.1 Selection-Combining in MMF-Systemen

Die generelle Idee des Selection-Combining -Ansatzes in MMF-Systemen besteht darin, dass nur ein Teil der angeregten und ausbreitungsfähigen Moden am Ende des Empfängers detektiert werden soll. Dies bedeutet, dass es sich somit streng genommen nicht um einen klassischen Selection-Combining Ansatz handelt, da mehr als nur eine Mode detektiert



wird.

In Abbildung 6.1 ist der generelle Aufbau zur Untersuchung der Modendispersion in einem MMF-System dargestellt. Das elektrische 10,7 Gb/s (inklusive FEC Standard Overhead) PRBS Signal wird mit Hilfe des MZMs auf das optische Laser Signal moduliert. Dieses wird zu Beginn über eine SMF übertragen, die mit einem Versatz von  $20 \mu\text{m}$  in die GI-MMF eingestrahlt wird. Damit wird erreicht, dass viele Moden angeregt werden und somit viel Modendispersion das Signal stört. Nach einer variablen Übertragungsstrecke von 100 m bis 300 m GI-MMF (Faser 1) wird auf der Empfangsseite das Signal mittels einer MMF (ohne Linse) detektiert, die auf einem Micropositionierer befestigt ist. Somit können unterschiedliche Bereiche der MMF und damit verbunden unterschiedliche angeregte Moden detektiert und selektiert werden. Das empfangene Signal wird mittels eines BER-Testers analysiert. Ziel des selektiven Empfangs soll die Reduzierung der Modendi-

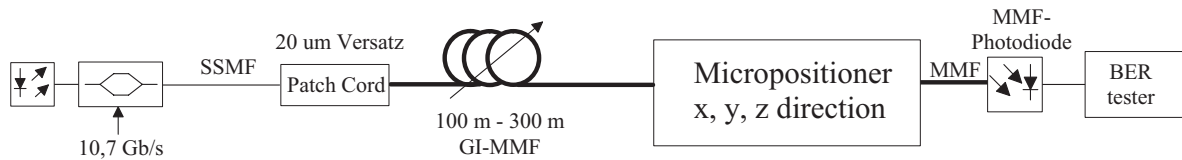


Abbildung 6.1: Experimenteller Aufbau zur Untersuchung des Selection-Combining Ansatzes in MMF-Systemen

spersion sein. In Abbildung 6.2 sind die experimentellen Resultate (BER über empfangene Eingangsleistung) für die Übertragung über 100 m (linke Graphik) und 200 m (rechte Graphik) GI-MMF aufgetragen. In der linken Graphik sind drei Kurven eingezeichnet,

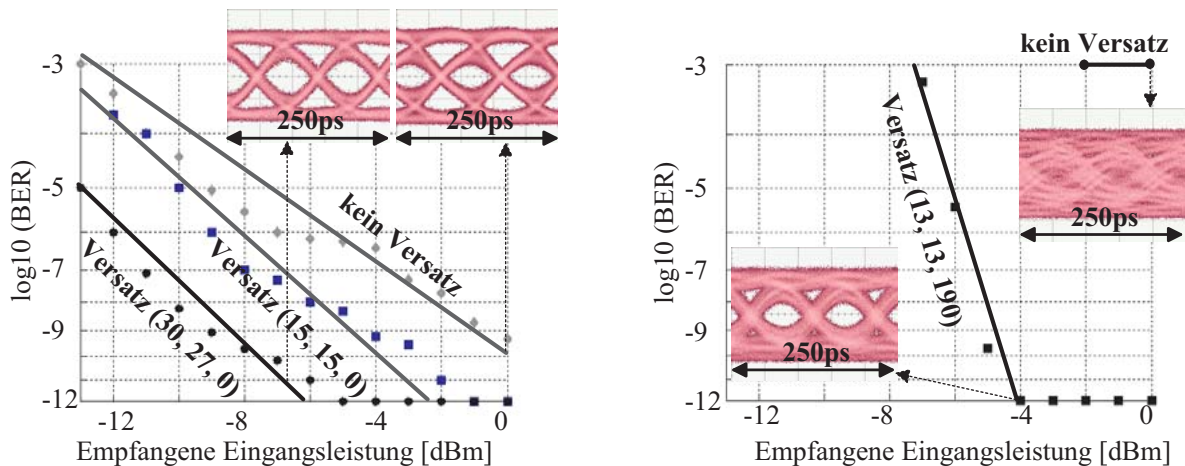


Abbildung 6.2: BER-Kurven für unterschiedliche Detektionspositionen und Längen der Faser: 100 m (links) und 200 m (rechts), 10,7 Gb/s

wobei „Kein Versatz“ für die Direktverbindung der MMF (ohne Micropositionierer) mit der MMF-Photodiode steht. Die anderen beiden Kurven repräsentieren die BERs für variable Versätze in Richtung der drei Koordinatenachsen ( $x, y, z$ ) in  $\mu\text{m}$ .  $z$  steht dabei für den Abstand zwischen der zur Übertragung genutzten MMF und der MMF auf dem

Micropositionierer, die mit der MMF-Photodiode verbunden ist. Es ist eine deutliche Verbesserung der Übertragungsqualität für einen Versatz von jeweils  $15 \mu\text{m}$  in x- und y-Richtung zu erkennen. Während für die Direktkonnektion die niedrigste BER bei  $10^{-10}$  und einer Eingangsleistung von 0dBm zu messen ist, wird durch den Versatz eine quasi fehlerfreie Übertragung von  $10^{-12}$  bei einer Eingangsleistung von -2dBm erreicht. Diese deutliche Verbesserung der Übertragungsqualität wird mit einem zusätzlichen Dämpfungsverlust (aufgrund des Versatzes) von nur 1 dB erkauft.

Eine noch deutlich verbesserte Übertragungsqualität wird erreicht, wenn mit einem Versatz von  $30 \mu\text{m}$  in x-Richtung und  $27 \mu\text{m}$  in y-Richtung detektiert wird. Für diesen Fall wird schon eine quasi fehlerfreie Übertragung bei einer Eingangsleistung von -5dBm erreicht. Jedoch ist bei diesem Versatz der zusätzliche Dämpfungsverlust von 7 dB zu kompensieren.

Für 200 m GI-MMF-Übertragung (Faser 1) werden noch deutlichere Gewinne mit Hilfe des Selection-Combining Ansatzes erzielt, da für die Direktkonnektierung nur BERs größer  $10^{-3}$  gemessen werden können. Durch einen Versatz von jeweils  $13 \mu\text{m}$  in x- und y-Richtung und einem Versatz von  $190 \mu\text{m}$  in z-Richtung wird hingegen eine fehlerfreie Übertragung schon für eine Eingangsleistung von -4dBm nachgewiesen. Dies wird ebenfalls an den zwei gezeigten Augendiagrammen sehr deutlich. Für die Direktkonnektierung ist der stark degradierende Effekt der Modendispersion sichtbar, während das Auge für den Selection-Combining Ansatz weit geöffnet ist. Die hierfür nötige zusätzliche Leistung liegt bei moderaten 4,3 dB. Für sehr geringe Abstände zwischen den beiden MMF (z-Richtung) ist keine fehlerfreie Übertragung möglich gewesen, sondern die niedrigste BER liegt bei ca.  $10^{-9}$ . Dieses Verhalten wird dadurch erklärt, dass durch größeren Abstand zwischen den MMFs der zu detektierende Strahl aufgeweitet wird und es somit zu einer zusätzlichen Modenselektion kommt. Dadurch wird der Einfluss der Modendispersion signifikant reduziert.

Des Weiteren werden Versuche mit einer Übertragungsstrecke über 300 m MMF gemacht. Die Ergebnisse sind für diesen Fall in Augendiagrammen in Abbildung 6.3 dargestellt, weil keine Fehlerfreien Messungen mehr durchgeführt werden konnten. In der linken Graphik

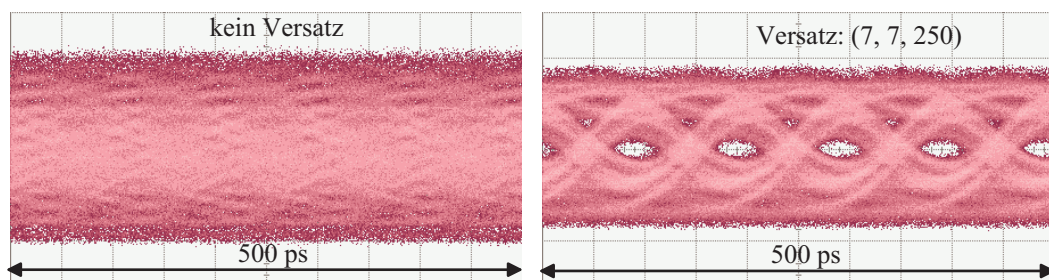


Abbildung 6.3: Augendiagramme für Direktkonnektierung (links) und Selection-Combining Ansatz (rechts) nach 300 m MMF-Übertragung bei 10 Gb/s

ist das Auge für den Direkttempfang aufgrund von Modendispersion vollkommen geschlossen. Im Gegensatz dazu ist in der rechten Graphik ein offenes Auge erkennbar, welches mit einem Versatz von jeweils  $7 \mu\text{m}$  in x- und y-Richtung und einem Versatz von  $250 \mu\text{m}$  in z-Richtung detektiert wird. Dennoch ist auch für diesen Fall eine starke Degradierung zu erkennen, die einer gemessenen BER von  $4 \cdot 10^{-4}$  entspricht. Dies bedeutet gleichzeitig,

dass mit dem Einsatz von FEC eine fehlerfreie Übertragung für die 300 m Strecke gewährleistet wird. Der Verlust für diesen Versatz beträgt 4 dB. Bei der Direktvernetzung ergibt sich eine BER von 0,5.

Es wird zusammengefasst, dass durch die Verwendung von Selection-Combining der Einfluss der Modendispersion in MMF-Systemen signifikant reduziert wird. Diese deutliche Systemverbesserung wird mit einem moderaten zusätzlichen Dämpfungsverlust erkauft.

### 6.1.2 Diversitätsgewinn mit MISO in SMF-Systemen

Im Gegensatz zu den vorgestellten experimentellen Ergebnissen für MMF-Systeme mit dem MISO-Ansatz werden für SMF-Systeme nur mögliche Anwendungsgebiete aufgezeigt. Grundsätzlich besteht die Möglichkeit für Diversitätsgewinne in SMF-Systemen, wenn die Übertragungsqualität durch PMD limitiert ist. In diesem Fall gibt es mehrere Möglichkeiten in Kombination mit dem Selection-Combining Ansatz die Ausfallwahrscheinlichkeit zu reduzieren. Am Beispiel einer Brücke soll die generelle Vorgehensweise verdeutlicht werden.

Es wird angenommen, dass die optische Faser an der Brücke befestigt ist, und somit Umwelteinflüssen wie Temperatur, Wind und Sonneneinstrahlung ausgesetzt ist (solche kurzen Streckenabschnitte werden als „Hinge“ bezeichnet, da sie primären Einfluss auf den Ausfall einer Strecke haben [79]). Dies beinhaltet, dass der Einfluss von PMD in Abhängigkeit der Zeit und der benutzten Wellenlänge stark variiert und somit zu Ausfällen der Strecke kommen kann [79]. Dies wird in Abbildung 6.4 verdeutlicht. In dieser dreidimen-

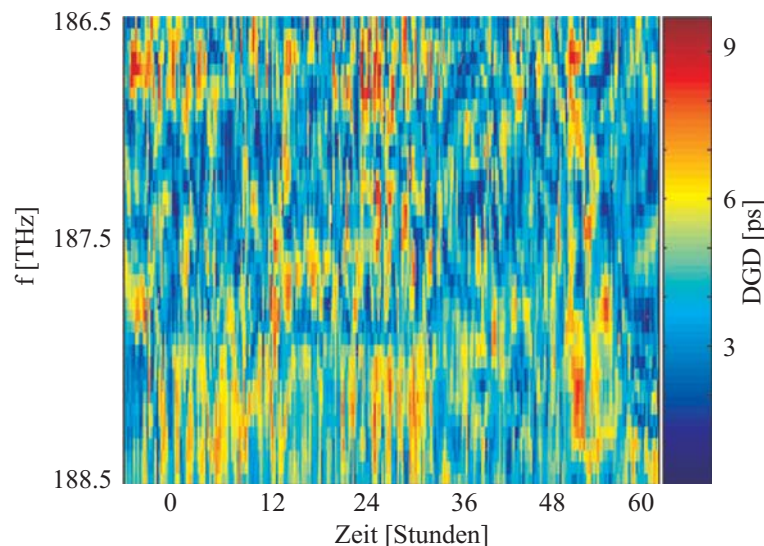


Abbildung 6.4: PMD Einfluss in Abhängigkeit der Zeit und der verwendeten Wellenlänge (aus [79])

sionalen Abbildung ist die DGD in Abhängigkeit der Wellenlänge über einen Zeitraum von 60 Stunden dargestellt. Es ist deutlich ersichtlich, dass die DGD sowohl stark von der Wellenlänge als auch von der Zeit abhängig ist. Des Weiteren ist zu erkennen, dass keine

eindeutige Periodizität über der Zeitachse zu erkennen ist.

Es würde sich daher lohnen, wenn auf diesen kurzen Strecken Möglichkeiten gefunden würden, um Diversitätsgewinne zu erzielen. Es werden in dieser Arbeit zwei MISO-Ansätze basierend auf Waveguide Multiplexing und der Selection-Combining Technik beleuchtet, die in Abbildung 6.6a, b dargestellt sind. Im Folgenden werden diese beiden Ansätze kurz beleuchtet. Daran anschliessend wird der Sender und Empfänger näher betrachtet.

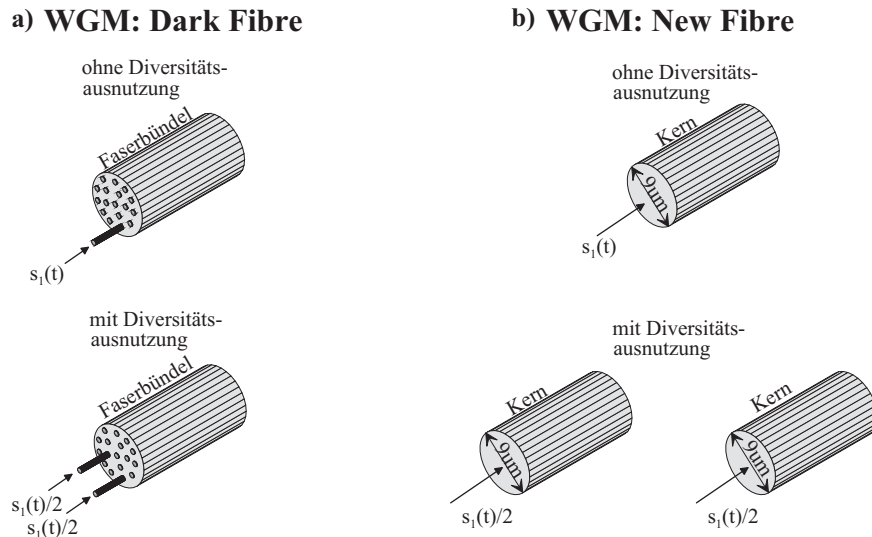


Abbildung 6.5: Mögliche MISO-Ansätze in PMD begrenzten SMF-Systemen

### Betrachtete WGM-Ansätze: „Dark Fibre“ und „New Fibre“

Beim WGM „Dark Fibre“ Ansatz werden ungenutzte Fasern in einem bereits verlegten Faserbündel benutzt. Damit ergibt sich die Möglichkeit das zu übertragende Signal auf mehreren Fasern zu übertragen, die variierende PMD-Charakteristika besitzen. Dadurch wird Diversität gewonnen, so dass am Ende der Übertragungsstrecke das Signal mit der besten SNR weiterverwendet wird. Dieser Ansatz besitzt jedoch den Nachteil, dass die Fasern den gleichen Umwelteinflüssen ausgesetzt sind und somit ähnlich auf diese reagieren könnten.

Beim WGM „New Fibre“ Ansatz wird eine weitere Faser installiert, die nicht den gleichen Umwelteinflüssen wie die erste Faser ausgesetzt ist. Ein Beispiel wären zwei Fasern, die auf unterschiedlichen Seiten der Brücke befestigt sind. Die gewonnene Diversität gegenüber dem Einfluss von PMD wird in diesem betrachteten Fall grösser als beim „Dark Fibre“ Ansatz, da die verlegten Fasern unterschiedlichen Umwelteinflüssen ausgesetzt sind.

### Sender- und Empfängeraufbau

Der angedachte Sender- und Empfängeraufbau für beide WGM-Ansätze ist in Abbildung 6.6 dargestellt.

Auf der Senderseite (6.6a) wird ein 3 dB Koppler verwendet, der das Eingangssignal in

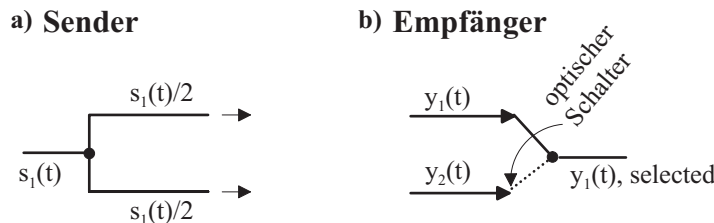


Abbildung 6.6: Sender- und Empfängeraufbau für die betrachteten WGM-MISO-Ansätze

zwei Ausgangssignale gleicher mit jeweils halbiertes Leistung aufspaltet. Die Ausgänge des Kopplers werden entweder mit den Fasern in einem Faserbündel (Dark Fibre Ansatz) und mit den zwei separat verlegten Fasern (New Fibre Ansatz) verbunden.

Auf der Empfängerseite (6.6b) wird die Selection-Combining Technik durch einen optischen Schalter realisiert. Dadurch wird ermöglicht, dass bei einem Signalausfall aufgrund des PMD-Einflusses zum anderen Ausgang geschaltet werden kann.

### Bewertung der WGM-Ansätze

Obwohl keine experimentellen und simulativen Untersuchungen für beide WGM-Ansätze gemacht werden, soll ein kurzer Vergleich zwischen diesen Ansätzen mittels einer allgemeinen Aufwand und Nutzen Analyse vorgenommen werden. Der Sender- und Empfängeraufbau bleibt von dieser Betrachtung ausgeschlossen, da er in beiden Fällen der Gleiche ist.

Der Dark Fibre Ansatz besitzt als Vorteil eine sehr einfache Realisierung, da keine weitere Installation (z.B. an einer Brücke) einer zusätzlichen Faser nötig ist. Daher werden sich die Investitionen für diesen Ansatz auf den Sender- und Empfängeraufbau beschränken. Als Nachteil dieses Ansatzes ist zu sehen, dass die Fasern in einem Faserbündel sehr ähnlichen Umwelteinflüssen ausgesetzt sind, so dass in diesem Fall die Diversität hinsichtlich des PMD-Einflusses als niedrig eingestuft wird.

Dagegen werden beim New Fibre Ansatz die höheren Investitionskosten für die Installation einer zusätzlichen Faser als Nachteil und die grössere Diversität hinsichtlich des PMD-Einflusses durch die unterschiedlichen Umwelteinflüsse auf die Fasern als Vorteil gewertet. Für zwei vollständig unkorrelierte PMD-Einflüsse würde sich somit die Ausfallwahrscheinlichkeiten des Gesamtsystems signifikant reduzieren.

## 6.2 Mode Group Diversity Multiplexing (MGDM) mit SMF-Demultiplexing über MMF

In diesem Unterkapitel werden die experimentellen Ergebnisse des MIMO-Ansatzes basierend auf der MGDM-Technik vorgestellt. Das grundsätzliche Prinzip der MGDM-Technik als optisches MIMO-System wurde in Kapitel 4.2.1 beschrieben. In diesem Abschnitt werden die Ergebnisse für 2x2 MIMO-Systeme basierend auf MGDM vorgestellt. Die Intention besteht in erster Linie darin zu prüfen, ob eine experimentelle Realisierung des MGDM-Ansatzes über Strecken bis 300 m GI-MMF möglich ist. In weiteren Schritten wird untersucht, inwieweit die MIMO-Technik robust gegenüber Fasereinflüssen ist. Als erster Schritt wird hierfür das Übersprechen zwischen den Kanälen in einem 2x2 MIMO-System mit einer Gesamtdatenrate von 21,4 Gb/s untersucht. Abschließend wird untersucht, ob MGDM ebenfalls über POF angewendet werden kann.

### 6.2.1 Übersprechen zwischen den Kanälen in einem 2x2 MIMO-System mit 21,4 Gb/s

Der limitierende Effekt des Übersprechens<sup>2</sup> zwischen den beiden sich ausbreitenden Signalen auf der GI-MMF wird mit dem experimentellen Aufbau untersucht, der in Abbildung 6.7 dargestellt ist. Es wird ein DFB Laser mit einer Trägerwellenlänge  $\lambda_T=1540\text{nm}$  be-

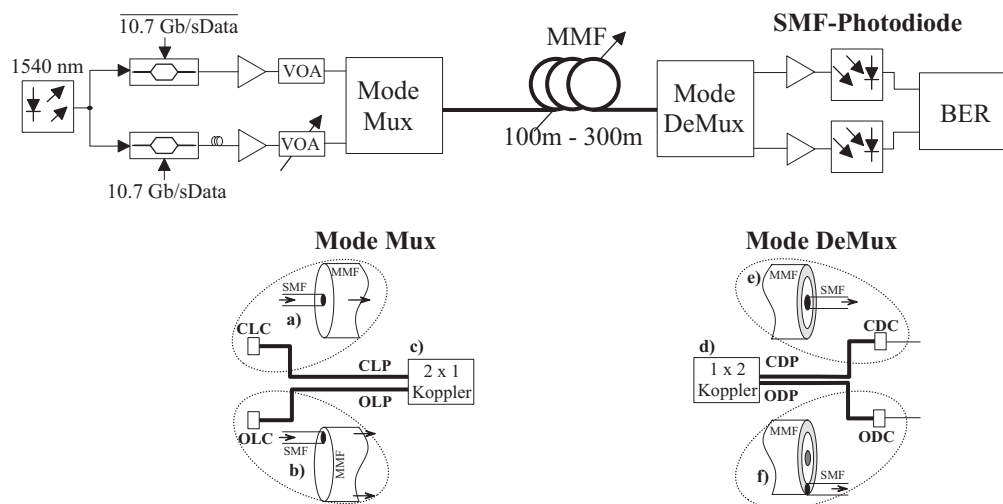


Abbildung 6.7: Experimenteller Aufbau zur Untersuchung des Übersprechens im 2x2 MIMO-System mit variabler Eingangsleistung und variabler Länge

nutzt, dessen Licht in zwei unterschiedliche Pfade aufgespalten wird. Diese waren jeweils mit einem MZM verbunden, die mit zwei zueinander invertierten PRBS Folgen (Länge

<sup>2</sup>Es wird unter diesem Begriff das kombinierte Auftreten von Modenkopplung, Modenkonzersion und Modenrauschen verstanden.

$2^{31} - 1$ ) mit jeweils 10,7 Gb/s angesteuert werden. Danach werden beiden Signale mit Hilfe von unterschiedlichen Weglängen voneinander dekorreliert, von EDFAs verstärkt und von variablen optischen Dämpfungsgliedern (variable optical attenuator (VOA)) gedämpft. Die eigentliche Realisierung des Modenmultiplexens ist in Abbildung 6.8 a-c verdeutlicht. Die CLP wird durch eine direkte Konnektierung von einer SMF auf eine MMF realisiert. Die OLP mit einem Versatz von  $20 \mu\text{m}$  wird durch ein Patchcord mit  $20 \mu\text{m}$  Versatz realisiert. Zum Multiplexen dieser beiden Signale wird ein modenerhaltenden Koppler (siehe Kapitel 4.2.1) verwendet.

Diese gemultiplexten Signale werden anschließend gemeinsam über die GI-MMF (Faser 1) mit variabler Länge übertragen.

Auf der Empfängerseite werden die beiden Signale gedemultiplext (siehe hierzu Abbildung 6.8 d-f), indem im ersten Schritt das übertragene Signal mittels eines weiteren modenerhaltenden Kopplers in zwei Stränge aufgeteilt wird. Das CLP-Signal wird mit Hilfe einer Direktkonnektierung von MMF auf SMF („Center Detection Position“, CDP) detektiert. Das OLP-Signal wird mit einem festen Versatzstück (Auskopplung von MMF auf SMF) von  $20 \mu\text{m}$  („Offset Detection Position“, ODP) detektiert. Anschließend werden die Signale im optischen Bereich (EDFA) verstärkt, mit einer SMF-Photodiode empfangen und mittels eines BER-Testers analysiert.

Es war mit dieser Faser nicht möglich, das Übersprechen von CLP auf das OLP eingestrahle Signal zu untersuchen, da dieses zu stark durch den Einfluss der Modendispersion und Übersprechen beeinträchtigt wird. Daher werden in diesem Abschnitt nur Ergebnisse vorgestellt, die das Übersprechen des OLP-Signals auf das CLP-Signal berücksichtigen (Der Einfluss von CLP- auf OLP-Signale wird in Abschnitt 6.2.2 untersucht). Die erzielten Ergebnisse sind in Abbildung 6.8 dargestellt. Dabei wird die BER über der Toleranz von Amplitudenabweichungen (siehe Kapitel 3.4.3) aufgetragen. In Abbildung 6.8a sind

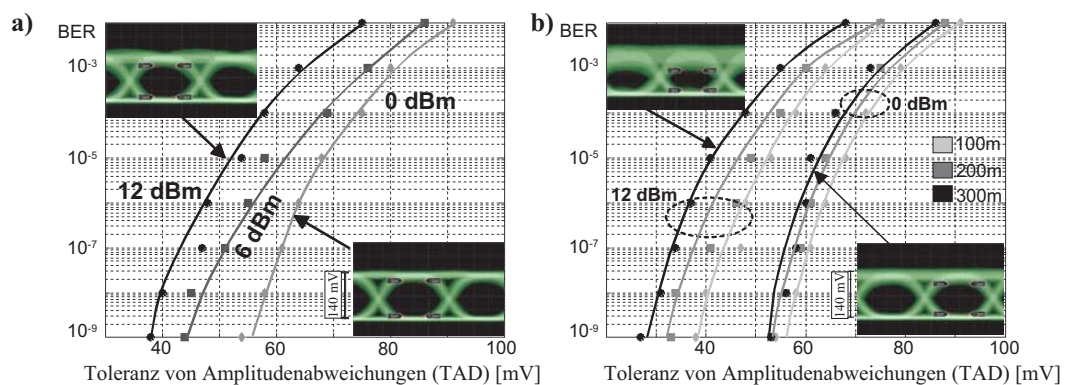


Abbildung 6.8: Experimenteller Ergebnisse zur Untersuchung des Übersprechens in einem 2x2-MGDM System mit MMF (Faser 1) bei 10,7 Gb/s; a) mit variabler Eingangsleistung im OLP-Signal (von 0dBm bis 12dBm) über 100 m; b) variable Eingangsleistung beim OLP und variable Übertragungsstrecke (100 m bis 300 m)

die Ergebnisse für eine Übertragungsstrecke von 100 m GI-MMF, eine konstante Leistung von 0dBm im CLP-Kanal und variablen Eingangsleistungen (0dBm, 6dBm und 12dBm) im OLP-Kanal dargestellt. Dabei besitzen die drei Kurven den gleichen Verlauf, nämlich Wasserfallartige Kurven von hohen TAD-Werten (Erklärung siehe Kapitel 3.4.3) für große

BERs hin zu kleineren TAD-Werten für kleine BERs. Für eine quasi fehlerfreie Übertragung bei einer BER von  $10^{-9}$  kann noch eine TAD von 55 mV bei 0dBm, 45 mV bei 6dBm und 38 mV bei 12dBm Eingangsleistung im OLP-Kanal toleriert werden. Der „Peak to Peak“ Wert beim ungestörten Augendiagramm liegt bei 140 mV. Es ist somit eine Degradation der Übertragungsqualität aufgrund von Übersprechen zu erkennen, jedoch ist eine fehlerfreie Übertragung auch bei vergleichbar hohen Leistungen im OLP-Kanal gewährleistet.

In Abbildung 6.8b sind die Ergebnisse für variable Eingangsleistungen (0dBm und 12dBm) im OLP-Kanal und variable Streckenlängen (100 m - 300 m) dargestellt. Grundsätzlich besitzen alle sechs Kurven wiederum den oben beschriebenen Wasserfallartigen Verlauf. Bei einer Eingangsleistung von 0dBm im OLP-Kanal ist kein signifikanter Unterschied zwischen den drei Kurven für 100 m, 200 m und 300 m zu erkennen. Die TADs liegen alle ungefähr bei einem Wert von 55 mV. Bei einer Eingangsleistung von 12dBm ist hingegen ein deutlicher Unterschied hinsichtlich der TADs für die verschiedenen Übertragungstrecken erkennbar. Dabei wird für 100 m Übertragung ein TAD von 38 mV und 300 m Übertragung ein TAD von 28 mV bestimmt. Des Weiteren ist dem Augendiagramm für eine Eingangsleistung von 12dBm und einer Übertragungstrecke von 300 m zu entnehmen, dass der 1-Level deutlich aufgeweitet ist, während der 0-Level sehr schmal ist. Aufgrund dieser Tatsache könnte daraus geschlossen werden, dass der Einfluss des Modenrauschens deutlich stärker als der Einfluss der Modenkopplung ist. Eine genauere Analyse hierzu wird in Kapitel 7 vorgestellt.

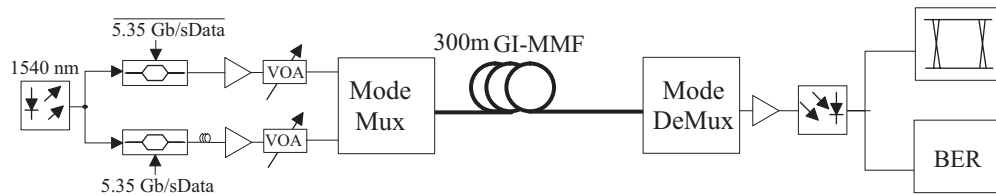
Diese Ergebnisse lassen folgende Rückschlüsse für den Einfluss des Übersprechens in einem 2x2 MGDM-Übertragungssystem mit MMF als Übertragungstrecke zu. Selbst bei sehr hohen Leistungswerten im OLP-Kanal ist eine fehlerfreie Übertragung im CLP-Kanal möglich. Die Degradation ist dabei in erster Linie von der Leistung abhängig. Erst für sehr hohe Leistungen im OLP-Kanal wirkt sich eine längere Übertragungstrecke zusätzlich negativ auf das Übertragungsverhalten aus. Nichts desto trotz muss gesagt werden, dass mit diesem Aufbau keine eindeutige Aussage zur Realisierbarkeit des 2x2 MIMO-Systems basierend auf dem MGDM-Ansatz getroffen werden kann, da das OLP-Signal aufgrund von Modendispersion und dem Einfluss des Übersprechens nicht analysiert werden konnte. Daher wird im Folgenden die Datenrate für MMF-Übertragungen halbiert und das System hinsichtlich des Einflusses von Modenrauschen optimiert. Die Ergebnisse hinsichtlich der Einflüsse von Modendispersion und Übersprechen des optimierten Systems werden im folgenden Kapitel vorgestellt.

## 6.2.2 Quantitative Untersuchung des optimierten 2x2 MGDM-Systems

In Abbildung 6.9 ist der experimentelle Aufbau für das optimierte 2x2 MGDM-System bei einer Gesamtdatenrate von 10,7 Gb/s dargestellt. Unter optimiert wird verstanden, dass sowohl der Einfluss der Modendispersion und der Einfluss des Übersprechens verringert wird. Dies wird in erster Linie durch die Halbierung der Datenrate (d.h. Halbierung des Einflusses der Modendispersion) sowie durch den Einsatz von Polarisationsstellern und eines Micropositioners (Reduzierung des Einflusses von Übersprechen) erreicht. Die genaue Realisierung wird anhand der folgenden Abbildung erläutert.



Grundsätzlich wird der gleiche Transmitteraufbau wie in Abschnitt 6.2.1 bei der halbier-



**Optimierung 1:  
Polarisationssteller**

**Optimierung 2:  
Micropositionierer**

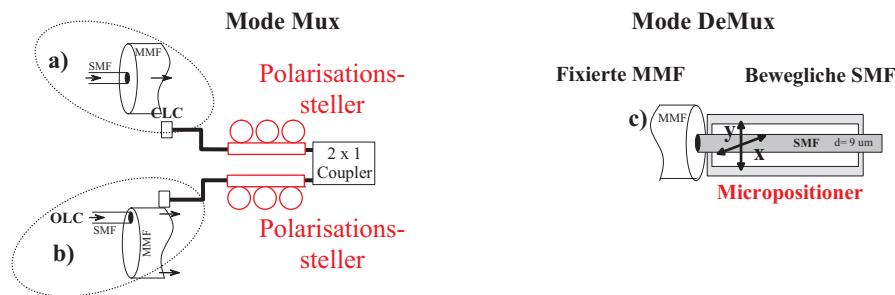


Abbildung 6.9: Experimenteller Aufbau des optimierten (Datenrate 5,35 Gb/s in jedem Strang, Polarisationssteller vor Kopplung, Detektion mittels Micropositionierer) 2x2 MGD-Systems bei einer Gesamtdatenrate von 10,7 Gb/s

ten Datenrate verwendet. Die Optimierung hinsichtlich des Einflusses des Übersprechens wird sowohl auf der Senderseite als auch auf der Empfängerseite realisiert. Auf der Senderseite wird vor dem modenerhaltenden Koppler jeweils ein Polarisationssteller für die zwei unterschiedlich eingestrahlichten Signale im MMF-Bereich eingesetzt (siehe rote Polarisationssteller in Abbildung 6.9: Optimierung 1). Mit Hilfe dieser Polarisationssteller kann sowohl die Polarisationsrichtung der ausbreitungsfähigen Moden als auch die Intensitätsverteilung am Ende der Faser verändert werden.

Des Weiteren wird auf der Empfängerseite zusätzlich ein Micropositionierer verwendet. Dabei wird die MMF fest auf diesem montiert, während die zur Detektion genutzte SMF variabel in  $x$ - und  $y$ -Richtung verschoben werden kann. Durch diesen Aufbau werden unterschiedliche Punkte auf der Endfläche der MMF mit der beweglichen SMF detektiert (siehe Abbildung 6.9: Optimierung 2). Dies ermöglicht die bessere Trennung dieser zwei unterschiedlichen Signale. Aufgrund der niedrigen empfangenen Leistung wird das detektierte optische Signal mit einem EDFA verstärkt, bevor es mit Hilfe des Oszilloskopes und des BER-Testers analysiert wird. Durch die Kombination einer optimalen Polarisationsrichtung auf der Senderseite mittels Polarisationssteller und optimaler Detektionspunkte am Ende der Übertragungsstrecke mittels des Micropositionierers gelingt es den Einfluss des Übersprechens zu minimieren. Die Erklärung hierzu wird in Kapitel 7 vorgestellt.

Als Übertragungsstrecke werden zwei verschiedene Fasern (Faser 1 und Faser 2) mit jeweils 300 m Länge in diesem Versuch untersucht.

Die Experimente mit optimierten 2x2 Systems teilen sich in zwei Abschnitte auf. Im Ersten wird nachgewiesen, dass mit Hilfe des gewählten Aufbaus der Einfluss von Modendispersion und Übersprechen effektiv reduziert wird, so dass eine 2x2 MGD über

Faser 1 (Faserdurchmesser:  $62,5\mu\text{m}$ ) realisiert werden kann. Im zweiten Abschnitt wird für Faser 2 detailliert untersucht, wie stark das Übersprechen zwischen den beteiligten Signalen ist.

### Modendispersionseinfluss und Übersprechen bei $2 \times 5,35$ Gb/s MGDM über Faser 1

Innerhalb dieses Unterabschnitts liegt das Hauptaugenmerk auf der Analyse des Einflusses von Modendispersion und Modenrauschen innerhalb des  $2 \times 5,35$  Gb/s MGDM-Systems mit Faser 1 (Die Eingangsleistung beträgt für das CLP-Signal 0dBm und für das OLP-Signal 9dBm). Hierzu werden folgende zwei unterschiedliche Bereiche auf der Faserstirnfläche gewählt, die mit Hilfe des Micropositioners angefahren werden können:

- Bereich 1: Zentraler Detektionspunkt ( $0\mu\text{m}$  Versatz),
- Bereich 2: Dezentraler Detektionspunkt (ca.  $20\mu\text{m}$  Versatz).

Die Detektion der Signale wird mit einer auf dem Micropositioner befestigten SMF realisiert.

In Abbildung 6.10 sind zwei Augen dargestellt, die nach Übertragung über 300 m Faser 1 im Bereich 1 und Bereich 2 detektiert werden. Anhand der zwei geöffneten Augen in den

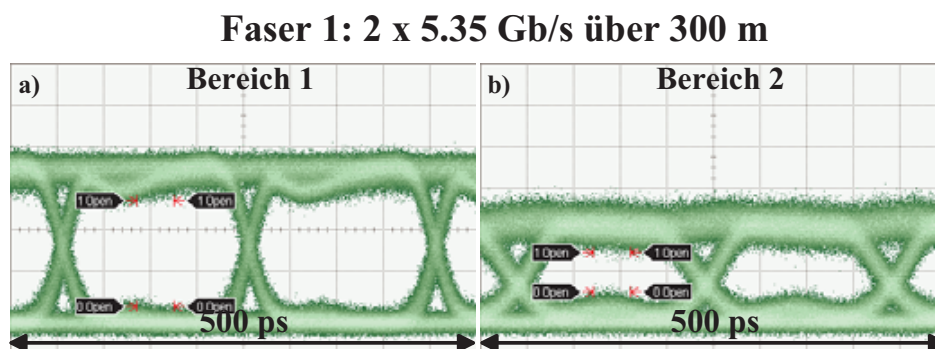


Abbildung 6.10: a) Gewählte Detektionsbereiche 1 und 2, die mit Micropositioner angefahren werden; Detektierte Augendiagramme (b: Bereich 1; c: Bereich 2) nach  $2 \times 2$  MIMO Übertragung mit Gesamtdatenrate von  $10,7$  Gb/s über  $300$  m Faser 1

Augendiagrammen sowie einem wenig aufgeweiteten 1-Level in Abbildung 6.10b ist zu entnehmen, dass das  $2 \times 2$  MGDM-System eine akzeptable Übertragungsqualität ohne zu starken Einfluss von Übersprechen und Modendispersion besitzt. Dennoch ist zu erkennen, dass das im Bereich 2 empfangende OLP-Signal trotz der höheren Eingangsleistung eine kleinere Empfangsamplitude als das im Bereich empfangene CLP-Signal besitzt<sup>3</sup>. Diese

<sup>3</sup>Bei diesen Messungen wird mittels kurzer PRBS Sequenzen (siehe hierzu Abbildung 4.8) immer verifiziert, dass wirklich zwei unterschiedliche Signale übertragen werden.

Tatsache wird damit erklärt, dass sich die Gesamtleistung der Moden höherer Ordnung über eine grössere Fläche im Vergleich zu den Moden niedriger Ordnung (konzentriert im Zentrum) verteilt. Durch die Verwendung einer gleich großen Detektionsfläche (SMF) in Bereich 1 als auch Bereich 2 wird somit ersichtlich, dass eine geringere Amplitude im Bereich 2 detektiert wird.

Zusammenfassend wird der geringe Einfluss der Modendispersion und des Übersprechens im betrachteten 2x2 MGD-System durch folgende drei Systemaspekte erklärt:

1. Halbierte Datenrate,
2. Selektiver Empfang,
3. Einsatz der Polarisationssteller.

Der geringe Einfluss der Modendispersion ist durch die halbierte Datenrate sowie den selektiven Empfang weniger Modengruppen zu erklären. Der geringe Einfluss des Übersprechens wird durch den Einsatz des Polarisationsstellers detailliert in Kapitel 7 erläutert. Im nächsten Schritt wird untersucht, inwiefern sich das Übersprechen in einem 2x2 MGD-System mit einer Gesamtdatenrate von 10,7 Gb/s bei Verwendung von Faser 2 mit einem kleinen 50  $\mu\text{m}$  Kerndurchmesser auswirkt.

### Übersprechen im 2x2 System mit 50 $\mu\text{m}$ Kerndurchmesser

Zur Untersuchung des Übersprechens mit Faser 2 werden im ersten Schritt die Intensitätsverteilungen für die unterschiedlichen Einstrahlpositionen gemessen. Für die CLP-Einstrahlung ist eine hohe Konzentration der Intensität im Zentrum des Kerns (siehe Abbildung 6.11 a) nach 300 m GI-MMF-Übertragung zu erkennen. Dem gegenüber ist eine „Donut“-Form für die OLP-Einstrahlung mit einem Versatz von 20  $\mu\text{m}$  (siehe Abbildung 6.11 b) nach 300 m GI-MMF zu sehen. Dies bedeutet, dass die Intensitätsverteilungen über eine Strecke von 300 m GI-MMF mit einem relativ kleinen Kerndurchmesser erhalten bleiben. Zusätzlich sind in die im Bereich 1 und Bereich 2 (siehe Abbildung 6.10a) detektierten Augendiagramme in Abbildung 6.11 c, d dargestellt. Es ist ein kaum degradiertes Auge im Kern des Zentrums (Bereich 1) zu erkennen, während das im Bereich 2 detektierte Augendiagramm eine deutlich geringere Augenöffnung besitzt. Zusätzlich ist ein leicht aufgeweiteter 1-Level zu erkennen. Die Aufweitung des 1-Levels wird mit einem erhöhten Einfluss von Übersprechen des CLP-Signals ins OLP-Signal erklärt. Diese Vermutung wird mit BER Messungen qualitativ untersucht. In Abbildung 6.12a sind vier BER-Kurven über der empfangenen Eingangsleistung aufgetragen. In grau bzw. schwarz sind dabei die Signale dargestellt, die im Zentrum bzw. im äußeren Bereich des Kerns empfangen werden. Die durchgezogenen Linien entsprechen der 2x2 MIMO-Übertragung während die gestrichelten Linien der 1x1 Übertragung bei einer Datenrate von 5,35 Gb/s entsprechen. Letztere werden als Referenzwerte verwendet, um die Degradation zu bestimmen. Es ist zu erkennen, dass die Referenzkurven sehr nah beieinander liegen, wobei die OLP-Kurve eine um 1 dB schlechtere Übertragungsqualität aufweist.

Für das 2x2 System ist hingegen eine deutliche Abweichung der Kurven zu erkennen.

## Faser 2: 2 x 5.35 Gb/s über 300 m

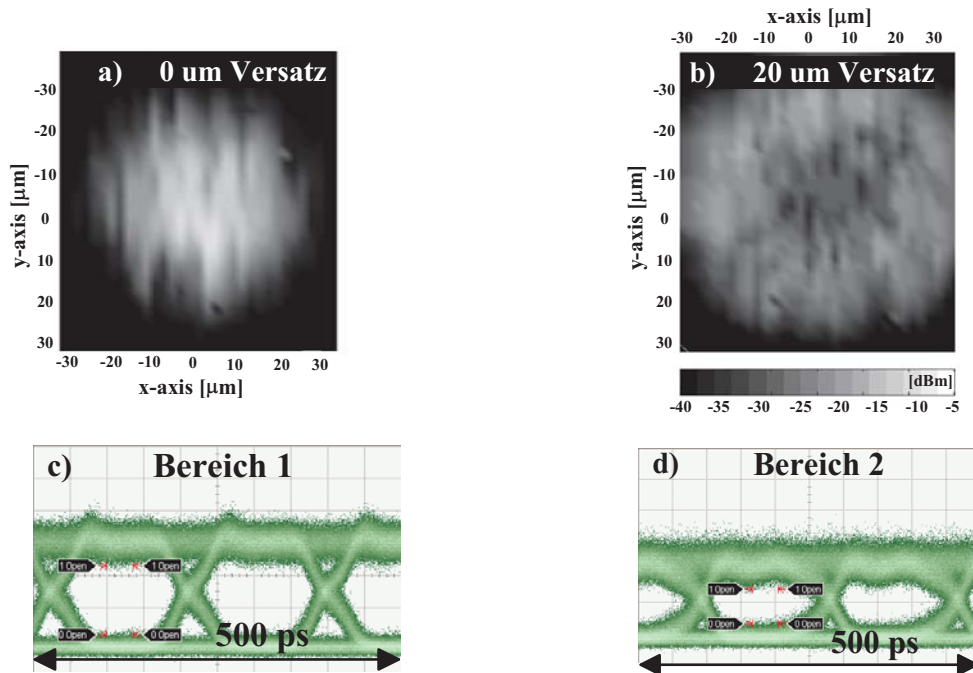


Abbildung 6.11: Intensitätsverteilung (bei Anregung mit einem DFB-Laser) nach 300 m GI-MMF-Übertragung (Faser 2) für a) CLP- und b) OLP-Einstrahlung; c) empfangenes Augendiagramm im Zentrum der Faser (Bereich 1) gemessen und d) mit einem Versatz von 20  $\mu\text{m}$  (Bereich 2) gemessen

Das CLP-Signal verschlechtert sich sehr wenig (0.5  $\text{dB}$ ) während sich das OLP-Signal um 6  $\text{dB}$  verschlechtert. Dies deutet auf einen signifikanten Einfluss des kopropagierenden CLP-Signals hin. Dieser sollte verringert werden, wenn die Leistungsdifferenz zwischen den beiden eingestrahlten Signalen verändert wird. Daher werden im Folgenden Versuchsschritt unterschiedliche Leistungsdifferenzen  $\Delta P = (P_{OLP} - P_{CLP})$  untersucht. In Abbildung 6.12b sind die gemessenen Kurven für das OLP-Signal dargestellt. Dabei entspricht die schwarze Kurve den Werten aus Abbildung 6.12a. Es ist zu erkennen, dass sich die Degradation der OLP-Übertragungsqualität deutlich abschwächt. Dies wird mit dem gesteigerten Leistungseinfluss des OLP-Signals gegenüber dem CLP-Signal erklärt. Für  $\Delta P = 9 \text{ dB}$  liegt der Unterschied zum Referenzsignal nur noch bei 2  $\text{dB}$ . Für dieses Leistungsverhältnis ist immer noch eine fehlerfreie Übertragung des CLP eingestrahlten Signals zu erkennen, die jedoch degradiert ist.

Anhand dieser Ergebnisse wird gezeigt, dass eine optische MIMO-Übertragung basierend auf dem MGDMM-Ansatz möglich ist. Der große degradierende Einfluss des CLP-Signals auf das OLP-Signal liegt darin begründet, dass sich die Energie des OLP-Signals über eine größere Fläche innerhalb der MMF verteilt und nur mit einer sehr kleinen Fläche punktuell detektiert wird. Damit ist verbunden, dass das CLP-Signal einen größeren störenden Einfluss auf das OLP-Signal besitzt.

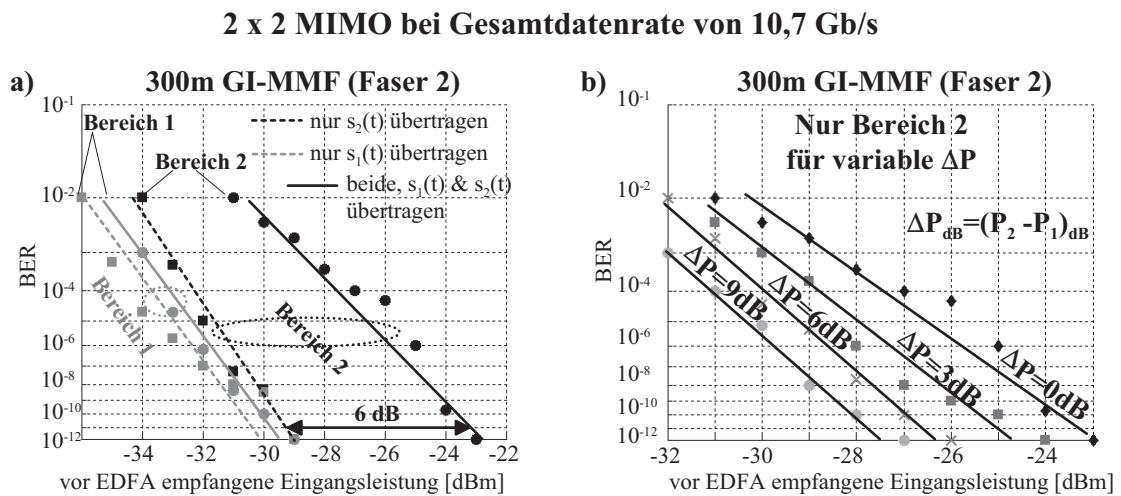


Abbildung 6.12: BER Kurven nach 300 m GI-MMF-Übertragung für gleiche Eingangsleistungen (linke Abbildung) und variable Eingangsleistungen (rechte Abbildung)

### 6.2.3 Realisierbarkeit der MGDM-Technik über GI-POF

Nach der erfolgreichen Realisierung der MGDM-Technik über MMF wird in diesem Kapitel experimentell untersucht, ob dieser Ansatz ebenfalls über GI-POF genutzt werden kann. Dabei wird das CLP-Signal mit 6 dBm und das OLP-Signal mit 12 dBm in die Faser eingestrahlt.

Es wird der gleiche optimierte experimentelle Aufbau wie in Abbildung 6.9 benutzt. Jedoch wird anstatt MMF eine 10 m lange GI-POF (Fluorierte Plastikfaser, PF-POF) mit einem Kerndurchmesser von  $62,5 \mu\text{m}$  als Übertragungsstrecke verwendet. Die Gesamtdatenrate wird zu 21,4 Gb/s (dies beinhaltet somit einen Standard FEC Overhead von 7 %) gewählt<sup>4</sup>.

Die generelle Frage besteht darin, ob der MGDM-Ansatzes über POF realisiert werden kann, da dieses Übertragungsmedium stärker als MMF durch Modenkopplung und Modenkonzersion gekennzeichnet ist [8]. Eine zu starke Beeinflussung dieser Effekte würde dazu führen, dass auf der Empfängerseite keine Trennung (aufgrund der unterschiedlichen Leistungsverteilungen) der Signale mehr möglich ist. Um dieser Fragestellung nachzugehen, werden zu Beginn der Messungen die Leistungsverteilungen über dem Querschnitt zuerst hinter dem modenerhaltenden Koppler (d.h. 1 m MMF) und daran anschließend nach 10 m GI-POF-Übertragung gemessen. Dafür wird die auf dem Micropositioner befestigte Standard-SMF mit einem optischen Leistungsmessgerät verbunden. Die Leistungsverteilungen werden erstellt, indem der Faserquerschnitt in Schritten von  $1 \mu\text{m}$  gescannt wurde. Dies bedeutet, dass jede Messung aus 3600 Messpunkten besteht, die in Abbildung 6.13 dargestellt sind. Auf der linken Seite sind die Verteilungen für die separate Einstrahlung mit CLP nach dem modenerhaltenden Koppler (Abbildung 6.13 a) und nach 10 m GI-POF (Abbildung 6.13c) dargestellt. Es ist für beide Fälle eine hohe Intensität im Faserkern zu erkennen. Dies entspricht ebenfalls der Theorie, die besagt, dass die Moden

<sup>4</sup>Die erhöhte Datenrate wird verwendet, weil der Einfluss der Modendispersion aufgrund der kurzen Übertragungsstrecke sehr gering ist.

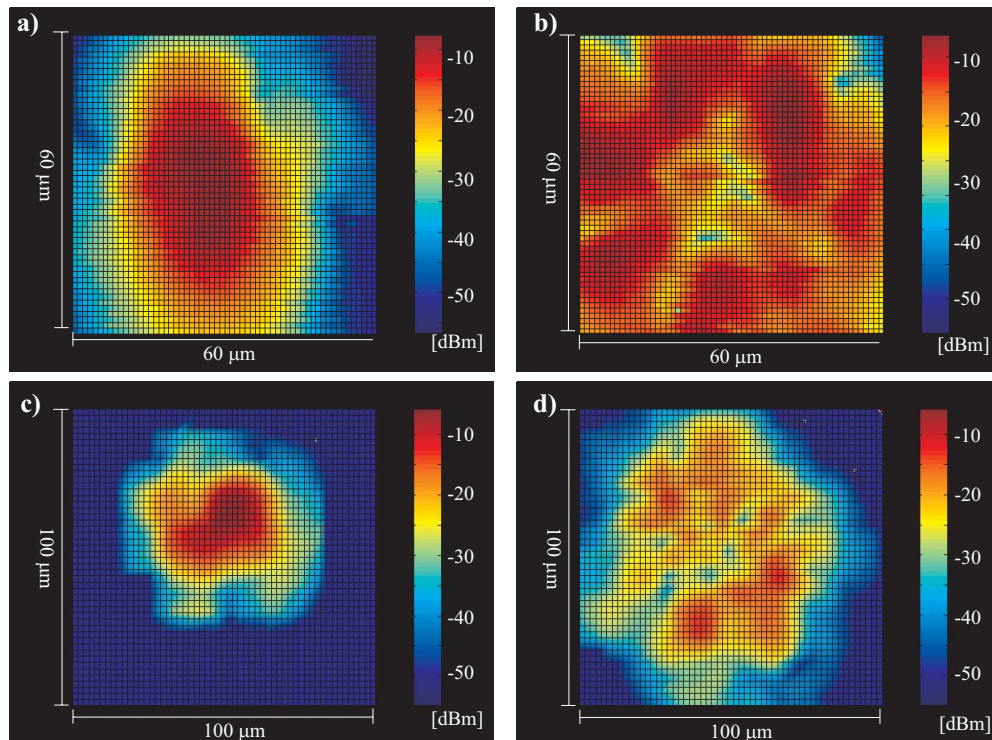


Abbildung 6.13: Leistungsverteilung nach 1 m MMF-Übertragung für CLP (a) und OLP (b) sowie nach 10 m GI-POF für CLP (c) und OLP (d) für 2x2 MGDM-System (CLP- und OLP-Anregung)

niedrigster Ordnung hauptsächlich im Zentrum des Kern übertragen werden. Aufgrund dieser Ergebnisse wird geschlossen, dass zumindest die Moden niedriger Ordnung auch über die Strecke von 10 m POF hauptsächlich im Kernzentrum propagieren. Für die separate Einstrahlung der OLP mit  $20 \mu\text{m}$  Versatz ist nach dem Koppler eine eindeutige Leistungskonzentration in den äußeren Bereichen der MMF zu erkennen (Abbildung 6.13 b). Dies entspricht ebenfalls der Theorie, da durch den Versatz Moden höherer Ordnung angeregt werden und diese im äußeren Bereich nahe der Kern-Mantel-Grenze propagieren. Nach 10 m Übertragung ist immer noch grundsätzlich die gleiche Verteilung zu erkennen (Abbildung 6.13 d). Dennoch ist eine etwas gleichmäßigere Leistungsverteilung über dem gesamten Faserquerschnitt zu sehen. Basierend auf diesen Ergebnissen erscheint es möglich, dass die MGDM-Technik ebenfalls auf GI-POF zu realisieren ist. Hinsichtlich dieser Untersuchungen werden auf der Empfängerseite mit Hilfe des Micropositioners 9 unterschiedliche Positionen angefahren, die in Abbildung 6.14 dargestellt sind. Der erste Detektionspunkt liegt im Zentrum des Kerns. Die weiteren Punkte liegen kreisförmig um diesen im Abstand von  $25 \mu\text{m}$  angeordnet.

Im rechten Teil der Abbildung sind die detektierten Augendiagramme exemplarisch für die Detektionspunkte 1(a), 4(c), 8(d) und 9(b) dargestellt. Für alle Detektionspunkte werden weit geöffnete Augen detektiert, so dass von einer fehlerfreien Übertragung nach FEC Dekodierung ausgegangen werden kann<sup>5</sup>.

<sup>5</sup>Bei diesen Messungen wird mittels kurzer PRBS Sequenzen (siehe hierzu Abbildung 4.8) immer verifiziert, dass wirklich zwei unterschiedliche Signale übertragen werden.

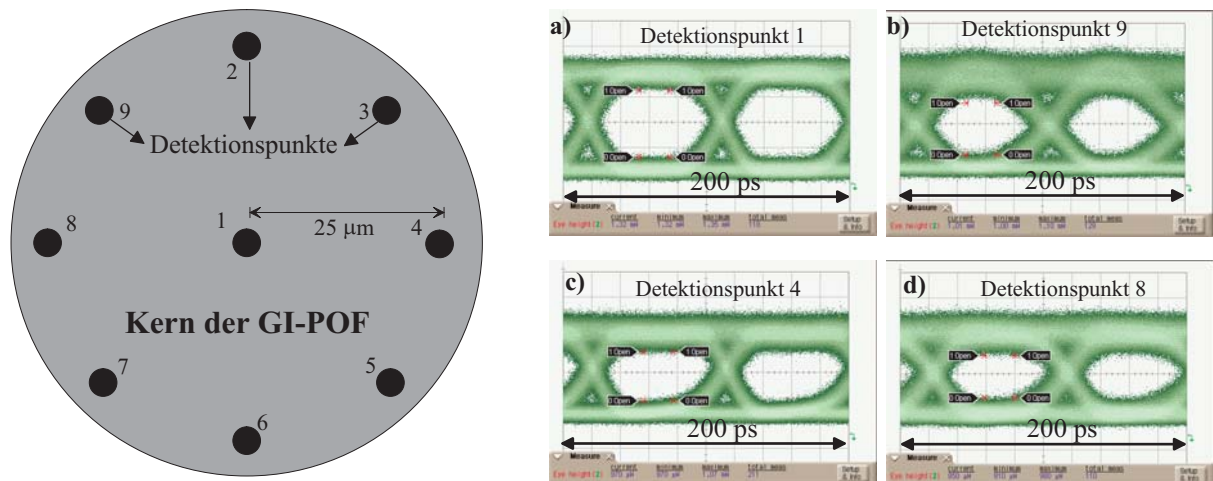


Abbildung 6.14: Unterschiedlich detektierte Punkte nach 10 m GI-POF-Übertragung und zugehörige Augendiagramme bei CLP- und OLP-Anregung

Mit Hilfe dieser Messergebnisse wird somit gezeigt, dass der MGDM-Ansatz ebenfalls auf der POF realisiert werden kann. Im nächsten Kapitel wird untersucht, ob dieser Ansatz ebenfalls mit einem Mehrmoden-VCSEL bei 10 Gb/s realisiert werden kann.

### 6.3 Realisierbarkeit der MGDM-Technik mit Mehrmodenlasern

Zur Beschreibung des Einflusses der Lichtquelle wird auf die Erklärungen in Kapitel 3.1.1 zurückgegriffen, indem die unterschiedlichen Spektren des Einmodenlasers und des VCSELs dargestellt sind. Der Einmodenlaser besitzt nur ein Maximum bei einer bestimmten Wellenlänge während der VCSEL durch mehrer Maxima bei unterschiedlichen Wellenlängen gekennzeichnet ist. Dies bedeutet, dass der VCSEL neben der Grundmode ebenso Moden höherer Ordnung aussendet<sup>6</sup>. Um die Leistung dieser angeregten Moden höherer Ordnung ebenfalls für eine optische Nachrichtenübertragung zu nutzen, ist der Einsatz von MMF notwendig.

Zur Untersuchung von MGDM mit einem Mehrmodenlaser wird ein VCSEL bei einer Wellenlänge von 850nm verwendet, dessen breites Spektrum in Abbildung 3.2b dargestellt ist. Dabei wird das Licht des VCSELs direkt in eine MMF mit 50  $\mu\text{m}$  Durchmesser eingekoppelt. Somit kann der MGDM-Ansatz nur mit einer Faser realisiert werden, die einen deutlich größeren Kerndurchmesser besitzt, da ansonsten keine unterschiedlichen Moden den beiden Signalen zugeordnet werden könnten. Zur Realisierung des MGDM-Ansatzes mit dem VCSEL wird daher eine GI-POF (PF-POF) mit einem Kerndurchmesser von 125  $\mu\text{m}$  gewählt.

<sup>6</sup>Diese Tatsache leitet sich aus der Resonanzbedingung eines Lasers her. Aufgrund der Tatsache, dass jede Mode durch eine Ausbreitungskonste definiert ist, ist die Resonanzbedingung auch bei unterschiedlichen Wellenlängen erfüllt [16].

Der vollständige Nachweis des MGDM bei Verwendung eines VCSELS konnte leider nicht realisiert werden, da kein Koppler mit einem Kerndurchmesser von  $125\ \mu\text{m}$  zum Multiplexen beider Signale kommerziell erhältlich ist. Daher werden sich die weiteren Versuche in zwei Unterversuche aufteilen, die zeigen sollen, dass grundsätzlich MGDM mit einem Mehrmodenlaser und einer MMF Photodiode mit einem aktiven Kerndurchmesser von  $20\ \mu\text{m}$  möglich ist:

- Messung Augenöffnung und Dämpfung für variable Einkoppelversätze (Aufbau 1),
- Intensitätsverteilung am Faserende für variable Auskoppelversätze (Aufbau 2).

### Messaufbau 1

Die Messung der Augenöffnung und der Dämpfung wird für eine Faserstrecke von 20 m GI-POF durchgeführt. Der experimentelle Aufbau ist in Abbildung 6.17 dargestellt. Dabei

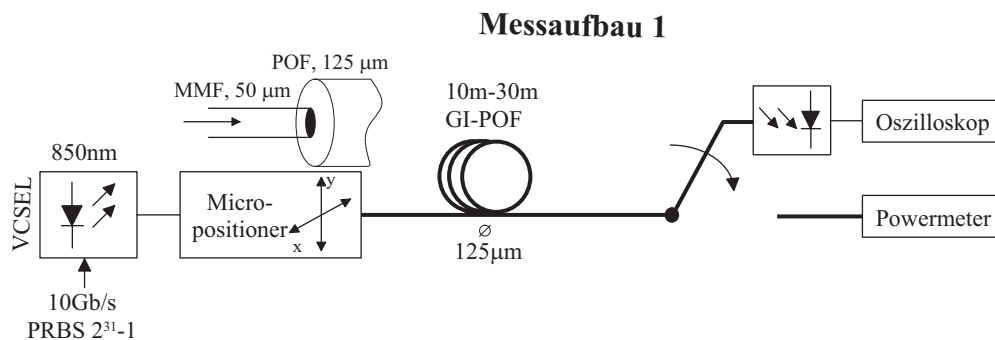


Abbildung 6.15: Experimenteller Aufbau zur Untersuchung der MGDM-Technik mit einem Mehrmodenlaser über GI-POF

wird der VCSEL direkt mit einem PRBS Signal der Länge  $2^{31} - 1$  und einer Datenrate von 10 Gb/s moduliert. Die unterschiedlichen Versätze werden mit Hilfe eines Micropositioners (von MMF ( $50\ \mu\text{m}$  Kerndurchmesser) auf POF ( $125\ \mu\text{m}$  Durchmesser)) realisiert. Zum einen wird nach 20 m POF-Übertragung die Augenöffnung mit Hilfe des Oszilloskops (nach Detektion mit MMF-Photodiode) und zum anderen die Leistung innerhalb der POF mit Hilfe eines optischen Leistungsmessgerätes gemessen. Die Detektionsfläche mit  $20\ \mu\text{m}$  der Photodiode ist dabei deutlich kleiner als die Detektionsfläche des Leistungsmessgerätes. Die Ergebnisse dieser Messungen sind in Abbildung 6.16 dargestellt. In der linken Graphik ist die Augenöffnung über dem eingestrahlt Versatz aufgetragen. Es ist zu erkennen, dass die Augenöffnung von 14 dB bei zentraler Einstrahlung auf 9 dB bei einem Versatz von  $30\ \mu\text{m}$  abnimmt (Photodiode dabei in zentraler Position). Des Weiteren sind für beide Einstrahlpositionen weit geöffnete Augen erkennbar, die ungefähr die gleiche Form besitzen. Daher wird davon ausgegangen, dass der Einfluss der Modendispersion gering ist und die Degradation hauptsächlich auf einem Dämpfungsverlust basiert. Dieser Dämpfungsverlust basiert primär auf der relativ kleinen Detektionsfläche der Photodiode. Durch grössere Einstrahlversätze verteilt sich die Leistung über den Gesamtquerschnitt



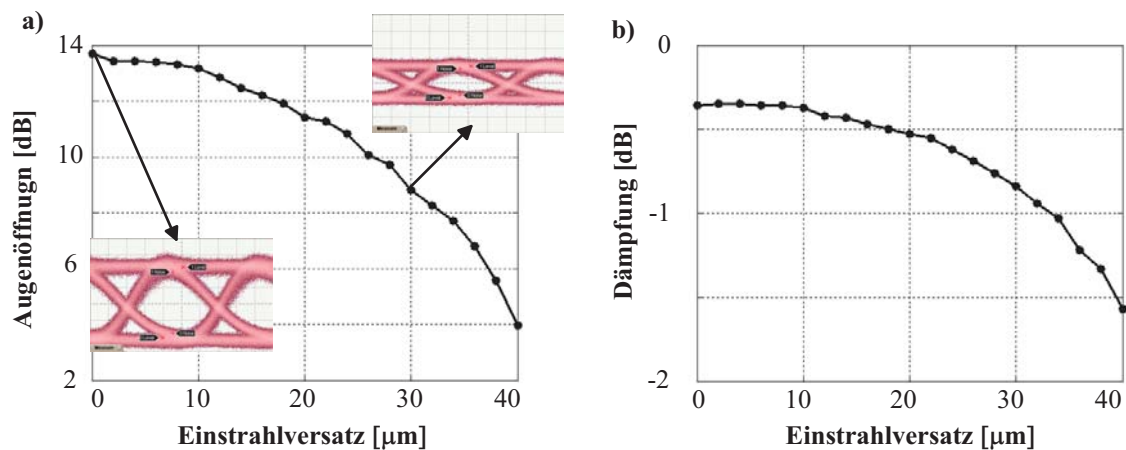


Abbildung 6.16: a) Augenöffnung [dB] über eingestrahlem Versatz bei Detektion mit MMF-Photodiode (nur zentraler Bereich der POF mit Durchmesser von  $50 \mu\text{m}$  wird gemessen); b) Dämpfungsverlust [dB] über Versatz bei Verwendung des Leistungsmessgerätes (volle Fläche der POF wird berücksichtigt)

der POF und im Zentrum kann nicht mehr so viel Leistung von der Photodiode detektiert werden.

Diese Vermutung wird durch Abbildung 6.16b bestätigt, in der die Dämpfung (Messung mit Powermeter und großer Detektionsfläche) der Faser über unterschiedliche Einstrahlpositionen aufgetragen ist. Es ist zu erkennen, dass der Dämpfungsverlust zwischen 0,4 dB für keinen Versatz und 1,6 dB für  $30 \mu\text{m}$  Versatz liegt. Dies bedeutet, dass die zusätzliche Augenöffnungsdegradation hauptsächlich durch die kleine Detektionsfläche der MMF-Photodiode zu erklären ist.

## Messaufbau 2

Der experimentelle Aufbau zur Untersuchung der Intensitätsverteilung für variable Versätze und variable Übertragungstrecken ist in Abbildung 6.17 dargestellt. Die Leistungsverteilungen werden ermittelt, indem die POF-Stirnfläche mit einer SMF abgescannt wird (siehe hierzu auch detaillierte Beschreibung anhand von Abbildung 5.7). Für die CLP und die OLP mit einem Versatz von  $30 \mu\text{m}$  sind in Abbildung 6.18a, b dargestellt. Für die CLP ist zu erkennen, dass ein großer Teil der Leistung im Zentrum der Faser konzentriert ist. Bei einem Versatz von  $30 \mu\text{m}$  ist hingegen zu sehen, dass die Leistung sehr gleichmäßig über dem gesamten Querschnitt der POF verteilt ist. Zur besseren Unterscheidung der beiden Intensitätsverteilungen ist in Abbildung 6.18c die Differenz zwischen CLP-Verteilung und OLP-Verteilung dargestellt. Dabei ist deutlich zu erkennen, dass positive Werte im Kernzentrum auftreten (d.h. CLP-Signal dominiert über OLP-Signal) und negative Werte (d.h. OLP-Einfluss dominiert über CLP-Einfluss) in einem ringförmigen äußeren Bereich nahe des Mantels. Mit diesem Ergebnis wird somit gezeigt, dass MGDM selbst bei Verwendung eines Mehrmoden Lasers möglich ist, da zwei Bereiche zu erkennen sind, in denen jeweils unterschiedliche Signale mit den zugehörigen Einstrahlpositionen

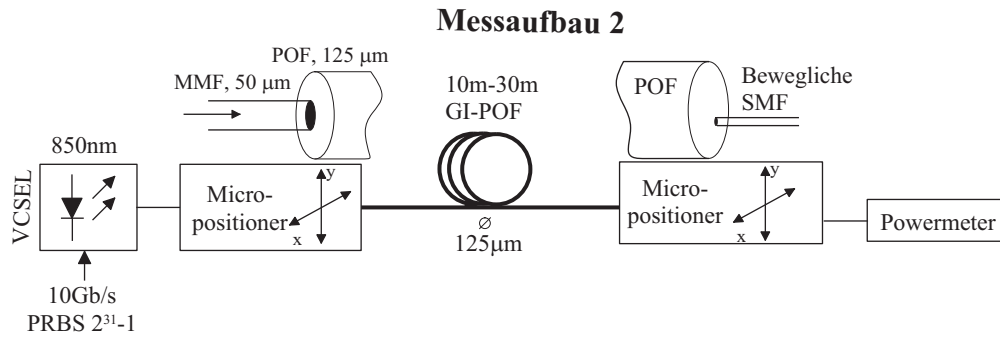


Abbildung 6.17: Experimentelle Ermittlung der Leistungsverteilung bei unterschiedlichen Einstrahlpositionen bei GI-POF

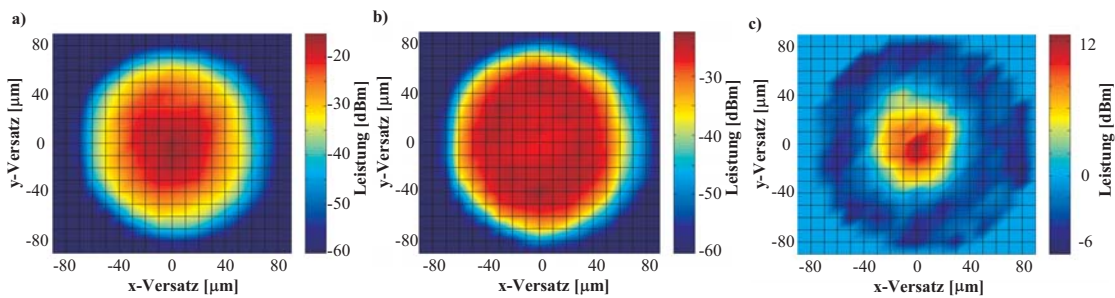


Abbildung 6.18: Leistungsverteilung ( $dBm$ ) über Faserquerschnitt nach 20 m GI-POF-Übertragung für CLP-Einstrahlposition ohne Versatz (a), OLP mit  $30 \mu m$  Versatz (b) und die Differenz der beiden Verteilungen (c)

dominieren. In den folgenden Experimenten wird die Robustheit gegenüber unterschiedlichen Faserlängen und Torsionseinflüssen untersucht. Hierfür sind in Abbildung 6.19 nur noch die Differenzen der CLP- und OLP-Leistungsverteilungen aufgezeigt (Vollständige Leistungsverteilungen finden sich im Anhang B).

In Abbildung 6.19a ist die Leistungsverteilung für 30 m POF-Übertragung über dem Faserquerschnitt dargestellt. Grundsätzlich ist hier eine vergleichbare Leistungsverteilung zu erkennen, wie für die 20 m Übertragung. Dennoch ist der ringförmige Bereich (negative Werte stehen wiederum für Dominanz des OLP-Signals) nicht mehr so ausgeprägt wie bei der 20 m Übertragung. Dies wird mit einem erhöhten Einfluss von Modenkopplung und Modenkonversion über längere POF-Strecken erklärt, die zu einer gleichmäßigen Leistungsverteilung über dem Faserquerschnitt führen. Diese gleichmäßige Verteilung ist z.B. bei einer Übertragungsstrecke von 130 m POF erreicht. Dies ist anhand der Leistungsverteilungen in Abbildung B.2 in Anhang B dargestellt.

### Einfluss von kleinen Biegeradien

In den Abbildungen 6.19b, c sind die Leistungsverteilungen nach 20 m Faserübertragung für eine  $90^\circ$  und  $180^\circ$  Biegung um eine Schraube mit einem Durchmesser von 8 mm

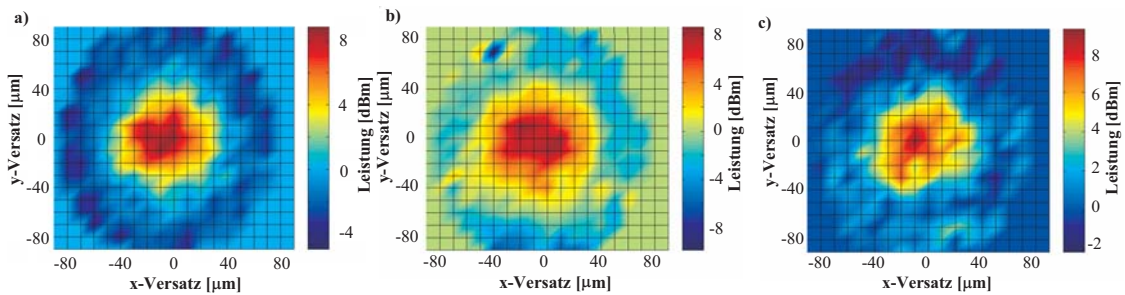


Abbildung 6.19: Differenz der Leistungsverteilungen ( $dBm$ ) von CLP und OLP über Faserquerschnitt in einem 2x2 MGD-System nach a: 30 m GI-POF-Übertragung; b: 20 m und Biegung ( $90^\circ$ ) um Schraube (Durchmesser 8 mm); c: 20 m und Biegung ( $180^\circ$ ) um Schraube (Durchmesser 8 mm)

dargestellt (siehe Abbildung 6.20a, b). Während für den kleineren Biegeeinfluss noch eine sehr gute Differenzierung zwischen dem CLP und OLP eingestrahlichten Signalen vorgenommen werden kann, ist dies bei der  $180^\circ$  Biegung nicht mehr möglich. Für letzteren Fall dominiert das CLP eingestrahlichte Signal in allen Bereichen des Faserquerschnitts. Diese Ergebnisse sind mit einer gestiegenen Dämpfung der Moden (siehe Kapitel 3.10) höherer Ordnung im  $180^\circ$  gebogenen Fall zu erklären. Am leichtesten ist dies mit Hilfe des geometrischen Ansatzes ersichtlich, welcher Gültigkeit bei großen Kerndurchmessern besitzt. Moden höherer Ordnung sind gekennzeichnet durch größere Einfallswinkel ( $\delta_i$  in Abbildung 2.5) zur Kern-Mantel Fläche bei der Totalreflektion als Moden niedriger Ordnung. Durch die sehr starke Biegung um  $180^\circ$  wird der Einfallswinkel zur Kern-Mantel-Fläche größer und der kritische Winkel wird überschritten. Dadurch wandert die Mode in den Mantelbereich. Entweder wird sie dort absorbiert (Totalverlust der optischen Leistung für Übertragung) oder aber sie wird nach einer kurzen Strecke im Mantel in den Kern zurückreflektiert. Selbst bei Reflektion innerhalb des Mantels treten jedoch sehr große Dämpfungsverluste auf. Diese Erklärung basierend auf modenabhängiger Dämpfung wird auch von den CLP-Augendiagrammen unterstützt, die nach 20 m Übertragung bei OLP mit  $30\ \mu m$  mit  $90^\circ$  und  $180^\circ$  Biegung aufgenommen sind. In beiden Fällen ist ein weit

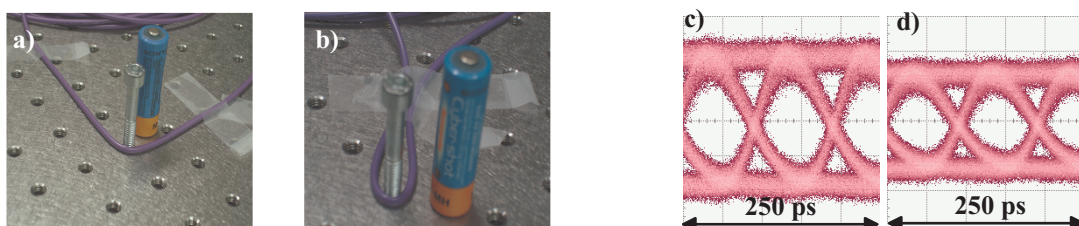


Abbildung 6.20: Realisierung von Torsionseinflüssen durch Biegen der Faser um eine 8 mm Schraube (a:  $90^\circ$ ; b:  $180^\circ$ ), korrespondierende CLP-Augendiagramme (c:  $90^\circ$ ; d:  $180^\circ$ )

geöffnetes Auge zu sehen. Zusätzlich ist zu erkennen, dass sich die Amplitude des Augendiagramms kaum verändert hat. Dies bedeutet, dass der Anteil der Moden niedriger Ordnung relativ konstant geblieben ist, da die MMF-Photodiode hauptsächlich die Mo-

den im Zentrum (aufgrund der aktiven Fläche von  $20 \mu\text{m}$  im Durchmesser) der POF aufnimmt.

Sämtliche Ergebnisse dieses Unterkapitels basierend auf Leistungsverteilungen haben gezeigt, dass MGDM auch mit Mehrmodigen Lasern realisiert werden kann. Zusätzlich wird eine Robustheit gegenüber Faserbiegungen nachgewiesen. Für längere Strecken POF wird diese Methode jedoch wenig Zukunftschancen haben, da hierbei der Einfluss der Modenkonzersion und Modenkopplung zu groß wird und somit kein Demultiplexen der Signale basierend auf unterschiedlichen Leistungsverteilungen mehr möglich sein wird.

## 6.4 Resümee

Zum Abschluss dieses Kapitels sollen die Ergebnisse noch einmal zusammengefasst werden. Im ersten Teil des Kapitels wurde anhand eines Selection-Combining Ansatzes gezeigt, dass mit einer selektiven Detektion von Moden der Einfluss der Modendispersion signifikant reduziert werden kann.

Im zweiten Teil wurde experimentell gezeigt, dass die MGDM-Technik mit Direktempfänger als MIMO-Ansatz in optischen Nachrichtenübertragungssystemen realisiert werden kann. Jedoch ist hierfür sowohl ein optimiertes System (Polarisationssteller, optimierte Detektionspunkte am Empfänger) als auch erhöhter Komponenteneinsatz (z.B. EDFAs) notwendig. Die limitierenden Effekte bei nicht optimierten Systemen wurden als Übersprechen und Modendispersion identifiziert. Im nun folgenden Kapitel wird das Modenrauschen als ein zentraler Teil des Übersprechens in MGDM-Anwendungen näher analysiert. Zusätzlich wird eine effektive Methode vorgestellt, die sowohl den Einfluss des Modenrauschens signifikant reduziert.

# Kapitel 7

## Modenrauschen in optischen MIMO-Systemen

Im Kapitel 3.2.7 wurden die grundlegenden Eigenschaften des Modenrauschens in optischen Übertragungssystemen analytisch beschrieben. Des Weiteren wurde im vorigen Kapitel anhand von Experimenten gezeigt, dass die MGDM-Technik nur realisierbar ist, wenn das System mit Hilfe von Polarisationsstellern und variablen Detektionspunkten optimiert wird. Ziel dieses Kapitels ist es, Möglichkeiten zu finden, den Einfluss des Modenrauschens in MIMO-Systemen bei Anwendung der MGDM-Technik signifikant zu reduzieren und somit die Robustheit des Systems zu steigern.

Das Kapitel gliedert sich wie folgt: Im ersten Abschnitt wird die Verteilungsdichtefunktion des Modenrauschens in MGDM-Systemen basierend auf Interferenzeffekten analytisch beschrieben. Daran anschließend werden die Verteilungsdichtefunktionen des Modenrauschens basierend auf experimentellen Ergebnissen für verschiedene Systemparameter vorgestellt. Im dritten Abschnitt wird der Einfluss des Modenrauschens über längere Strecken experimentell untersucht.

### 7.1 Analytische Beschreibung des Modenrauschens mittels Verteilungsdichtefunktion

Ausgangspunkt für die analytische Beschreibung des Modenrauschens soll eine experimentell ermittelte Verteilungsdichtefunktion der Leistung sein, die auf einem 2x2 MIMO-System mit MGDM und Modenrauscheneinfluss basiert. Im Gegensatz zum optimierten System aus Kapitel 6.2.2 wird in diesem Fall an einer Stelle auf der MMF-Stirnfläche detektiert, wo beide Signale signifikanten Leistungseinfluss besitzen. Die aufgenommene Verteilungsdichtefunktion ist in Abbildung 7.1 gezeigt, in der eine Datensequenz von 5 Bits für ein 2x2 MGDM-System dargestellt ist. Auf der Sendeseite wird mit CLP ( $0 \mu m$  Versatz) und OLP ( $20 \mu m$  Versatz) eingestrahlt. Auf der Empfängerseite wird mit einer SMF ( $10 \mu m$  Versatz vom Faserkernzentrum) detektiert. Es sind in der Abbildung die

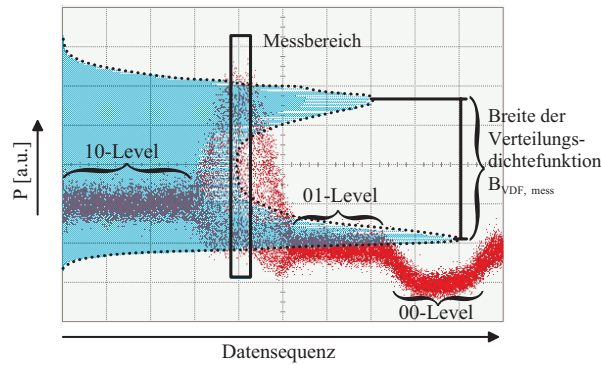


Abbildung 7.1: Experimentell aufgenommene Datensequenz bestehend aus 5 Bits mit vier möglichen Bitkonstellationen sowie Verteilungsdichtefunktion (blau) des „11“-Levels

vier möglichen Bitkonstellationen des 2x2 MGD<sub>M</sub>-Übertragungssystems dargestellt, wobei der „11“-Level sehr stark aufgeweitet ist. Die restlichen Leistungslevel („00“-, „01“-, „10“-Level) weisen im Vergleich keine Fluktuationen auf. Dieses ist mit Hilfe der Gleichung 3.25 verständlich. Wenn in nur einem Kanal ein „0“-Bit gesendet wird, kommt es zu keinen Kreuzleistungstermen und keinem Einfluss des Modenrauschens. Des Weiteren ist dem Bild zu entnehmen, dass die Verteilungsdichtefunktion (gepunktete Kurve) dieses Rauschprozesses durch zwei Maxima unterschiedlicher Breite gekennzeichnet ist.

### 7.1.1 Annahmen für die analytische Beschreibung

Grundsätzlich zeigt die in Kapitel 7.1 aufgenommene Verteilungsdichtefunktion der detektierten Leistung eine Ähnlichkeit zur Verteilungsdichtefunktion der Frequenzverschiebung beim Dopplereffekt [6, 4]. Als erster Versuch zur analytischen Beschreibung der aufgenommenen Verteilungsdichtefunktion werden daher zwei Signale, die durch unterschiedliche Amplituden ( $s_{1,2}$ ) und Phasen ( $\phi_{1,2}$ ) gekennzeichnet sind, angenommen.

$$\underline{s}_1 = s_1 \cdot e^{j\phi_1}, \quad (7.1)$$

$$\underline{s}_2 = s_2 \cdot e^{j\phi_2}. \quad (7.2)$$

Diese Annahme beinhaltet, dass das CLP-eingestrahlte Signal und das OLP-eingestrahlte Signal vereinfacht nur durch eine Mode repräsentiert werden. Es sei eine zufällige Phasenveränderung der Signale  $\varphi = \phi_2 - \phi_1$  zueinander (z.B. durch eine zeitlich nicht stabile Phase eines Lasers, Erschütterung der MMF) angenommen. Des Weiteren sei eines der beiden Signale zeitlich (z.B. durch eine größere Weglänge) verzögert, so dass sich die beiden Signale mit zufälligen Phasen addieren. Dies ist in Abbildung 7.2 als Vektordiagramm dargestellt. Es wird somit eine Gleichverteilung der Phase  $\varphi$  angenommen. Ziel des weiteren Vorgehens ist es die Leistungsverteilungsdichtefunktion der addierten Signale herzuleiten. Diese Verteilungsdichtefunktion für diesen angenommenen Fall wird nun in zwei Schritten hergeleitet.

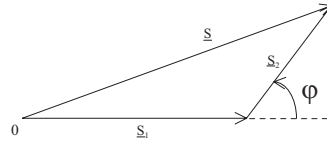


Abbildung 7.2: Vektorsumme durch Addition zweier komplexer Signale

### 7.1.2 Herleitung der grundsätzlichen Verteilungsdichtefunktion [59]

Die Addition der komplexen Signale in Abbildung 7.2 wird mathematisch durch die Formel 7.3 beschrieben<sup>1</sup>:

$$\underline{s} = s_1 + s_2 \cdot [\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)]. \quad (7.3)$$

Der verwendete optische Empfänger entspricht mathematisch einer Quadrierung des Absolutwertes (siehe Kapitel 3.3). Dieser Zusammenhang wird über Formel 7.4 beschrieben:

$$|s|^2 = s_1^2 + s_2^2 + 2 \cdot s_1 s_2 \cos(\varphi). \quad (7.4)$$

Es ist anhand der Formel zu erkennen, dass Leistungsschwankungen auftreten werden, wenn sich die Phase zwischen den beiden betrachteten Signalen zufällig ändert. Zur Verdeutlichung ist diese Abhängigkeit zwischen Leistung ( $|s|^2$ ) und Phasenänderung ( $\varphi$ ) in Abbildung 7.3a dargestellt [59]. Dabei wird die Phase  $\varphi$  auf den Bereich zwischen null und  $\pi$  beschränkt, da sich die Abhängigkeit periodisch mit der Cosinusfunktion fortsetzt. Die konstruktive Interferenz ( $(s_1 + s_2)^2$ ) entspricht einer Phase von null und die destruktive Interferenz ( $(s_1 - s_2)^2$ ) einer Phase von  $\pi$ .

Aus der dargestellten Abhängigkeit zwischen Leistung und Phasendifferenz wird im nächsten Schritt die Verteilungsdichtefunktion hergeleitet. Ziel ist dabei aus der angenommenen Gleichverteilung der Phase  $\varphi$  die Verteilungsdichte der empfangenen Leistung abzuleiten. Hierzu wird eine Variable  $x$  für einen bestimmten Leistungslevel  $|s|^2$  eingeführt. Dadurch ergibt sich folgende Abhängigkeit 7.5 zwischen den Variablen  $\varphi$  und  $x$ :

$$x = s_1^2 + s_2^2 + 2 \cdot s_1 s_2 \cos(\varphi). \quad (7.5)$$

Zusätzlich ist die Verteilungsdichtefunktion  $p_\varphi(\varphi)$  bekannt und wird durch Formel 7.6 beschrieben.

$$p_\varphi(\varphi) = \frac{1}{2\pi} \text{rect}\left(\frac{\varphi - \pi}{2\pi}\right). \quad (7.6)$$

Des Weiteren gilt nach [6, 4] folgender Zusammenhang (Annahme:  $x = g(\varphi)$ ) zur Berechnung der Verteilungsdichtefunktion  $p_x(x)$  für die gesuchte Variable  $x$ :

$$p_x(x) = p_\varphi(g^{-1}(x)) \left| \frac{d(g^{-1}(x))}{dx} \right|, \quad (7.7)$$

<sup>1</sup>Hierbei wird o.B.d.A. die Phase  $\Phi_1$  des ersten Signals zu null angenommen

wobei  $g^{-1}(x)$  für die Umkehrfunktion steht. Durch Auflösen von Gleichung 7.5 nach  $\varphi$  und Einsetzen in Gleichung 7.7 entsteht somit folgende Gleichung für die Verteilungsdichtefunktion  $p_x(x)$ :

$$p_x(x) = p_\varphi\left(\arccos\frac{x - s_1^2 - s_2^2}{2s_1s_2}\right) \left| \frac{d\left(\arccos\frac{x - s_1^2 - s_2^2}{2s_1s_2}\right)}{dx} \right|. \quad (7.8)$$

Der erste Faktor von Gleichung 7.8 ist über die Rechteckverteilung von Gleichung 7.6 zu  $1/2\pi$  im Bereich von  $\left((s_1 - s_2)^2\right)$  und  $\left((s_1 + s_2)^2\right)$  bestimmt. Der zweite Faktor aus Gleichung 7.8 bestimmt sich zu:

$$\left| \frac{d\left(\arccos\frac{x - s_1^2 - s_2^2}{2s_1s_2}\right)}{dx} \right| = \frac{1}{2\pi s_1s_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{x - (s_1^2 + s_2^2)}{2s_1s_2}\right)^2}}. \quad (7.9)$$

In Gleichung 7.9 stellt der erste Faktor die innere Ableitung dar und der zweite Faktor die Ableitung der arccos-Funktion.

Durch Multiplikation von Gleichung 7.9 mit  $1/2\pi$  ergibt sich die gesuchte Verteilungsdichtefunktion  $p_x(x)$ :

$$p_x(x) = \frac{1}{4\pi s_1s_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{x - (s_1^2 + s_2^2)}{2s_1s_2}\right)^2}}. \quad (7.10)$$

Unter der beliebigen Annahme, dass die Amplitude von  $s_1 > s_2$  ist, entsteht die Verteilungsdichtefunktion, die in Abbildung 7.3 dargestellt ist. Es ist zu erkennen, dass die Ver-

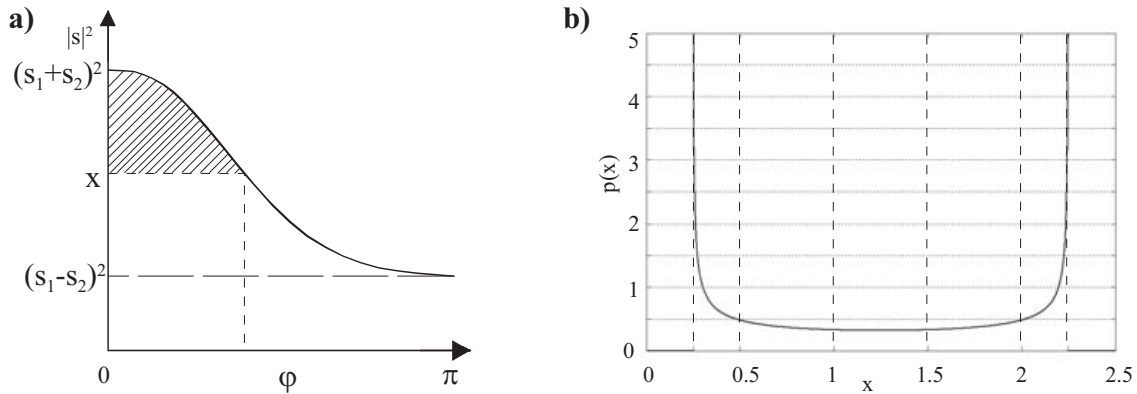


Abbildung 7.3: a) Betrag der addierten Leistungen  $|s|^2$  in Abhängigkeit von der Phasenverschiebung  $\varphi$ ; b) Verteilungsdichtefunktion  $p(x)$  für  $s_1 = 1$  und  $s_2 = 0,5$

teilungsdichtefunktion durch zwei Maxima bei konstruktiver Interferenz und destruktiver Interferenz charakterisiert ist. Die Breite zwischen diesen beiden Maxima der Verteilungsdichtefunktion ( $B_{VDF,norm}$ ) ist bestimmt durch folgende Formel:

$$\begin{aligned} B_{VDF,norm}(x) &= (s_1 + s_2)^2 - (s_1 - s_2)^2 \\ &= 4s_1s_2 \end{aligned} \quad (7.11)$$



Zwischen diesen beiden Maxima besitzt die Verteilungsdichtefunktion deutlich geringere Werte. Zusammengefasst heißt dies, dass mit den gemachten Annahmen eine Verteilungsdichtefunktion erzeugt wird, die grundsätzlich die gleiche Form der experimentell ermittelten Verteilung besitzt.

### 7.1.3 Herleitung der exakten Verteilungsdichtefunktion

Bis zu diesem Punkt der Herleitung wird nur eine beliebige Phasendifferenz zwischen zwei Signalen angenommen. Im realen System sind zusätzlich Rauschprozesse vorhanden, die die Verteilungsdichtefunktion beeinflussen. Daher soll an dieser Stelle gezeigt werden, dass durch die Addition eines weißen Gaußschen Rauschprozesses, der sämtliche Rauschprozesse des Systems (Verstärkerrauschen, Modenrauschen etc.) repräsentiert, eine vergleichbare Verteilungsdichtefunktion wie in Abbildung 7.1 hergeleitet werden kann. Mit dieser Annahme erweitert sich Gleichung 7.5 zu folgender Formel:

$$|\underline{s}|^2 = |\underline{s}_1 + \underline{s}_2 + \underline{n}|^2, \quad (7.12)$$

wobei  $\underline{n}$  für den Rauscheinfluss steht. Unter der Annahme, dass die Amplituden  $s_1 = 1$  und  $s_2 = 0,5$  verwendet werden (vergleichbar mit Abbildung 7.3) und einem Gaußschem Rauschprozess mit  $\sigma = 0,003$  entsteht die in Abbildung 7.4 dargestellte Verteilungsdichtefunktion (schwarze Kurve). Es sind immer noch zwei Maxima zu erkennen, wobei nun das

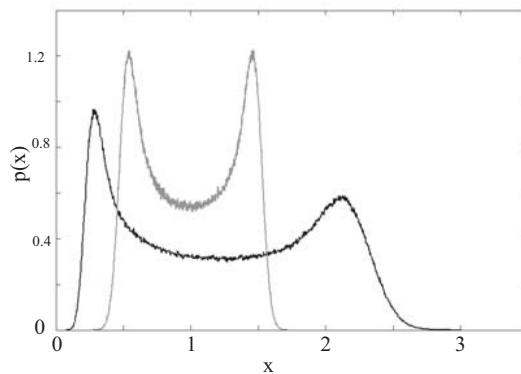


Abbildung 7.4: Verteilungsdichtefunktion unter Berücksichtigung von Rauschprozessen (grau entspricht einem elektrischen Feld  $x = |s|$ , schwarz entspricht einer optischen Leistung  $x = |s|^2$ )

Maximum für kleinere Leistungswerte größer als das für größere Leistungswerte ist. Diese Tatsache basiert auf der Quadrierung des verrauschten Signals. Wenn dies nicht der Fall wäre, so würden die Maxima die gleiche Höhe besitzen (siehe graue Kurve in Abbildung 7.4). Des Weiteren sind die Flanken der Maxima aufgrund des additiven Rauschprozesses abgeflacht. Grundsätzlich besitzt diese Verteilungsdichtefunktion die gleiche Form wie die experimentell gemessene VDF. Im folgenden Unterkapitel werden Ergebnisse vorgestellt, die den analytischen Ansatz mit experimentellen Resultaten vergleichen.

## 7.2 Experimentelle Untersuchung des Modenrauschens

Zur experimentellen Untersuchung des Modenrauschens innerhalb des 2x2 MGD-MIMO-Systems wird folgender Versuchsaufbau auf der Senderseite verwendet. Es wird

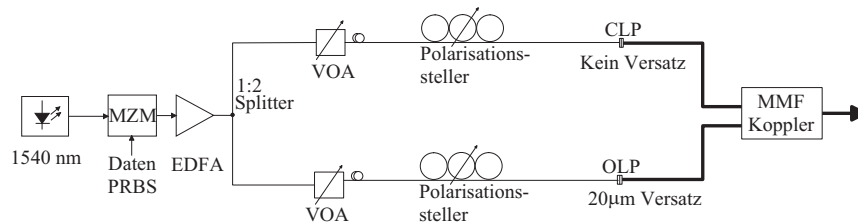


Abbildung 7.5: Experimenteller Senderaufbau zur Untersuchung des Modenrauschens mittels Verteilungsdichtefunktionen

der bekannte MGD-MIMO-Aufbau bestehend aus Laser, externem Modulator, EDFA und einem Splitter auf der Senderseite verwendet. Dabei werden zwei unterschiedliche Laser verwendet, um den Einfluss des Modenrauschens basierend auf

- Frequenzinstabilitäten des Lasers und
- Mikrovibrationen der Faser

zu untersuchen. Zum einen ein ECL Laser und zum anderen ein DFB-Laser. Ersterer besitzt eine Funktion, die es ermöglicht das Spektrum des Lasers zu verbreitern, wodurch Frequenzinstabilitäten hervorgerufen werden. Der DFB-Laser besitzt diese Funktion nicht und wird daher im Speziellen für Versuche über längere Übertragungstrecken mit einem erwarteten größeren Einfluss der Mikrovibrationen verwendet. Dabei gilt grundsätzlich, dass die Frequenzinstabilität ein hochfrequenter Prozess und der Einfluss der Mikrovibrationen ein niederfrequenter Prozess ist [26].

Nach Aufspaltung werden die Signale mit Verzögerungsgliedern dekorreliert und anschließend mittels VOAs gedämpft. Die Polarisation des jeweiligen Signals kann danach mit Polarisationsstellern verändert werden. Die Zuordnung der einzelnen Signale zu unterschiedlichen Modengruppen geschieht durch unterschiedliche Versätze von der SMF auf die MMF. Die Kopplung der zwei Signale geschieht mit Hilfe eines modenerhaltenden Kopplers. Danach wird der Einfluss des Modenrauschens auf die Signalqualität für verschiedene Faserlängen untersucht. Die unterschiedlichen verwendeten Empfänger werden im jeweiligen Unterkapitel beschrieben.

### 7.2.1 Einfluss des Modenrauschens abhängig von der Polarisationsrichtung

Zu Beginn der Experimente wird der Einfluss der Polarisation der übertragenen Signale auf das Modenrauschen untersucht. Hierzu wird auf der Senderseite nur die Polarisati-

on der Signale im jeweiligen Arm mit Hilfe der Polarisationssteller verändert. Auf der Empfängerseite werden die Signale mit einer SMF, die auf einem Micropositionierer befestigt ist, detektiert, danach mit einem EDFA verstärkt und mit einer SMF-Photodiode empfangen. Dieses Signale wird mit Hilfe eines Oszilloskopes visualisiert (siehe Abbildung

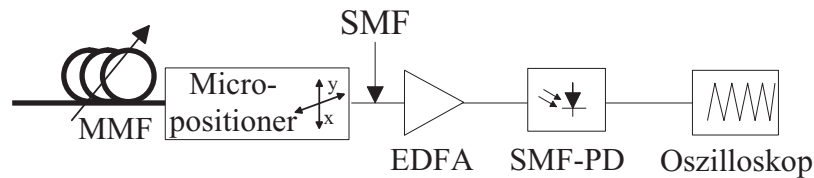


Abbildung 7.6: Empfängeraufbau zur Untersuchung des Modenrauschens in Abhängigkeit der Polarisationsrichtung mit einer SMF

7.6). In Abbildung 7.7 sind zwei vierstufigen Leistungslevel mit den zugehörigen Bitkonstellationen eines 2x2 MIMO-Systems dargestellt. Dabei basiert die linke Datensequenz (Abbildung 7.7 a) auf einer festen definierten Polarisationsrichtung und die rechte Datensequenz (Abbildung 7.7 b) auf einer anderen festen Polarisationsrichtung der beiden Eingangssignale (CLP und OLP). Für die erste Polarisationsrichtung ist ein minimaler

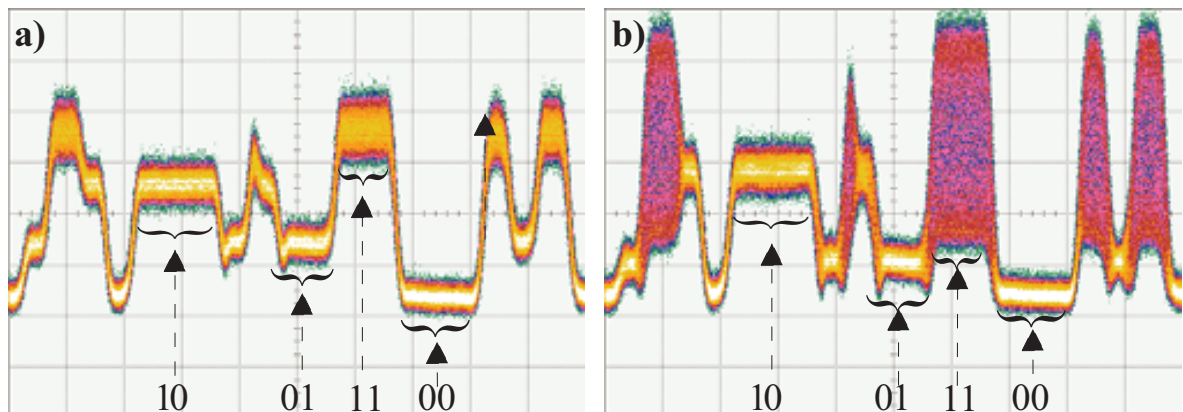


Abbildung 7.7: Experimentell (wie in Abb. 7.1) ermittelte Datensequenz (10 Gb/s) mit hohem Einfluss des Modenrauschens (rechts) und niedrigem Einfluss des Modenrauschens (links) aufgrund von unterschiedlichen Polarisationsrichtungen; Eingangsleistung für beide Signale:  $-5 \text{ dBm}$

Einfluss des Modenrauschens zu erkennen, der der „11“-Level nicht signifikant aufgeweitet ist. Dagegen ist ein deutlich aufgeweiteter „11“-Level bei der zweiten Polarisationsrichtung zu erkennen. Es ist somit möglich den Einfluss des Modenrauschens in einem 2x2 System zu minimieren (stabil ca. 10-15 Minuten), indem die Polarisationsrichtung der Felder von zwei kopropagierenden Signale mittels Polarisationssteller verändert werden. In höherstufigen MIMO-Systemen ist dies jedoch nicht mehr möglich, da nur zwei zueinander orthogonale mögliche Polarisationsrichtungen vorhanden sind. Es wird vermutet, dass der Einfluss des Modenrauschens sehr gering ist, wenn die Felder der kopropagierenden

Signale orthogonal zueinander stehen (siehe Gleichung 3.15). Experimentell konnte dies jedoch nicht eindeutig verifiziert werden. Auf der anderen Seite wird vermutet, dass der Einfluss des Modenrauschens maximal wird, wenn die Felder der Signale parallel zueinander polarisiert sind.

## 7.2.2 Einfluss des Modenrauschens in Abhängigkeit des Leistungsverhältnisses

Zur Untersuchung des Modenrauschens in Abhängigkeit vom Leistungsverhältnis der beiden Signale zueinander werden die Polarisierungen der Signale so eingestellt, dass maximale Leistungsüberkopplung stattfinden kann. Das CLP eingestrahelte Signal wird immer mit einem konstanten Leistungslevel von 0dBm eingestrahlt, während nur die Leistung des OLP eingestrahlt Signals variiert wird. Des Weiteren werden diese Experimente mit Hilfe des ECL Lasers durchgeführt, der durch ein aufgeweitetes Frequenzspektrum gekennzeichnet ist. Dadurch wird versucht hauptsächlich Frequenzinstabilitäten als Ursache für Modenrauschen untersuchen zu können. Der Einfluss durch Mikrovibrationen wird versucht zu minimieren, indem die Faserstücke sehr gut fixiert werden. Gleichzeitig werden die Messungen sehr zügig durchgeführt werden, so dass im Folgenden auch von Kurzzeit-Experimente gesprochen wird.

Auf der Empfängerseite wird das Übertragungsverhalten mit der kleinen Detektionsfläche (SMF) für den b2b-Fall, 100 m Übertragung und 500 m Übertragung untersucht. Für die große Detektionsfläche (MMF) wird nur das b2b Verhalten untersucht. Hierzu wird entweder die SMF (siehe Abbildung 7.8a) oder die MMF (siehe Abbildung 7.8b) auf dem Micropositioner befestigt. Danach werden die detektierten Signale entweder mit ei-

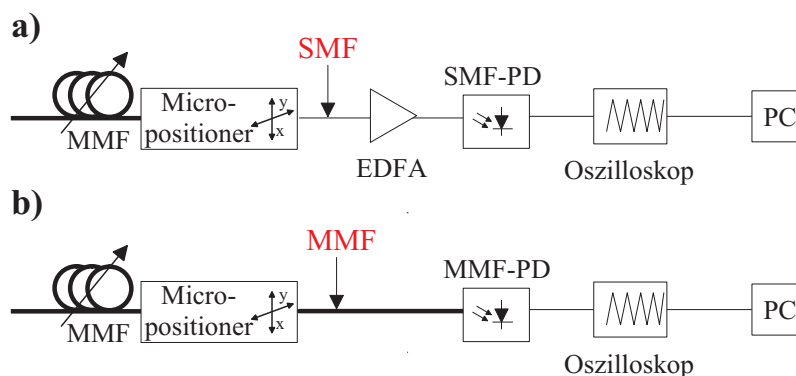


Abbildung 7.8: Empfängeraufbau zur Untersuchung des Modenrauschens in Abhängigkeit des Leistungsverhältnisses mit einer SMF (a) und einer MMF (b) als Detektionsfläche

ner SMF- (in diesem Fall werden die Signale vorher mit einem EDFA verstärkt) oder MMF-Photodiode optisch-elektrisch gewandelt und mittels des Oszilloskopes analysiert. Bei diesen Messungen werden folgende zwei Messwerte mit dem Oszilloskop aufgenommen:

- Messung der Breite der Verteilungsdichtefunktion für den „11“-Level ( $B_{VDF,mes}$ ) (siehe Abbildung 7.1),
- Messung des „01“-Levels (CLP-Signal).

Mit Hilfe der Breite der Verteilungsdichtefunktion wird der Einfluss des Modenrauschens auf das untersuchte 2x2-MGDM System untersucht. Jedoch ist die isolierte Betrachtung dieses Messwertes nicht aussagekräftig, da der vorgeschaltete EDFA die detektierten Signale für unterschiedliche Leistungslevel nicht konstant verstärkt. Insofern wird für eine aussagekräftige Betrachtung eine normierte Breite der Verteilungsdichtefunktion definiert:

$$B_{VDF,norm} = \frac{B_{VDF,mes}}{\text{„01“-Level}} \quad (7.13)$$

Die normierte Breite der Verteilungsdichtefunktion ( $B_{VDF,norm}$ ) bestimmt sich somit aus der Division der Breite der gemessenen Verteilungsdichtefunktion ( $B_{VDF,mes}$ ) und dem Messwert des „01“-Levels. Die Normierung auf den „01“-Level wird gewählt, da die CLP eingestrahlte Leistung für alle Messungen konstant ist und immer die gleiche EDFA-Verstärkung wie die korrespondierende bzw. untersuchte Breite der gemessenen Verteilungsdichtefunktion besitzt.

In Abbildung 7.9 werden die Ergebnisse als normierte Breite der Verteilungsdichtefunktion (siehe Abbildung 7.1) über der Quadratwurzel des Leistungsverhältnisses zwischen  $P_{CLP}$  und  $P_{OLP}$  aufgetragen. Sämtliche gemessenen Daten (Eingangsseitige Leistungen, Leistungsverhältnis, gemessener CLP-Level und Breite der Verteilungsdichtefunktion sowie die normierte Breite der VDF) können Anhang C entnommen werden. Zusätzlich

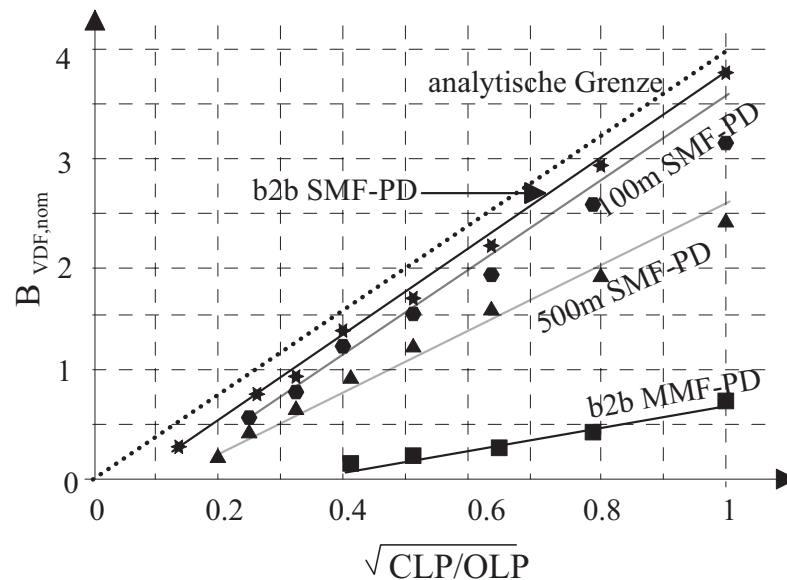


Abbildung 7.9: Auswertung der Abhängigkeit vom Leistungsverhältnis: normierte Breite der Verteilungsdichtefunktion in Abhängigkeit von der Wurzel aus dem Leistungsverhältnis (lineare Darstellung), Vergleich von Messergebnissen (durchgezogen) mit analytischen Grenze (gestrichelt)

zu den experimentell ermittelten normierten Breiten der Verteilungsdichtefunktion ist in Abbildung 7.9 die analytische Grenze (ohne Berücksichtigung von Rauschen) des Modenrauschens (Herleitung in Kapitel 7.1) als gepunktete Linie basierend auf Gleichung 7.11 eingezeichnet<sup>2</sup>. Folgende Ergebnisse sind Abbildung 7.9 zu entnehmen:

1. Maximale Breite der normierten Verteilungsdichtefunktion entsteht bei gleichem Leistungsverhältnis der übertragenen Signale,
2. Verringerung der normierten Verteilungsdichtefunktion für steigende Leistungsdifferenz der übertragenen Signale,
3. SMF b2b-Kurve annähernd deckungsgleich mit analytisch berechneter Grenze,
4. Breite der normierten Verteilungsdichtefunktion nimmt für längere Übertragungstrecken ab,
5. Sehr geringe Breite der normierten Verteilungsdichtefunktion bei MMF-Verwendung am Detektor.

Der erste Punkt zeigt, dass die gemachten vereinfachten Annahmen bezüglich Interferenztheorie für den b2b-Fall Gültigkeit besitzen. Die ersten beiden Punkte stehen im Einklang mit der Interferenztheorie, da der Unterschied zwischen Leistungsmaximum (konstruktive Interferenz) und Leistungsminimum (destruktive Interferenz) des Empfangssignals umso größer ist, je ähnlicher sich die Leistung der beiden Eingangssignale sind. Punkt drei zeigt, dass die getroffenen Vereinfachungen (jedes Signal wird nur durch eine signifikante Mode repräsentiert bzw. durch die SMF detektiert) für den b2b-Fall Gültigkeit besitzen. Insbesondere für die Detektion mit der MMF haben diese Annahmen jedoch keine Gültigkeit mehr, da viele unterschiedliche Moden eines jeden anregenden Signals detektiert werden (Mittelungsprozess). Daher treten kaum noch Kreuzleistungsterme auf, die eine Abhängigkeit von Phasenänderungen besitzen. Daher ist der Einfluss des Modenrauschens bei MMF-Detektion sehr gering.

Die Abnahme der normierten Breite der Verteilungsdichtefunktion für längere Übertragungstrecken könnte durch einen gesteigerten Einfluss der Mikrovibrationen sowie der Modendispersion erklärt werden. Ersterer beinhaltet einen Ausgleichsprozess (basierend auf der Reduktion des Kontrastes [26]), der die Leistungsmaxima näher zusammenrücken lässt.

### 7.2.3 Einfluss des Modenrauschens abhängig von der Übertragungslänge

Im vorigen Abschnitt wurde anhand der experimentellen Kurzzeit-Experimente (variable Leistungsverhältnis und kurze Strecken) gezeigt, dass bei der 500 m Übertragung der

<sup>2</sup>Für ein Leistungsverhältnis von  $P_{CLP}$  zu  $P_{OLP}$  gleich eins ergibt sich mit folgender Gleichung:

$$\frac{P_{CLP}}{P_{OLP}} = \frac{1}{1} \rightarrow \frac{s_1}{s_2} = \frac{1}{1} \rightarrow B_{VDF,norm} = 4 \cdot 1 \cdot 1 = 4, \quad (7.14)$$

eine normierte Breite von vier.

Gradient der ermittelten normierten Verteilungsdichtefunktion deutlich geringer wird als für die b2b Übertragung (siehe Abbildung 7.9). Eine Erklärungsmöglichkeit besteht darin, dass der Einfluss von Mikrovibrationen aufgrund der längeren Übertragungsstrecke zugenommen hat. Um dies im Detail zu untersuchen werden im Folgenden Langzeitexperimente bezüglich Leistungsschwankungen bei SMF-Empfang im 2x2 MIMO System mit 500.000 über 20 Stunden gemessenen Werten durchgeführt. Dabei werden die Eingangsleistungen während einer Messreihe (bestimmte Faserlänge) konstant gehalten.

Die Untersuchungen werden für Faserlängen bis 2000 m (Faser 3) angestellt. Die Ergebnisse dieser Experimente (durchgezogene Linien) sowie zum Vergleich angenäherte Gamma-Verteilungen (diese wurden nicht modelliert sondern stellen die beste Übereinstimmung zu den experimentell gefundenen Daten dar - gestrichelte Linien) sind in Abbildung 7.10 dargestellt. Im Gegensatz zu den Untersuchungen über kurze Strecken und variablen Leistun-

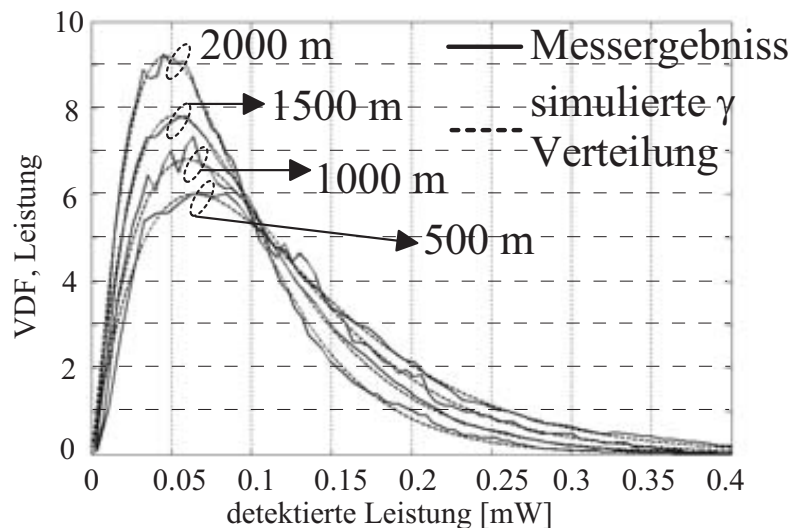


Abbildung 7.10: Experimentell (kein klimatisiertes Labor, kein schwingungsarmer Boden) ermittelte Abhängigkeit der Verteilungsdichtefunktion von der Länge der Übertragungsstrecke (durchgezogene Linie), Vergleich mit einer Gammaverteilung (gestrichelte Linie) - Parameter für Gamma Verteilungen: i) 500m:  $p=2,1$   $b=17$ ; ii) 1000m  $p=2,2$   $b=20$ ; iii) 1500m  $p=2,2$   $b=23$ ; iv) 2000m  $p=2,3$   $b=28$

gen ist für alle Übertragungslängen eine Gamma-Verteilung zu erkennen. Dieses Ergebnis wird damit erklärt, dass viele Kurzzeit-Verteilungsdichtefunktionen aufsummiert werden. Jede dieser Kurzzeit-Verteilungsdichtefunktionen besitzt eine unterschiedliche Breite, da sich das Leistungsverhältnis der beteiligten Signalmoden aufgrund von Mikrovibrationen ebenfalls ändert. Damit findet eine Mittelung über verschiedene Kurzzeit Verteilungsdichtefunktionen statt.

Des Weiteren ist Abbildung 7.10 zu entnehmen, dass die Gamma-Verteilungen schmaler für längere Übertragungsstrecken werden. Dies steht im Einklang mit den Untersuchungen hinsichtlich des Einflusses von Modenrauschen in [26]. Dabei wird der Begriff des Kontrastes der Interferenzflecken als Varianz der Intensitätsverteilung auf der Faserendfläche eingeführt. Aufgrund der längeren Übertragung nimmt der Kontrast der Interferenzflecken

ab.<sup>3</sup> Dies bedeutet letzt endlich ebenfalls eine Verringerung des Einflusses von Modenrauschen.

### 7.3 Resümee

Anhand von experimentellen Ergebnissen und deren Bestätigung durch Simulationen wurde der Einfluss des Modenrauschens im optischen 2x2 MIMO-MGDM-System untersucht. Hierzu wurden erstens Kurzzeit-Verteilungsdichtefunktionen bei Verwendung eines Lasers mit leicht verbreiterten Spektrum bestimmt, die die Interferenzen als Grundlage des Modenrauschens zwischen den kopropagierenden Signale aufgezeigt haben. Zweitens wurden Langzeit-Experimente hinsichtlich Modenrauschen durchgeführt, die wahrscheinlich durch den Einfluss von Mikrovibrationen dominiert werden. Durch die Mittelung vieler Kurzzeit-Verteilungsdichtefunktionen ist dabei eine Gamma-Verteilung entstanden.

Des Weiteren wurde mit Hilfe der Experimente gezeigt, dass der Einfluss des Modenrauschens signifikant durch Veränderung der Polarisation (siehe Abbildung 7.7) verändert werden kann. Diese Methode kann jedoch nur für ein 2x2 MIMO-System angewendet werden, weil nur zwei unterschiedliche Polarisationsrichtungen vorhanden sind. Des Weiteren ist diese Methode zur Reduzierung des Modenrauschens anfällig gegenüber zeitlichen Veränderungen der Polarisation und der Fasereigenschaften (siehe hierzu auch Kapitel 5.2.4).

Als weitere Möglichkeit zur Reduktion des Einflusses von Modenrauschen wurde gezeigt, dass die Verwendung einer großen Detektionsfläche sehr vielversprechend ist (siehe Abbildung 7.9). Diese Methode könnte somit auch für höher stufige MIMO-Systeme genutzt werden und wäre ebenfalls aufgrund des Mittelungsprozesses robust gegenüber Faserveränderungen. Daher wird diese Methode eingehend im folgenden Kapitel untersucht.

---

<sup>3</sup>Die Abnahme des Kontrastes ist begründet auf der Abnahme der Kohärenz des Lichtes aufgrund von Dispersion innerhalb der Faser



# Kapitel 8

## Erweiterte optische MIMO-Ansätze

Dieses Kapitel gliedert sich in zwei Unterkapitel, wobei der Fokus auf dem ersten Unterkapitel liegt. Darin wird der MGDM-Ansatz für ein 2x2-MIMO System mit einer großen Detektionsfläche sowie ein 3x3-MIMO-System sowohl mit einer großen Detektionsfläche und einer kleinen Detektionsfläche untersucht. Dabei wird deutlich, dass die Robustheit des MGDM-Übertragungssystems gegenüber Übersprechen signifikant gesteigert wird, wenn die große Detektionsfläche verwendet wird.

Abgeschlossen wird das Kapitel mit einer Untersuchung, ob die MGDM-Technik als MIMO-Ansatz ebenfalls mit der WDM-Technik kombiniert werden kann.

### 8.1 MGDM mit Entzerrung

MGDM mit Entzerrung unterscheidet sich von dem in Kapitel 6 vorgestellten MGDM-Ansatz grundsätzlich nur auf der Empfängerseite, da dort mit Hilfe der Invertierung der Übertragungsmatrix  $H$  die Entzerrung des Übersprechens stattfindet. Letztere gliedert sich in die folgenden drei Unterpunkte:

1. Bestimmung der Leistungsübertragungskoeffizienten in der Leistungsübertragungsmatrix  $H$ ,
2. Analog-zu-Digital (A/D) Wandlung der Signale und Abspeichern von gestörten Datenssequenzen,
3. Entzerrung gestörter Signale durch Invertierung der Leistungsübertragungsmatrix  $H$  „offline“ am PC.

Anhand eines 2x2 MIMO-Systems wird die Bestimmung der vier Leistungsübertragungskoeffizienten ( $h_{11}$ ,  $h_{12}$ ,  $h_{21}$  und  $h_{22}$ ) an dieser Stelle kurz anhand von Abbildung 8.1 erklärt. Bei der Ermittlung der Koeffizienten wird immer nur ein Signal auf der Senderseite eingeschaltet. Dieses eingeschaltete Signal ist durch die verstärkte Linie gekennzeichnet.

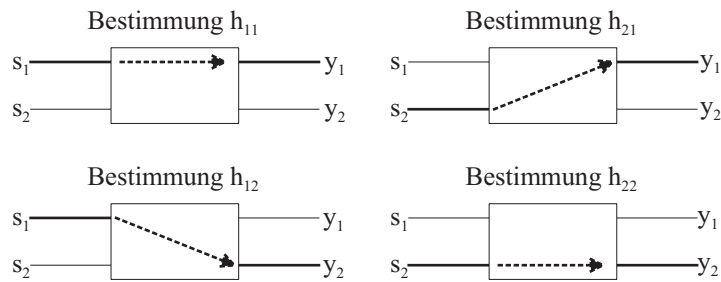


Abbildung 8.1: Bestimmung der einzelnen Leistungsübertragungskoeffizienten

Auf der Empfängerseite wird ebenfalls nur in einer Detektionsregion detektiert (wiederum durch eine verstärkte Linie gekennzeichnet). Beispielhaft wird der Leistungsübertragungskoeffizient  $h_{21}$  bestimmt, indem nur das Signal zwei angeschaltet ist und der Leistungseinfluss dieses Signals in Detektionsregion eins gemessen wird. Die Ermittlung der restlichen Koeffizienten geschieht nach dem gleichen Muster.

### 8.1.1 2x2 MIMO basierend auf MGDM

Der experimentelle Aufbau zur Untersuchung des 2x2 MGDM-MIMO mit großflächiger Detektion ist in Abbildung 8.2 dargestellt. Im Vergleich zum optimierten Ansatz mit kleiner Detektionsfläche werden auf der Senderseite keine Polarisationssteller verwendet, da in Vorversuchen herausgefunden wurde, dass sie einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Übertragungsqualität besitzen. Ausgangspunkt der Untersuchungen ist die Realisierung

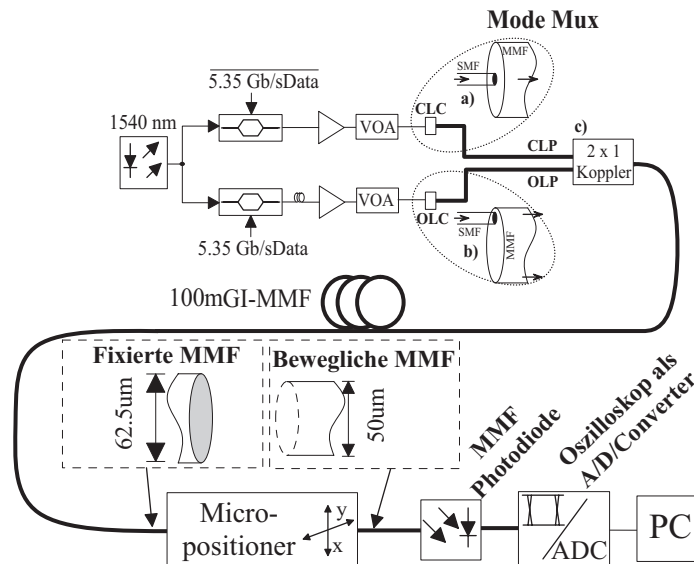


Abbildung 8.2: Experimenteller Aufbau zur Untersuchung des 2x2 MIMO-Systems basierend auf MGDM und großflächiger Detektion

eines Systems mit einer Gesamtdatenrate von 10,7 Gb/s. Diese Datenrate wird mit zwei

unabhängigen 5,35 Gb/s Datenströmen mit einer PRBS-Länge von  $2^7 - 1$  erreicht, die zur externen Modulation des Lichtes des DFB-Lasers genutzt werden. Die kurze PRBS-Folge muss gewählt werden, da die Speicherkapazität des Oszilloskopes als Analog-zu-Digital Wandler begrenzt ist. Das Multiplexen des CLP- ( $0 \mu\text{m}$  Versatz,  $-3 \text{ dBm}$  Eingangsleistung) und des OLP-Signals ( $20 \mu\text{m}$  Versatz,  $3 \text{ dBm}$  Eingangsleistung) geschieht wie in Kapitel 6 beschrieben. Die Übertragungstrecke der GI-MMF mit einem Kerndurchmesser von  $62,5 \mu\text{m}$  beträgt  $100 \text{ m}$ , um den Einfluss der Modendispersion gering zu halten. Empfangsseitig wird das Signal wiederum an zwei unterschiedlichen Punkten (diese werden mit Hilfe eines Micropositioners angefahren) detektiert. Hierzu wird eine MMF mit einem Kerndurchmesser von  $50 \mu\text{m}$  benutzt, so dass einige Moden selektiert werden können. Dieses detektierte Signal wird mittels einer MMF-Photodiode empfangen und anschließend mit Hilfe des Oszilloskopes analog-zu-digital gewandelt (englisch: „analogue to digital converter“, ADC) abgespeichert. Die empfangenen Signale werden abschließend offline am PC entzerrt.

In Abbildung 8.3 sind die zwei Detektionspunkte und die durch Übersprechen gestörten Augendiagramme (beide Signale an) dargestellt. Die erste Detektionsposition liegt genau

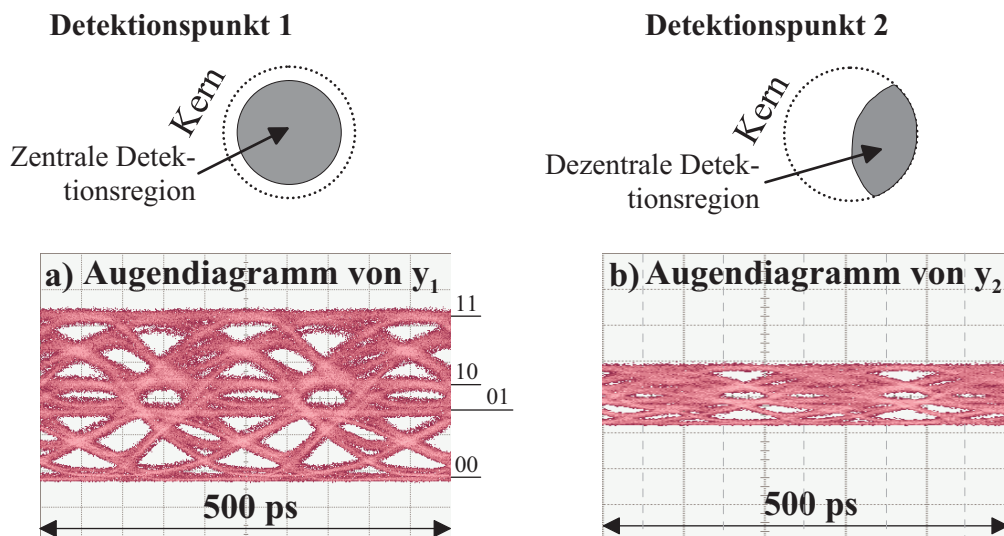


Abbildung 8.3: Gestörte Augendiagramme für  $2 \times 2$  Übertragung an unterschiedlichen Detektionspunkten

im Zentrum der MMF. Damit wird erreicht, dass primär die Moden niedriger Ordnung (angeregt durch CLP) detektiert werden. Die Detektionsposition wird hingegen weiter nach außen verschoben, so dass in diesem Fall die Moden höherer Ordnung (angeregt durch OLP) detektiert werden. Es ist zu erkennen, dass der Leistungslevel für diesen Detektionspunkt deutlich geringer ist.

Beide aufgenommene Augendiagramme sind aufgrund des Übersprechens der beiden Signale vollkommen gestört. Dagegen ist der Einfluss des Modenrauschens durch Verwendung der großen Detektionsfläche vernachlässigbar (wenig aufgeweiteter 1-Level). Des Weiteren sind sowohl im linken als auch im rechten Augendiagramm vier unterschiedliche Leistungslevel zu erkennen. Diese basieren auf den unterschiedlichen Bitkonstellationen

(„00“-, „01“-, „10“-, „11“-Level) der beiden kopropagierenden Signale. Der geringe Leistungslevel für den zweiten Detektionspunkt ist durch die geringere Detektionsfläche zu erklären (siehe Abbildung 8.3).

Im nächsten Schritt wird die Leistungsübertragungsmatrix für das untersuchte System bestimmt. Dabei ist jeweils nur ein Signal auf der Sendeseite eingeschaltet. Daran anschließend wird der Leistungseinfluss dieses Signals an den beiden Detektionspunkten mit einem optischen Leistungsmessgerät gemessen. Folgende Leistungsübertragungsmatrix (siehe Kapitel 4.1.1) wird ermittelt, die über einen Zeitraum von dreißig Minuten konstant bleibt:

$$H = \begin{pmatrix} 2,68 & 2,05 \\ 0,55 & 1,09 \end{pmatrix} \quad (8.1)$$

Es ist der Matrix zu entnehmen, dass im ersten Detektionspunkt (erste Reihe) das CLP eingestrahlte Signal dominiert. Im zweiten Detektionspunkt hingegen dominiert der Einfluss des OLP eingestrahlt Signals. Des Weiteren ist der Matrix zu entnehmen, dass die Koeffizienten im ersten Detektionspunkt größer als im zweiten Detektionspunkt sind. Dies ist durch die kleinere effektiv detektierte Fläche zu erklären (siehe Abbildung 8.3). Zusammengefasst heißt dies, dass durch die Detektion an den beschriebenen zwei Punkten eine Matrix bestimmt wird, die durch eine große Diversität gekennzeichnet ist. Dies ist nach Kapitel 4 eine Voraussetzung für eine erfolgreiche Entzerrung.

Nach der Bestimmung der Matrix, werden im nächsten Schritt die gestörten (aufgrund von Crosstalk) Datensignale mit dem Oszilloskop analog-zu-digital gewandelt und abgespeichert. Die Signale werden abschließend offline am PC entzerrt. Hierzu werden die zwei empfangenen gestörten Datensequenzen ( $y_1$  und  $y_2$ ) mit der invertierten Übertragungsmatrix ( $H^{-1}$ ) multipliziert. Die zwei unterschiedlichen entzerrten Datensequenzen ( $y_{1,eq}$  und  $y_{2,eq}$ ) sind in Abbildung 8.4 in grau dargestellt. Zum Vergleich sind die Originaldaten in schwarz dargestellt ebenfalls in dieser Abbildung gezeigt. Es ist eine sehr gute Übereinstimmung zwischen den gesendeten ( $s_1$  und  $s_2$ ) und den entzerrten Signalen ( $y_{1,eq}$  und  $y_{2,eq}$ ) zu erkennen. Anhand der weit geöffneten Augen wird die erfolgreiche Entzerrung des Übersprechens zwischen den Kanälen im 2x2 MIMO-System mit der MGDM-Technik verdeutlicht. Basierend auf diesen Ergebnissen wird im folgenden Kapitel untersucht, ob ebenfalls ein 3x3 MIMO-System mit der MGDM-Technik realisiert werden kann.

### 8.1.2 3x3 MIMO-System mit MGDM

Dieses Unterkapitel unterteilt sich in drei Abschnitte. Im ersten Abschnitt werden die Leistungsverteilungen am Ende der MMF für drei unterschiedliche Einstrahlpositionen experimentell bestimmt. Im zweiten Unterkapitel wird untersucht, ob das 3x3 MIMO-System mit einer kleinen Detektionsfläche (hoher Einfluss Modenrauschen jedoch hohe Diversität zwischen den unterschiedlichen detektierten Punkten) realisiert werden kann. Im dritten und letzten Unterkapitel wird gezeigt, dass ein 3x3 MGDM-System mit großer Detektionsfläche realisiert werden kann. Es wird hierzu der folgende Senderaufbau verwendet, der in Abbildung 8.5 dargestellt ist: Grundsätzlich wird ein ähnlicher Aufbau wie

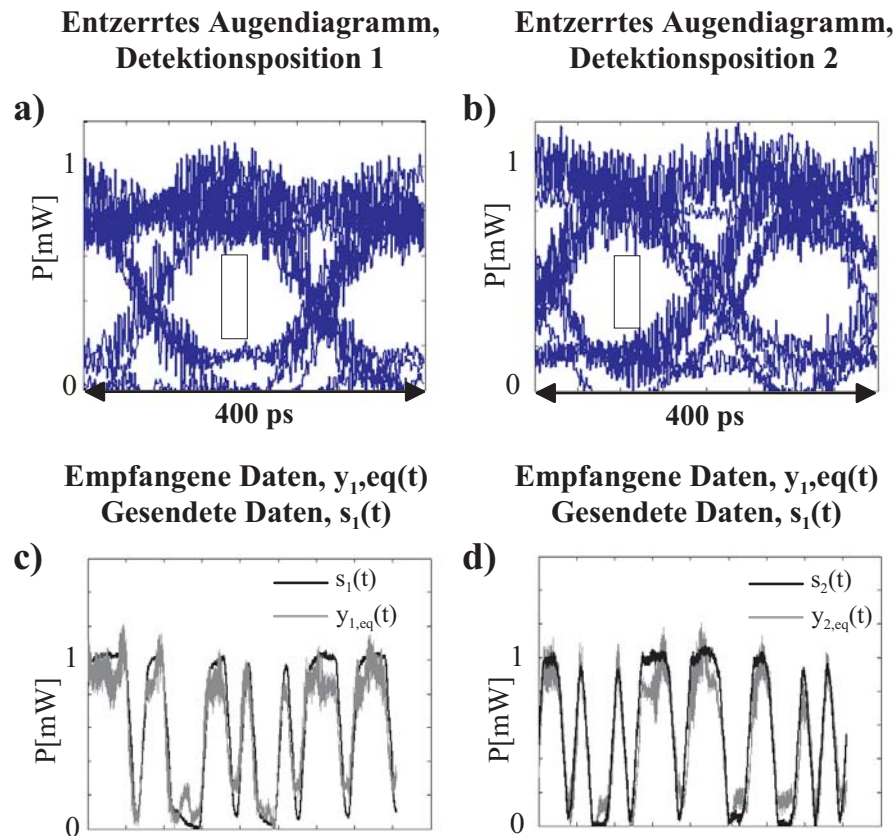


Abbildung 8.4: a, b: Entzerrte Augendiagramme für zwei unterschiedliche Signale; c, d) Zugehörige Datensequenzen im Vergleich zu Originaldatensequenzen

für das  $2 \times 2$  System verwendet<sup>1</sup>. Es wird jedoch zusätzlich ein drittes Signal hinzugefügt. Dies wird Senderseitig mit einem Versatz von  $12 \mu\text{m}$  eingestrahlt und wird im Folgenden mit SOLP-(Small Offset Launch Position) Signal bezeichnet. Die Kopplung der drei Signale (CLP ( $0 \mu\text{m}$  Versatz,  $-0,4 \text{ dBm}$  Eingangsleistung), SOLP( $12 \mu\text{m}$  Versatz,  $1,2 \text{ dBm}$  Eingangsleistung), LOLP ( $20 \mu\text{m}$  Versatz,  $0 \text{ dBm}$  Eingangsleistung)) wird mit zwei Modenerhaltenden Kopplern realisiert. Diese drei gemultiplexten Signale werden gleichzeitig über die Faser geschickt. Des Weiteren werden diese Untersuchungen bei einer Datenrate von  $2 \text{ Gb/s}$  pro Kanal durchgeführt, da das als analog-digital-Wandler (A/D Wandler) verwendete Oszilloskop nur eine begrenzte Speicherkapazität besitzt. Um sämtliche Bitkonstellationen zwischen den drei kopropagierenden Signalen analysieren zu können, wird daher eine geringe Datenrate gewählt. Diese Ergebnisse können jedoch auch mit höheren Datenraten realisiert werden.

<sup>1</sup>Es wird nur ein Datensignal und ein MZM verwendet, jedoch werden unterschiedliche Bitsequenzen mit Hilfe verschieden langer Fasern und damit Verzögerungen hinter den VOAs analysiert.

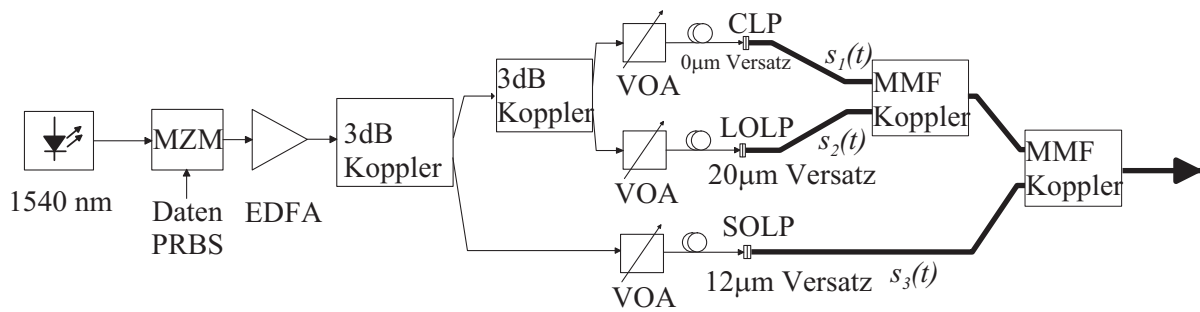


Abbildung 8.5: Experimenteller Aufbau für das 3x3 MIMO-System basierend auf MGDGM mit drei Einstrahlpositionen (CLP, SOLP, LOLP)

### Bestimmung der Intensitätsverteilungen im 3x3 System

Die Bestimmung der Intensitätsverteilungen für die drei verschiedenen Einstrahlpositionen (bei Modulation nur mit jeweils einem Datensignal) sind mit Hilfe der in Abschnitt 6.2.3 beschriebenen „Scanning“-Methode realisiert. Die Verteilungen für die CLP, SOLP und LOLP sind in Abbildung 8.6a, 8.6b und 8.6c dargestellt. Für die CLP (8.6a) ist er-

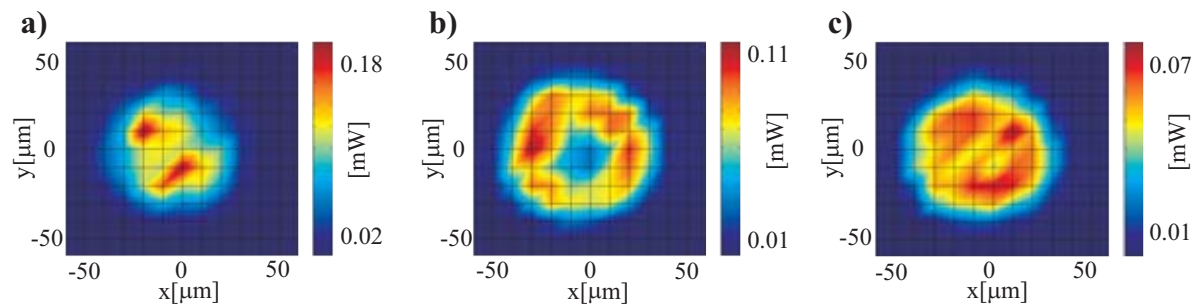


Abbildung 8.6: Intensitätsverteilung für das 3x3 MIMO-System mit kleiner Detektionsfläche für a) CLP-Einstrahlposition, b) SOLP-Einstrahlposition, c) LOLP-Einstrahlposition

wartungsgemäß eine hohe Intensität im Zentrum des Kerns zu erkennen. Jedoch sind zwei Intensitätsmaxima im Kernzentrum zu erkennen. Diese Tatsache wird mit einer zusätzlichen Modenkopplung bzw. Modenkonzersion durch den zweiten MMF-Koppler erklärt (dies könnte darauf hindeuten, dass der Koppler nicht vollständig Moden erhaltend wirkt). Die SOLP (8.6b) besitzt eine „Donut“-förmige Intensitätsverteilung, wie sie in vorigen Abschnitten schon gezeigt wurde. Im Gegensatz dazu besitzt die LOLP (8.6c) eine sehr gleichmäßige Intensitätsverteilung, die zwei Minima im Kernzentrum aufweist. Wiederum wird diese Verteilung, die von der erwarteten „Donut“-Form abweicht durch den Einsatz des zweiten MMF-Koppler erklärt. Zusammengefasst heißt dies, dass jede Einstrahlposition durch eine charakteristische Intensitätsverteilung gekennzeichnet wird und somit eine hohe Diversität vorhanden ist. Diese wird für die spätere Entzerrung des Übersprechens verwendet werden. Die Übertragungslänge für dieses Experiment beläuft sich auf einen Meter (Durchmesser:  $62,5\mu\text{m}$ ).

### Entzerrung für kleine Detektionsfläche

Für die Entzerrung des Übersprechens in einem 3x3 MGD-System mit kleiner Detektionsfläche wird der in Abbildung 8.7 verwendete Empfängeraufbau gewählt. Mit Hilfe des

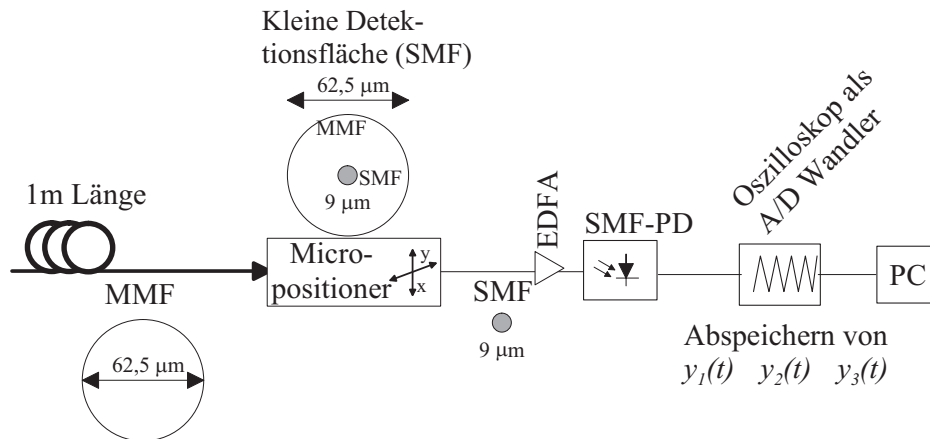


Abbildung 8.7: Empfänger des 3x3 MIMO-Systems bei Verwendung einer kleinen Detektionsfläche (SMF mit  $9\mu m$  Durchmesser)

Micropositioners werden drei unterschiedliche Positionen zur Detektion der drei kopropagierenden Signale mit einer SMF angefahren. Diese detektierten Signale werden mit Hilfe eines EDFA verstärkt und im nächsten Schritt mit einer SMF-Photodiode empfangen. Im Gegensatz zum 2x2 Übertragungssystem wird bei den untersuchten 3x3 MIMO-Systemen die Leistungsübertragungsmatrix mit Hilfe einer Trainingssequenz bestimmt. Dies bedeutet, dass drei bekannte Trainingssequenzen gleichzeitig übertragen werden und mit Hilfe der drei empfangenen gestörten Detektionssignale die Koeffizienten bestimmt werden. Dieser gewählte Ansatz mit einer Trainingssequenz erschwert insofern eine akkurate Bestimmung der Matrixkoeffizienten, weil die mit einer kleinen Fläche detektierten Signale stark durch den Einfluss von Modenrauschen variieren. Insofern ist die bestimmte Übertragungsmatrix  $H_{SMF}$  mit Ungenauigkeiten behaftet.

$$H_{SMF} = \begin{pmatrix} 1,3 & 0,3 & 0,7 \\ 0,7 & 0,3 & 0,9 \\ 1,1 & 0,5 & 0,3 \end{pmatrix}. \quad (8.2)$$

Es die Dominanz des CLP eingestrahlt Signals an zwei Punkten zu erkennen (1. und 3. Zeile), während das LOLP-Signal in der zweiten Zeile dominiert. Das SOLP eingestrahlt Signal besitzt hingegen immer einen relativ geringen Einfluss. Es soll an dieser Stelle noch einmal hervorgehoben werden, dass die Bestimmung der Koeffizienten sehr ungenau ist, da die Rauscheffekte (d.h. instabiles „speckle“ Muster) eine akkurate Messung der Leistungskoeffizienten nicht ermöglichen.

Nach der Bestimmung dieser Übertragungsmatrix wird im Folgenden das Übersprechen zwischen den gleichzeitig übertragenen Signalen untersucht. Die drei aufgenommenen gestörten Datensätze sind in der oberen Reihe in Abbildung 8.8 dargestellt. Es sind sehr verrauschte Signale zu erkennen, die durch den Einfluss des Modenrauschens (siehe

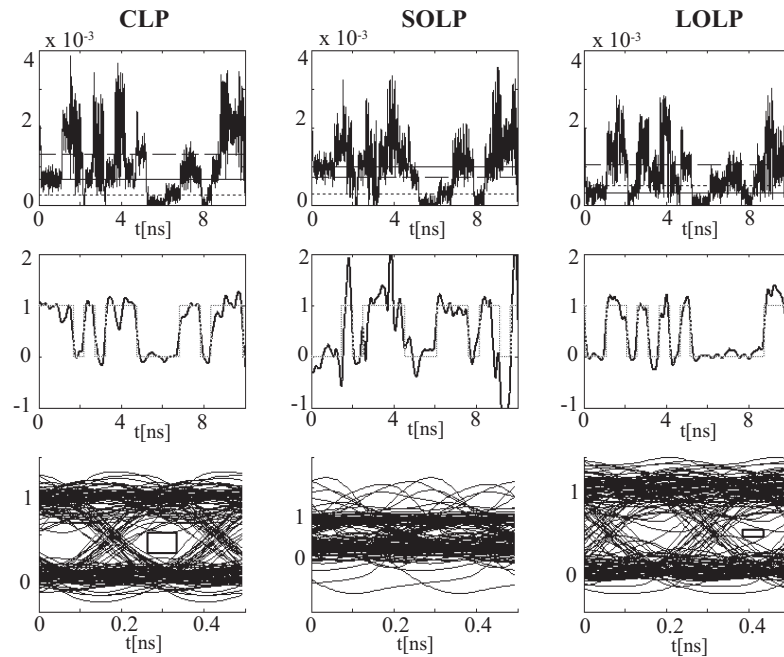


Abbildung 8.8: Experimentell ermittelte Datensätze für CLP (linke Spalte), SOLP (mittlere Spalte), LOLP (rechte Spalte) bei Verwendung der kleinen Detektionsfläche und einer Datenrate von  $3 \times 2\text{Gb/s}$ ; obere Reihe: detektierte Rohdatensequenzen, mittlere Reihe: mit 2 GHz Filter und entzerrte Datensätze, untere Reihe: zu mittlerer Reihe korrespondierende Augendiagramme

Kapitel 7) erklärt werden. Der Einfluss des EDFA Rauschens ist bei diesen Experimenten vernachlässigbar. Aufgrund dieser Rauscheinflüsse ist es schwierig stabile Ausgangssignale zu erhalten, die für eine Entzerrung genutzt werden können. Durch Multiplikation der empfangenen Signale ( $y_{1,2,3}$ ) mit der invertierten Leistungsübertragungsmatrix ( $H_{SMF}^{-1}$ ) wird das Übersprechen zwischen den Signalen entzerrt. Danach anschließend werden die Signale mit Hilfe eines 2 GHz Filters geglättet. Die ermittelten Datensätze und die daraus folgenden Augendiagramme werden in der zweiten bzw. dritten Reihe von Abbildung 8.8 dargestellt. Während für das CLP eingestrahlt Signal noch eine weite Augenöffnung erkennbar ist, ist für das LOLP eingestrahlt Signal nur noch eine sehr kleine Augenöffnung zu erkennen. Das SOLP eingestrahlt Signal ist vollkommen geschlossen, so dass keine Fehlerfreie Übertragung mehr möglich ist. Die vollkommene Schließung des Auges wird durch starkes Übersprechen aus den beiden Nachbarkanälen erklärt. Es wird zusammengefasst, dass mit der kleinen Detektionsgröße keine Fehlerfreie Übertragung in allen drei Kanälen gewährleistet werden kann.

### Entzerrung mit großer Detektionsfläche

In diesem Unterkapitel werden die Untersuchungen mit einer großen Detektionsfläche vorgestellt [56]. Im Vergleich zum experimentellen Versuchsaufbau mit kleiner Detekti-



onsfäche wird eine MMF (Durchmesser  $50\mu\text{m}$ ) zur Detektion der drei gestörten Signale verwendet (siehe Abbildung 8.9). Detektionsflächen mit einem Durchmesser zwischen  $9\mu\text{m}$  und  $50\mu\text{m}$  werden in dieser Arbeit nicht untersucht. Durch Verwendung der MMF mit

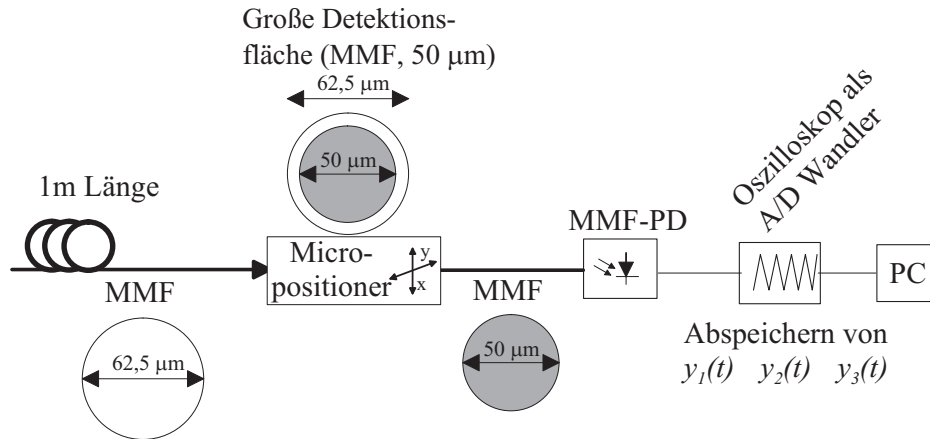


Abbildung 8.9: Empfänger des 3x3 MIMO-Systems bei Verwendung einer großen Detektionsfläche (MMF mit  $50\mu\text{m}$  Durchmesser)

einem Durchmesser von  $50\mu\text{m}$  auf der rechten Seite des Micropositioners können Bereiche mit größerer Diversität hinsichtlich der Leistungsverteilung bei der Übertragungs-MMF (Durchmesser:  $62,5\mu\text{m}$ ) (linke Seite des Micropositioners) detektiert werden. Die Bestimmung der Leistungsübertragungskoeffizienten mittels Trainingssequenz bei grossflächiger Detektion ist wegen der besseren Stabilität des Systems (weniger Einfluss des Modenrauschens) deutlich einfacher. Die Koeffizienten werden wie folgt bestimmt:

$$H = \begin{pmatrix} 3,8 & 2,7 & 2,4 \\ 1,5 & 2,0 & 1,1 \\ 3,4 & 2,2 & 2,8 \end{pmatrix}. \quad (8.3)$$

Anhand der Matrix wird ersichtlich, dass das CLP eingestrahlte Signal (entspricht der ersten Spalte in der Übertragungsmatrix) sowohl im Detektionspunkt eins als auch im Detektionspunkt drei über die anderen beiden Signale dominiert. Im zweiten Detektionspunkt dominiert hingegen das SOLP eingestrahlte Signal. Des Weiteren ist ersichtlich, dass die erste und dritte Zeile sich stark ähneln. Dies bedeutet eine geringe Diversität, die sich negativ bei der Entzerrung auswirkt. Dies liegt daran, dass bei der Invertierung der Matrix hohe Einträge auftreten, die zu einer Verstärkung von Rauscheffekten führen. Eine bessere Differenzierung zwischen den Signalen und damit eine höhere Diversität innerhalb des Systems ist aber aufgrund der vereichbar großen Detektionsfläche von  $50\mu\text{m}$  Durchmesser nicht möglich.

Die experimentellen Ergebnisse für die große Detektionsfläche sind in Abbildung 8.10 dargestellt. Im Gegensatz zur Detektion mit der kleinen Fläche ist anhand der ersten Reihe zu erkennen, dass die an den drei Punkten aufgenommenen Datensequenzen sehr gering durch Rauscheinflüsse degradiert sind. Nur auf dem „111“-Level ist eine leichte Aufweitung zu erkennen. Nach der Entzerrung und der Glättung mit Hilfe des oben beschriebenen Filters ist anhand der zweiten Reihe zu erkennen, dass die entzerrten Datensequenzen (grau)

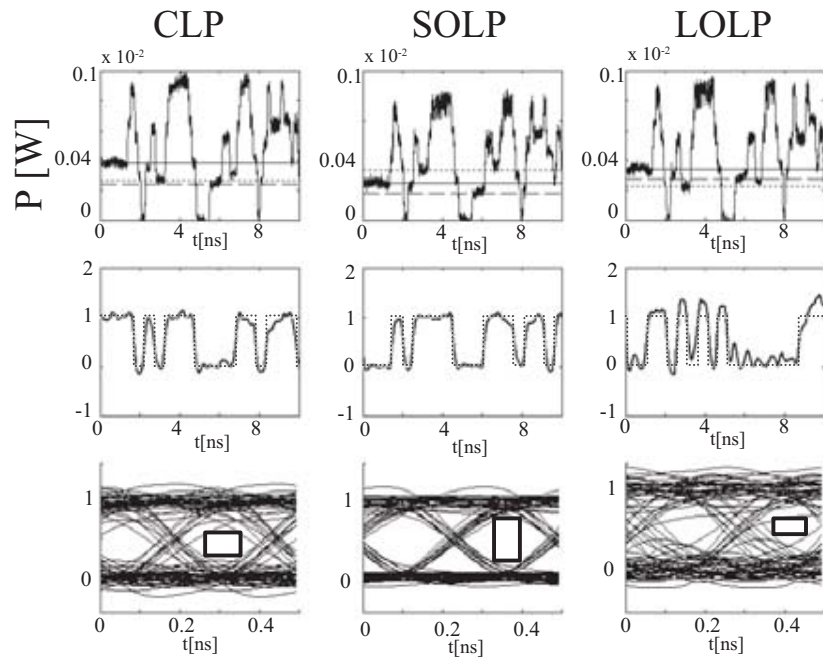


Abbildung 8.10: Experimentell ermittelte Datensequenzen für CLP (linke Spalte), SOLP (mittlere Spalte), LOLP (rechte Spalte) bei großer Detektionsfläche; obere Reihe: detektierte Rohdatensequenzen, mittlere Reihe: mit 2 GHz Filter und entzerrte Datensequenzen, untere Reihe: zu mittlerer Reihe korrespondierende Augendiagramme

und die gesendeten Datensequenzen (schwarz) relativ gut übereinstimmen. Nur im dritten Detektionspunkt werden deutlichere Abweichungen zwischen den beiden Datenfolgen sichtbar. Diese liegen hauptsächlich in der geringen Diversität des Systems begründet. Damit verbunden ist die schlechtere Entzerrung der Signale. Das Augendiagramm basierend auf den entzerrten Datenfolgen ist daher auch für den dritten Detektionspunkt am stärksten im Vergleich zu den beiden anderen Detektionspunkten degradiert. Dennoch ist eine klare Augenöffnung für alle drei Detektionspunkte und somit eine fehlerfreie Übertragung mit Hilfe dieser Detektionsmethode möglich.

## Resümee

Es wird zusammengefasst, dass das 3x3 System auf der einen Seite durch starke Rauscheinflüsse (kleine Detektionsfläche) und auf der anderen Seite durch eine geringe Diversität (große Detektionsfläche) gekennzeichnet ist. Es wird daher erwartet, dass eine Systemverbesserung dadurch gelingen wird, indem eine moderate (Größe zwischen SMF und MMF) Detektionsfläche gewählt wird. Dadurch würden sowohl die Rauscheinflüsse reduziert als auch die Diversität erhöht.

## 8.2 Kombination von WDM und MGDM

Nach der erfolgreichen Realisierung eines 3x3 MIMO-Systems mit MGDM bei großer Detektionsfläche wird zum Abschluss dieser Arbeit experimentell untersucht, ob eine Kombination aus MGDM und WDM realisiert werden kann. Der Fokus dieser Experimente liegt somit auf der Machbarkeit bzw. Realisierbarkeit und nicht auf die detaillierte Untersuchung der Robustheit des Systems (bestehend aus MGDM und WDM) gegenüber limitierenden Systemeinflüssen.

Die grundsätzliche Idee zur Kombination von WDM und MGDM auf der Transmitterseite wird beispielhaft anhand eines in Abbildung 8.11 dargestellten Systems bestehend aus 4 Datensignalen (2xWDM und 3xMGDM) erläutert. Die zwei unterschiedlichen Multiple-

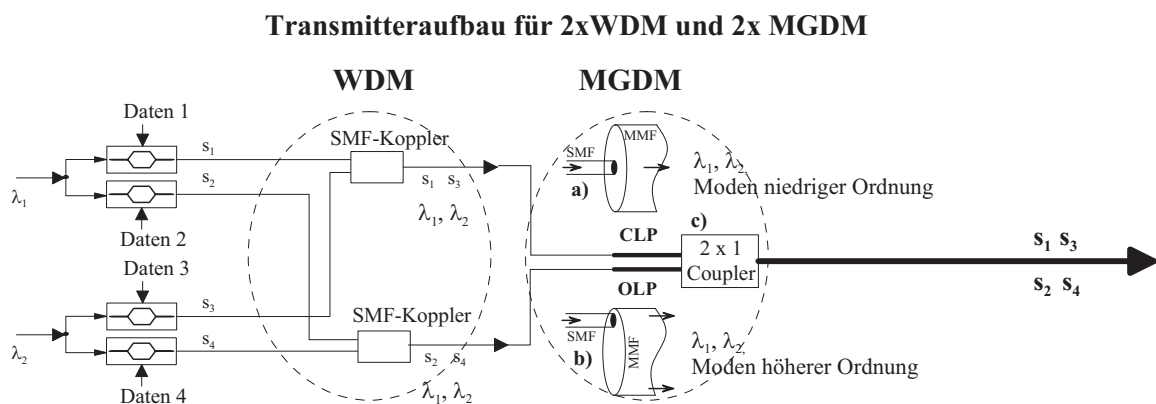


Abbildung 8.11: Möglicher Transmitteraufbau für die Kombination von WDM- und MGDM-Technik

xing Techniken WDM und MGDM werden seriell angewendet. Es werden zwei Laser mit den unterschiedlichen Wellenlängen  $\lambda_1$  und  $\lambda_2$  bei dieser Realisierungsmöglichkeit verwendet. Das unmodulierte Licht dieser Laser wird in jeweils zwei Stränge aufgeteilt. Im nächsten Schritt findet die Modulation mittels vier verwendeter MZM statt, so dass vier optische modulierte Signale ( $s_1$ - $s_4$ ) zum Multiplexen vorhanden sind.

Das WDM wird mit zwei SMF-Kopplern realisiert, die jeweils die Signale  $s_1$  und  $s_3$  bzw.  $s_2$  und  $s_4$  miteinander koppeln. Damit sind zwei WDM-Signale mit gleichen Trägerwellenlängen entstanden, die im nächsten Schritt mit Hilfe des MGDM-Ansatzes gleichzeitig über die MMF übertragen werden sollen. Dabei wird das MGDM mit zwei unterschiedlichen Einstrahlpositionen von SMF auf MMF (CLP, OLP) und dem beschriebenen (siehe Abbildung 4.6) modenerhaltenden Koppler realisiert. Anhand der Abbildung wird deutlich, dass die Signale  $s_1$  und  $s_3$  aufgrund der CLP-Einstrahlung mit Moden niedriger Ordnung übertragen werden und die Signale  $s_2$  und  $s_4$  mit Moden höherer Ordnung übertragen werden. Durch den modenerhaltenden Koppler werden im letzten Schritt alle vier Signale auf die MMF-Übertragungsstrecke gemultiplext. Zusammengefasst bedeutete dies, dass die vier optischen Signale mit zwei Wellenlängen und zwei unterschiedlichen Modengruppen (niedriger und höherer Ordnung) übertragen werden.

Die Empfängerseite dieser WDM und MGDM Realisierungsmöglichkeit ist in Abbildung 8.12 dargestellt. Auf der Empfängerseite werden die vier übertragenen Signale seriell ge-

### Empfängeraufbau für 2xWDM und 2x MGDM

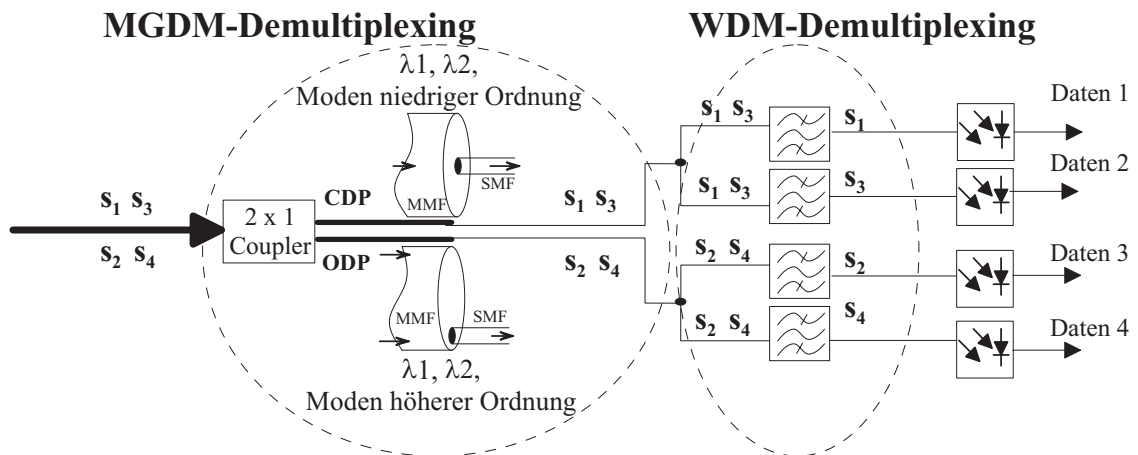


Abbildung 8.12: Möglicher Empfängeraufbau für die Kombination von WDM- und MGDM-Technik

demultiplext. Zuerst findet das MGDM-Demultiplexing statt, indem an zwei unterschiedlichen Positionen (CDP, ODP) von MMF auf SMF gedemultiplext wird (dies beinhaltet gleichzeitig die vorher beschriebene Instabilität durch den Einfluss des Modenrauschens). Dadurch werden zwei WDM-Signale generiert, die die gleichen Trägerwellenlängen besitzen. Im nächsten Schritt findet das WDM-Demultiplexing mit einem optischen Filter statt. Die separierten optischen Signale  $s_1$ - $s_4$  werden jeweils mit einer Photodiode empfangen.

Anhand dieses Beispiels bestehend aus 4 unterschiedlichen Datensignalen wird deutlich, wie eine Kombination aus WDM und MGDM grundsätzlich realisiert werden könnte. Im folgenden Abschnitt wird eine im Labor vereinfachte Realisierungsmöglichkeit vorgestellt.

#### 8.2.1 Experimentelle Realisierung der Kombination aus MGDM und WDM

Die experimentelle Realisierung der Kombination aus MGDM und WDM bei einer Gesamtdatenrate von 107 Gb/s wird in Abbildung 8.13 dargestellt. Die Gesamtdatenrate wird dabei erreicht, indem fünf Signale (Kanalabstand: 100 GHz) mit jeweils einer Datenrate von 10,7 Gb/s mit Hilfe des WDM-Ansatzes gemultiplext werden. Die Dekorrelation der einzelnen Datenstränge wird dabei mit Hilfe von unterschiedlichen Verzögerungen gewährleistet. Anschließend wird dieses optische unmodulierte WDM-Signal in zwei Stränge aufgespalten und mit unterschiedlichen MZM moduliert. Die zwei Stränge werden ebenfalls voneinander dekoriert und mittels zweier EDFAs verstärkt sowie VOAs abgeschwächt. Der Mode Multiplexing Prozess wird realisiert, indem ein WDM-Signal in CLP und ein WDM-Signal in OLP (20  $\mu\text{m}$  Versatz) eingestrahlt wird, die anschließend mit

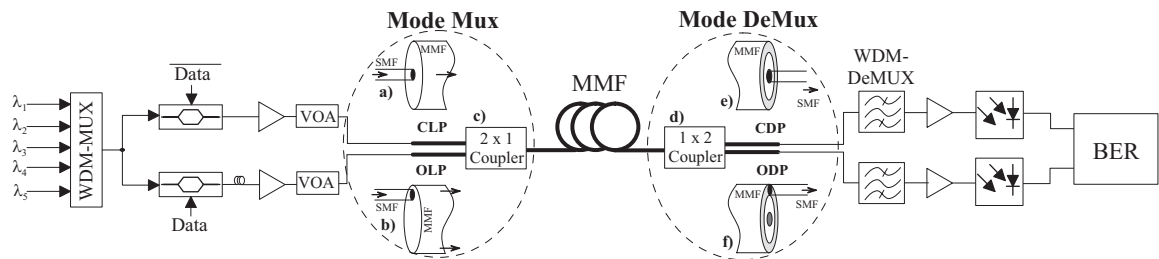


Abbildung 8.13: Experimentelle Realisierung des kombinierten WDM- und MGDm-Ansatzes bei einer Gesamtdatenrate von 107 Gb/s

einem modenerhaltenden Koppler zusammengekoppelt werden<sup>2</sup>. Nach Übertragung über 200 m GI-MMF (Faser 1) und wird das detektierte Signal mittels eines modenerhaltenden Kopplers in zwei Stränge aufgespalten. Im oberen Strang wird das CLP eingestrahlte WDM-Signal mittels einer Direktkonnektierung von MMF auf SMF detektiert. Im unteren Strang wird das OLP eingestrahlte Signal mit einem Patchcord bestehend aus einem Versatz ( $20\ \mu\text{m}$ ) von MMF zu SMF detektiert. Aufgrund der Leistungsverteilung über einen größeren ringförmigen Kernbereich bei OLP tritt bei Benutzung der kleinen Detektionsfläche ein Leistungsverlust von 12 dB im Vergleich zur zentralen Detektionsposition auf. Diese Differenz wird durch eine unterschiedlich große Eingangsleistungen ausgeglichen (CLP: -1dBm und OLP: 11dBm). Danach anschließend wird das WDM-Demultiplexing mittels eines optischen Filters (3 dB Bandbreite von 200 pm) realisiert. Der Gesamtverlust von 22 dB (aufgrund von beiden Demultiplexing Methoden, Dämpfung der Koppler und Faser) wird mit EDFAs ausgeglichen. Abschließend wird jedes empfangene Signal mit dem BER-Tester analysiert. Die Ergebnisse der Experimente für den b2b-Fall, 100 m Übertragung und 200 m Übertragung sind in Abbildung 8.14 exemplarisch für den mittleren WDM-Kanal dargestellt. Dieser wird durch schlechtesten Übertragungseigenschaften gekennzeichnet. Die restlichen Kanäle zeigten vergleichbare Übertragungseigenschaften.

Für die Analyse der Übertragungsqualität der einzelnen Signale wird die Toleranz gegenüber Amplitudenabweichungen (TAD) und Jitterabweichungen (TJD) untersucht (in Abbildung 8.14a und 8.14c für CDP und in 8.14b und 8.14 d für ODP). Für beide Detektionspositionen und sämtliche Trägerfrequenzen werden fehlerfreie Übertragungen gemessen.

Des Weiteren ist zu erkennen, dass die TAD sowie die TJD vom b2b-Fall zur 100 m Übertragung für beide Detektionspunkte nur geringfügig abnehmen. Im Gegensatz dazu ist eine signifikante Reduzierung der TAD und TJD für die 200 m Übertragung zu erkennen. Des Weiteren wird deutlich, dass der limitierende Faktor die TAD ist (kleiner 10 mV). Dies wird ebenfalls anhand der beiden Augendiagramme ersichtlich, bei denen der „1“-Level im Vergleich zum „0“-Level stark aufgeweitet ist. Diese Tatsache wird durch den Einfluss von Modenrauschen erklärt, der aufgrund der kleinen Detektionsflächen nicht zu vermeiden ist. Trotz der Verschlechterung der Übertragungsqualität wird mittels dieses Versuches gezeigt, dass eine fehlerfreie Übertragung mit dem kombinierten Ansatz aus MGDm und WDM möglich ist.

<sup>2</sup>Vor dem Koppler werden in beiden Fasern Polarisationssteller wie beim optimierten Ansatz mit kleiner Detektionsfläche (siehe Abbildung: 6.9) zur Unterdrückung des Übersprechens eingebaut.

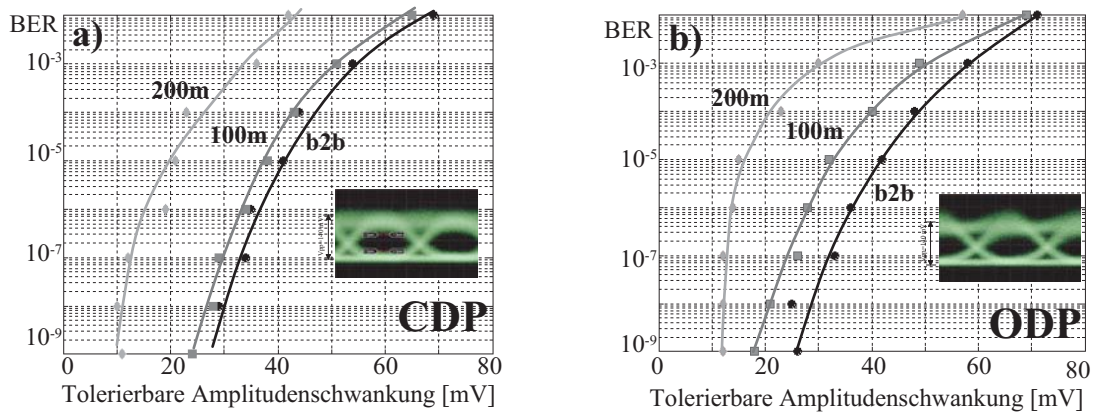


Abbildung 8.14: Toleranz gegenüber Amplitudenabweichung (TAD) für a) zentrale Detektion (CDP) und b) Detektion mit Versatz(ODP); Toleranz gegenüber Jitterabweichungen (TJD) für c) CDP und d) ODP; Augendiagramme für CDP (oben) und ODP (unten) nach 200 m

### 8.3 Resümee

Es wurde anhand der experimentellen Ergebnisse gezeigt, dass der MGDM-Ansatz für eine stabile 2x2 MIMO-Übertragung mit Entzerrung und großflächiger Detektion genutzt werden kann (Datenrate von 10,7 Gb/s). Der Einfluss des Modenrauschens wurde aufgrund der größeren Detektionsfläche sehr stark eingeschränkt. Die Anwendung kann ebenfalls auf ein 3x3 System ausgeweitet werden.

Abschließend wurde anhand von Experimenten gezeigt, dass eine Kombination aus MGDM und WDM möglich ist (dies wurde nur mit der kleinen Detektionsfläche gezeigt). Dadurch wurde eine Gesamtdatenrate von 107 Gb/s über 200 m GI-MMF nachgewiesen.

# Kapitel 9

## Zusammenfassung und Ausblick

Zum Abschluss dieser Arbeit werden die erzielten Ergebnisse zusammengefasst. Des Weiteren soll an dieser Stelle ein Ausblick für mögliche Optimierungen und Erweiterungen gegeben werden.

### 9.1 Zusammenfassung

Innerhalb dieser Arbeit wurden drei unterschiedliche Methoden untersucht, wie das Bandbreiten-Längenprodukt in MMF- und POF- basierten Systemen optimiert werden kann. Die Ergebnisse der einzelnen Untersuchungen werden im Folgenden zusammengefasst.

#### **Adaption bekannter Techniken aus SMF-Übertragungssystemen**

Im ersten Teil der Arbeit wurden simulative Ergebnisse für SMF basierte Systeme vorgestellt, die den Nutzen von neuartigen Modulationsformaten und FEC belegen. Insbesondere wurde untersucht, wie robust einzelne Modulationsformate gegenüber variablen Overheads sind. Dabei wurde das System sowohl durch Dispersion als auch durch EDFA-Rauschen beeinflusst. Anhand der Ergebnisse wurde gezeigt, dass das DQPSK-Modulationsformat die besten Eigenschaften im untersuchten System besitzt (gute Dispersionstoleranz und hohe Empfängerempfindlichkeit für alle untersuchten Overheads). Dies wird in erster Linie durch die halbierte Symbolrate und die Verwendung des Balanced Detectors erklärt.

In zweiten Teil dieses Ansatzes wurde untersucht, ob FEC und neuartige Modulationsformate ebenfalls in MMF-Anwendungen genutzt werden können. Erstens wurde hierzu festgestellt, dass der Einsatz von FEC in MMF-Systemen als sinnvoll erachtet wird. Dennoch ist die Einführung dieser Technik in erster Linie von der Standardisierung und von der finanziellen Profitabilität für die beteiligten Unternehmen abhängig. Zweitens wurde gezeigt, dass sowohl Phasenmodulierte Signale als auch das Duobinärformat wenig

Nutzen für MMF-Systeme besitzen. Dies liegt zum einen am unterschiedlichen Charakter der Modendispersion im Vergleich zur chromatischen Dispersion, der die Verwendung des Duobinärformates nicht sinnvoll macht, und zum anderen an komplexen Empfängerstrukturen für das DQPSK-Modulationsformat.

### **Untersuchung neuartiger Fasern und Komponenten**

Im zweiten Teil der Arbeit wurde experimentell untersucht, in wie weit das Bandbreiten-Längenprodukt mittels neuartiger Fasern und neuer Komponenten optimiert werden kann. Das Kernelement dieser Untersuchungen besteht in einer Photodiode, die sowohl eine große Detektionsfläche als auch eine hohe Bandbreite besitzt. Mit Hilfe dieser Photodiode ist es gelungen anwendbare bzw. realistische (d.h. hohe Einkoppeltoleranz hinsichtlich des Versatzes, keine Verwendung von SMF auf der Empfängerseite etc.) 40 Gb/s MMF Systeme bis 1000m zu untersuchen.

Grundsätzlich sind sämtliche Übertragungen sehr stark vom Einkoppelversatz auf der Transmitterseite abhängig, da dieser die Anzahl der ausbreitungsfähigen Moden und somit den Einfluss der Modendispersion beeinflusst. Es konnte gezeigt werden, dass eine fehlerfreie 40 Gb/s Übertragung bis zu einem Versatz von  $\pm 3\mu\text{m}$  bei einer Übertragungstrecke von 100 m GI-MMF möglich ist. Bei grösseren Versätzen hat der Einfluss der Modendispersion die BER signifikant gesenkt. Des Weiteren wurde innerhalb dieser Arbeit erstmals eine fehlerfreie 40 Gb/s Übertragungen über 50 m POF gezeigt. Dabei war der zu tolerierende Versatz deutlich höher ( $\pm 10\mu\text{m}$ ) als bei der 100 m MMF-Übertragung. Bei beiden Experimenten (über 100 m MMF und 50 m POF) wurde keine Abhängigkeit der Eingangspolarisation gemessen.

In einer zweiten Versuchsreihe wurden 40 Gb/s Übertragungen über Strecken bis 1000m GI-MMF untersucht. Dabei zeigte sich neben der bekannten Abhängigkeit vom Versatz auch eine hohe Abhängigkeit von der Eingangspolarisation. Des Weiteren wurde anhand von Langzeitexperimenten gezeigt, dass sich das Übertragungsverhalten zeitlich ändert. Diese Ergebnisse wurden mit Hilfe eines Modells erklärt, welches auf dem kombinierten Zusammenwirken von Übersprechen und variablen Vorzugsrichtungen der MMF basiert.

### **Verwendung des MIMO-Ansatzes für optische MMF- und POF-Systeme**

Die Adaption des aus der Mobilfunktechnik bekannten MIMO-Ansatzes basierend auf der „Mode Group Diversity Multiplexing“ (MGDM) Technik mit Direktempfänger stellt den Hauptteil dieser Arbeit dar. Unter dem MGDM-Technik wird verstanden, dass unterschiedliche Signale mit Hilfe unterschiedlicher Modengruppen über die MMF bzw. POF übertragen werden. Das Multiplexen der unterschiedlichen Modengruppen (diese werden durch verschiedene Versätze am Transmitter angeregt) wurde mittels eines modenerhaltenden Kopplers realisiert. Zum Demultiplexen der unterschiedlichen Signale wurden die verschiedenen Leistungsverteilungen der angeregten Moden am Empfänger ausgenutzt.



Dabei wurden die verschiedenen Detektionspunkte am Ende der MMF bzw. POF mit Hilfe eines Micropositioners angefahren. Innerhalb dieser Arbeit wurde die MGDM-Technik mit einem Direktempfänger erstmals experimentell nachgewiesen.

Dabei wurde sowohl eine kleine Detektionsfläche (realisiert mit SMF mit Kerndurchmesser von  $9\ \mu\text{m}$ ) als auch eine große Detektionsfläche (realisiert mit MMF mit Kerndurchmesser von  $50\ \mu\text{m}$ ) untersucht. Die kleine Fläche zeichnet sich durch eine hohe Diversität zwischen den unterschiedlichen angefahrenen Punkten am Empfänger aus, so dass ein Übersprechen zwischen den kopropagierenden Signalen sehr gut unterdrückt werden kann. Jedoch ist diese Detektionsweise sehr anfällig gegenüber dem Einfluss von Modenrauschen. Der Einfluss dieses limitierenden Effektes wurde analytisch und experimentell in Kapitel 7 untersucht. Dabei wurde experimentell gezeigt, dass der Einfluss stark durch die Optimierung der Polarisation sowie die Verwendung einer großflächigen Detektion minimiert werden kann. Mit Hilfe dieses Ansatz wurde ein 2x2 MIMO-System über MMF und POF bei Datenraten bis 21,4 Gb/s realisiert.

Abschließend wurde die Realisierung der MGDM-Technik als MIMO-System mit integrierter Entzerrung des Übersprechens bei Verwendung der großflächigen Detektion untersucht. Als Entzerrungstechnik wurde dabei die Matrixinvertierung verwendet. Es wurde die Realisierbarkeit des MGDM-Ansatzes anhand von 2x2 sowie 3x3 MIMO-Übertragungsexperimenten mit „offline“ Entzerrung bis zu Datenraten von 10,7 Gb/s über 100 m GI-MMF erstmals experimentell nachgewiesen. Dabei bestand die Limitierung im 3x3 MIMO-System in der geringen Diversität aufgrund der großen Detektionsfläche. Der Einfluss des Modenrauschens ist hingegen vernachlässigbar klein gewesen. Des Weiteren wurde in dieser Arbeit die Realisierbarkeit des MGDM-Ansatzes mittels Multimode Lasern nachgewiesen.

Abschließend wurde die Kombinationsmöglichkeit des MGDM-Ansatzes mit der WDM-Technik experimentell untersucht. Es wurde gezeigt, dass bei Verwendung dieser Techniken eine Gesamtdatenrate von 107 Gb/s über 200 m GI-MMF realisiert werden kann.

## 9.2 Ausblick

Die MGDM-Technik nutzt in erster Linie eine neue Dimension - die Dimension „Raum“ - zum Multiplexen von optischen Signalen innerhalb von MMF und POF. In dieser Arbeit wurde gezeigt, dass diese Dimension genutzt werden kann. Jedoch ist der Aufwand zur Zeit relativ hoch, da auf der Senderseite ein modenerhaltende Koppler und auf der Empfängerseite eine unterteilte Photodiode verwendet werden muss. Zusätzlich muss eine Matrix bestimmt werden, die zur Entzerrung des Übersprechens genutzt wird.

Trotz dieser Nachteile ist es möglich die Übertragungskapazität bereits verlegter Fasern weiter zu steigern. Grundsätzlich wird es als möglich angesehen, dass 4x4 oder auch 5x5 MIMO-Systeme realisiert werden könnten. Hierzu müsste die Detektionsfläche am Empfänger zwischen den untersuchten Größen ( $9\ \mu\text{m}$  und  $50\ \mu\text{m}$ ) liegen. Dadurch würde sowohl der Einfluss des Modenrauschens klein gehalten als auch der Einfluss des Übersprechens nicht zu groß werden.

# Abbildungsverzeichnis

2.1	a) Aufbau der rotationssymmetrischen Faser; b) Querschnitt der Faser . . .	6
2.2	a) Kerndurchmesser der SMF (i), der MMF (ii) und der POF (iii); b) Brechungsindex einer Stufenindexfaser; c) Brechungsindex einer Gradientenindexfaser . . . . .	6
2.3	E-Feldverteilung für $EH_{01}$ - (a) und $HE_{21}$ -Mode (b) und die Leistung der beiden überlagerten Moden (c) für eine rotationssymmetrische schwach führende optische Faser . . . . .	9
2.4	Leistungsverteilung für LP-Mode $l = 0$ und $m = 1$ (links) und für LP-Mode $l = 4$ und $m = 1$ , (rechts) . . . . .	13
2.5	Brechungsgesetz und Gesetz von Snellius . . . . .	15
2.6	Schichtwellenleiter der Höhe $a$ mit Phasensprüngen an den Punkten A und B [12] . . . . .	16
2.7	a) Darstellung des Umkehrpunktes $x_{ac}$ innerhalb des GI-LWL. b) Unterschiedlich ausbreitungsfähige Moden innerhalb der Gradientenindexfaser (rechts) [Mode 1: Mode niedrigster Ordnung, Mode 3: Mode höherer Ordnung] . . . . .	18
2.8	a) Aufteilung der Wellenvektorkomponenten b) grau: hyperbelartiger Verlauf der $k_{\varphi}^2$ -Komponente; schwarz: parabelartiger Verlauf von $k^2 n(r)^2 - k_z^2$	18
2.9	Innere und äußere Kaustik innerhalb des Querschnitts einer GI-Faser für eine Anregung mit $20 \mu m$ Versatz und $10$ Grad Einstrahlwinkel . . . . .	20
2.10	a) Projektion des Strahlverlaufs innerhalb einer SI-Faser mit innerer Kaustik in Abhängigkeit von $\theta_e$ b) dreidimensionale Darstellung eines Strahlverlaufs mit innerer Kaustik in SI-Faser (gestauchte Darstellung in z-Richtung)	21
3.1	Aufbau eines optischen Übertragungssystems bestehend aus Sender, Kanal und Empfänger . . . . .	22
3.2	Spektrum eines Einmodenlasers bei einer Wellenlänge von $1540 nm$ (links) und eines mehrmodigen VCSELs bei einer Wellenlänge von $850 nm$ (rechts)	25

3.3	Aufbau eines Mach-Zehnder-Modulators (MZM) . . . . .	26
3.4	Signalraumkonstellation für Intensitätsmodulation (ASK), Duobinärmodulation (DB), Phasenmodulation (PSK) und vierstufiger Phasenmodulation (QPSK) . . . . .	27
3.5	a) Kanalkodierung innerhalb eines optischen Übertragungssystems; b) Verdeutlichung von Kodierungsverlust und Kodierungsgewinn mit Hilfe der kodierten, unkodierten und korrigierten BER-Kurve . . . . .	28
3.6	a) Dämpfungsverlauf in Abhängigkeit der Wellenlänge für Quarzglas nach [3] und b) für fluorierte POF nach [8] . . . . .	30
3.7	a) Dispersionkoeffizient $D$ in Abhängigkeit der verwendeten Trägerwellenlänge für Quarzglas und PF-POF [8]; b) Dispersionkoeffizient $D$ für Quarzglas im zweiten und dritten optischen Fenster [3] . . . . .	31
3.8	Einfluss der Modendispersion für 300 m GI-MMF bei Verwendung eines 850nm VSCSEL mit variabler Datenrate [a)1 Gb/s, b) 3 Gb/s und c) 5 Gb/s]	33
3.9	a) Overfilled Launch Position (OvLP); b) Restricted Launch Position mit $0 \mu m$ offset; c) Restricted Launch Position mit $20 \mu m$ offset (c) . . . . .	33
3.10	a) Komplette Fläche der MMF wird von der Photodiode detektiert b) Teilfläche der MMF wird von der Photodiode detektiert . . . . .	36
3.11	Vergleich einer Gauß Verteilung mit einer Gamma Verteilung . . . . .	38
3.12	Blockschaltbild eines optischen Direktempfängers bestehend aus optischem Vorverstärker (EDFA), optischem Filter, Photodiode, elektrischem Transimpedanzverstärker (TIA), elektrischem Filter, FEC Demodulation, Entscheider, Bitfehlerbestimmung (BER) . . . . .	39
3.13	Experimentelles Augendiagramm zur Verdeutlichung der Amplitudentoleranz für unterschiedliche Ziel-BERs sowie die Aufweitung des „1“- und „0“-Levels . . . . .	40
3.14	Diagramm zur Bestimmung der tolerierbaren Amplituden- (TAD) und Jitter-Abweichungen (TJD) in vier Schritten . . . . .	41
4.1	Modell eines MIMO-Übertragungssystems mit Kanalkoeffizienten $h_{11}$ bis $h_{nn}$	44
4.2	3x3 Übertragungssystem; obere Reihe: gestörte empfangene Signale aufgrund von Leistungsübersprechen; untere Reihe mittels Matrixinvertierung entzerrte Empfangssignale . . . . .	46
4.3	3x3-Übertragungssystem mit bestimmter Übertragungsmatrix $H$ . . . . .	47
4.4	Drei unterschiedliche lineare Diversitätstechniken: a) Selection Combining, b) Equal Gain Combining, c) Maximum Ratio Combining . . . . .	48

4.5	Verwendung der MGDM-Technik in optischen Übertragungssystemen: a) Senderseitig mit zwei Einstrahlpositionen; b) Leistungsverteilungen für unterschiedliche Einstrahlpositionen innerhalb der Faser; c) Empfangsseite Trennung der Signale mit segmentierter Photodiode . . . . .	50
4.6	Multiplexen von zwei Signalen mit modenerhaltendem Koppler; a) angeschliffener Teilarm des Kopplers mit Intensitätsverteilung für CLP (Energie im Kernzentrum), b) angeschliffener Teilarm des Kopplers mit Intensitätsverteilung für OLP (Energie im äußeren Bereich), c) beide Teilarme mit gemultiplexten Intensitätsverteilungen . . . . .	51
4.7	Mit CCD Kamera aufgenommene Intensitätsverteilungen nach dem modenerhaltenden Koppler bei a) CLP; b) OLP c) CLP und OLP . . . . .	52
4.8	Empfang zweier invertierter PRBS mit Länge $2^7 - 1$ mit a) Versatz von $20 \mu m$ und b) keinem Versatz . . . . .	52
5.1	a) Vergleich analytische BER Bestimmung und Monte-Carlo Methode für NRZ-ASK Format; b) Simulationsumgebung zur Untersuchung unterschiedlicher Overheads unter dem Einfluss von chromatischer Dispersion und EDFA-Rauschen bei Verwendung verschiedener Modulationsformate . . . . .	56
5.2	Dispersionstoleranz in Abhängigkeit des OHs und der Eingangsleistung für a) NRZ-ASK, b) RZ-DPSK und c) RZ-DQPSK . . . . .	58
5.3	MMF (Bandbreiten-Längenprodukt bezieht sich auf 1300 nm Wellenlänge), die in dieser Arbeit verwendet werden . . . . .	63
5.4	Augendiagramme bei 10 Gb/s für a) Faser 1 (200 m) bei SMF-MMF Einkopplung und $0 \mu m$ Versatz; b) Faser 1 (200 m) bei SMF-MMF Einkopplung und $20 \mu m$ Versatz; c) Faser 2 (300 m) bei SMF-MMF Einkopplung und $0 \mu m$ Versatz; d) Faser 2 (300 m) bei SMF-MMF Einkopplung und $20 \mu m$ Versatz . . . . .	64
5.5	Experimenteller Aufbau bei 40 Gb/s Datenrate zur Untersuchung des Polarisationsinflusses, der Modendispersion in Abhängigkeit des Versatzes bei Einstrahlung von SMF auf MMF/POF, der verwendeten Fasern mit variabler Länge und Torsionseinflüssen . . . . .	65
5.6	Experimentelle Ergebnisse für 40 Gb/s Übertragung über MMF und POF bei Center Launch Position Einstrahlung . . . . .	66
5.7	BER nach 100 m GI-MMF-Übertragung (logarithmischer Maßstab) für variable horizontale und vertikale Versätze bei der Lichteinkopplung von SMF auf MMF . . . . .	67
5.8	BER nach 50 m GI-POF-Übertragung (logarithmischer Maßstab) für variable horizontale und vertikale Versätze bei der Lichteinkopplung von SMF auf POF . . . . .	67

5.9	Augendiagramme nach 1000 m GI-MMF-Übertragung für linear horizontal polarisiertes (links) und linear vertikal polarisiertes (rechts) Licht am Eingang der MMF . . . . .	68
5.10	Messung der Polarisationsrichtung am Ausgang der SMF über dreißig Minuten . . . . .	69
5.11	BER über Eingangsleistung in MMF-Photodiode für Übertragungslängen von 500 m (links) und 1000 m (rechts) bei variabler Polarisation und CLP-Einstrahlung . . . . .	69
5.12	BER über horizontalem Versatz in MMF-Photodiode für Übertragungslängen von 500 m (links) und 1000 m (rechts) bei variabler Polarisation	70
5.13	Experimenteller Aufbau zur Untersuchung des Polarisationsinflusses über Strecken bis 1000 m GI-MMF . . . . .	71
5.14	Obere Reihe: Leistungsverteilungen nach 5 m (a) und 500 m (d) GI-MMF-Übertragung (Faser 3); Mittlere Reihe: Gemessene Polarisationsrichtung im Zentrum der MMF für 5 m (b) und 500 m (e) GI-MMF-Übertragung bei linear polarisiertem Eingangslicht; Detektierte Polarisationsrichtung im Umkreis von $\pm 5\mu\text{m}$ um das Zentrum der MMF für 5 m (c) und 500 m (f) GI-MMF-Übertragung . . . . .	72
5.15	1000 m GI-MMF-Übertragung bei Detektion mit SMF-Photodiode für optimale Polarisation (links), mittlere Polarisation (Mitte) und schlechteste Polarisation (rechts) . . . . .	74
5.16	Beispiel für die Veränderung der Polarisationsrichtung aufgrund von MMF-Biegungen . . . . .	77
6.1	Experimenteller Aufbau zur Untersuchung des Selection-Combining Ansatzes in MMF-Systemen . . . . .	81
6.2	BER-Kurven für unterschiedliche Detektionspositionen und Längen der Faser: 100 m (links) und 200 m (rechts), 10,7 Gb/s . . . . .	81
6.3	Augendiagramme für Direktkonnektierung (links) und Selection-Combining Ansatz (rechts) nach 300 m MMF-Übertragung bei 10 Gb/s . . . . .	82
6.4	PMD Einfluss in Abhängigkeit der Zeit und der verwendeten Wellenlänge (aus [79]) . . . . .	83
6.5	Mögliche MISO-Ansätze in PMD begrenzten SMF-Systemen . . . . .	84
6.6	Sender- und Empfänger Aufbau für die betrachteten WGM-MISO-Ansätze .	85
6.7	Experimenteller Aufbau zur Untersuchung des Übersprechens im 2x2 MIMO-System mit variabler Eingangsleistung und variabler Länge . . . . .	86

6.8 Experimenteller Ergebnisse zur Untersuchung des Übersprechens in einem 2x2-MGDM System mit MMF (Faser 1) bei 10,7 Gb/s; a) mit variabler Eingangsleistung im OLP-Signal (von 0dBm bis 12dBm) über 100 m; b) variable Eingangsleistung beim OLP und variable Übertragungstrecke (100 m bis 300 m) . . . . . 87

6.9 Experimenteller Aufbau des optimierten (Datenrate 5,35 Gb/s in jedem Strang, Polarisationssteller vor Kopplung, Detektion mittels Micropositioner) 2x2 MGDM-Systems bei einer Gesamtdatenrate von 10,7 Gb/s . . . . 89

6.10 a) Gewählte Detektionsbereiche 1 und 2, die mit Micropositioner angefahren werden; Detektierte Augendiagramme (b: Bereich 1; c: Bereich 2) nach 2x2 MIMO Übertragung mit Gesamtdatenrate von 10,7 Gb/s über 300 m Faser 1 . . . . . 90

6.11 Intensitätsverteilung (bei Anregung mit einem DFB-Laser) nach 300 m GI-MMF-Übertragung (Faser 2) für a) CLP- und b) OLP-Einstrahlung; c) empfangenes Augendiagramm im Zentrum der Faser (Bereich 1) gemessen und d) mit einem Versatz von 20  $\mu m$  (Bereich 2) gemessen . . . . . 92

6.12 BER Kurven nach 300 m GI-MMF-Übertragung für gleiche Eingangsleistungen (linke Abbildung) und variable Eingangsleistungen (rechte Abbildung) 93

6.13 Leistungsverteilung nach 1 m MMF-Übertragung für CLP (a) und OLP (b) sowie nach 10 m GI-POF für CLP (c) und OLP (d) für 2x2 MGDM-System (CLP- und OLP-Anregung) . . . . . 94

6.14 Unterschiedlich detektierte Punkte nach 10 m GI-POF-Übertragung und zugehörige Augendiagramme bei CLP- und OLP-Anregung . . . . . 95

6.15 Experimenteller Aufbau zur Untersuchung der MGDM-Technik mit einem Mehrmodenlaser über GI-POF . . . . . 96

6.16 a) Augenöffnung [dB] über eingestrahlttem Versatz bei Detektion mit MMF-Photodiode (nur zentraler Bereich der POF mit Durchmesser von 50  $\mu m$  wird gemessen); b) Dämpfungsverlust [dB] über Versatz bei Verwendung des Leistungsmessgerätes (volle Fläche der POF wird berücksichtigt) . . . 97

6.17 Experimentelle Ermittlung der Leistungsverteilung bei unterschiedlichen Einstrahlpositionen bei GI-POF . . . . . 98

6.18 Leistungsverteilung ( $dBm$ ) über Faserquerschnitt nach 20 m GI-POF-Übertragung für CLP-Einstrahlposition ohne Versatz (a), OLP mit 30  $\mu m$  Versatz (b) und die Differenz der beiden Verteilungen (c) . . . . . 98

6.19 Differenz der Leistungsverteilungen ( $dBm$ ) von CLP und OLP über Faserquerschnitt in einem 2x2 MGDM-System nach a: 30 m GI-POF-Übertragung; b: 20 m und Biegung (90 °) um Schraube (Durchmesser 8 mm); c: 20 m und Biegung (180 °) um Schraube (Durchmesser 8 mm) . . . . . 99

6.20 Realisierung von Torsionseinflüssen durch Biegen der Faser um eine 8 mm Schraube (a: 90 °; b: 180 °), korrespondierende CLP-Augendiagramme (c: 90 °; d: 180 °) . . . . . 99

7.1 Experimentell aufgenommene Datensequenz bestehend aus 5 Bits mit vier möglichen Bitkonstellationen sowie Verteilungsdichtefunktion (blau) des „11“-Levels . . . . . 102

7.2 Vektorsumme durch Addition zweier komplexer Signale . . . . . 103

7.3 a) Betrag der addierten Leistungen  $|s|^2$  in Abhängigkeit von der Phasenverschiebung  $\varphi$ ; b) Verteilungsdichtefunktion  $p(x)$  für  $s_1 = 1$  und  $s_2 = 0,5$  104

7.4 Verteilungsdichtefunktion unter Berücksichtigung von Rauschprozessen (grau entspricht einem elektrischen Feld  $x = |s|$ , schwarz entspricht einer optischen Leistung  $x = |s|^2$ ) . . . . . 105

7.5 Experimenteller Senderaufbau zur Untersuchung des Modenrauschens mittels Verteilungsdichtefunktionen . . . . . 106

7.6 Empfängeraufbau zur Untersuchung des Modenrauschens in Abhängigkeit der Polarisationsrichtung mit einer SMF . . . . . 107

7.7 Experimentell (wie in Abb. 7.1) ermittelte Datensequenz (10 Gb/s) mit hohem Einfluss des Modenrauschens (rechts) und niedrigem Einfluss des Modenrauschens (links) aufgrund von unterschiedlichen Polarisationsrichtungen; Eingangsleistung für beide Signale:  $-5 \text{ dBm}$  . . . . . 107

7.8 Empfängeraufbau zur Untersuchung des Modenrauschens in Abhängigkeit des Leistungsverhältnisses mit einer SMF (a) und einer MMF (b) als Detektionsfläche . . . . . 108

7.9 Auswertung der Abhängigkeit vom Leistungsverhältnis: normierte Breite der Verteilungsdichtefunktion in Abhängigkeit von der Wurzel aus dem Leistungsverhältnis (lineare Darstellung), Vergleich von Messergebnissen (durchgezogen) mit analytischen Grenze (gestrichelt) . . . . . 109

7.10 Experimentell (kein klimatisiertes Labor, kein schwingungsarmer Boden) ermittelte Abhängigkeit der Verteilungsdichtefunktion von der Länge der Übertragungsstrecke (durchgezogene Linie), Vergleich mit einer Gammaverteilung (gestrichelte Linie) - Parameter für Gamma Verteilungen: i) 500m:  $p=2,1$   $b=17$ ; ii) 1000m  $p=2,2$   $b=20$ ; iii) 1500m  $p=2,2$   $b=23$ ; iv) 2000m  $p=2,3$   $b=28$  . . . . . 111

8.1 Bestimmung der einzelnen Leistungsübertragungskoeffizienten . . . . . 114

8.2 Experimenteller Aufbau zur Untersuchung des 2x2 MIMO-Systems basierend auf MGDM und großflächiger Detektion . . . . . 114

8.3 Gestörte Augendiagramme für 2x2 Übertragung an unterschiedlichen Detektionspunkten . . . . . 115

8.4 a, b: Entzerrte Augendiagramme für zwei unterschiedliche Signale; c, d) Zugehörige Datensequenzen im Vergleich zu Originaldatensequenzen . . . . 117

8.5 Experimenteller Aufbau für das 3x3 MIMO-System basierend auf MGDM mit drei Einstrahlpositionen (CLP, SOLP, LOLP) . . . . . 118

8.6 Intensitätsverteilung für das 3x3 MIMO-System mit kleiner Detektionsfläche für a) CLP-Einstrahlposition, b) SOLP-Einstrahlposition, c) LOLP-Einstrahlposition . . . . . 118

8.7 Empfänger des 3x3 MIMO-Systems bei Verwendung einer kleinen Detektionsfläche (SMF mit  $9\mu\text{m}$  Durchmesser) . . . . . 119

8.8 Experimentell ermittelte Datensequenzen für CLP (linke Spalte), SOLP (mittlere Spalte), LOLP (rechte Spalte) bei Verwendung der kleinen Detektionsfläche und einer Datenrate von  $3 \times 2\text{Gb/s}$ ; obere Reihe: detektierte Rohdatensequenzen, mittlere Reihe: mit 2 GHz Filter und entzerrte Datensequenzen, untere Reihe: zu mittlerer Reihe korrespondierende Augendiagramme . . . . . 120

8.9 Empfänger des 3x3 MIMO-Systems bei Verwendung einer großen Detektionsfläche (MMF mit  $50\mu\text{m}$  Durchmesser) . . . . . 121

8.10 Experimentell ermittelte Datensequenzen für CLP (linke Spalte), SOLP (mittlere Spalte), LOLP (rechte Spalte) bei großer Detektionsfläche; obere Reihe: detektierte Rohdatensequenzen, mittlere Reihe: mit 2 GHz Filter und entzerrte Datensequenzen, untere Reihe: zu mittlerer Reihe korrespondierende Augendiagramme . . . . . 122

8.11 Möglicher Transmitteraufbau für die Kombination von WDM- und MGDM-Technik . . . . . 123

8.12 Möglicher Empfängeraufbau für die Kombination von WDM- und MGDM-Technik . . . . . 124

8.13 Experimentelle Realisierung des kombinierten WDM- und MGDM-Ansatzes bei einer Gesamtdatenrate von  $107 \text{ Gb/s}$  . . . . . 125

8.14 Toleranz gegenüber Amplitudenabweichung (TAD) für a) zentrale Detektion (CDP) und b) Detektion mit Versatz(ODP); Toleranz gegenüber Jitterabweichungen (TJD) für c) CDP und d) ODP; Augendiagramme für CDP (oben) und ODP (unten) nach 200 m . . . . . 126

A.1 rechts: Berechnete Feldverteilung der  $EH_{11}$  Mode in einer MMF; Mitte: Berechnete Feldverteilung der  $HE_{31}$  Mode in einer MMF; links: Leistungsverteilung der beiden überlagerten Felder  $HE_{31}$  und  $EH_{11}$  mit vier Maxima 139



B.1 Leistungsverteilung für 30 m PF-POF bei Anregung mit einem VCSEL;  
a) CLP; b) OLP mit 30 um Versatz, c) Differenz zwischen CLP und OLP  
Leistungsverteilung . . . . . 142

B.2 Leistungsverteilung für 130 m PF-POF bei Anregung mit einem VCSEL;  
a) CLP; b) OLP mit 30 um Versatz, c) Differenz zwischen CLP und OLP  
Leistungsverteilung . . . . . 143

B.3 Leistungsverteilung für 20 m PF-POF bei 90 ° Biegung der Faser um 8 mm  
Schraube und Anregung mit einem VCSEL; a) CLP; b) OLP mit 30 um  
Versatz, c) Differenz zwischen CLP und OLP Leistungsverteilung . . . . . 144

B.4 Leistungsverteilung für 20 m PF-POF bei 180 ° Biegung der Faser um 8  
mm Schraube und Anregung mit einem VCSEL; a) CLP; b) OLP mit 30  
um Versatz, c) Differenz zwischen CLP und OLP Leistungsverteilung . . . 145

# Anhang A

## Lichtausbreitung

### A.1 Herleitung der vektoriellen Wellengleichung

Ausgangspunkt für diese Herleitung sind die Maxwell'schen Gleichungen unter der Berücksichtigung, dass die optische Faser weder leitend noch magnetische Eigenschaften besitzt:

$$\operatorname{rot}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t}, \quad (\text{A.1})$$

$$\operatorname{rot}\vec{H} = \frac{\partial\vec{D}}{\partial t}, \quad (\text{A.2})$$

$$\operatorname{div}\vec{B} = 0, \quad (\text{A.3})$$

$$\operatorname{div}\vec{D} = 0. \quad (\text{A.4})$$

Durch Bildung der Rotation in A.1 und Einsetzen von Gleichung A.2 ergibt sich im nächsten Schritt folgende Gleichung:

$$\operatorname{rot}\operatorname{rot}\vec{E} = -\mu_0\frac{\partial^2\vec{D}}{\partial t^2}. \quad (\text{A.5})$$

Unter Berücksichtigung der Tatsache, dass  $\vec{D} = \epsilon_0 n^2 \vec{E}$  ist und dass eine harmonische Zeitfunktion für das zu bestimmende E-Feld angenommen wird, ergibt sich folgende Gleichung:

$$\operatorname{rot}\operatorname{rot}\vec{E} = \mu_0\epsilon_0 n^2 \omega^2 \vec{E}. \quad (\text{A.6})$$

Die linke Seite von Gleichung A.6 wird mit Hilfe von Rechenregeln für Differentialoperatoren [19] wie folgt vereinfacht (dabei steht  $\Delta_L$  für den Laplace Operator):

$$\operatorname{rot}\operatorname{rot}\vec{E} = \operatorname{grad}(\operatorname{div}\vec{E}) - \Delta_L\vec{E}. \quad (\text{A.7})$$

Der erste Term auf der rechten Seite der Gleichung verschwindet, wenn vereinfachend berücksichtigt wird, dass sich die Brechzahl innerhalb des Faserkerns für das SI-Profil gar

nicht und für das GI-Profil nur geringfügig ändert und zusätzlich die Divergenz des  $\vec{E}$ -Feldes nach Gleichung A.4 gleich null ist. Dadurch entsteht somit folgende Gleichung:

$$\Delta_L \vec{E} + \mu_0 \epsilon_0 n^2 \omega^2 \vec{E} = 0. \quad (\text{A.8})$$

Durch Zusammenfassen von  $\mu_0 \epsilon_0 n^2 \omega^2$  zum Wellenvektor  $\vec{k}^2(r)$  ist somit die vektorielle Helmholtzgleichung nach 2.6 hergeleitet worden. In gleicher Weise kann die vektorielle Wellengleichung für die magnetische Feldstärke hergeleitet werden.

## A.2 Feldverteilung für unterschiedliche Submoden

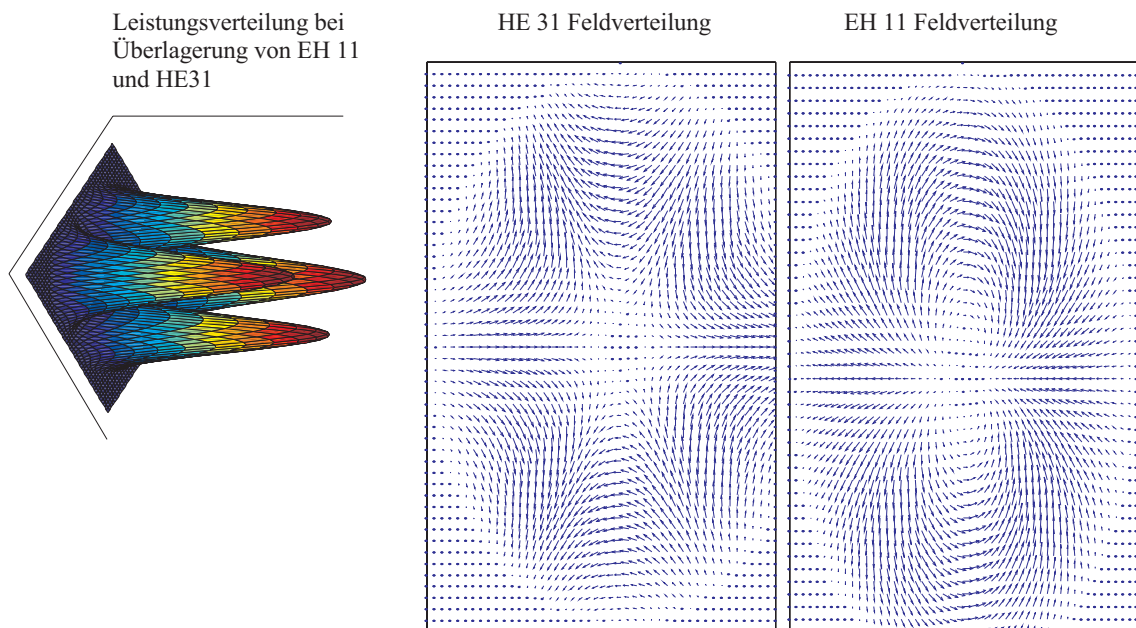


Abbildung A.1: rechts: Berechnete Feldverteilung der  $EH_{11}$  Mode in einer MMF; Mitte: Berechnete Feldverteilung der  $HE_{31}$  Mode in einer MMF; links: Leistungsverteilung der beiden überlagerten Felder  $HE_{31}$  und  $EH_{11}$  mit vier Maxima

## A.3 Herleitung Strahlverläufe innerhalb der GI-LWL

Ausgangspunkt für diese Herleitung ist die Strahlengleichung (siehe 2.26):

$$\frac{d}{ds} \left( n(\vec{r}) \frac{d\vec{r}}{ds} \right) = \text{grad} [n(\vec{r})]. \quad (\text{A.9})$$

Im nächsten Schritt wird nun die Ableitung des Vektors  $\vec{r}$  nach  $ds$  nach Koordinaten wie folgt aufgeteilt:

$$\frac{d\vec{r}}{ds} = \frac{dr}{ds} \vec{e}_r + r \frac{d\varphi}{ds} \vec{e}_\varphi + \frac{dz}{ds} \vec{e}_z. \quad (\text{A.10})$$

Des Weiteren ergeben sich folgende Gleichungen für die Vektorkomponenten in Abhängigkeit des Brechungsindex:

$$\text{grad}(n)_r = \frac{dn}{dr} \vec{e}_r, \quad (\text{A.11})$$

$$\text{grad}(n)_\varphi = \text{grad}(n)_z = 0, \quad (\text{A.12})$$

da nur der Brechungsindex in radialer Richtung variiert. Unter Berücksichtigung von Gleichung A.12 ergibt sich somit folgende Differentialgleichung für den z-Vektor:

$$\frac{d}{ds} \left( n \frac{dz}{ds} \right) = 0. \quad (\text{A.13})$$

Die Herleitung für die Differentialgleichung für die  $\varphi$ -Komponente ist ein wenig komplexer, da sie sich aus zwei Summanden zusammensetzt. Durch Einsetzen der  $\varphi$ -Komponente aus Gleichung A.10 in die Strahldifferentialgleichung entsteht der erste Summand. Der zweite Summand entsteht durch die Ableitung der radialen Komponente. Die Ableitung lautet somit wie folgt:

$$\frac{d}{ds} \left( n \frac{dr}{ds} \vec{e}_r \right) = \left[ \frac{d}{ds} \left( n \frac{dr}{ds} \right) \right] \vec{e}_r + \frac{d\vec{e}_r}{ds} \left( n \frac{dr}{ds} \right). \quad (\text{A.14})$$

Unter Berücksichtigung, dass  $\frac{d\vec{e}_r}{ds} = \frac{d\varphi}{ds} \vec{e}_\varphi$  [19] entsteht somit die folgende komplette Differentialgleichung für die  $\varphi$ -Komponente:

$$\frac{d}{ds} \left( nr \frac{d\varphi}{ds} \right) + n \frac{dr}{ds} \frac{d\varphi}{ds} = 0. \quad (\text{A.15})$$

Die beiden Differentialgleichungen A.15 und A.13 müssen nun integriert werden. Hierzu werden folgende Annahmen bezüglich der Anfangsbedingungen gemacht:  $\varphi = z = 0$  und  $r = r_0$ . Durch Integration entlang des Strahlweges und der Kenntnis der Beziehungen  $\frac{dz}{ds} = \cos(\theta_n)$ ,  $r_0 \frac{d\varphi}{ds} = \sin(\phi_0) \sin(\theta_n)$  und  $\frac{dr}{ds} = \cos(\phi_0) \cos(\theta_n)$  folgen die Ausbreitungskonstanten für die z- und die  $\varphi$ -Richtung nach den Gleichungen 2.30 und 2.31

# Anhang B

## Leistungsverteilungen

In diesem Anhang werden die gemessenen Leistungsverteilungen aus Kapitel 6.3 für CLP- und OLP-Einstrahlung dargestellt. Die Leistungsverteilungen werden bestimmt, indem die MMF-Stirnfläche mit einer SMF abgescannt wird. Eine detaillierte Beschreibung dieser Abscannmethode ist in Abschnitt 5.2.2 beschrieben. Die einzelnen Leistungsverteilungen werden im Folgenden durch die Unterschriften der Graphiken erklärt.

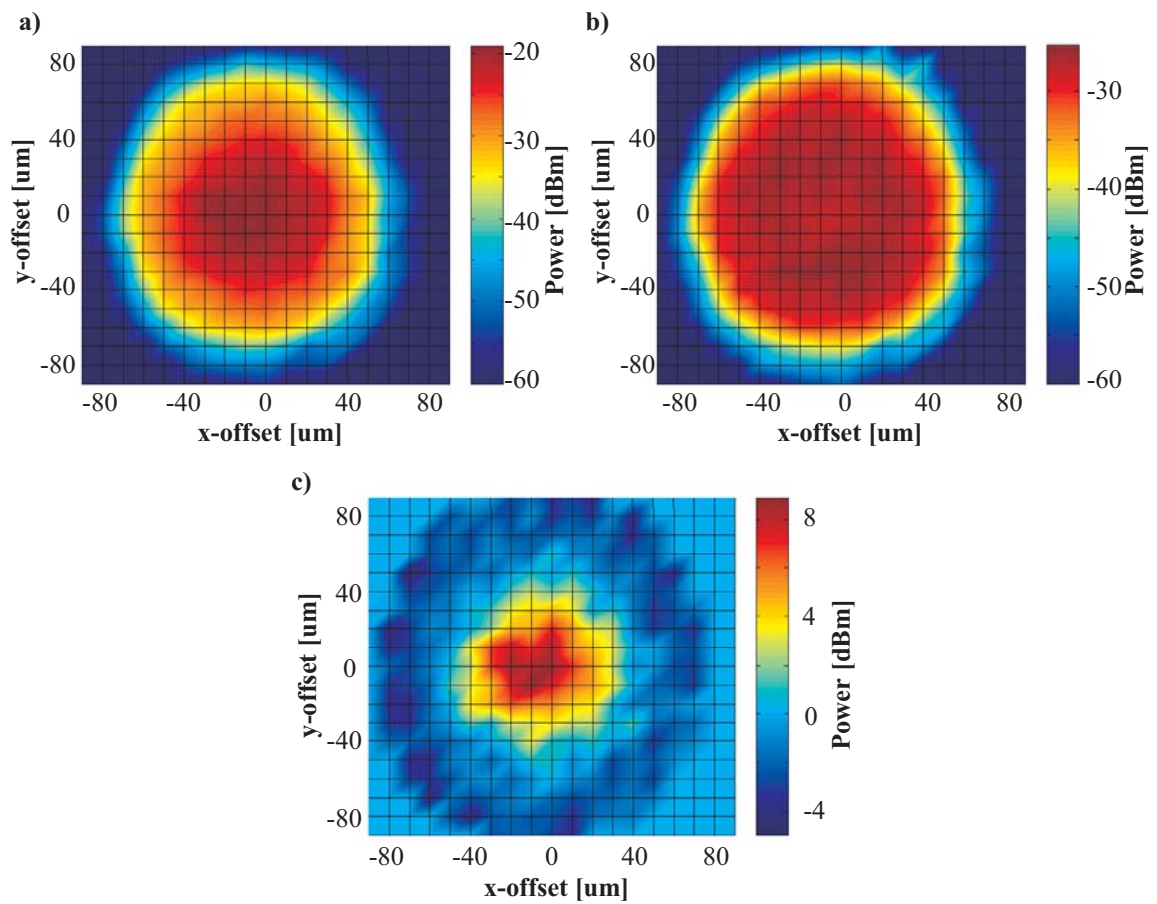


Abbildung B.1: Leistungsverteilung für 30 m PF-POF bei Anregung mit einem VCSEL; a) CLP; b) OLP mit 30  $\mu\text{m}$  Versatz, c) Differenz zwischen CLP und OLP Leistungsverteilung

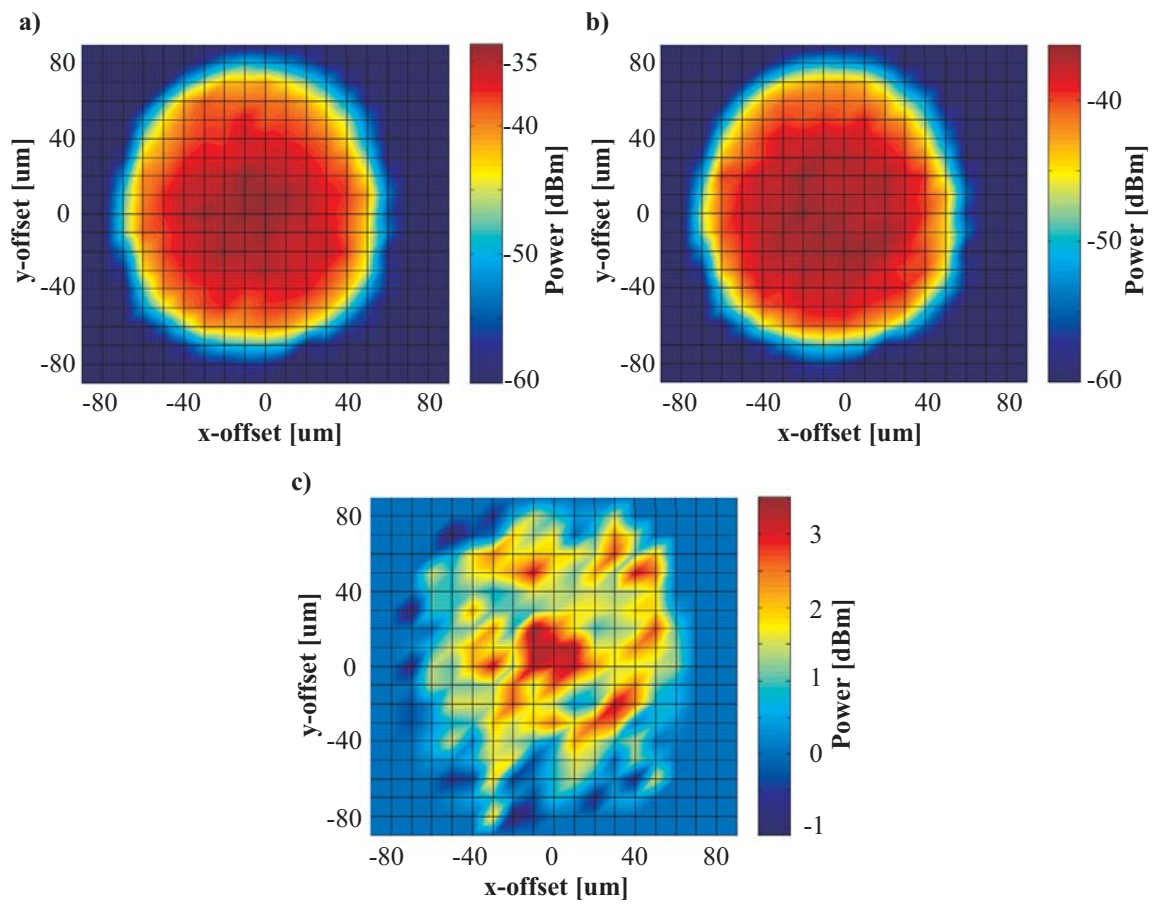


Abbildung B.2: Leistungsverteilung für 130 m PF-POF bei Anregung mit einem VCSEL; a) CLP; b) OLP mit 30  $\mu\text{m}$  Versatz, c) Differenz zwischen CLP und OLP Leistungsverteilung

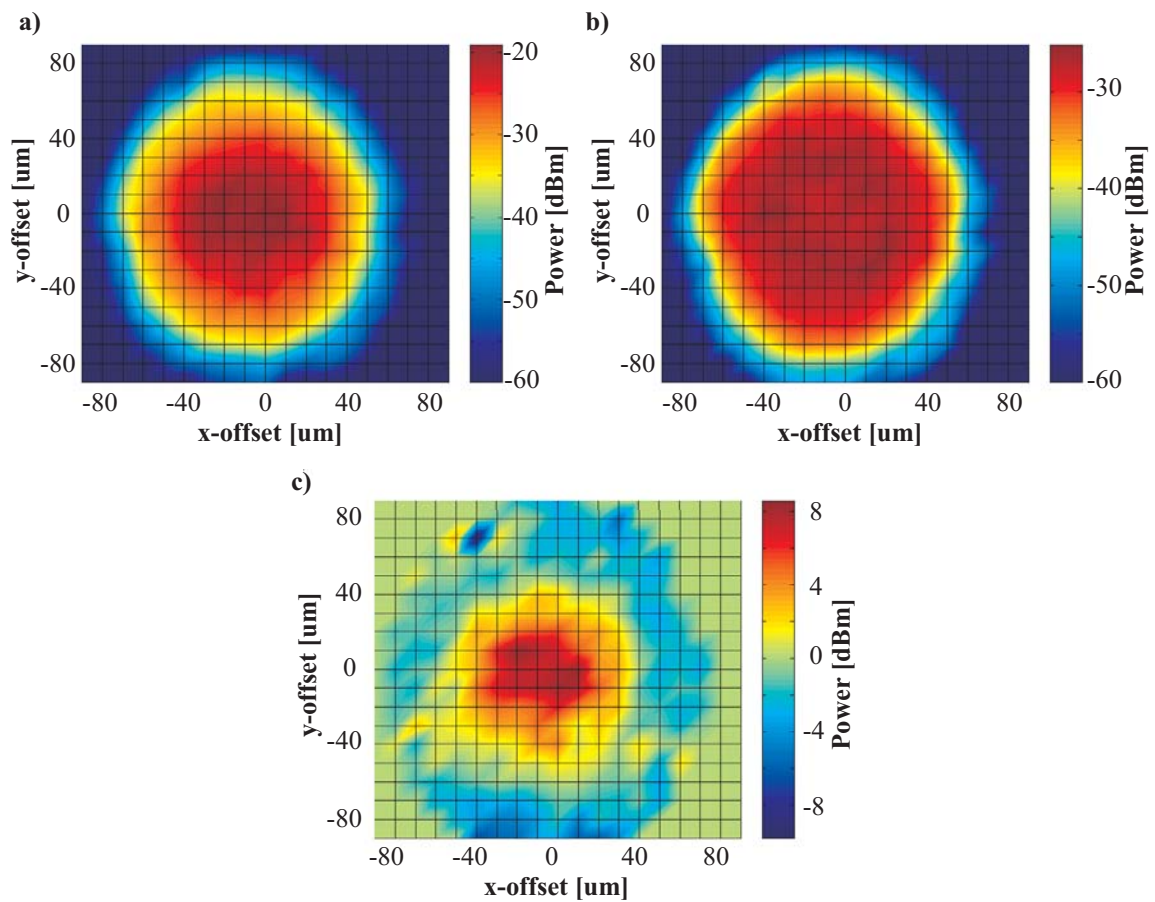


Abbildung B.3: Leistungsverteilung für 20 m PF-POF bei 90 ° Biegung der Faser um 8 mm Schraube und Anregung mit einem VCSEL; a) CLP; b) OLP mit 30 um Versatz, c) Differenz zwischen CLP und OLP Leistungsverteilung



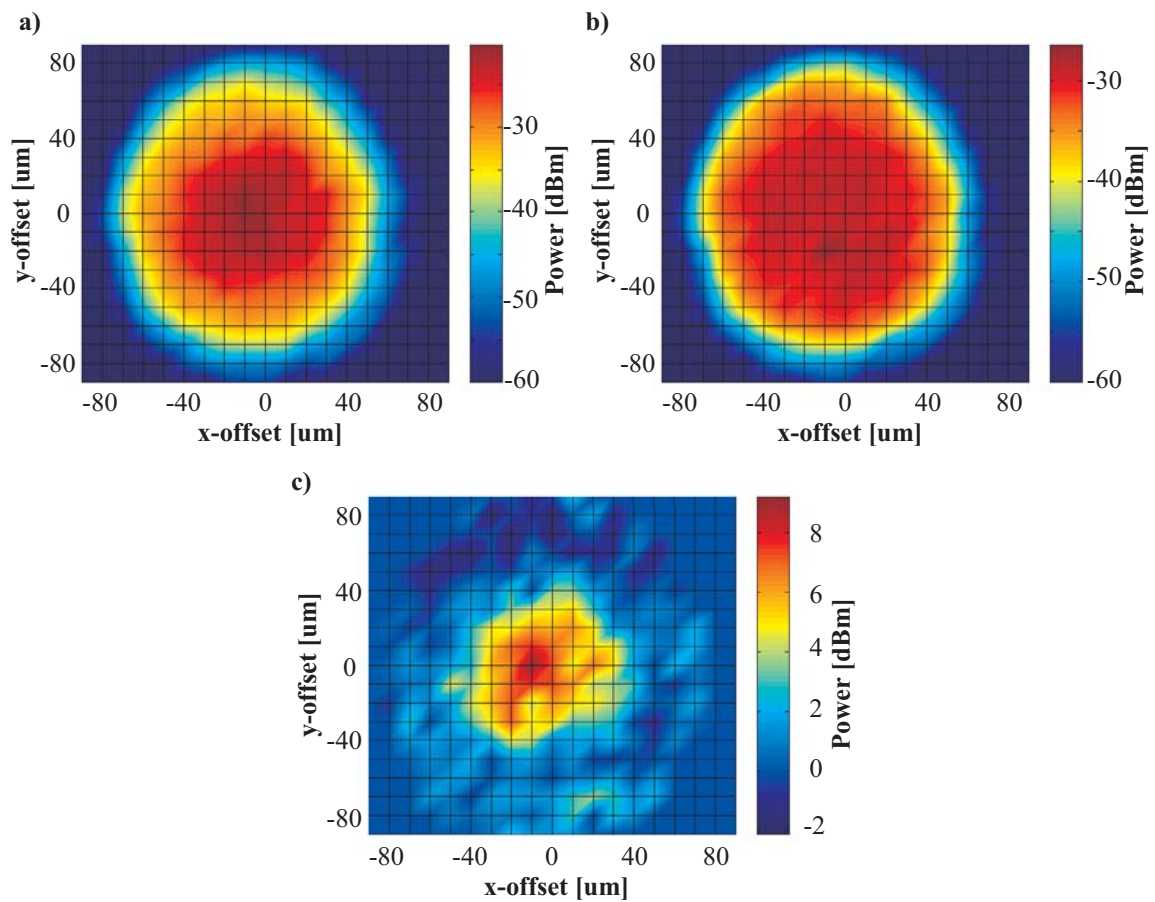


Abbildung B.4: Leistungsverteilung für 20 m PF-POF bei 180 ° Biegung der Faser um 8 mm Schraube und Anregung mit einem VCSEL; a) CLP; b) OLP mit 30 um Versatz, c) Differenz zwischen CLP und OLP Leistungsverteilung

# Anhang C

## Modenrauschen

In diesem Anhang werden die aufgenommenen Messdaten für die Untersuchung des Modenrauschens in Kapitel 7 aufgrund der Interferenzeffekte anhand von Tabellen detailliert aufgeführt.

Tabelle C.1: Messergebnisse Leistungsverhältnis, SMP-Detektion, back-to-back  
Eingangsseitige Leistungen

OLP[dBm]	Eingangsseitige Leistungen		Abgelesene Werte		auf CLP normierte
	Leist'verh.	$\sqrt{\text{Leist'verh.}}$	CLP[ $\mu\text{W}$ ]	Breite VDF[ $\mu\text{W}$ ]	Breite der VDF
0	1.00	1.00	856	3255	3.80
2	0.63	0.79	1060	3050	2.88
4	0.40	0.63	1283	2753	2.14
6	0.25	0.50	1376	2344	1.70
8	0.16	0.40	1488	1916	1.29
10	0.10	0.32	1618	1488	0.92
12	0.06	0.25	1655	1153	0.70
14	0.04	0.20	1711	874	0.51
16	0.03	0.16	1730	670	0.39
18	0.02	0.13	1730	428	0.25

Tabelle C.2: Messergebnisse Leistungsverhältnis, SMP-Detektion, 100 m

Eingangsseitige Leistungen			Abgelesene Werte		auf CLP normierte
OLP[dBm]	Leist'verh.	$\sqrt{\text{Leist'verh.}}$	CLP[ $\mu$ W]	Breite VDF[ $\mu$ W]	Breite der VDF
0	1.00	1.00	893	2790	3.13
2	0.63	0.79	986	2492	2.53
4	0.40	0.63	1153	2158	1.87
6	0.25	0.50	1153	1804	1.56
8	0.16	0.40	1190	1414	1.19
10	0.10	0.32	1172	930	0.79
12	0.06	0.25	1153	670	0.58

Tabelle C.3: Messergebnisse Leistungsverhältnis, SMP-Detektion, 500 m

Eingangsseitige Leistungen			Abgelesene Werte		auf CLP normierte
OLP[dBm]	Leist'verh.	$\sqrt{\text{Leist'verh.}}$	CLP[ $\mu$ W]	Breite VDF[ $\mu$ W]	Breite der VDF
0	1.00	1.00	770	1870	2.43
2	0.63	0.79	892	1675	1.88
4	0.40	0.63	954	1455	1.53
6	0.25	0.50	1002	1247	1.24
8	0.16	0.40	1039	966	0.93
10	0.10	0.32	1027	636	0.62
12	0.06	0.25	1015	465	0.46
14	0.04	0.20	1027	220	0.21

Tabelle C.4: Messergebnisse Leistungsverhältnis, MMP-Detektion, back-to-back

Eingangsseitige Leistungen			Abgelesene Werte		auf CLP normierte
OLP[dBm]	Leist'verh.	$\sqrt{\text{Leist'verh.}}$	CLP[ $\mu$ W]	Breite VDF[ $\mu$ W]	Breite der VDF
0	1.00	1.00	37.5	25.0	0.67
2	0.63	0.79	44.0	19.5	0.44
4	0.40	0.63	48.0	14.0	0.29
6	0.25	0.50	52.0	9.5	0.18
8	0.16	0.40	60.0	3.5	0.06

# Anhang D

## Variablen und Abkürzungen

### D.1 Griechische Buchstaben

$\alpha_D$	Dämpfungskoeffizient der Faser
$\alpha_{dB}$	Dämpfungskoeffizient der Faser in Dezibel pro km
$\beta(\omega)$	Dispersionskoeffizient
$\beta_{l,m}$	Ausbreitungskonstante in Abhängigkeit der Modenzahlen l,m
$\beta_{0,1,2,3}$	Taylorreihenoeffizienten (chromatische Dispersion)
$\beta_{1,2}$	Ausbreitungskonstanten für zwei spezielle Modengruppen (Modenrauschen)
$\delta_i$	Einfallswinkel, Brechungsgesetz
$\delta_{oe}$	Ausgangswinkel, emittierter Strahl
$\delta_{or}$	Ausgangswinkel, reflektierter Strahl
$\delta_{ik}$	kritischer Winkel
$\Delta$	relative Brechzahldifferenz
$\Delta_L$	Laplace Operator
$\epsilon_r$	Elektrische Dielektrizitätszahl
$\epsilon_0$	elektrische Feldkonstante
$\Gamma_{l,m}$	Wellenfunktion zur Lösung der skalaren Wellengleichung
$\lambda$	Wellenlänge
$\Lambda_A$	Phasensprung (diskretes Modenspektrum)
$\Lambda_B$	Phasensprung (diskretes Modenspektrum)
$\mu_0$	magnetische Feldkonstante

$\omega$	Kreisfrequenz
$\phi$	Winkel (Polarkoordinaten)
$\phi_{l,m}$	Phase des optischen Signals (Modenrauschen)
$\phi_0$	Aufpunktswinkel des Eingangsstrahls (Strahlverlauf)
$\Phi_A$	Ausgangssignal am Ende der Faser (Modenrauschen)
$\Psi$	Funktion in Abhängigkeit von $r$ zur Beschreibung der Wellenausbreitung
$\sigma$	Standartabweichung bei gaußverteilten Variablen
$\tau$	Verzögerung (Modendispersion)
$\theta_e$	Winkel zwischen reflektiertem Strahl und Tangente im Auftreffpunkt
$\theta_n$	Winkel zwischen Ausbreitungsrichtung $z$ und Faserachse
$\zeta_n$	Modenkopplungskoeffizient
$\Delta\Xi$	Phasenänderung in MZM

## D.2 Lateinische Buchstaben

$a$	Kernradius der optischen Faser
$\underline{a}(t)$	analytisches Signal
$A_n$	numerische Apertur
$A_{l,m}$	Amplitude des Signals (Modenrauschen)
$A_0$	Anfangspunkt auf Faserstirnfläche zur Strahlausbreitung
$b$	Phasengang
$B_{VDF,mess}$	gemessene Breite der Verteilungsdichtefunktion
$B_{VDF,norm}$	normierte Breite der Verteilungsdichtefunktion
$c$	Wichtungsfaktor bei linearen Diversitätstechniken
$\vec{e}_r$	Einheitsvektor in radialer Richtung
$\vec{e}_\varphi$	Einheitsvektor in azimuthaler Richtung
$\vec{e}_z$	Einheitsvektor in $z$ -Richtung
$E$	Elektrische Feldstärke
$\vec{E}$	Elektrischer Feldvektor
$\vec{E}_{oe}$	emittierter Lichtstrahl (geometrischer Ansatz)
$\vec{E}_{or}$	reflektierter Lichtstrahl (geometrischer Ansatz)

$f$	Frequenz
$f_T$	Trägerfrequenz
$h(t)$	Impulsantwort
$h_{nn}$	Übertragungskoeffizient in Übertragungsmatrix im MIMO-System
$G$	Abkürzung zur Beschreibung des Modenrauschens
$H$	Magnetische Feldstärke (Kapitel 2 ausschließlich)
$H$	Übertragungsmatrix im MIMO-System
$H_{MZM}$	Übertragungskennlinie, Mach-Zehnder-Modulator
$H(f)$	Übertragungsfunktion
$\vec{k}$	Ausbreitungsvektor
$k_r$	Ausbreitungskonstante in radialer Richtung
$k_\phi$	Ausbreitungskonstante in azimuthaler Richtung
$k_z$	Ausbreitungskonstante in z-Richtung
$J_l$	Besselfunktion l-ter Ordnung
$K_l$	Modifizierte Besselfunktion l-ter Ordnung
$l$	azimutale Modenzahl
$L$	Laguerrisches Polynom
$L_{Faser}$	Länge der optischen Faser
$m$	radiale Modenzahl
$n$	Brechungsindex eines Materials
$n(t)$	Rauscheinfluss im Zeitbereich
$n_1$	Brechungsindex des Lichtwellenleiterkerns
$n_2$	Brechungsindex des Lichtwellenleitersmantels
$p$	Modengruppe
$p_\varphi(\varphi)$	Verteilungsdichtefunktion der Phase bei Modenrauschen
$p_x(x)$	Verteilungsdichtefunktion bei Modenrauschen
$P$	Leistung
$Q$	Q-Faktor als Bewertungskriterium
$r$	Radius (Polarkoordinaten)
$r_{ac}$	äußere Kaustik
$r_0$	Aufpunkt (Radius) auf Faserstirnfläche

$r_{ic}$	innere Kaustik
$r(t)$	gestörtes (nur durch Übersprechen) Empfangssignal im MIMO-System
$\vec{r}$	Aufpunktvektor auf Lichtstrahl
$s(t)$	Eingangssignal
$t$	Zeit
$T$	Träger
$u_{l,m}$	Transversales Phasenmass, Substitution zur Lösung der Wellengleichung
$U$	elektrische Spannung
$w_{l,m}$	Transversales Dämpfungsmass im Mantel, Substitution zur Lösung der Wellengleichung
$y(t)$	gestörtes Ausgangssignal
$y(t)_{eq}$	entzerrtes Ausgangssignal

### D.3 Abkürzungen

AD	Analog zu Digital
AM	Amplitude Modulation
ASE	Amplified Spontaneous Emmission
ASK	Amplitude Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
b2b	Back to back
BER	Bit Error Ratio
CLP	Centre Launch Position
CML	Chirp Managed Laser
COMIMO	Coherent Multiple Input Multiple Output
CW	Continius Wave (Laser)
dBm	Dezibel
DFB	Distributed Feedback (Laser)
DGD	Differential Group Delay
DPSK	Differntial Phase Shift Keying
DQPSK	Differntial Quadrature Phase Shift Keying
EGC	Equal Gain Comnining

EDFA	Erbium Doped Fiber Amplifier
EO	Eye Opening
EOP	Eye Opening Penalty
FTTx	Fibre to the x (home, desk etc.)
FEC	Forward Error Correction
FTTH	Fibre to the home
GI	Graded index
LAN	Local Area Network
LOLP	Large Offset Launch Position
LWL	Lichtwellenleiter
MAN	Metropolitan Area Network
MGDM	Mode Group Diversity Multiplexing
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
MP	Micropositioner
MMF	Multimode Glasfaser
MMF-PD	Multimode Photodiode
MRC	Maximum Ratio Combining
MZM	Mach-Zehnder-Modulator
NRZ	Non Return to Zero
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OH	Overhead
OvLP	Overfilled Launched Position
OLP	Offset Launch Position
OSNR	Optical Signal to Noise Ratio
PF	Perfluorinated
PMMA	Polymethylmethacrylat
POF	Plastikfaser
PON	Passive Optical Network
PRBS	Pseudo Random Bit Sequence
PSK	Phase Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying



RLP	Restricted Launch Position
RS	Reed Solomon (Code)
RZ	Return to Zero
SMF-PD	Singlemode Photodiode
SC	Selection Combining
SI	Step index
SISO	Single Input Single Output
SMF	Singlemode Glasfaser
SNR	Signal to Noise Ratio
SOLP	Small Offset Launch Position
SSMF	Standart Singlemode Glasfaser
VOA	Variable optical attenuator
VDF	Verteilungsdichtefunktion
WAN	Wide Area Network
WDM	Wavelength Division Multiplexing
WGM	Waveguide Multiplexing

# Tabellenverzeichnis

C.1	Messergebnisse Leistungsverhältnis, SMP-Detektion, back-to-back . . . . .	146
C.2	Messergebnisse Leistungsverhältnis, SMP-Detektion, 100 m . . . . .	147
C.3	Messergebnisse Leistungsverhältnis, SMP-Detektion, 500 m . . . . .	147
C.4	Messergebnisse Leistungsverhältnis, MMP-Detektion, back-to-back . . . . .	147

# Literaturverzeichnis

- [1] Christos P. Tsekrekos: „*Mode Group Diversity Multiplexing in multimode fiber transmission systems*“, PhD Thesis, University of Eindhoven, 2008
- [2] Ketan M. Patel: „*Spatially Resolved Equalization: A New Concept in Intermodal Dispersion Compensation for Multimode Fiber*“, P.h.D. Thesis, School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technology, July 2004
- [3] P.G. Agrawal: „*Nonlinear fiber optics*“, Academic Press, Third edition, 2001
- [4] W. Rosenkranz: „*Vorlesungsskript zur Vorlesung Optische Kommunikationstechnik 1 und 2*“, Lehrstuhl für Nachrichten- und Übertragungstechnik an der Technischen Fakultät der Christian- Albrechts- Universität zu Kiel
- [5] E.Voges, K.Petermann: „*Optische Kommunikationstechnik, Handbuch für Wissenschaft und Industrie*“, Springer Verlag, 1. Auflage, 2002
- [6] Karl-Dirk Kammeyer: „*Nachrichtenübertragung*“, B.G. Teubner, 3. Auflage, November 2004
- [7] G. J. Foschini: „*Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment when Using Multiple Antennas*“, Bell Labs Technical Journal 1(2), 1996, pp. 41-59
- [8] Werner Daum, Jürgen Krauser, Peter E. Zamzow, Olaf Ziemann etc. : „*POF optische Polymerfasern für die Datenkommunikation*“, Springer Verlag, 1. Auflage, 2001
- [9] Yasuhiro Koike: „*The status of POF Technology*“, ECOC 2007, Berlin, 4.1.1
- [10] Fibre Systems Europe: „*Hong Kong leads global FTTH penetration*“, Ausgabe Herbst 2007
- [11] W. Rosenkranz: „*Vorlesungsskript zur Vorlesung Nachrichtenübertragung 1 und 2*“, Lehrstuhl für Nachrichten- und Übertragungstechnik an der Technischen Fakultät der Christian- Albrechts- Universität zu Kiel
- [12] W.Heinlein: „*Grundlagen der faseroptischen Übertragungstechnik*“, Teubner Verlag, 1985
- [13] Gloge, : „*Weakly Guiding Fibers*“, Applied Optics, Vol. 10, No. 10 1971, pp. 2252-2258

- [14] H.-G. Unger: „*Optische Nachrichtentechnik, Band 1, Optische Wellenleiter*“, Hüthig Verlag, 3. Auflage, 1993
- [15] G. Lehner: „*Elektromagnetische Feldtheorie*“, Springer Verlag, 3. Auflage, 1996
- [16] C.-A. Bunge: „*Gigabit Übertragung mit Vielmodenfasern*“, Dissertationsschrift, Technische Universität Berlin, 2003
- [17] W. Nolting: „*Grundkurs Theoretische Physik 3*“, Springer Verlag, 6. Auflage, 2002
- [18] G.Grau, W.Freude: „*Optische Nachrichtentechnik, Eine Einführung*“, Springer Verlag, 3. Auflage, 1991
- [19] I.N. Bronstein, K.A.Semendjajew: „*Taschenbuch der Mathematik*“, Verlag Harri Deutsch Thun und Frankfurt/Main, 24. Auflage, 1989
- [20] A.W. Snyder: „*Asymptotic expressions for eigenfunktions and eigenvalues of a dielectric or optical waveguide*“, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT 17 1969, 1130-1138
- [21] A. Ghatak, K.Thyagarajan: „*Graded index optical waveguides: A review*“, E. Wolf ed.:Progress in Optics, North Holland Publishing Company, 1980
- [22] K. Meyberg, P.Vachenhauer: „*Höhere Mathematik 1, Differential- und Integralrechnung Vektor- und Matrizenrechnung*“, Springer-Verlag, 2. Auflage, 1993
- [23] K. Meyberg, P.Vachenhauer: „*Höhere Mathematik 2, Differentialgleichungen, Funktionentheorie, Fourier-Analyse, Variationsrechnung*“, Springer-Verlag, 4. Auflage, 2001
- [24] E.R. Epworth: „*The phenomenon of modal noise in analog and digital optical fiber systems*“, European Conference of Optical Communications (ECOC) 1978, pp. 492-501
- [25] Antonius M.J. Koonen: „*Bit-Error-Rate Degradation in Multimode Fiber Optic Transmission Link Due to Modal Noise*“, IEEE Journal on selected areas in communications, Vol. SAC-4, No.9, Dezember 1986, pp. 1515-1521
- [26] René Dändliker, Axel Bertholds and Francois Maystre: „*How Modal Noise in Multimode Fibers Depends on Source Spectrum and Fiber Dispersion*“, IEEE Journal of lightwave technology, Vol. LT-3, No. 1, Feb. 1985, pp. 7-12
- [27] Joseph W. Goodman: „*Statistical properties of Laser Speckle Patterns*“, Laser Speckle and Related Phenomena , Teubner, 1985
- [28] Joseph W. Goodman and Eric G. Rawson: „*Statistics of Modal Noise in Fibers: A Case of Constrained Speckle*“, Optics Letters, 6(7), 1981, pp. 324-326
- [29] Philip R. Couch and R.E. Epworth: „*Reproductible Modal-Noise Measurements in System Design and Analysis*“, Journal of Lightwave Technology, 1(4),1983, pp. 591-569

- [30] Hans-Dieter Lüke: „*Signalverarbeitung*“, Springer Verlag, 3. Auflage, November 2004
- [31] S.S.-H. Yam, F-T. An, M.E. Marhic, and L.G. Kazovskiy: „*Polarization sensitivity of 40 Gb/s transmission over short-reach 62.5 um multimode fiber using single-mode transceivers*“, OFC 2004, FA4
- [32] S.S.-H. Yam and F. Achten: „*Single wavelength 40 Gbit/s transmission over 3.4 km broad wavelength window multimode fibre*“, *Elektronics Letters*, Vol. 42, No. 10, May 2006, pp. 592-594
- [33] John G. Proakis: „*Digital Communications*“, McGrawHill Boston Burr Ridge, Fourth Edition, 2001
- [34] Torsten Wuth: „*Untersuchungen zur optischen Einseitenband- und Restseitenbandübertragung in hochbitratigen optischen Nachrichtensystemen*“, Kieler Berichte zur Nachrichtentechnik, Band 6, Shaker Verlag, Aachen 2005
- [35] Maike Wichers: „*Leitungskodierung in hochbitratigen optischen Übertragungssystemen*“, Kieler Berichte zur Nachrichtentechnik, Band 3, Shaker Verlag, Aachen 2004
- [36] Christoph Wree: „*Differential Phase-Shift Keying for Long-Haul Fiber Optic Transmission Based on Direct Detection*“, Kieler Berichte zur Nachrichtentechnik, Band 4, Shaker Verlag, Aachen 2004
- [37] Jochen Leibrich: „*Modeling and Simulation of Limiting Impairments on Next Generation's Transparent Optical WDM Transmission Systems with Advanced Modulation Formats*“, Kieler Berichte zur Nachrichtentechnik, Band 8, Shaker Verlag, Aachen 2005
- [38] Jochen Leibrich, Murat Serbay, Stefan Baumgard and Werner Rosenkranz: „*Receiver Sensitivity of Advanced Modulation Formats for 40 Gb/s DWDM Transmission with and without FEC*“, European Conference of Optical Communications (ECOC) 2006, Cannes, Frankreich, paper We3.P.108
- [39] Niels Uhlig: „*Auswirkung der Vierwellenmischung auf differentiell phasenmodulierte Signale bei hochbitratiger Glasfaserübertragung*“, Diplomarbeit, Lehrstuhl für Nachrichten- und Übertragungstechnik, Universität Kiel, Kiel Dezember 2003
- [40] Stefan Schöllmann: „*Hochbitratige optische WDM-Übertragung mit neuartigen Modulationsformaten unter dem Einfluss des Raman-Effektes*“, Diplomarbeit, Lehrstuhl für Nachrichten- und Übertragungstechnik, Universität Kiel, Kiel Oktober 2003
- [41] Chunmin Xia and Werner Rosenkranz: „*Statistical Analysis of Electrical Equalization of Differential Mode Delay in MMF Links for 10-Gigabit Ethernet*“, OFC 2005, OFO 5
- [42] Ton Koonen, H.v.d. Boom, I.T. Monroy, G.K. Khoe: „*High Capacity Multi-Service In-House Networks using Mode Group Diversity Multiplexing*“, OFC 2004, FG4
- [43] Stuart: „*Dispersive Multiplexing in multimode fiber links*“, *Science*, Vol. 289, 14 July 2000, pp. 281-283

- [44] S.C.J. Lee, H.P.A. van den Boom, R.L. Duihn, S. Randel, B. Spinnler, P.K. van Bennekom, F.M. Huijskens, J. Zeng, A.M.J. Koonen, G.D. Khoe „2 x 500 M B/S transmission over 25 m of Standard 1 mm Step-Index PMMA POF with Angular Mode Group Diversity Multiplexing“, Plastic Optical Fiber (POF) Conference 2006, Seoul, E1-2
- [45] Frédéric de Lippe: „Optimierung hochbitrativer Local Area Networks (LANs) durch Adaption kosteneffizienter Komponenten aus optischen Weitverkehrsnetzen“, Diplomarbeit, Lehrstuhl für Nachrichten- und Übertragungstechnik, Universität Kiel, Kiel Oktober 2006
- [46] Stefan Schöllmann, Jochen Leibrich, Christoph Wree and Werner Rosenkranz: „Impact of SRS-Induced Crosstalk for Different Modulation Formats in WDM systems“, OFC 2004, FA 5
- [47] Stefan Schöllmann, Patrick Faraj, Jochen Leibrich und Werner Rosenkranz: „Vergleich des DPSK und Duobinär Modulationsformates mit FEC für kosteneffiziente Optimierung faseroptischer Systeme“, ITG-Fachtagung 2005, Leipzig, Deutschland
- [48] Patrick Faraj, Stefan Schöllmann, Jochen Leibrich and Werner Rosenkranz: „8.4 dB Net Coding Gain Achieved with a Serially Concatenated Coding Scheme for Differential Quadrature Phase Shift Keyed Optical Systems“, European Conference of Optical Communications (ECOC) 2005, Glasgow, paper Tu3.2.4
- [49] Stefan Schöllmann, Oren Jean and Werner Rosenkranz: „Net Coding Gain of 10.2 dB using an irregular LDPC code with a Three-dimensional Analyser“, OFC 2005, OThW3
- [50] Stefan Schöllmann and Werner Rosenkranz: „Experimental Equalization of Crosstalk in a 2 x 2 MIMO System Based on Mode Group Diversity Multiplexing in MMF Systems“, ECOC 2007, 7.4.2
- [51] Stefan Schöllmann, Christoph Wree, Abhay Joshi and Werner Rosenkranz: „First Experimental Transmission Over 50 m POF for Variable Launching Positions“, ECOC 2007, PDP 3.7
- [52] Stefan Schöllmann and Werner Rosenkranz: „Experimental Investigation of Mode Coupling in MMF Transmission Systems Based on Mode Group Diversity Multiplexing“, ECOC 2006, We3.P87
- [53] Stefan Schöllmann, Chunmin Xia and Werner Rosenkranz: „Experimental Investigation of Mode Group Diversity Multiplexing“, OFC 2006, OWR 3
- [54] Stefan Schöllmann und Werner Rosenkranz: „Mode Group Diversity Multiplexing als kostengünstige Alternative zum Coarse WDM über MMF“, ITG-Fachtagung 2006, Leipzig, Deutschland
- [55] Stefan Schöllmann, Steven Soneff and Werner Rosenkranz: „10.7 Gb/s Over 300 m GI-MMF Using a 2 x 2 MIMO System Based on Mode Group Diversity Multiplexing“, OFC 2007, OTuL2

- [56] Stefan Schöllmann, Nicolas Schrammar and Werner Rosenkranz: „3 x 3 MIMO System Based on Mode Group Diversity Multiplexing Limited by Modal Noise“, OFC 2008, JWA68
- [57] Stefan Schöllmann and Werner Rosenkranz: „Experimental Verification of Mode Group Diversity Multiplexing over GI-POF at 21.4 Gb/s without Equalization“, Plastic Optical Fiber (POF) Conference 2006, E2-4
- [58] Stefan Schöllmann: „Experimentelle Untersuchungen zur GI-MMF-Übertragung für Strecken größer 1 km bei Datenraten von 10 Gb/s und 40 Gb/s“, ITG Workshop, Backnang, 14.11.2008
- [59] Nicolas Schrammar: „Untersuchung eines hochbitratigen optischen 3 x 3 MIMO-Übertragungssystems mit Mode-Multiplexing auf Gradientenindex-Multimode Faser“, Studienarbeit, Lehrstuhl für Nachrichten- und Übertragungstechnik, Universität Kiel, Kiel Juli 2007
- [60] Martin Bossert: „Channel Coding for Telecommunications“, Wiley, 2. Auflage, 1998
- [61] ITU-T G.975 Standard: „Forward Error Correction for Submarine Systems“, November 2006
- [62] Patrick Faraj, Jochen Leibrich and Werner Rosenkranz: „Coding Gaining of Basic FEC Block-Codes in the Presence of ASE-Noise“, ICTON 2003, pp. 80-83
- [63] Yasuhiro Matsui, Daniel Mahgerefteh, Xueyan Zheng, Charlie Liao, Zehencan Frank Fan, Kevin McCallion and Parviz Tayebati: „Chirp-Managed Directly Modulated Laser (CML)“, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 18, No. 2, January 15, 2006, pp. 385-387
- [64] Daniel Mahgerefteh, Frank Fan: „Chirp-managed-laser technology delivers > 250-km reach“, LIGHTWAVE Online, September 2005
- [65] Oliver Lange: „Untersuchung von kohärenten Empfängern für QPSK mit Polarisationsmultiplex“, Diplomarbeit, Lehrstuhl für Nachrichten- und Übertragungstechnik, Universität Kiel, Februar 2008
- [66] P. Matthijsse, G. Kuyt, F. Gooijer, F. Achten, R. Freund, L. Molle, C. Caspar, Th. Rosin, D. Schmidt, A. Beling, Th. Eckhardt: „Multimode Fiber enabling 40 Gb/s multi-mode transmission over Distances greater 400m“, OFC 2006, OWI 13
- [67] A. Polley, R.J. Gandhi and S.E. Ralph: „40 Gbps links using plastic optical fiber“, OFC 2007, paper OMR 5
- [68] R.J. Gandhi, A. Polley and S.E. Ralph: „100 m, 40 Gbps Plastic Optical Fiber Link“, OFC 2008, OWB 2
- [69] Dong Hoon Sim, Yuichi Takushima, Yun C. Chung: „Transmission of 10 Gb/s and 40 Gb/s Signals over 3.7 km of Multimode Fiber Using Mode-Field Matched Center Launching Technique“, OFC 2007, OTuL3

- [70] Chongjin Xie, Lothar Möller and Roland Ryf: „*Improvement of Optical NRZ- and RZ-Duobinary Transmission Systems With Narrow Bandwidth Optical Filters*“, *Photonics Technology Letters*, vol. 16, no. 9, September 2004, pp.2162-2164
- [71] P. J. Winzer: „*Optimum filter bandwidths for optically preamplified NRZ receivers*“, *Journal of Lightwave Technology*, vo. 19, no. 9, Sept. 2001, pp.1263
- [72] Cai: „*2.4 Tb/s (120 x 20 Gb/s) Transmission over Transoceanic Distance using Optimum FEC Overhead and 48 % Spectral Efficiency*“, OFC 2001, paper PD 20-1
- [73] C.P. Tsekrekos, A. Martinez, F.M. Juijskens, A.M.J. Koonen: „*Mode Group Diversity Multiplexing Transceiver Design for Graded Index Multimode Fibers*“, ECOC 2005, We4P.113
- [74] Nikil Jayant: „*Broadband last mile, Access Technologies for Multimedia Communications*“, Taylor and Friends, 2005
- [75] Chunmin Xia: „*Advanced equalization techniques in optical communication systems*“, *Kieler Berichte zur Nachrichtentechnik*, Band 9, Shaker Verlag, Aachen 2008
- [76] J. Lindner: „*Informationsübertragung*“, Springer Lehrbuch, 2005
- [77] S. Schöllmann: „*Untersuchung effizienter Schrittweiteschemata bei numerischer Simulation nichtlinearer optischer Fasern*“, Kiel, Lehrstuhl für Nachrichten- und Übertragungstechnik, Studienarbeit 2002
- [78] Magnus Karlsson, Jonas Brentel and Peter A. Andrekson: „*Long-Term Measurement of PMD and Polarization Drift in Installed Fibers*“, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 18, No. 7, July 2000, pp. 941
- [79] Misha Brodsky, Nicholas J. Frigo, Misha Boroditsky and Moshe Tur: „*Polarization Mode Dispersion of Installed Fibers*“, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 24, No. 12, December 2006, pp. 4584-4599
- [80] A. Djupsjöbacka: „*Calculation of Signal Outage Due to Polarization Mode Dispersion*“, *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 13, No. 7, July 2001, pp.660-662
- [81] P.J. Winzer, H. Kogelnik and K. Ramanan: „*Precise Outage Specifications for First-Order PMD*“, *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 16, No. 2, July 2004, pp. 449-451
- [82] Henning Bülow: „*System Outage Probability Due to First- and Second-Order PMD*“, *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 10, No. 5, May 1998, pp.696-698
- [83] „*125 um PF-GI-POF for 10 Gb/s transmission*“, [www.chromisfiber.com](http://www.chromisfiber.com)
- [84] Nikolaus Gieschen: „*FTTC: The concept for implementing Broadband Access and the experience of Deutsche Telekom*“, ECOC 2007, Symposium on Broadband Access



- [85] Ton Koonen, Ngoma Anthony, Gert-Jan Rijckenberg, Maria Garcia Larrode, Patryk Urban, Huug de Waardt, Henrie van den Boom, Jia Yang, Hejie Yang: „*How Deep should Fibre go into the Access Network*“ ECOC 2007, Symposium on Broadband Access
- [86] IEEE 802.3ae „*Standard for 10 GbE*“
- [87] Homepage „*FTTH for Wien*“ [www.blizznet.at](http://www.blizznet.at)
- [88] Marc Bohn: „*Optical Filters in high speed optical communication systems*“, Kieler Berichte zur Nachrichtentechnik, Band 7, Shaker Verlag, Aachen 2006
- [89] L. Raddatz et al.: „*An experimental and theoretical study of offset launch technique for enhancement of bandwidth of MMF links*“, Journal of Lightwave Technology, March 1998, pp. 324-331
- [90] C.P. Tsekrekos, R. W. Smink, B. P. de Hon, A. G. Tjihuis, and A.M.J. Koonen: „*Near-field intensity pattern at the output of silica-based graded-index multimode fibers under selective excitation with a single-mode fiber*“, Optics Letters, May 1, 2007, Vol. 32, No. 9, pp.3656-3664
- [91] P. Pepeljugoski: „*MMF PMD for Short Distances in Data Center and High Performance Computing Environments*“, IEEE 802.3 HSSG, [www.ieee802.org/3/hssg/public/nov06/pepeljukoski011106.pdf](http://www.ieee802.org/3/hssg/public/nov06/pepeljukoski011106.pdf)
- [92] R. A. Panicker, Jeffrey P. Wilde, J.M. Kahn, D. F. Welch and I. Lyubomirsky: „*10 x 10 Gb/s DWDM Transmission Through 2.2-km Multimode Fiber Using Adaptive Optics*“, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 19, No. 15, August 1, 2007, pp. 1154-1156
- [93] C. Argon, K.M. Patel, S.W. McLaughlin, S.E. Ralph: „*Spatially resolved equalization and forward error correction for multimode fiber links*“, IEEE International Conference on Communications (ICC) 2002, Vol. 3, pp. 1726-1730
- [94] A. Nespola, D. Cardenas, R. Gaudino, S. Abrate: „*Analysis of adaptive post-equalization techniques on 200+ meter SI-POF links at 100 Mbit/s inside the POF-ALL project*“, Plastic Optical Fiber (POF) Conference 2006, E 1-3
- [95] S.C.J. Lee, F. Breyer, S. Randel, M. Schuster, J. Zeng, F. Huijskens, H.P.A. van den Boom, A. M. J. Koonen, N. Hanik: „*24- Gb/s Transmission over 730 m of Multimode Fiber by Direct Modulation of an 850-nm VCSEL using Discrete Multi-tone Modulation*“, OFC 2007, PDP-6
- [96] S. Bottacchi: „*Multi-Gigabit Transmission Over Multimode Optical Fibre, Theory and Design Methods for 10 GbE Systems*“, John Wiley and Sons, Ltd, 2006
- [97] D. G. Brennan: „*Linear Diversity Combining Techniques*“, Classic Paper, Proceedings of the IEEE, Vol. 91, No.2, February 2003
- [98] Neda Cvijetic, Stephen G. Wilson, M. Brandt-Pierce: „*Optimizing System Performance of Free Space Optical MIMO Links with APD Receivers*“, OFC 2006, OThU1

- [99] A.G. AL-Ghambdi, J. M. H. Elmirghani: „*LSMS and Receiver Diversity Combining Methods for High-speed Optical Wireless Links*“, OFC 2006, OThU1
- [100] A. R. Shah et al.: „*Coherent Optical MIMO (COMIMO)*“, Journal of Lightwave Technology, Vol.23, no. 8, August 2005, pp. 2410-19
- [101] Bahram Jalali, Rick C.J. Hsu and Akhil R. Shah: „*Coherent Optical MIMO*“, Invited Paper, SPIE Conference, Bellingham 2005, Vol. 5814
- [102] Rick C. J. Hsu, Alireza Tarighat, Akhil Shah, Ali H. Sayed and Bahram Jalali: „*Capacity Enhancement in Coherent Optical MIMO (COMIMO) Multimode Fiber Links*“, IEEE Communications Letters, Vol. 10, No. 3, March 2006, pp. 195-197
- [103] Akhil R. Shah, Rick C.J. Hsu and Bahram Jalali: „*ISI Equalization for a Coherent Optical MIMO (COMIMO) System*“, CLEO 2005, CWG 5
- [104] D. H. Sim, Y. Takushima, and Y.C. Chung: „*Transmission of 10 Gb/s and 40 Gb/s signals over 3.7 km of multimode fiber using mode-field matched center launching technique*“, OFC 2007, OTuL3
- [105] D. H. Sim, Y. Takushima, and Y.C. Chung: „*Robustness Evaluation of MMF Transmission Link using Mode-Field Matched Center-Launching Technique*“, OFC 2008, OWR3
- [106] Faserhersteller Draka: „*Multimode Optical Fibre*“, [www.drakafibre.com](http://www.drakafibre.com)
- [107] Cisco, Customer Case Study „*FREE, French Triple Play Service Provider, Deploys E-FTTH and CRS-1 Multichassis*“, [www.cisco.com](http://www.cisco.com)
- [108] Roy Howard, Xinde Wang, Abhay Joshi, Don Becker, Shubhashish Datta and Christoph Wree: „*Multimode Fibered Photodetectors for High-Power High-Speed Applications Beyond 10 Gb/s (2007)*“, Defense and Security Symposium, 2007, Proc. SPIE Vol. 6572
- [109] POF                      Produzent                      Chromisfiber                      „*GigaPOF-50SR*“, [www.chromisfiber.com/pdf/GigaPOF50SR.pdf](http://www.chromisfiber.com/pdf/GigaPOF50SR.pdf)
- [110] W. Rosenkranz: „*10 Gb/s Ethernet*“, Vorlesung, Lehrstuhl für Nachrichten- und Übertragungstechnik an der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel
- [111] A.W. Snyder and J.D. Love: „*Optical Waveguide Theory*“, Chapman and Hall, 1983