

Optische Codemultiplexverfahren in der Sensorik am Beispiel serieller FBG-Sensornetzwerke



Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktoringenieurs (Dr.-Ing.)
der Fakultät für Informatik und Elektrotechnik
der Universität Rostock,

vorgelegt von

Dipl.-Ing. (FH) Steffen Abbenseth

geboren am 14.08.1977 in Schwerin

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Steffen Lochmann (Hochschule Wismar)
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Helmut Beikirch (Universität Rostock)
3. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. René Schüffny (TU Dresden)

Tag der wissenschaftlichen Aussprache: 22. Mai 2008

Kurzfassung

In der Sensorik besteht häufig die Aufgabe, mit demselben Sensortyp an unterschiedlichen Punkten Messwerte zu erfassen. Viele optische Sensoren bieten sich aufgrund ihrer Einbettung im Lichtwellenleiter für eine Vernetzung an. Die dabei als Adressierungsarten hauptsächlich eingesetzten Zeit- und Wellenlängenzugriffsverfahren nutzen allerdings die verfügbaren Ressourcen schlecht aus, was die empfangbare Leistung bzw. die Netzwerkgröße stark begrenzt. Eine Alternative bieten hier die bisher kaum beachteten Codemultiplexverfahren, die eine spektrale und zeitliche Überlagerung zulassen.

Die Arbeit zeigt übereinstimmend in Theorie, Simulation und praktischem Nachweis die Vorteile der Adressierung von seriell vernetzten Faser-Bragg-Gittern (FBG) mittels des Sequence-Inversion-Keying Direct-Sequence Codemultiplex (SIK-DS-CDM). So lässt sich die Netzwerkkapazität im Vergleich zum Wellenlängenmultiplex theoretisch um den Faktor 15 vergrößern. Diese Möglichkeit bietet zwar auch das Zeitmultiplexverfahren, jedoch ist hier die empfangene Leistung je Messzyklus umgekehrt proportional zur Anzahl der Sensoren mit entsprechenden negativen Folgen in großen Netzwerken. Diesen Nachteil behebt das vorgestellte System durch die Codierung des Sensorsignals; die relative Messzeit beträgt konstant 50%, wobei Systemkomplexität und Kosten nahezu identisch bleiben. Aufgrund der extrem hohen Anzahl möglicher Kombinationen erfordert die Suche eines günstigen Codes allerdings eine Optimierung. Hierfür beschreibt die Arbeit systeminhärente Möglichkeiten und deren Nutzung auf einer Struktur verteilten Rechnens (Cluster).

Abstract

The sensor technology often demands measurements with similar sensor types at different points. Due to their embedding into optical fibres as the best transmission medium, many optical sensors offer the possibility of networking. The primarily used technologies for addressing these networks are presently time division and wavelength division multiplex. Unfortunately these methods waste their resources, which leads to a small relative optical power at the receiver or a limited network size, respectively. An alternative is the code division multiplex, where a superposition in time and wavelength is allowed.

The thesis shows consistently in theory, simulation and practical confirmation the advantages of addressing serial networks of fibre Bragg gratings (FBG) using sequence inversion direct sequence code division multiplex (SIK-DS-CDM). In comparison to wavelength division multiplex the network capacity increases theoretically by the factor 15. This is also achievable with time division multiplex, but here the receivable optical power per measurement loop is inversely proportional to the number of sensors and hence small in large networks. This disadvantage avoids the presented system by coding the sensor signal. The relative measurement time is constant with 50%, whereas system complexity and costs stay almost identically. But because of the extremely large number of combinations, the search of a convenient code needs an optimisation. The thesis describes possibilities offered by the systems and their use on a structure of distributed computing (cluster).

Inhaltsverzeichnis

Symbolverzeichnis	iii
1 Einleitung	1
2 Grundlagen	4
2.1 Optische Sensoren	4
2.1.1 Fasergitter	5
2.1.2 Interferometrie	8
2.1.3 Zeit- und Frequenzbereichsreflektometrie	10
2.1.4 Transmissions- und Reflexionsmessung	12
2.2 Adressierung in optischen Netzwerken	13
2.2.1 Wellenlängenmultiplex	14
2.2.2 Zeitmultiplex	15
2.2.3 Codemultiplex	16
2.3 Multiplextechniken in der Sensorik	21
3 Theoretische Beschreibung	26
3.1 Forderungen an ein FBG-Sensor-Netzwerk	26
3.2 Grundlegender Aufbau des Netzwerkes	28
3.2.1 Der SIK-DS-CDM-Empfänger	29
3.2.2 Analytische Beschreibung des Systems	31
3.3 Vergleich mit anderen Multiplexverfahren	35
4 Der optimale Code	37
4.1 Eigenschaften des Codes	37
4.2 Suche nach dem optimalen Code	39

4.3	Ergebnisse und Diskussion	43
5	Simulation	48
5.1	Analyse der inhärenten Einflüsse	48
5.2	Aufbereitung der Spektren	53
5.3	Ermittlung der spektralen Verschiebung	55
5.4	Grenzen des Suchalgorithmus	63
6	Praktischer Nachweis	65
6.1	Aufbau des SIK-DS-CDM-Systems	65
6.1.1	Isolator	69
6.1.2	Polarisationsmischer	70
6.2	Spektrale Einflussgrößen im Aufbau	72
6.3	Das serielle Sensornetzwerk	74
6.4	Übereinstimmung der SIK-Empfängerpfade	77
6.5	OTDR-Messung	80
6.6	Die Messumgebung	87
6.7	Messung mit überlagerten Spektren	89
6.8	Messung mit verteilten Spektren	95
6.9	Diskussion der Ergebnisse	98
7	Zusammenfassung	101
8	Ausblick	107
8.1	Systemkonzept	107
8.2	Codedesign	108
8.3	Ermittlung der spektralen Verschiebung	109
8.4	Praktische Umsetzung	109
	Literaturverzeichnis	111
A	Messergebnisse bei überlagerten Spektren	122
B	Messergebnisse bei separierten Spektren	133

Symbolverzeichnis

Abkürzungen

AKF	Autokorrelationsfunktion
ASE	verstärkte spontane Emission (Aplified Spontaneous Emission)
CCD	ladungsgekoppeltes Bauelement (Charge-coupled Device)
CDM	Code-Vielfachzugriffsverfahren (Code Division Multiplex)
CMOS	komplementärer Metall-Oxid-Halbleiter (Complementary Metal Oxide Semiconductor)
cw	Licht zeitlich konstanter Intensität (continuous wave)
DS-CDM	Direct Sequence - CDM
EDFA	optischer Verstärker (Erbium Doped Fiber Amplifier)
FBG	Faser-Bragg-Gitter
FWHM	3dB-Bandbreite des ganzen Spektrums (Full Width at Half Maximum)
ISI	Intersymbolinterferenz
ISO	Isolator
KKF	Kreuzkorrelationsfunktion
LPG	langperiodische Fasergitter (Long Period Gratings)
LWL	Lichtwellenleiter (entspricht Begriff 'Faser' z.B. in 'FBG')
MSM-Detektor	Metall-Halbleiter-Metall-Empfängerstruktur (Metal-Semiconductor-Metal)
MUI	Mehrfachzugriffsstörungen (Multi User Interferences)

OFDR	optische Frequenzbereichsreflektometrie (Optical Frequency Domain Reflectometry)
OOK	Amplitudenmodulation, On/Off-Keying
OSI	Open System Interconnection (Offenes System für Kommunikationsverbindungen)
OTDR	optische Zeitbereichsreflektometrie (Optical Time Domain Reflectometry)
PE-LWL	polarisationserhaltender Lichtwellenleiter
PM	Polarisationsmischer
PN-Codes	Pseudo-Noise Codes
PSx	Polarisationssteller x
SFBG	Superstructure FBG
SFS	superfluorescent sources
SIK	Sequence Inversion Keying
SLD	Superlumineszenzdiode
TDM	Zeit-Multiplexverfahren (Time Division Multiplex)
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System (Mobilfunkstandard der 3. Generation)
WDM	Wellenlängen-Vielfachzugriffsverfahren (Wavelength Division Multiplex)

Formelzeichen

α_a	Maximalwert der AKF-Nebenwerte ($\tau \neq 0$)
α_{ar}	Maximalwert der AKF-Nebenwerte in $-\tau_{max} \leq \tau \leq \tau_{max}$
$\Delta\lambda_{Sp}$	optische Auflösung der Spektrometer
Δl_{min}	minimale LWL-Länge zwischen zwei Sensoren
γ_a	Mittelwert der AKF-Nebenwerte ($\tau \neq 0$)
γ_{ar}	Mittelwert der AKF-Nebenwerte in $-\tau_{max} \leq \tau \leq \tau_{max}$
λ_0	Mittenwellenlänge für Berechnung der Kohärenzlänge
λ_B	Bragg-Wellenlänge
Λ	Periode der Brechzahländerung im FBG
λ	Wellenlänge
$\overline{c(t)}$	invertierte Codefolge
$\Psi_{ii}(\xi)$	AKF des direkten Empfängerpfades
$\Psi_{ii}^n(\xi)$	AKF des invertierten Empfängerpfades
τ	Verschiebung der Codes von Sensorsignal und Empfänger
τ_{max}	Maximaler Laufzeitunterschied im Netzwerk
$\Delta\lambda$	spektraler Abstand zweier interpolierter Abtaspunkte
ε	Dehnung
ϑ	Temperatur
ξ	zeitliche Verschiebung
$A(k)$	Anstiegsquotient der um Punkt k angeordneten Funktionsabschnitte
$a(k)$	Integral der Negativwerte nach Subtraktion in $e(i)$
$a_d(\lambda)$	Übertragungsfunktion des direkten Empfängerpfades
$a_i(\lambda)$	Übertragungsfunktion mit allen spektralen Einflüssen bis zum Eingangskoppler des Empfängers für Sensor i
$a_n(\lambda)$	Übertragungsfunktion des invertierten Empfängerpfades
$b(f)$	Marker für durchlaufene Codefolge
c	Lichtgeschwindigkeit
$c(t)$	Codefolge
$d(t)$	Datensignal

$d_i^e(t)$	Datensignal am Empfänger
$e(i)$	Integral des Betrages der Differenzfunktion
f	Anzahl an durchlaufenen Codefolgen
$F(\lambda)$	Faktor der Leistungsanpassung der Empfängerpfade
g_u, g_o	untere und obere Grenze der Verschiebung
K	Anzahl der berechneten Faktoren k
k	Index der Faktoren der Leistungskorrektur zwischen Messung und Referenz
L_B	Länge eines PE-LWL, bei der die Welle der schnellen Achse um eine Wellenlänge vorausgeeilt ist (Beat-Länge)
L_K	Kohärenzlänge
$m(\lambda)$	Messspektrum
$m(t)$	additive Überlagerung der Reflexionen aller Sensoren
N	Codelänge
n_{eff}	effektiver Brechungsindex im FBG
p	Anzahl der Teilnehmer in einem Netzwerk
$P_0(\lambda)$	optische Ausgangsleistung der Quelle
$P_{SIK}(\lambda)$	optische Leistung am Empfängerausgang
$r(\lambda)$	Referenzspektrum
R_{Chip}	Chiprate des Datengenerators
s	Gesamtzahl der Sensoren im Netzwerk
$s(t)$	übertragenes Signal
$s_{direkt}(\lambda)$	unbearbeitetes Spektrum des direkten Pfades
$s_{invertiert}(\lambda)$	unbearbeitetes Spektrum des invertierten Pfades
T_C	Codedauer
T_{Chip}	Chipdauer
T_{Impuls}	Tastzeit des Impulses im TDM
T_m	relative Messzeit im TDM
V	spektrale Verschiebung von Mess- und Referenzspektrum
W	Gesamtzahl der interpolierten spektralen Abtastpunkte
w	Codegewicht, Anzahl '1' im Code

Kapitel 1

Einleitung

In nahezu allen Bereichen des modernen Lebens kann man auf Sensoren unterschiedlicher Form und Aufgabe treffen. Sie sind Bestandteil von Überwachungssystemen, die das Leben vereinfachen oder sichern sollen. Im einfachsten Fall werden Türen geöffnet; besonders relevant sind sie in lebenskritischen Bereichen wie z.B. Atomkraftwerken oder der chemischen Industrie. Die Entscheidung für ein spezielles System ist neben Funktion und Sicherheit bestimmt durch weitere Kriterien, hauptsächlich Kostenaspekte bei Herstellung, Aufbau und Betrieb des Sensor-, wie auch des Gesamtsystems.

Einen wichtigen und stetig wachsenden Anteil der Sensorik umfasst der optische und faseroptische Bereich. Vor allem die Unempfindlichkeit gegenüber elektromagnetischen Störungen machen diese Typen interessant für Anwendungen innerhalb elektrischer Anlagen. Positiv ist weiterhin die verlustarme Übertragung der Sensorinformationen auch über längere Strecken sowie in vielen Fällen die Handhabbarkeit und Größe der Sensoren selbst. Gerade im Hinblick auf die Effektivität des Gesamtsystems bietet die optische Sensorik durch die Möglichkeit der Vernetzung einen entscheidenden Vorteil gegenüber den meisten elektromagnetischen Alternativen. So kann ein Messsystem mehrere Sensoren bedienen und der Übertragungsweg wird mehrfach genutzt, was z.B. platz-, gewichts- und kostenkritische Verkabelungen um-

gehen hilft. Auf dieser Schnittstelle zwischen Nachrichtentechnik und Sensorik bearbeitet die vorliegende Arbeit die Verknüpfung aus seriell vernetzten Faser-Bragg-Gitter-Sensoren mit einer speziellen Art des Codevielfachzugriffs als Adressierungsverfahren.

Ziel der Arbeit ist die Realisierung eines seriellen Netzwerks aus einer maximalen Anzahl Faser-Bragg-Gitter-Sensoren, welches einerseits die Ressourcen Zeit und Wellenlänge optimal ausnutzt, andererseits aber in Komplexität, Installations- und Kostenaufwand mit den auf anderen Zugriffsverfahren basierenden Systemen vergleichbar bleibt.

Die Arbeit ist wie folgt gegliedert:

- Im zweiten Kapitel werden als Grundlage die optischen Sensortypen und Multiplexverfahren kurz vorgestellt und klassifiziert. Zusätzlich zeigt es bereits realisierte Sensornetzwerke auf und ordnet die Arbeit entsprechend ein.
- Das dritte Kapitel stellt das System erstmalig vor. Zunächst sind dafür die grundlegenden Anforderungen und Randbedingungen zu definieren. Darauf aufbauend folgen eine allgemeine Erklärung der Wirkungsweise sowie die genaue analytische Beschreibung des Gesamtsystems. Abgeschlossen wird dieses Kapitel mit dem theoretischen Vergleich zu Netzwerken mit Zeit- und Wellenlängenmultiplexverfahren.
- Der Fokus des vierten Kapitels liegt ausschließlich auf dem Code. Die Suche nach dem optimalen Code ist deshalb als problematisch anzusehen, weil er aus einer nahezu unendlichen Anzahl von möglichen Kombinationsmöglichkeiten extrahiert werden muss. Der Weg dieser Suche bis zur Implementierung auf einer Struktur verteilten Rechnens (Cluster) sowie die Diskussion der Ergebnisse sind die Hauptbestandteile dieses Abschnittes.
- In Kapitel fünf wird unter Nutzung der Erkenntnisse der vorangegangenen Kapitel das System simuliert. Hier steht die Frage im Vordergrund,

bis zu welcher Netzwerkgröße bzw. bis zu welchem Dynamikbereich sich die zuvor gesteckten Grenzen theoretisch einhalten lassen. Dazu gehört die Analyse systeminhärenter Einflüsse auf die Sensorsignale und die damit verknüpfte Ableitung günstiger Sensoreigenschaften. Ein weiterer wichtiger Punkt ist die stufenweise Herleitung eines Algorithmus zur Auswertung der Messdaten.

- Der praktische Nachweis aller zuvor erzielten Ergebnisse wird im sechsten Kapitel durchgeführt. Zunächst ist dafür die Charakterisierung der eingesetzten Bauelemente mit einigen Erweiterungen des Systems sowie eine analytische Bearbeitung der Rohdaten notwendig. In der folgenden Messung auf Grundlage der optischen Zeitbereichsreflektometrie kann neben einem ersten Funktionsnachweis der Vorteil des SIK-DS-CDM gegenüber dem Zeitmultiplexverfahren praktisch untermauert werden. Die beiden sich anschließenden Messreihen beweisen die Funktionsfähigkeit im Detail. Die Auswertung der Ergebnisse konzentriert sich dabei hauptsächlich auf die erreichbare Messgenauigkeit.
- In der Zusammenfassung werden die wichtigsten Ergebnisse der einzelnen Kapitel sowie der gesamten Arbeit noch einmal gegenübergestellt und bewertet. Das abschließende Kapitel zeigt Ansatzmöglichkeiten für fortführende Arbeiten innerhalb der Bereiche Systemkonzept, Codesuche, Auswertung der Messdaten und der praktischen Umsetzung.

Kapitel 2

Grundlagen

Dieses Kapitel soll einen Überblick über die für die Arbeit relevanten Technologien geben und diese grundlegend erklären. Dabei stehen als erstes die unterschiedlichen optischen Sensortypen mit ihren typischen Einsatzgebieten im Vordergrund. Zweiter großer Schwerpunkt des Kapitels sind die verschiedenen Vielfachzugriffsverfahren in optischen Netzwerken. Die Verknüpfung der beiden reinen Teilgebiete Sensorik und Kommunikationstechnik geschieht im letzten Abschnitt, wobei hier näher auf die sich ergebenden Besonderheiten bei der Übertragung von analogen Sensorinformationen eingegangen wird.

2.1 Optische Sensoren

In vielen Bereichen der Sensorik werden elektrische Sensoren derzeit durch optische Messmethoden ergänzt oder abgelöst. Die Gründe dafür sind vielfältig und überzeugend. Größte Vorteile beispielsweise im Anlagenbau sind die geringe Anfälligkeit gegenüber elektromagnetischen Störungen sowie die galvanische Trennung durch Quarzglas, Polymer bzw. Luft [8, 85]. Geringeres Gewicht und ein meist kleinerer Formfaktor im Vergleich zu den elektrischen Pendanten sind die Kriterien zum Beispiel im Flugzeugbau [12]. Hinzu

kommen die hohe Sicherheit in explosionsgefährdeter Umgebung sowie typabhängig Korrosionsbeständigkeit, hohe Bandbreite und Dynamik. Auch aus Kostengründen können optische Sensoren eine Alternative sein [12].

Die optische Sensorik lässt sich wie folgt unterteilen:

- Fasergittersensoren
- Interferometrie
- Transmissions- und Reflexionsmessungen
- Zeit- bzw. Frequenzbereichsreflektometrie

2.1.1 Fasergitter

Zu den Fasergittersensoren gehören alle Typen, die mit Faser-Bragg-Gittern (FBG), langperiodischen Gittern (LPG) und deren Mischform, den Superstructure FBG (SFBG) arbeiten. Sie sind hauptsächlich wellenlängenspezifische Filter auf Grundlage von sich periodisch ändernden Brechzahlen im Kern des Lichtwellenleiters (LWL). Bei Faser-Bragg-Gittern liegt diese Periodenlänge Λ im Bereich von einigen 100nm, wodurch Moden der in Gleichung (2.1) gegebenen optischen Wellenlänge λ_B in Moden der entgegengesetzten Ausbreitungsrichtung überkoppeln. In dieser so genannten Bragg-Gleichung steht n_{eff} für den effektiven Brechungsindex im Gitter [20].

$$\lambda_B = 2 \cdot n_{eff} \cdot \Lambda \quad (2.1)$$

In der Abbildung 2.1 wird das sich ergebende spektrale Verhalten gezeigt. Reflexionsgrad, Breite und Form des reflektierten Spektrums können bei der Herstellung definiert werden.

Änderungen von Zugbelastung ($\Delta\varepsilon$) und Temperatur ($\Delta\vartheta$) wirken sich direkt auf die Brechzahl und Periodenlänge des Resonators aus, wodurch sich zwangsläufig die Bragg-Wellenlänge ändert. Daraus resultieren nach Differentiation von Gleichung (2.2) die in (2.3) und (2.4) gegebenen Werte für ein uniformes FBG in einer typischen Standard-Singlemode-LWL [53]

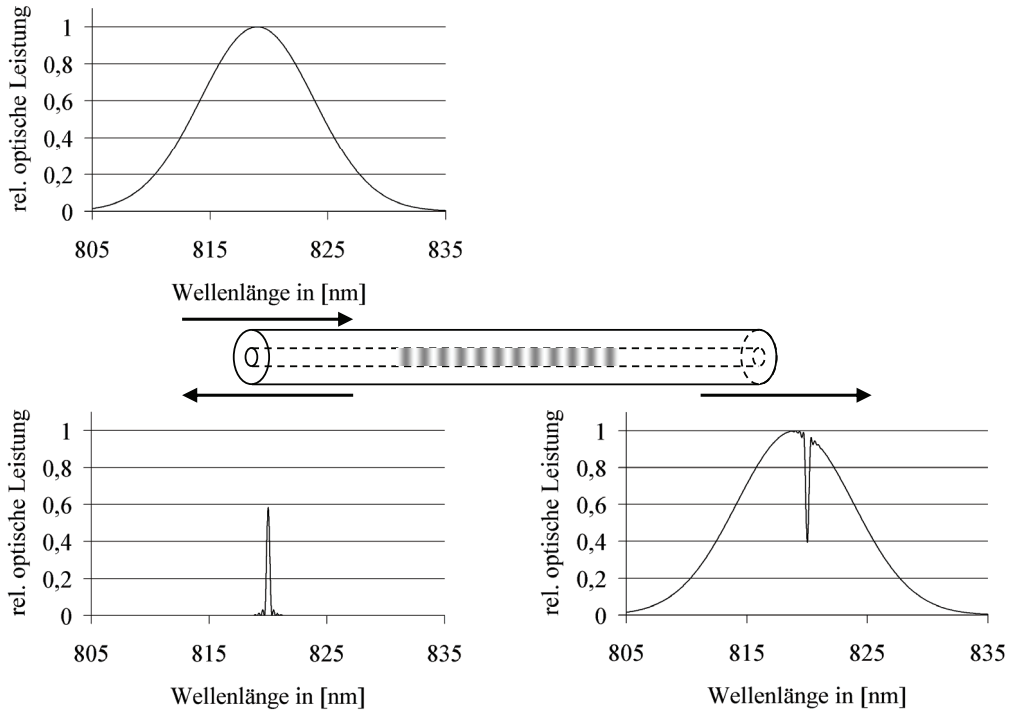


Abbildung 2.1: Schema der Wirkungsweise eines FBG

$$\Delta\lambda_B = 2 \left(\Lambda \frac{\partial n_{eff}}{\partial \varepsilon} + n_{eff} \frac{\partial \Lambda}{\partial \varepsilon} \right) \Delta\varepsilon + 2 \left(\Lambda \frac{\partial n_{eff}}{\partial \vartheta} + n_{eff} \frac{\partial \Lambda}{\partial \vartheta} \right) \Delta\vartheta \quad (2.2)$$

$$\frac{1}{\lambda_B} \frac{\Delta\lambda_B}{\Delta\varepsilon} = 0,78 \cdot 10^{-6} \left(\frac{\mu m}{m} \right)^{-1} \quad (2.3)$$

$$\frac{1}{\lambda_B} \frac{\Delta\lambda_B}{\Delta\vartheta} = 6,67 \cdot 10^{-6} K^{-1} \quad (2.4)$$

Ändert sich also die Temperatur an einem FBG mit $\lambda_B = 820nm$ um $100^\circ C$, lässt sich eine Verschiebung des FBG-Spektrums um $0,55nm$ messen, ohne dass dessen Form verändert wird. Eine Zugbelastung von $1mm$ auf $1m$ LWL verursacht einen spektralen Versatz von $0,64nm$ [47]. Beide Abhängigkeiten sind in weiten Bereichen linear und reversibel. Neben den reinen Temperatur- und Dehnungsapplikationen [75] wurden unter anderem auch Beschleunigungs-, Magnetfeld- oder Konzentrationssensoren für Wasserstoff entwickelt [55, 59, 88].

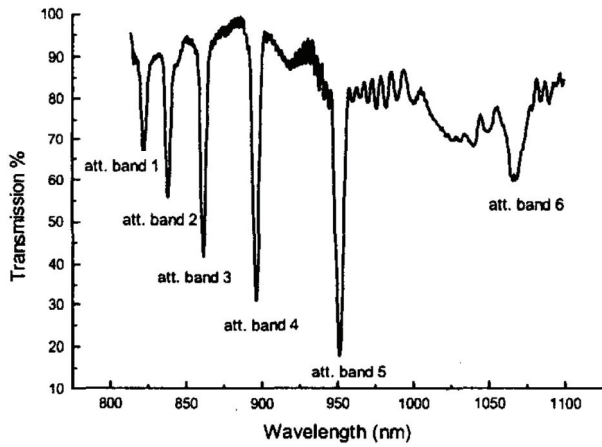


Abbildung 2.2: Transmissionsspektrum eines LPG ([40], S. 139)

Ausbreitungsrichtung. Da letztere einer hohen Dämpfung unterliegen, ergibt sich ein Transmissionsspektrum, wie es als Beispiel Abb. 2.2 zeigt [40].

Die Wellenlängen der einzelnen Bänder können über Gleichung (2.5) angegeben werden,

$$\lambda_i = [n_{eff}(\lambda_i) - n_{clad}^i(\lambda_i)] \Lambda \quad (2.5)$$

wobei n_{eff} wieder die effektive Brechzahl im LWL-Kern und n_{clad}^i die Brechzahl für die i -te Mantelmode ist [20, 40]. Die Absorbtionsbänder lassen sich, genau wie die Spektren der FBG, durch Variation von Temperatur und Dehnung verschieben. Je nach LWL und dessen unterschiedlichen Reaktionseigenschaften von Kern und Mantel kann die Verschiebung dabei positiv oder negativ ausfallen. Weiterhin ist die Änderung der Brechzahl abhängig von der Wellenlänge, so dass die einzelnen Bänder unterschiedlich reagieren. Im Beispiel des in Abb. 2.2 gezeigten LPG betragen die Temperatursensitivitäten zwischen $-0,14\text{nm/K}$ und $-0,34\text{nm/K}$. Da die Ausbreitungsbedingung der Mantelmode zudem von der Brechzahl des den Mantel umgebenden Materials abhängt, können LPG auch als Füllstands- oder Konzentrationssensoren genutzt werden [21, 41]. Zusätzlich wurden mit LPG Biegungs- und Drehungssensoren realisiert [30, 83].

Bei langperiodischen Gittern ist, wie der Name vermuten lässt, der Gitterabstand Λ sehr viel größer als bei FBG und liegt typischer Weise im Bereich von $100\mu\text{m}$ bis $1000\mu\text{m}$. Dadurch koppelt die Energie nicht zwischen im LWL-Kern geführten Moden entgegengesetzter Ausbreitungsrichtung, sondern zwischen Kern- und Mantelmoden gleicher

Der Nachteil von FBG, aus dem verschobenen Spektrum nicht die Ursache der Verschiebung ermitteln zu können (Temperatur, Zugbelastung), lässt sich mit Hilfe von Referenz-FBG oder durch Nutzung von Superstructure-FBG umgehen. Letztere sind günstige Zusammenschaltungen von LPG und FBG. So werden in [47] zwei FBG einem LPG nachgelagert. Über die unterschiedlichen Temperatur- und Dehnungskoeffizienten lassen sich die Ursachen der Verschiebung separieren. Ein anderes Anwendungsbeispiel für SFBG ist [29], bei dem gleichzeitig Dehnung, Temperatur und Biegung erfasst werden.

Die Anwendungsbereiche, die hier nur angerissen werden können, entwickeln sich stetig weiter. Fasergitter stehen derzeit aufgrund der potenziell geringen Herstellungskosten und einfachen Handhabung im Fokus der Entwicklung [10, 19, 22].

2.1.2 Interferometrie

Das Prinzip interferometrischer Sensoren ist die Beeinflussung der Phasenlage zweier Lichtwellen zueinander, die mittels eines Strahlteilers aus einer Welle erzeugt wurden. Treffen diese aufeinander, überlagern sich ihre Felder additiv. Für eine zeitlich und räumlich konstante Phasenbeziehung (monochromatisches Licht) lässt sich mit einem Detektor bei einer Phasenlage von 0° folglich ein Maximum messen, bei 180° ein Minimum. Die Funktion von messbarer Leistung zur Phasenverschiebung ist somit periodisch und unendlich lang. Mit zunehmender spektraler Breite der optischen Quelle nimmt jedoch die Kohärenzlänge, also die Länge eines Wellenzuges mit konstanten Phasenbeziehungen, ab. Die oben genannte Funktion nähert sich dann einem konstanten Mittelwert an, ab dem die Wellen statistisch unabhängig sind.

Die drei bekanntesten für die Sensorik genutzten Typen sind das Mach-Zehnder-Interferometer, das Sagnac-Interferometer und das Michelson-Interferometer. Letzteres ist als eines der ältesten optischen Freistrahlaufbauten in Abb. 2.3 dargestellt. Hier teilt sich der Strahl auf zwei Pfade auf; während in dem einen Pfad die Welle nach der konstanten Länge l reflektiert

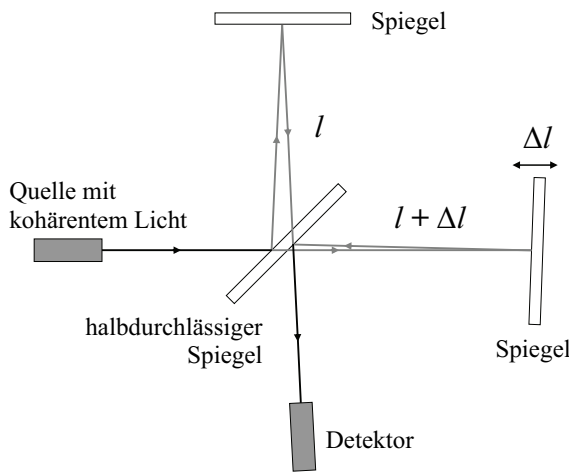


Abbildung 2.3: Aufbau eines Michelson-Interferometers

wird, lässt sich in dem anderen Pfad durch einen verschiebbaren Spiegel ein Phasenunterschied Δl einstellen. Die Intensität der sich überlagernden Wellen lässt sich mit einem Detektor erfassen. Grundsätzlich ähnlich arbeitet das Mach-Zehnder-Interferometer. Die optische Welle teilt sich über einen Koppler auf zwei Pfade, z.B. Lichtwellenleiter. Die Einzelwellen überlagern sich nach Durchlaufen der Längen l_{LWL1} bzw. $l_{LWL2} + \Delta l_{LWL2}$

dann wieder über einen zweiten Koppler. Genutzt werden Mach-Zehnder- und Michelson-Interferometern als z.B. Spannungs- und Abstandssensoren, aber auch als Hydrophone [15, 27, 39, 42, 43, 44].

Sagnac-Interferometer bestehen im Gegensatz zu den beiden zuvor genannten Typen nur aus einer optischen Schleife (LWL, Freistrahle). Das Licht wird in einem 50%-Koppler geteilt und durchläuft die Schleife mit und entgegen des Uhrzeigersinns. Ohne eine Störung addieren sich beide Anteile am Koppler wieder zur ursprünglichen Welle. Dreht man die Schleife im Uhrzeigersinn, kommt es zu einem Laufzeitunterschied, wodurch der im Uhrzeigersinn laufende Anteil den Koppler etwas später erreicht als der entgegengesetzt laufende. Es ergibt sich ein Phasenunterschied Φ_{tot} nach Gleichung (2.6), der bei der Addition beider Wellen im Koppler zu einer Intensitätsveränderung führt und gemessen werden kann. In der Gleichung steht D_s für den Durchmesser und L_s für die Länge der Schleife bzw. Spule, λ_s und c für die Wellenlänge und Lichtgeschwindigkeit im Vakuum sowie Ω_s für die Rotationsrate [80].

$$\Phi_{tot} = \frac{2\pi \cdot L_s \cdot D_s}{\lambda_s \cdot c} \Omega_s \quad (2.6)$$

Auch Änderungen der Schleifenlänge, bei Nutzung eines LWL z.B. durch Dehnung eines kleinen Bereiches, haben Einfluss auf das Ausgangssignal, wenn sie die entgegengesetzt laufenden Lichtanteile bei unterschiedlichen Lauflängen betreffen. Mit diesen Eigenschaften wird das Sagnac-Interferometer unter anderem als Gyroskop [8], Hydrophone [77] oder Stromsensor [82] eingesetzt.

2.1.3 Zeit- und Frequenzbereichsreflektometrie

Die optische Zeitbereichs- oder Frequenzbereichsreflektometrie (optical time/frequency domain reflectometry, OTDR/OFDR) wurde vornehmlich in den 80er Jahren entwickelt und ist für das Auffinden von Fehlern auf LWL-Strecken auch heute noch unverzichtbar. Der grundlegende Aufbau eines OTDR-Systems ist in Abb. 2.4 gezeigt, ein typisches Messergebnis zeigt Abb. 2.5.

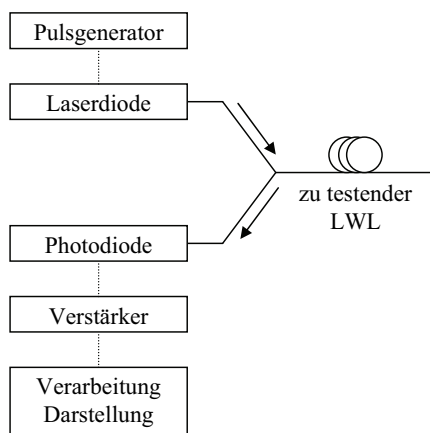


Abbildung 2.4: Schema eines OTDR-Systems

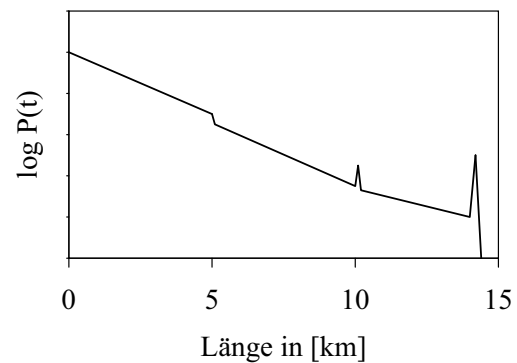


Abbildung 2.5: Typische Darstellung der Messwerte

Licht in einem Lichtwellenleiter unterliegt an jedem Punkt einer Dämpfung aus Absorption und Streuverlusten (z.B. Rayleigh-Streuung). Ein kleiner Teil der gestreuten Leistung wird zurück bis zum LWL-Anfang geführt und lässt sich dort detektieren. Gleichung (2.7) beschreibt diesen Zusammenhang [24].

$$P_{OTDR}(t) = P_0 \cdot W_p \cdot \eta(z) \cdot \exp\left(-\int_0^t \alpha(z) \cdot v_g \cdot dt\right) \quad \text{mit } t = \frac{2 \cdot z}{v_g} \quad (2.7)$$

Hier bezeichnet P_0 die Ausgangsleistung, W die Pulsweite, $\alpha(z)$ die ortsabhängige Dämpfung, L die Lauflänge im LWL und V_g die Gruppengeschwindigkeit. Der Rückstrefaktor $\eta(z)$ ist nach Gleichung (2.8) abhängig vom Relaisstreuungs-Koeffizienten α_s , dem in Richtung LWL-Anfang fährbaren Anteil $B(z)$ und wiederum der Gruppenlaufzeit.

$$\eta(z) = 0,5 \cdot v_g \cdot \alpha_s \cdot B(z) \quad (2.8)$$

Zusätzlich treten an Brechzahlübergängen wie Steckern oder Brüchen (Glas-Luft) Fresnel-Reflexionen auf, die ebenfalls teilweise wieder den LWL-Anfang erreichen. Wird nun ein Impuls in den LWL gegeben und die detektierte Leistung über der Zeit oder der Lauflänge aufgetragen, lassen sich Aussagen über LWL-Qualität (Dämpfung), Kopplungen (Fresnel-Reflexion) und Schäden wie z.B. Brüche treffen [17]. Allerdings stehen sich zwei Größen einschränkend gegenüber. Da der zurückgestreute Lichtanteil sehr klein ist, je nach Konfiguration und LWL-Länge 50dB bis 100dB kleiner als das Eingangssignal [49], muss für die Messung von langen LWL die Pulsweite genügend groß gewählt werden. Mit steigender Pulsweite nimmt jedoch die Ortsauflösung ab.

Diesen Nachteil umgeht OFDR, indem die Wellenlänge der Laserdiode linear über der Zeit geändert wird. In einem Heterodynempfänger folgt dann die Mischung des Originalimpulses als Oszillator mit dem reflektierten Signal. Durch die Laufzeit in dem zu messenden LWL ist der Startpunkt der Rampe (Frequenz über Zeit) zwischen Original- und Messimpuls zeitlich verschoben, was einen Frequenzunterschied zwischen den beiden Signalen zur Folge hat. Dieser kann nach der Mischung mit einem Spektrenanalysator gemessen werden. Die Amplitude des Signals repräsentiert die rückgestreute Leistung, der Frequenzunterschied gibt den Ort auf dem zu messende LWL an. Somit hängt die örtliche Auflösung hauptsächlich von der Frequenzauflösung des Analysators ab [76, 84]. Allerdings ist der Aufbau durch den einstellbaren

Laser und den Heterodynempfänger wesentlich komplexer und teurer als das OTDR-System.

Neben den bereits genannten Anwendungen zur Charakterisierung von LWL und Fehlersuche, wurden weitere Applikationen entwickelt, wie beispielsweise einen verteilten Sensor zur Bestimmung von Flüssigkeiten [57] oder ebenfalls verteilte Temperatur- bzw. Dehnungssensoren [61, 86].

2.1.4 Transmissions- und Reflexionsmessung

Die vierte große Gruppe optischer Sensoren ist die der Transmissions- und Reflexionsmessungen. Hierunter fallen alle Sensoren, bei denen Eigenschaften des Lichtes direkt durch äußere Einflüsse verändert werden. Wichtig sind hier die Verfahren der Dämpfungsmessung, wobei Verluste über das gesamte Spektrum [11] oder wellenlängenselektiv auftreten können [58]. Für diese Methoden muss das Licht nicht zwangsläufig in Freistrahlaufbauten auf das zu untersuchende Medium treffen. Bei evaneszent arbeitenden Sensoren wird das Licht in einem LWL geführt, dort aber in Abhängigkeit des den Kern umgebenden Mediums gedämpft. Diese Signalbeeinflussung kann, wie in Abb. 2.6 dargestellt, über die Brechzahl erfolgen, aber auch durch die Absorption von außerhalb des Kerns geführten Wellenanteilen [69, 73].

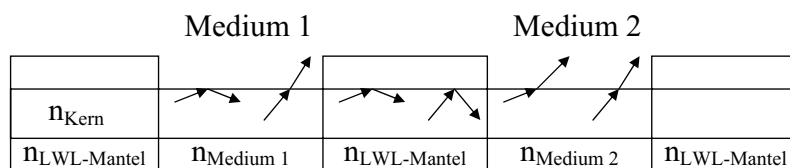


Abbildung 2.6: Brechzahlabhängige Dämpfung bei evaneszenten Sensoren

Ein weiterer Sensortyp, der mit unter diese Gruppe fällt, ist die Geschwindigkeitsmessung mittels Laser-Doppler-Methode. Eine optische Welle erfährt eine Frequenzverschiebung, wenn sie von einem bewegten Objekt ausgeht oder reflektiert wird. Das aus der Akustik und dem Radar bekannte Phänomen gilt

auch für die Optik und wird hauptsächlich in der Geschwindigkeitsmessung angewandt [56].

Bei der großen Anzahl unterschiedlicher Sensortechnologien ist es unmöglich, alle zu erfassen und einzuordnen. Sicher gibt es Sensoren, die zu mehreren Gruppen gezählt werden können. Wichtig war jedoch der Überblick und eine allgemeine Klassifizierung, die die im Weiteren untersuchte Vernetzung von Sensoren auf eine möglichst breite Basis stellt und nicht nur auf einen Sensor beschränkt.

2.2 Adressierung in optischen Netzwerken

Die hier behandelten Adressierungsverfahren arbeiten in den unteren Schichten des OSI-Referenzmodells, in Verbindung mit der Sensorik sogar ausschließlich in der Bitübertragungsschicht. Ein allgemeingültiges Schema für alle Multiplexverfahren ist in Abb. 2.7 dargestellt [25].

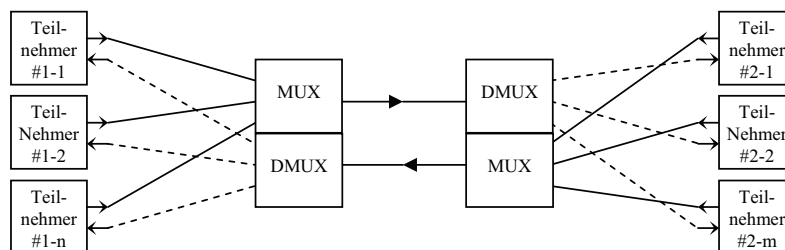


Abbildung 2.7: Allgemeines Schema für Vielfachzugriffsverfahren

Ziel einer Vernetzung ist neben der gegenseitigen Erreichbarkeit die gemeinsame Nutzung von Ressourcen mit den entsprechenden ökonomischen Vorteilen. Dabei wird die ideale Systemeigenschaft gefordert, dass die im Multiplexer (MUX) zusammengefassten und über den Übertragungskanal gesandten unabhängigen Signale $s_i(t)$ und $s_k(t)$ am Demultiplexer (DMUX) wieder eindeutig getrennt werden können, sich also nicht beeinflussen. Es ist dies die Forderung nach Orthogonalität zwischen den Signalen.

2.2.1 Wellenlängenmultiplex

Die Lichtwellenleiter der Telekommunikationstechnik haben allein in den dämpfungsärmsten Wellenlängenbereichen zwischen 1500nm bis 1650nm eine theoretische Bandbreite von ca. 18THz. Um diese auszunutzen, kommt derzeit vor allem das Wellenlängen-Vielfachzugriffsverfahren (Wavelength Division Multiplex, WDM) zur Anwendung. Dabei wird ein Wellenlängenbereich in Abschnitte unterteilt. Eine solches international standardisiertes 100GHz-Raster zeigt Tabelle 2.1.

ITU Grid Channels (100 GHz Spacing)					
Channel	Frequency (GHz)	Wavelength (nm)	Channel	Frequency (GHz)	Wavelength (nm)
1	190,100	1577.03	38	193,800	1546.92
2	190,200	1576.20	39	193,900	1546.12
3	190,300	1575.37	40	194,000	1545.32
4	190,400	1574.54	41	194,100	1544.53
5	190,500	1573.71	42	194,200	1543.73
6	190,600	1572.89	43	194,300	1542.94
7	190,700	1572.06	44	194,400	1542.14
8	190,800	1571.24	45	194,500	1541.35
9	190,900	1570.42	46	194,600	1540.56
10	191,000	1569.59	47	194,700	1539.77
11	191,100	1568.77	48	194,800	1538.98
12	191,200	1567.95	49	194,900	1538.19
13	191,300	1567.13	50	195,000	1537.40
14	191,400	1566.31	51	195,100	1536.61
15	191,500	1565.50	52	195,200	1535.82
16	191,600	1564.68	53	195,300	1535.04
17	191,700	1563.86	54	195,400	1534.25
18	191,800	1563.05	55	195,500	1533.47
19	191,900	1562.23	56	195,600	1532.68
20	192,000	1561.42	57	195,700	1531.90
21	192,100	1560.61	58	195,800	1531.12
22	192,200	1559.79	59	195,900	1530.33
23	192,300	1558.98	60	196,000	1529.55
24	192,400	1558.17	61	196,100	1528.77
25	192,500	1557.36	62	196,200	1527.99
26	192,600	1556.55	63	196,300	1527.22
27	192,700	1555.75	64	196,400	1526.44
28	192,800	1554.94	65	196,500	1525.66
29	192,900	1554.13	66	196,600	1524.89
30	193,000	1553.33	67	196,700	1524.11
31	193,100	1552.52	68	196,800	1523.34
32	193,200	1551.72	69	196,900	1522.56
33	193,300	1550.92	70	197,000	1521.79
34	193,400	1550.12	71	197,100	1521.02
35	193,500	1549.32	72	197,200	1520.25
36	193,600	1548.51	73	197,300	1519.48
37	193,700	1547.72			

Telecom Engineering, Inc. www.telecomengineering.com 888-250-1562

Tabelle 2.1: Einteilung von WDM-Kanälen im 100GHz-Raster

Jedem Träger können auf diese Art Signale bis 50GHz Bandbreite aufmoduliert werden, ohne in benachbarten Kanälen Störungen zu verursachen. Allerdings wird meist ein so genannter Schutzabstand zwischen den Kanälen eingefügt, der die Gefahr des Übersprechens vermindert.

2.2.2 Zeitmultiplex

Eine weitere gängige Methode zur gemeinsamen Nutzung eines LWL ist das Zeitmultiplexverfahren (Time Division Multiplex, TDM). Hierbei teilen sich die Teilnehmer einen zeitlichen Übertragungsabschnitt t_B , wie Abb 2.8 für den Fall der konstanten Positionierung innerhalb t_B veranschaulicht. Auch hier gilt, dass aus Sicherheitsgründen ein Abstand Δt zwischen zwei Zeitschlitzten eingefügt wird [25].

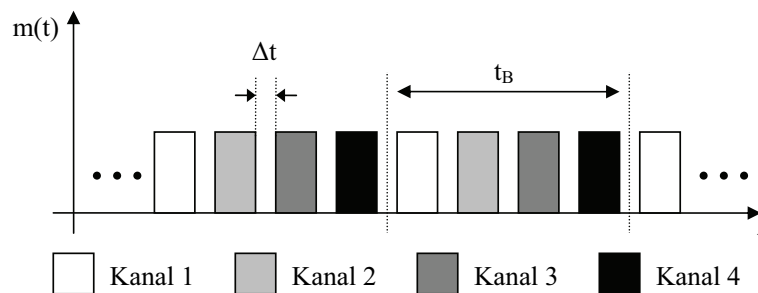


Abbildung 2.8: Zeitliche Kanalzuordnung im TDM

Gerade beim TDM gibt es aber auch Nachteile. Die starre Einteilung der Zeitschlitzte bedingt, dass bei Inaktivität eines Teilnehmers die Ressource Zeit nicht optimal ausgenutzt wird. Zudem ist immer eine genaue zeitliche Synchronisation erforderlich. Es gibt Technologien wie Carrier Sense Multiple Access/ Collision Detection (CSMA/CD), die an diesen Kritikpunkten ansetzen. Solche Verfahren arbeiten jedoch in höheren Schichten des OSI-Referenzmodells, benötigen also eigene Rechenleistung. Günstiger wäre eine Mehrfachnutzung der Zeitschlitzte ohne Kontrollmechanismen.

2.2.3 Codemultiplex

Diese Mehrfachnutzung der Zeit und zusätzlich der Wellenlänge kann durch Codemultiplex (Code Division Multiplex, CDM) erreicht werden, ein Verfahren, das, obwohl schon seit den 70er-Jahren bekannt [81], aufgrund der knapper werdenden Bandbreiteressourcen erst jetzt immer mehr Bedeutung gewinnt. Codemultiplexverfahren sind z.B. zentrale Bestandteile in den Mobilfunkstandards der dritten Generation (UMTS). Auch für die optische Nachrichtentechnik wurde diese Technik bereits vor zwanzig Jahren intensiv erforscht [66], Einsatzgebiete und Anwendungen werden aber erst mit den heutigen Datenraten und -mengen ersichtlich [35, 71].

Das grundlegende Prinzip beschreiben die Gleichungen (2.9) bis (2.11). Ein Datensignal $d_i(t)$ wird mit einem individuellen Code $c_i(t)$ multipliziert und mit den ebenso codierten Signalen der $p - 1$ anderen Teilnehmer über das gemeinsame Medium übertragen.

$$s_i(t) = d_i(t) \cdot c_i(t) \quad (2.9)$$

$$m(t) = \sum_{r=1}^p d_r(t) \cdot c_r(t) \quad (2.10)$$

$$d_i^e(t) = d_i(t) \cdot c_i(t) \cdot c_i(t) + \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq i}}^p d_r(t) \cdot c_r(t) \cdot c_i(t) \quad (2.11)$$

Um am Empfänger die Daten $d_i^e(t)$ wieder aus dem Gemisch zu extrahieren, erfolgt eine zweite Multiplikation mit dem bekannten Code $c_i(t)$ bzw. je nach Technologie mit seiner konjugiert komplexen Form. Aus Gleichung (2.11) wird für die Anfangs genannte Forderung der Orthogonalität ersichtlich, dass $c_r(t) \cdot c_i(t)$ für alle $r \neq i$ Null ergeben muss. Weiterhin lässt sich entnehmen, dass das Datensignal am Empfänger als eine mit $c_i(t) \in \{0, 1\} \quad \forall t$ gewichtete Funktion vorliegt.

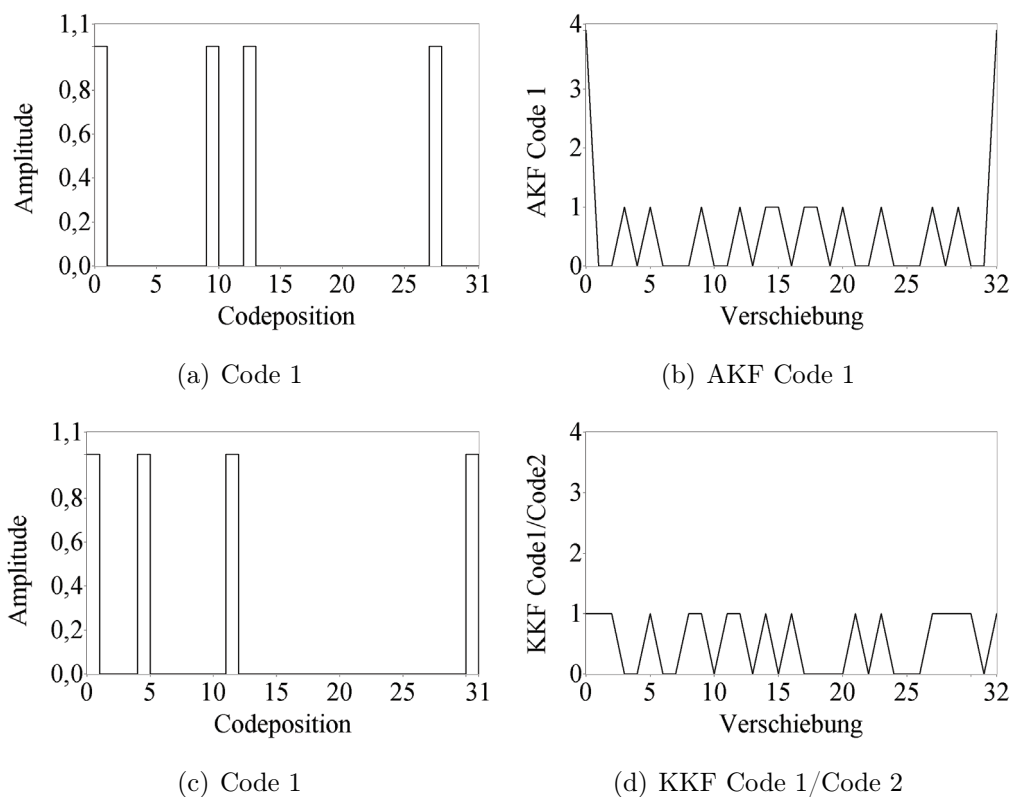


Abbildung 2.9: Codes und deren Eigenschaften

Eine einfache Form der Codierung, die hier die Funktionsweise noch einmal näher veranschaulichen soll, ist das Direct Sequence-CDM (DS-CDM). Bei dieser Methode werden die Datensignale direkt mit höherratigen Codes per Amplitudenmodulation (on-off keying, OOK) codiert. Die Abbildungen 2.9(a) und 2.9(c) zeigen die beiden Codes, deren Einzelzustände man zur besseren Unterscheidung gegenüber den Datenbits allgemein als Chips bezeichnet. In Abb. 2.9(b) und 2.9(d) sind Autokorrelations- und Kreuzkorrelationsfunktion von Code 1 bzw. der Codes zueinander dargestellt. Zu erkennen ist, dass die Forderung nach Orthogonalität nicht ganz erfüllt wird, denn die KKF ist nicht Null. Beim DS-CDM mit Amplitudenmodulation ist Orthogonalität nicht möglich. Man spricht jedoch von Quasiorthogonalität, wenn sich alle Codes einer so genannten Codefamilie in nicht mehr als einem Chip überschneiden. Bei der vorliegenden Codelänge von 31 Chips und den

darin enthaltenen vier „1“ lassen sich nur diese zwei quasiorthogonalen Codes finden, entsprechend auch nur zwei Teilnehmer adressieren. Ein solches Netzwerk kann aber sehr einfach erweitert werden, indem ein längerer Code genutzt wird. Diese Skalierbarkeit ist einer der größten Vorteile des CDM.

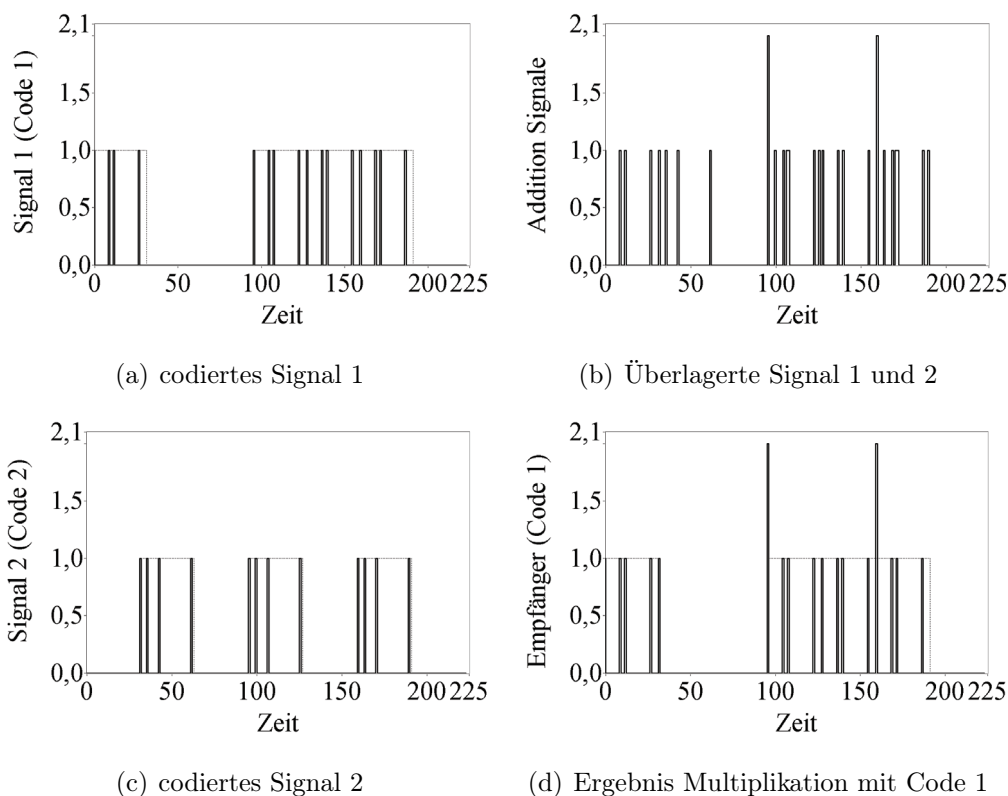


Abbildung 2.10: Codierung und Decodierung

Die modulierten Daten (Abb. 2.10(a) und 2.10(c)) werden als Gemisch übertragen (Abb. 2.10(b)) und am Empfänger bitweise wieder mit dem ersten Code multipliziert. Bei einer Verschiebung von Null zwischen codierendem und dekodierendem Code (Maximum der AKF) erhält man das in Abb. 2.10(d) dargestellte Signal. Wie es Gleichung (2.11) beschreibt, ist das Datensignal mit dem Code gewichtet. Bedingt durch die Quasiorthogonalität kommen einige Störeinflüsse anderer Teilnehmer, die Mehrfachzugriffsstörungen (Multi User Interferences, MUI) hinzu.

Durch eine Integration über eine Bitlänge lässt sich die Datenfolge wieder herstellen: wird nach der Integration der Schwellwert der Summe aller MUI überschritten - im Beispiel ist dieser Wert eins - liegt ein positives Bit vor, bei Unterschreitung ist das Datenbit eine Null.

Eine Verschiebung der identischen Sender- und Empfänger-codes größer oder kleiner Null entspricht in der AKF einem Wert außerhalb des Maximums. Auch hier kann das Signal nicht decodiert werden. Dieser Vorteil des CDM reduziert Störungen durch Mehrwegeausbreitungen von Signalen, indem sie wie MUI anderer Teilnehmer betrachtet werden können.

Die Modulation des DS-CDM ist elektrisch realisierbar, was jedoch die Chiprate auf die Bandbreite der elektrischen Komponenten beschränkt und somit

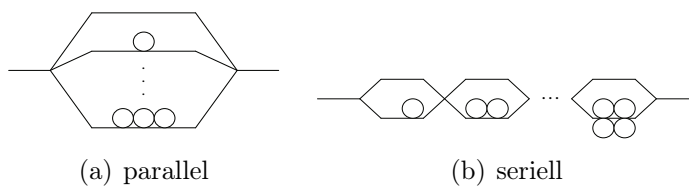


Abbildung 2.11: Leiternetzwerke für Codierung

nur begrenzte Datenraten zulässt [79]. Eine Alternative für höhere Übertragungsgeschwindigkeiten bieten so genannte Verzögerungnetze, wie sie

in Abb. 2.11 gezeigt sind [32, 52]. Sie bestehen aus parallel angeordneten Verzögerungsleitungen, die einen kurzen optischen Impuls (Datenbit) in eine Pulsfolge (codiertes Datenbit) umwandeln.

Doch auch bei dieser Technologie bleibt der Nachteil, dass sich die MUI bei unipolaren Codes ($c_i(t) \in \{0, 1\} \forall t$) nur aufaddieren können. Bipolare Codes ($c_i(t) \in \{-1, 1\} \forall t$) bieten die Möglichkeit der vollständigen Auslöschung nach der Integration, wenn positive und negative MUI in gleicher Anzahl vertreten sind. In inkohärent arbeitenden optischen Netzwerken (Licht vorhanden/nicht vorhanden, Welleneigenschaften des Lichtes vernachlässigt) lassen sich jedoch keine bipolaren Codes übertragen, von der Nutzung zweier Pfade einmal abgesehen. Eine auf der Empfängerseite angeordnete Umwandlung von unipolaren Codes in bipolare löst dieses Problem. Die Sequence-Inversion-Keying (SIK) genannte Methode multipliziert den unipolaren Co-

de mit dem entsprechenden bipolaren und zieht die positiven und negativen Anteile voneinander ab [62]. Eine ausführliche Erläuterung dieses Verfahrens wird in Kapitel 3.2.1 vorgenommen.

	Welleneigenschaft	Codierungsprozess		praktische Implementierung
inkohärent	Amplitude	<i>Verfahren</i>	<i>Signal-/Code polarität</i>	
		elektrisch oder elektro-optisch	unipolar-unipolar	On-Off-Keying
			unipolar-bipolar	Sequence-Inversion-Keying
		paralleles/serielles Verzögerungsnetz	unipolar-unipolar	inverse Verzögerungsnetzwerke auf Sender- und Empfängerseite
			unipolar-bipolar	Sequence-Inversion-Keying
	bipolar-bipolar		zwei physikalische Pfade (Fasern, WDM)	
	Wellenlänge	konstante Wellenlängen		Prisma bzw. Gitter und Codemaske; verschiedene Laser/Filter
		dynamische Änderung		verschiedene Laser oder schaltbare opt. Filter; tuneable Laser
		spectral slicing		Subpicosekunden-Pulse mit Codemaske
		chirp		Manipulation des Frequenzchirp durch Laserstrom
kohärent	Phase	elektro-optisch	Lithium-Niobat Mach-Zehnder Phasenmodulator	
		paralleles/serielles Verzögerungsnetz	inverse Verzögerungsnetzwerke auf Sender- und Empfängerseite	
	Polarisation	Schalten mit Polarisationssteller		
Wellenfront	Codierung: holographischer Filter, Decodierung: Verarbeitung d. Hologramms			

Tabelle 2.2: Codiervorgänge im optischen CDM

Nutzt man die Welleneigenschaften durch kohärente Verarbeitung, lassen sich mit Hilfe von Phasensprüngen bipolare Codes auch direkt übertragen. Neben der Codierung mit elektro-optischen Phasenmodulatoren [9] kommen hier ebenfalls die oben erwähnten Verzögerungsnetze zum Einsatz, wobei die Verzögerungen viel kleiner gehalten werden können [14, 68]. Anders als bei der inkohärenten Verarbeitung ist hier aber der Aufwand für die Stabilisierung der Polarisation und Phase hoch.

Als weitere Möglichkeit existieren Techniken, die Wellenlänge konstant oder dynamisch zu beeinflussen. Realisiert wurden sie für breitbandige Quellen

[33, 37, 45] wie auch für die verbreiterten Spektren von Impulsen im Subpicosekunden-Bereich [67]. Eine letzte hier genannte Codierungsart zeigt Mohammad Abtahi in [6] mit der Änderung der Wellenfronten durch holographische Filter. Nahezu jede Eigenschaft von Licht kann, wie Tabelle 2.2 als Übersicht zeigt, für die Codierung in optischen CDM-Netzwerken genutzt werden [5]. Es sei angemerkt, dass sich die Verfahren untereinander zu mehrdimensionalen Codierungen verknüpfen lassen, um die Anzahl möglicher Teilnehmer in einem Netzwerk weiter zu erhöhen.

Zur Vervollständigung der Übersicht zur Adressierung von Teilnehmern in optischen Netzwerken sei noch die triviale Lösung, die direkte und exklusive Verbindung durch einzelne LWL, genannt. Man könnte hier den Vergleich zu den unabhängigen Funkzellen in Mobilfunknetzen ziehen und somit von einem räumlichen Vielfachzugriffsverfahren sprechen. Abgesehen von Sicherheitsaspekten (Abhörsicherheit) ist diese Methode in der optischen Nachrichtentechnik jedoch wenig sinnvoll.

2.3 Multiplextechniken in der Sensorik

Wie in Kapitel 2.2 erwähnt, soll durch die Vernetzung von Teilnehmern das Übertragungsmedium effektiv ausgenutzt werden. Dies gilt auch für viele Applikationen der Sensorik, in denen Sensoren desselben Types an mehreren Punkten auszulesen sind. [7, 12, 22, 26, 60, 85]. Dazu kommt, dass sich nicht nur das Übertragungsmedium, sondern auch die Komponenten für die Anregung und Auswertung (Quelle, Empfänger, Spektrometer usw.) mehrfach und damit effektiver nutzen lassen. Obwohl die grundlegenden Eigenschaften und Forderungen der Multiplextechniken wie z.B. die Orthogonalität auch für Sensornetze gelten, besitzen diese zwei wichtige Besonderheiten.

- die relevanten Informationen liegen nicht digital in Bits vor, sondern werden in den meisten Fällen als eine Veränderung einer optischen Eigenschaft dem Licht analog aufgeprägt
- Sensoren arbeiten passiv, was eine Einschränkung auf die Bitübertragungsschicht des OSI-Referenzmodells vorschreibt

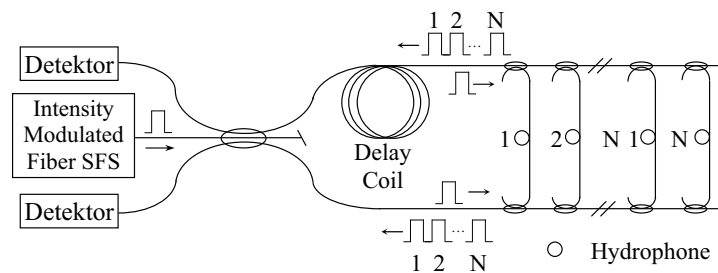


Abbildung 2.12: Netzwerk aus Sagnac-Interferometern ([77], S. 2317)

Ähnlich wie in der Kommunikationstechnik haben sich in der optischen Sensorik die Zeit- und Wellenlängenmultiplextechniken etabliert [7, 18, 64, 70, 88]. Sensortypen wie LPG und Interferometer, die in Transmission arbeiten, werden daher häufig zu Leiternetzwerken parallel geschaltet, wie es Abb. 2.12 zeigt [77].

Ein Impuls durchläuft alle Sensoren mit einer über die LWL-Länge zwischen den „Leitersprossen“ definierten Verzögerung τ . Es entsteht auf diese Weise eine Impulsfolge mit konstanten zeitlichen Positionen für jeden Sensor, vergleichbar mit Abb. 2.8. Wenn sich die Impulse zeitlich nicht überlappen, die Verzögerung also zwischen jeder Sprosse größer als die Impulsbreite T_{Impuls} ist, liegt vollständige Orthogonalität vor. Allerdings haben Leiternetze den Nachteil, einen zweiten LWL für die Rückführung der Signale zu benötigen. Günstiger ist es, das anregende und veränderte Signal über denselben LWL zu übertragen. Dies kann mit allen reflektiven Sensortypen (z.B. FBG) realisiert werden oder typabhängig, indem man die unteren Koppler durch Spiegel austauscht [23]. Auch hier liegt Orthogonalität für $T_{Impuls} < \tau$ vor.

Mit steigender Sensor- und damit auch Koppleranzahl nimmt jedoch die optische Leistung stark ab. Gerade für reflektive Sensoren ist daher eine serielle

Aneinanderreihung sinnvoll [16]. Allerdings können sich bei diesem Aufbau die Sensorinformationen gegenseitig beeinflussen, was in Abhängigkeit von der Anwendung toleriert wird. Die Anzahl der adressierbaren Sensoren ist theoretisch unendlich, es gilt aber auch in der Sensorik der größte Nachteil des TDM: jeder Zeitabschnitt kann nur durch einen Sensor genutzt werden. Gerade in Netzwerken mit vielen Sensoren ist somit der Informationsgehalt je Sensor und Zeitabschnitt gering, da erst dann ein neuer Impuls in das Netzwerk gegeben werden darf, wenn die Antwort des letzten Sensors den ersten passiert hat. Die relative Messzeit T_m lässt sich bei p Sensoren über Gleichung (2.12) berechnen

$$T_m = \frac{T_{Impuls}}{T_{Impuls} + \sum_{i=1}^{p-1} \tau_i} \quad (2.12)$$

Beim Wellenlängenmultiplex, das mit ähnlichen seriellen oder parallelen Aufbauten in einer Vielzahl von Applikationen genutzt wird [36, 78, 85], kann die relative Messzeit 100% betragen. Allerdings ist die Netzwerkgröße nicht beliebig erweiterbar. Wenn man auch im WDM von passiven Sensoren ausgeht, die durch eine externe Quelle angeregt werden müssen, ist die Sensoranzahl p begrenzt auf

$$p = \frac{\Delta\lambda_{Quelle}}{\Delta\lambda_{Sensor}} \quad (2.13)$$

wobei $\Delta\lambda_{Quelle}$ die spektrale Breite der Quelle und $\Delta\lambda_{Sensor}$ die Summe aus Sensorspektrum, Sicherheitsabstand sowie evtl. spektraler Verschiebung (z.B. FBG) darstellt. Es wird für diese Gleichung angenommen, dass $\Delta\lambda_{Sensor}$ für alle Sensoren identisch ist. Die Netzwerkkapazität lässt sich durch Einfügen einer breiteren oder zusätzlichen Quelle zwar erhöhen, Grenzen sind aber in jedem Fall gegeben u.a. durch die hohen Dämpfungswerte der LWL jenseits von 400nm bzw. 1800nm.

Eine Möglichkeit, Wellenlängenbereiche mehrfach zu nutzen, ist neben dem Zeitmultiplex die räumliche Trennung. Dieses in 2.2 als triviale und in der reinen Kommunikationstechnik wenig sinnvolle Lösung bezeichnete Verfahren

hat in der Sensorik durchaus seine Relevanz, wie [34] beweist. Hier werden mehrere über WDM adressierte serielle FBG-Netzwerke parallel geschaltet und mittels CCD-Array-Spektrometer ausgelesen. Ein weiteres Verfahren, in dem die Grenzen zwischen räumlichen und zweidimensionalen Vielfachzugriff verschwimmen, ist in [16] beschrieben. Bei diesem System werden die parallelen LWL (räumlich) nacheinander (TDM) ausgelesen.

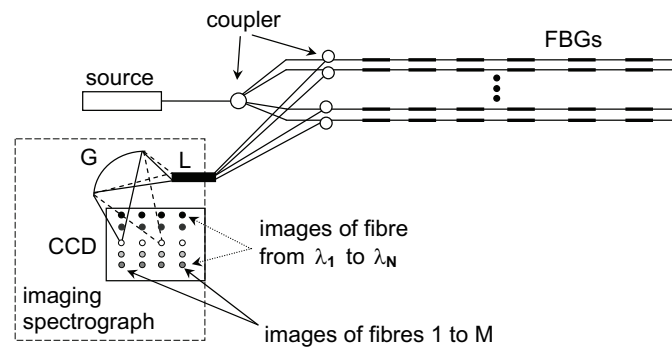


Abbildung 2.13: Räumliches Multiplex ([34], S. 1974)

Auch über Faser- oder Ringlaser lassen sich Sensornetzwerke adressieren, wobei WDM, TDM und räumliches Multiplex als Basis dienen [64, 74]. Die Sensoren bilden dabei entweder einen Teil des Resonators (FBG als Spiegel [48]) oder sie beeinflussen das verstärkende Medium spektral [87]. Das verstärkende Medium selbst ist meist ein EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier), was auch den größten Kritikpunkt darstellt. EDFA sind sehr kostenintensiv in der Anschaffung und systembedingt auf einen Wellenlängenbereich von 1530nm bis 1580nm beschränkt. Als Folge können keine Si-Detektoren eingesetzt werden, es muss z.B. für CCD-Spektrometer auf die erheblich teureren InGaA-Detektoren ausgewichen werden. Kostengünstige Systeme sind mit dieser Methode deshalb kaum möglich.

Die in der Kommunikationstechnik eindeutig vorhandenen Vorzüge des Codemultiplex gegenüber TDM und WDM gelten auch in der Sensorik. Wellenlängenbereiche wie auch Zeitabschnitte können mehrfach genutzt werden. Eine räumliche Adressierung ist über unterschiedliche Codes einer Familie möglich, ebenso serielle bzw. parallele Strukturen durch Ausnutzung der geringen

Insensitivität gegenüber Reflexionen. Zudem lassen sich Codemultiplextechniken in Abhängigkeit der Komponenten über den gesamten Spektralbereich einsetzen. Der Installationsaufwand und die Kosten sind dabei mit denen von TDM-Systemen vergleichbar.

Diese Vorzüge wurden seit der Entwicklung der Codemultiplexverfahren natürlich schon erkannt und ausgenutzt, wenn auch im Vergleich zu den anderen Technologien in weitaus geringerem Umfang. Mit zu den ersten Einsatzgebieten gehörte die OTDR-Messung [49, 72]. Im Standard-OTDR-Verfahren ist eine Mittelung über eine große Anzahl von Messungen notwendig, um bei den geringen zurückgestreuten Leistungen verwertbare Ergebnisse zu erhalten. Da auch hier erst ein neuer Impuls in den LWL gegeben werden darf, wenn die Reflexion vom LWL-Ende den LWL-Eingang passiert hat, dauern die Messungen gerade bei großen Messstrecken entsprechend lange. Nutzt man die bereits genannte Insensitivität des DS-CDM gegenüber zeitverschobenen Signalen, können mehrere Impulse gleichzeitig im LWL vorhanden sein. Nach der Decodierung erhöht sich damit die detektierte Leistung pro Zyklus entsprechend. Auch für parallel angeordnete Mach-Zehnder-Interferometer konnten die Vorteile des CDM nachgewiesen werden [46, 51].

Die derzeit aber interessantesten Sensoren, da kostengünstig und in den Eigenschaften flexibel herstellbar, sind Faser-Bragg-Gitter. Sie arbeiten reflektiv, was ein serielles Netzwerk und somit einen einzigen LWL für das hin- und zurücklaufende Signal ermöglicht. Auch für diesen Sensortyp wurden bereits CDM-basierte Netzwerke realisiert. So hat Hojoon Lee in [54] mittels CDM einen Empfänger entwickelt, der mit einer einzigen Empfangsdiode im Gegensatz zu den üblichen Spektrometern auskommt. Trotzdem ist das eigentliche Netzwerk in WDM-Technik konzipiert, wodurch das System die spezifischen Nachteile beibehält. Eine andere Realisierung arbeitet mit einem kostenintensiven wellenlängenveränderlichen Laser [50]. Die geringe Durchstimmgeschwindigkeit des Lasers und die rein elektrische Decodierung erzwingen für die Verzögerung einen LWL von 100m Länge zwischen zwei Sensoren. Das System ist daher wenig praxistauglich.

Kapitel 3

Theoretische Beschreibung

Die Vorzüge von Faser-Bragg-Gitter-Sensoren wurden im letzten Kapitel erläutert. Um Installationsaufwand wie auch Kosten für Material und Komponenten zu minimieren, ist in vielen Anwendungen zudem eine Vernetzung vorteilhaft und gefordert. Codemultiplexverfahren bieten sich als überlegene Technologien für die Vernetzung an. In diesem Kapitel wird ein solches Netzwerk theoretisch vorgestellt, welches sich bereits an den Anforderungen für den realen praktischen Einsatz orientiert. Neben der analytischen Funktionsbeschreibung erfolgt ein direkter Vergleich zu Netzwerken auf Grundlage anderer Multiplexverfahren.

3.1 Forderungen an ein FBG-Sensor-Netzwerk

Praktisch einsetzbar ist ein System nur, wenn es sich einfach, kostengünstig, sicher und stabil betreiben lässt. Anhand der in Kapitel 2.3 genutzten Literatur [7, 12, 26, 60, 85] wurde daher als Ziel ein minimaler Sensorabstand von weniger als einem Meter definiert. Zum einen lassen sich so auch dicht beieinander liegende Strukturen überwachen (Generator, Tragfläche), ohne dass zusätzlich LWL zu verlegen wäre, die das optische Signal darüber hinaus

dämpfen würde. Zum andern sind Sensorelemente mit zwei FBG herstellbar, die die Kreuzsensitivität hinsichtlich Dehnung und Temperatur umgehen und trotzdem einen kleinen Formfaktor aufweisen. Die Anzahl der Sensoren wurde gerade im Hinblick auf den evtl. geforderten Ausschluss der Kreuzsensitivität auf mindestens 100 festgelegt. Den Vorteil der Reflektivität ausnutzend, konnte das Netzwerk seriell entworfen werden und nur aus einem LWL für hin- und zurücklaufende Welle bestehen. Des Weiteren war der elektrische Aufwand einfach zu halten. Das System sollte mit einer temperaturstabilisierten Breitbandquelle konstanter Intensität (continuous wave, cw) sowie Standardelementen der optischen Nachrichtentechnik betrieben werden. Um flexibel in den Anwendungsbereichen zu bleiben, also nicht nur spektrale Verschiebungen sondern auch Veränderungen z.B. der Form messen zu können, war als Empfänger ein Spektrometer einzusetzen. Hier fiel die Entscheidung auf ein CCD-Zeilen-Spektrometer mit optischem Gitter, da dies eine kostengünstige Variante ohne bewegliche Teile darstellt (Forderung nach Stabilität).

Unter der Voraussetzung, zunächst das räumliche Multiplexverfahren nicht zu betrachten, blieben neben dem bereits als zu kostenintensiv und komplex eingestuften Faserlaser-Verfahren nur CDM, TDM und WDM. Da das Codemultiplex die Vorteile von Zeit- und Wellenlängenmultiplex vereint, sollte der Nachweis für diese Technologie erfolgen. Aus den unterschiedlichen in Kapitel 2.2.3 aufgezählten Codierverfahren entsprach dabei nur die inkohärente Amplitudenmodulation den Anforderungen. Eine konstante oder dynamische Codierung der Wellenlänge ist, bedingt durch die FBG-Technologie, nicht möglich. Kohärente Verfahren benötigen einen relativ hohen Aufwand für die Kontrolle von Phase und Polarisation am Codierer und Decodierer. Auch die Codierung der Wellenfront ist nach der oben bereits definierten Forderung nach Stabilität nicht umzusetzen, da hier das Licht aus dem LWL ausgekoppelt, codiert und wieder in einen LWL eingekoppelt werden muss. Die relevanten FBG sind jedoch in Singlemode-LWL mit $5\mu\text{m}$ bis $10\mu\text{m}$ Kern-durchmesser geschrieben, was solche Kopplungen sehr schwierig und anfällig macht. Beim inkohärenten DS-CDM wird hingegen ausschließlich die Leistung entweder direkt durch den Sender und Empfänger oder mittels stabil

LWL-gekoppelten Intensitätsmodulatoren geschaltet. Dies entsprach somit allen oben genannten Forderungen.

3.2 Grundlegender Aufbau des Netzwerkes

Aus den Vorüberlegungen kann das in Abb. 3.1 dargestellte System abgeleitet werden. Licht konstanter Intensität von einer leistungsstarken, breitbandigen Quelle (Superlumineszenzdiode, SLD) wird mit einem elektrooptischen Intensitätsmodulator per Amplitudenmodulation (On/Off-Keying, OOK) codiert. Das Signal stellt ein Codegenerator bereit.

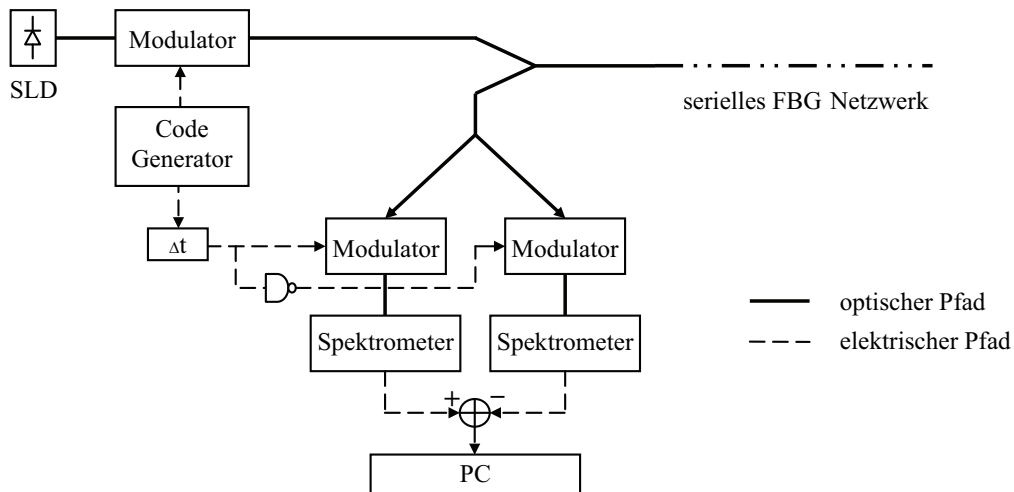


Abbildung 3.1: Adressierung eines FBG-Netzwerkes mittels SIK-DS-CDM

Aus der Forderung eines minimalen Sensorabstandes Δl_{min} von weniger als 1m folgt mit der Lichtgeschwindigkeit im LWL von $c \approx 200.000\text{m/s}$ nach Gleichung (3.1) eine Chiprate R_{Chip} von mindestens 100MChips/s.

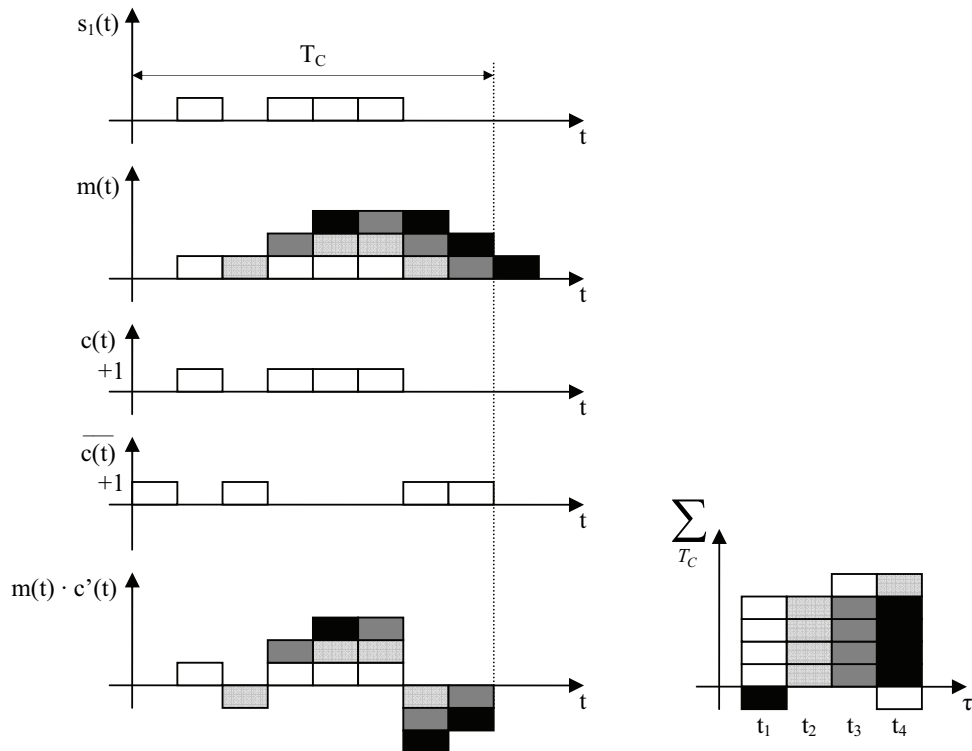
$$R_{Chip} = \frac{c}{2 \cdot \Delta l_{min}} \quad (3.1)$$

Über einen Y-Koppler erreicht die Impulsfolge das serielle FBG-Netzwerk und wird dort zeitversetzt an jedem Sensor reflektiert. Das so entstandene überlagerte Gesamtsignal gelangt an die spezielle SIK-Empfängerstruktur, die im nachfolgenden Kapitel ausführlich behandelt wird. Für die Integration lassen sich die CCD-Zeilen-Spektrometer nutzen, indem die Auslesegeschwindigkeit der Pixel variiert wird. Die Weiterverarbeitung und Darstellung des errechneten Spektrums kann auf einem Computer erfolgen.

3.2.1 Der SIK-DS-CDM-Empfänger

Wie bereits in Kapitel 2.2.3 angedeutet, hat unipolar codiertes inkohärentes DS-CDM den Nachteil, dass sich die MUI nur aufaddieren können. Günstiger sind Verfahren mit bipolarer Codierung. Hier kann es zur teilweisen oder kompletten Auslöschungen der Störanteile kommen (konstruktive und destruktive Überlagerung). Da inkohärentes DS-CDM aber nur die Zustände „Licht an“ und „Licht aus“ anbietet, ist eine bipolare Codierung auf der Senderseite unmöglich. Eine Lösung ist die unipolar-bipolar-Wandlung (Sequence-Inversion-Keying, SIK [62]) auf der Empfängerseite. Hierbei wird das konstante Signal sendeseitig mit dem Code multipliziert. Als Beispiel lautet der Code in der umseitigen Abb. 3.2 $[0,1,0,1,1,1,0,0]$, das resultierende Signal ist entsprechend $s(t)$.

Nachdem dieses ein Netzwerk mit vier Sensoren durchlaufen hat, gelangt das Gesamtsignal $m(t)$ (überlagerte Reflektionen) zum Empfänger und wird dort an einem 50%-Koppler geteilt. Im linken Pfad (Abb. 3.1) erfolgt die Multiplikation mit dem ursprünglichen und für die Adressierung von Sensor 1 zeitlich korrekt um t_1 verschobenen Code. Im rechten Pfad des Empfängers wird das Signal mit dem negierten Code $\overline{c(t)}$ multipliziert. Subtrahiert man nun den negierten Pfad vom direkten ($c'(t) = c(t) - \overline{c(t)}$), liegt das fünfte Diagramm vor.



(a) Schematische Darstellung der Codierung und Decodierung

(b) Signalanteile nach Integration

Abbildung 3.2: Qualitative Beschreibung der Adressierung

Nach der Integration über die Codedauer T_C (siehe Abb. 3.2(b)) ist der Signalanteil von Sensor 1 (weiß) vollständig vorhanden. Die Störungen durch Sensor 2 (hellgrau) und Sensor 3 (dunkelgrau) löschen sich vollständig aus. Lediglich von Sensor 4 (schwarz) verbleibt ein Chip im Ausgangssignal. Ein ähnliches Bild ergibt sich für Sensor 3 (t_3). Adressiert man Sensor 2 (t_2), heben sich sogar alle fremden Einflüsse auf. Das Ausgangssignal von Sensor 4 (t_4) enthält jeweils einen Chip von Sensor 1 und 2. In Kommunikationsnetzwerken, in denen das digitale Bit die Information trägt, würden sich auch diese Störungen auslöschen. Da aber in der Sensorik die Information in dem Analogwert des optische Signals enthalten ist (Wellenlänge), müssen beide Chips weiter betrachtet werden.

Vereinfacht dargestellt lässt der direkte Pfad die erwünschten Informationen zusammen mit Störungen anderer Sensoren passieren, der negierte Pfad dagegen nur Störanteile. Unter der Annahme, dass die Störanteile in beiden Pfaden gleich groß sind, erhält man nach der Subtraktion ausschließlich das gewünschte Signal. Diese Annahme kann aber nur gelten, wenn die zeitliche Wichtung aller Störungen in beiden Pfaden gleich groß ist, da ansonsten wenige „1“ in einem Pfad viele „1“ in dem anderen erzwingen, die destruktive Überlagerung mithin nicht vollständig erfolgen wird. Daher muss der eingesetzte Code gleich viele „1“ und „0“ besitzen. Solche Codes werden „balanced Codes“ genannt und müssen, damit die Forderung der Unabhängigkeit der Teilnehmer im Netzwerk Erfüllung findet, in sich orthogonal sein. Ganz wird dieses Ziel mit dem Beispielcode nicht erreicht, wobei eine Codelänge von acht Chips für ein Netzwerk mit vier Sensoren als sehr klein anzusehen ist. Mit der Suche orthogonaler, gleichgewichteter Codes befasst sich Kapitel 4 eingehend.

3.2.2 Analytische Beschreibung des Systems

Für die weiteren Betrachtungen des Systems ist eine analytische Beschreibung sinnvoll. In Anlehnung an die Darstellung von Kommunikationsnetzwerken in [38] bezeichnet $c_i(t)$ den i -ten Code der Codefamilie, wobei $c_i(t)$ nur „0“ oder „1“ sein kann. Der negierte Code lässt sich nach Gleichung (3.2) beschreiben.

$$\overline{c_i(t)} = |c_i(t) - 1| \quad \forall 0 \leq t \leq T_C \quad (3.2)$$

Zusätzlich ist Chipdauer T_{Chip} definiert als der Quotient aus Codedauer T_C und Codelänge N .

Bei den systembedingt identischen Codes auf Sender- und Empfängerseite lauten die Korrelationsfunktionen (Autokorrelation, AKF) im direkten ($\Psi_{ii}(\xi)$) bzw. invertierten Pfad ($\Psi_{ii}^n(\xi)$) wie folgt:

$$\Psi_{ii}(\xi) = \int_0^{T_C - |\xi|} c_i(t) \cdot c_i(t + |\xi|) \cdot dt \quad (3.3)$$

$$\Psi_{ii}^n(\xi) = \begin{cases} \int_0^{T_C - |\xi|} c_i(t) \cdot \overline{c_i(t + |\xi|)} \cdot dt & \forall \xi \geq 0 \\ \int_0^{T_C - |\xi|} \overline{c_i(t)} \cdot c_i(t + |\xi|) \cdot dt & \forall \xi < 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

Hierin stellt ξ eine zunächst allgemeine zeitliche Verschiebung dar, die mit τ , also dem zeitlichen Versatz zwischen den Codefolgen von Sensorsignal und Empfänger nicht identisch sein muss. Letzterer wird für den adressierten Sensor r mit Null angenommen. Sensoren, die vor r angeordnet sind, haben ein $\tau < 0$, entsprechend ist $\tau > 0$ für nachfolgende Sensoren. Die maximale Verschiebung muss kleiner sein als eine Codedauer, also $|\tau| < T_C$. Im Empfänger ergibt sich für einen einzelnen, korrekt adressierten Sensor mit $\xi = 0$ der Hauptwert der AKF, wie Gleichung (3.5) zeigt. Das Ergebnis ist identisch zum DS-CDM ohne SIK.

$$[\Psi_{ii}(0) - \Psi_{ii}^n(0)] = \int_0^{T_C} c_i(t) \cdot c_i(t) \cdot dt - \underbrace{\int_0^{T_C} c_i(t) \cdot \overline{c_i(t)} \cdot dt}_{=0} \quad (3.5)$$

Ist der Sensor hingegen nicht richtig adressiert, ergibt sich im aperiodischen Betrieb und für $\tau > 0$ Gleichung (3.6).

$$[\Psi_{ii}(\tau) - \Psi_{ii}^n(\tau)] = \int_0^{T_C - |\tau|} c_i(t) \cdot \underbrace{\left[c_i(t + |\tau|) - \overline{c_i(t + |\tau|)} \right]}_{\text{SIK}} \cdot dt \quad (3.6)$$

Hier wird die Idee des SIK, zwei unipolare Signale zu einem bipolaren zusammenzufassen und dadurch eine Auslöschung zuzulassen, noch einmal deutlich. Für die Beschreibung des gesamten Netzwerks sind jedoch noch einige zusätzliche Größen und Funktionen zu definieren. Da ist zunächst die Signumfunktion nach Gleichung (3.7), die grundlegend angibt, ob der störende Sensor vor oder nach dem adressierten angeordnet ist.

$$sign(\tau) = \begin{cases} 1 & \forall \tau > 0 \\ -1 & \forall \tau < 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

Weiterhin steht die Variable p für die Gesamtzahl der Sensoren im Netzwerk. Die als Marker definierte Funktion $b(f)$ nimmt dann einen Wert „1“ an, wenn eine Codefolge durchlaufen wird, wobei f die Anzahl der Folgen im Bezug auf den betrachteten Zeitpunkt ($f = 0$) ist. Hierdurch sind beide Arten der Codierung, die aperiodische ($b(-1) = b(1) = 0$; Abb. 3.3(a)) sowie die periodische ($b(-1) = b(1) = 1$; Abb. 3.3(b)), erfasst.

	← b(-1) = 0 →								← b(0) = 1 →								← b(1) = 0 →															
$\tau = 0$									0	1	0	1	1	1	1	0	0															
$\tau = -2$									0	1	0	1	1	1	0	0																
$\tau = 2$																	0	1	0	1	1	1	0	0								

(a) aperiodische Codierung

	← b(-1) = 1 →								← b(0) = 1 →								← b(1) = 1 →															
$\tau = 0$	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0
$\tau = -2$	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0
$\tau = 2$	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	

(b) periodische Codierung

Abbildung 3.3: Codierungsarten

In spektraler Hinsicht können beide Pfade des Empfängers unterschiedliche Eigenschaften aufweisen. Daher wurden für die Abschnitte zwischen dem

Eingangskoppler des Empfängers und den Spektrometern die Übertragungsfunktionen $a_d(\lambda)$ und $a_n(\lambda)$ für den direkten bzw. negierten Pfad definiert. Der Rest der Übertragungstrecke inklusive der reflektiven Eigenschaften des Einzelsensors i ist in $a_i(\lambda)$ zusammengefasst. Schlussendlich beschreibt $P_0(\lambda)$ die optische Ausgangsleistung der Quelle. Mit diesen Größen lässt sich nach Gleichung (3.8) das Ausgangssignal $P_{SIK}(\lambda)$ des SIK-Empfängers berechnen:

$$P_{SIK}(\lambda) = P_0(\lambda) \cdot \left\{ \begin{array}{l} a_r(\lambda) \cdot [a_d(\lambda) \cdot \Psi_{ii}(0) - a_n(\lambda) \cdot \Psi_{ii}^n(0)] + \\ \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq r}}^p a_i(\lambda) \cdot [a_d(\lambda) \cdot \Psi_{ii}(\tau_i) - a_n(\lambda) \cdot \Psi_{ii}^n(\tau_i)] + \\ \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq r}}^p a_i(\lambda) \cdot b(-\text{sign}(\tau_i)) \cdot \\ [a_d(\lambda) \cdot \Psi_{ii}(-\text{sign}(\tau_i) \cdot (T_C - |\tau_i|)) - \\ a_n(\lambda) \cdot \Psi_{ii}^n(-\text{sign}(\tau_i) \cdot (T_C - |\tau_i|))] \end{array} \right\} \quad (3.8)$$

Der erste Summand beinhaltet das Signal des adressierten Sensors, die anderen beiden ausschließlich MUI. Im zweiten Summanden sind die Einflüsse zusammengefasst, die durch den selben Codedurchlauf verursacht werden und bei beiden Codierungsarten auftreten. Der letzte und umfangreichste Summenteil kommt nur bei periodischer Codierung zum Tragen und fügt die durch vorhergehende bzw. nachfolgende Codedurchläufe möglichen Störungen hinzu (vgl. Abb. 3.3).

An dieser Stelle soll noch der Hinweis gegeben werden, dass der „0“-Zustand von $c_i(t)$ im realen Aufbau nicht unbedingt 0mW an optischer Leistung entspricht. Im einfachen DS-CDM oder ähnlich aufgebauten TDM-Systemen verursacht ein nichtideales Sperren der Modulatoren Störanteile der optischen Quelle und nicht adressierter Sensoren. Als großen Vorteil des SIK-DS-CDM kann man aus Gleichung (3.8) entnehmen, dass sich auch solche systematischen Fehler auslöschen, wenn beide Empfängerpfade identische Übertragungsfunktionen haben.

3.3 Vergleich mit anderen Multiplexverfahren

Wenn die theoretischen Eigenschaften von Sensornetzwerken auf Grundlage des SIK-DS-CDM nun bekannt sind, lässt sich ein Vergleich zu den derzeit gängigen Multiplexverfahren anstellen. Bei WDM-adressierten Netzwerken ist die Sensoranzahl auf die optische Bandbreite der Quelle festgelegt. Als Beispiel sei eine typische Quelle mit einer 3dB-Bandbreite von 20nm und einer Mittenwellenlänge von 820nm angenommen. Die FBG-Sensoren sollen einen Messbereich von 100°C oder $10000 \frac{\mu m}{m}$ abdecken, was einer Verschiebung des Spektrums von ca. 0,55nm bzw. 0,64nm entspricht. Hinzu kommt die angenommene 3dB-Breite des FBG-Spektrums von 0,3nm sowie ein spektraler Sicherheitsabstand zum nächsten Sensor. Folglich liegt der zu reservierende Bereich eines FBG bei 1nm, wodurch das Netzwerk auf maximal 20 Sensoren beschränkt ist. Die Forderung nach 100 Sensoren könnte nur mit 5 weiteren Quellen erreicht werden. Hinzu kommt, dass bei der Herstellung aller FBG das Wellenlängenraster sehr genau einzuhalten ist. Beides verursacht hohen Aufwand.

CDM wie auch TDM erlauben hingegen überlappende Spektren, sodass einerseits ein Wellenlängenbereich mehrfach genutzt werden kann, andererseits die Toleranzen bei der Herstellung in weiten Grenzen unerheblich sind. Wie viele FBG-Spektren überlappen dürfen, ohne dass der Messfehler zu groß wird, hängt von der maximalen Reflektivität der Einzelsensoren, der optischen Leistung der Quelle, der Dämpfung im System und der Sensitivität des Empfängers ab. Untersuchungen dazu werden in Kapitel 5 und 6 angestellt. Ein TDM-System mit den in Kapitel 3.1 genannten Anforderungen wäre bis auf den negierten Empfängerpfad nahezu identisch zu dem vorgestellten System aufgebaut. Die Kosten bewegen sich also im Vergleich zum CDM auf ähnlichem Niveau. Allerdings nimmt im TDM, wie bereits im Grundlagenkapitel erwähnt, die Information pro Sensor und Zeiteinheit mit steigender Zahl an Sensoren ab. Ein neuer Impuls kann erst in das Netzwerk gegeben werden, wenn die Reflexion des letzten Sensors den ersten passiert hat. Beim SIK-DS-CDM hingegen lässt der Eingangsmodulator, bedingt durch den balan-

ced Code, die Hälfte der Gesamtzeit Licht passieren. Da die Teilung in zwei Empfängerpfade aber einer Signaldämpfung von 3dB entspricht, sind zwei Impulse am Empfänger notwendig, um dieselbe Leistung des TDM-Systems zu erreichen. Zusammen bedeutet dies, dass schon bei einer Netzwerkgröße von mehr als vier Sensoren im SIK-DS-CDM-System mehr Leistung pro Zeiteinheit messbar ist, als im TDM-System. Würde anstatt der beiden Intensitätsmodulatoren im Empfänger ein optischer Schalter verwendet werden, der das Licht abhängig vom elektrischen Signal zwischen zwei Ausgängen schaltet, ließe sich die Netzwerkgröße sogar auf zwei Sensoren verringern (siehe Ausblick, Kap. 8). Die reine Messzeit im angestrebten Netzwerk mit 100 Sensoren wäre folglich für das Zeitmultiplexverfahren 1%, für das vorgestellte System 25% bzw. bis zu 50% der Gesamtzeit. Die theoretischen Vorteile des vorgestellten Systems sind also deutlich erkennbar.

Kapitel 4

Der optimale Code

In allen optischen Netzwerken hängt der Signal-Rausch-Abstand bzw. das Übersprechen der Kanäle von den eingesetzten Komponenten ab. Die Stabilität der Mittenwellenlänge im WDM, der Anstieg der Impulsflanken beim TDM, diese und weitere Eigenschaften begrenzen das System und geben die nötigen Sicherheitsreserven vor. Netzwerke auf der Grundlage von Codemultiplex-Verfahren besitzen durch den Code eine weitere Einflußgröße. Einerseits können MUI störend einwirken, andererseits ist eine Anpassung an neue Gegebenheiten im Netzwerk einfach realisierbar. Dieses Kapitel befasst sich mit der Suche nach dem optimalen Code. Es werden die auftretenden Schwierigkeiten sowie mögliche Lösungen beleuchten.

4.1 Eigenschaften des Codes

Die wichtigsten Eigenschaften von Codes werden typischerweise in einem Quadrupel der Form $\{N, w, \alpha_a, \alpha_c\}$ zusammengefasst. Bereits für die analytische Betrachtung erfolgte die Definition der Codelänge N . Die Parameter α_a und α_c kennzeichnen den maximalen Nebenwert der Autokorrelation bzw. den Maximalwert aller Korrelationsfunktionen der im Netzwerk genutzten

Codes (Kreuzkorrelation). Der Wert w repräsentiert das Codegewicht, also die Anzahl der „1“ im Code. Gleichzeitig entspricht er im DS-CDM auch dem AKF-Hauptwert ($\tau = 0$). Wie im dritten Kapitel dargelegt, wird für das Netzwerk nur ein einziger Code benötigt, der jedoch eine ausgeglichene Anzahl an Nullen und Einsen aufweisen muss (balanced Code). Somit ist einerseits α_c unerheblich, andererseits das Codegewicht definiert über

$$w = \frac{N}{2} \quad (4.1)$$

Weiterhin muss zumindest im periodischen Betrieb die Anzahl der „1“ gerade sein. Nur so ist eine Identität der Störungen in beiden Empfängerpfaden und damit ein vollständiges Auslöschung möglich. Die Codelänge N ist damit auf durch vier teilbare Werte festgelegt. Neben dem maximalen AKF-Nebenwert α_a wird ein weiterer Parameter γ_a eingeführt, der Mittelwert aller AKF-Nebenwerte. Die Betrachtungen zum Code auf Grundlage der AKF erfolgen dabei im Gegensatz zur Analytik in Kapitel 3 zeitunabhängig. Die Codes werden als zueinander zeitsynchron angenommen; eine in der Praxis mögliche Abweichung von diesem Idealzustand ergibt immer Werte, die „zwischen“ denen der vollständigen Synchronisation liegen, diese also nicht übersteigen. Die Verschiebung τ wird in Chips angegeben.

$$\begin{aligned} \Psi_{ges}(\tau) = & d(0) \cdot [\Psi_{ii}(\tau) - \Psi_{ii}^n(\tau)] + \\ & d(-sign(\tau)) \cdot [\Psi_{ii}(-sign(\tau)(N - |\tau|)) - \Psi_{ii}^n(-sign(\tau)(N - |\tau|))] \end{aligned} \quad (4.2)$$

$$\alpha_a = \max \{ |\Psi_{ges}(\tau)| \} \quad \forall |\tau| \leq (N - 1), \tau \neq 0 \quad (4.3)$$

$$\gamma_a = \frac{\sum_{\substack{n=-(N-1) \\ n \neq 0}}^{N-1} |\Psi_{ges}(n)|}{2N - 2} \quad (4.4)$$

Im Hinblick auf die Orthogonalität ist der Code ideal, wenn $\gamma_a = 0$ gilt. Für den Fall, dass der maximal auftretende Laufzeitunterschied τ_{max} im Netzwerk kleiner als $(N - 1)$ Chips ist, wäre auch $\gamma_{ar} = 0$ hinreichend (Index r für den auf τ_{max} eingeschränkten Bereich der Verschiebung).

Bisher existiert keine geschlossene mathematische Lösung für die Erstellung solcher Codes, daher besteht die Herausforderung in der Suche innerhalb der nach Gleichung (4.5) mit N extrem ansteigenden Anzahl an Kombinationsmöglichkeiten. So enthält bereits ein Codeset mit $N = 64$ über 1,8 Trillionen mögliche Kombinationen.

$$K(N) = \frac{N!}{\left(\frac{N!}{2}\right)^2} \quad (4.5)$$

Einschränkend lassen sich jedoch drei Punkte anführen, die im Hinblick auf die Eigenschaften der AKF die Anzahl der real zu berechnenden Codes bzw. den Rechenaufwand verringern:

1. Gespiegelte Kombinationen (z.B. 01011100 und 00111010) müssen nur einmal berechnet werden, da die AKF ebenfalls an $\tau = 0$ gespiegelte Version ergeben. Die Parameter α_a und γ_a sowie α_{ar} und γ_{ar} sind jeweils für beide Codes gleich.
2. Im periodischen Fall haben Rotationen einer Kombination (01011100 \Rightarrow 10111000 \Rightarrow 01110001 ...) dieselbe AKF, entsprechend jeweils auch identische Werte für α_a , γ_a , α_{ar} und γ_{ar} .
3. Ein weiteres Merkmal der periodischen AKF ist die Spiegelsymmetrie an $\tau = 0$ und $\tau = N/2$ innerhalb einer Kombination. Somit sind nach der Berechnung von $1 \leq \tau \leq N/2$ alle AKF-Nebenwerte bekannt.

Trotz dieser Einschränkungen stehen sich zwei gegensätzliche Abhängigkeiten gegenüber, denn mit steigender Codelänge nimmt nicht nur die Anzahl der Kombinationen zu, sondern es kann auch ein größer werdendes Verhältnis von ω zu γ_{ar} erwartet werden. Letzteres ist das Ziel der Suche, daher müssen geeignete Maßnahmen ergriffen werden, um die Suche zu optimieren.

4.2 Suche nach dem optimalen Code

Die Suche nach dem optimalen Code ist, wie zuvor angedeutet, äußerst aufwändig. Daher sollte sie möglichst genau auf die Problemstellung und die

Netzwerkeigenschaften zugeschnitten sein. In der vorliegenden Arbeit sind die betreffenden Werte einerseits die Speichertiefe des Datengenerators mit $N_{max} = 64.000$ Chips, andererseits die Sensoranzahl von zunächst $p = 20$. Die Dimension der Aufgabe wird noch einmal deutlich, wenn man bedenkt, dass das Codeset alleine für N_{max} aus $2,6 \cdot 10^{19263}$ Kombinationen besteht, bei denen jeweils die AKF im Bereich von -19 bis +19 Chips um den AKF-Hauptwert berechnet werden muss. Selbst mit den drei zuvor genannten Einschränkungen ist dies in angemessener Zeit nicht möglich. Daher bleibt nur die Lösung, die Suche stochastisch durchzuführen. Gerade im Hinblick auf die unvollständige Suche ist es des Weiteren nicht gesichert, dass der optimale Code innerhalb des Sets der maximalen Codelänge zu finden ist. Die Wahrscheinlichkeit für akzeptable Codes steigt jedoch mit der Codelänge. Aus diesem Grund wurden in die Suche alle Codelängen bis 64.000 einbezogen, die Verteilung mittels einer Exponentialfunktion jedoch so angepasst, dass höhere Codelängen bevorzugt berechnet werden.

Als Entscheidungskriterien dienen die genannten Größen α_{ar} und γ_{ar} . Für einen optimierten Code ist in erster Instanz das Verhältnis von gewünschtem Signalanteil ω zum Durchschnittswert der MUI (γ_{ar}) maximal. In zweiter Instanz soll auch das Verhältnis von Signal zum Maximalwert der Störung α_{ar} möglichst groß sein. Für den idealen Code gehen beide Verhältnisse gegen unendlich.

Diese grundsätzlichen Vorüberlegungen müssen in Programme gefasst und auf Systemen implementiert werden. Hier liegen die größten Möglichkeiten, die Suche zu beschleunigen. Zum einen ist eine Programmiersprache zu wählen, welche schnell und sicher mit großen Arrays umgehen kann. Hier bot sich MATLAB als ein auf Matrizen spezialisiertes Mathematikprogramm an. Aber auch die Programmierung selbst muss hinsichtlich der Geschwindigkeit optimiert aufgebaut werden. Das bedeutet:

- Alle unnötigen Berechnungen sind zu unterbinden, ohne jedoch zuviel Rechenaufwand in die Abschätzung der Relevanz zu investieren.
- Die in Abschnitt 4.1 angeführten Spiegelsymmetrien periodischer Codes an $\tau = 0$ und $\tau = N/2$, müssen konsequent auch im Programm beachtet werden. Die Anzahl der Schleifendurchläufe pro AKF-Berechnung lässt sich so um den Faktor vier minimieren. Die Einschränkung auf τ_{max} erreicht hier sogar noch größere Effekte.
- Rechenintensive Funktionen sollten vermieden werden. So stellte sich beispielsweise heraus, dass die MATLAB-eigene rotate-Funktion viel Rechenzeit in Anspruch nimmt. Abhilfe schaffte eine Erweiterung und direkte Adressierung des Vektors.
- Auch innerhalb der einzelnen AKF-Rechenschritte lassen sich Einsparungen erzielen, wenn man z.B. statt der direkten Multiplikation der Vektoren für den Fall einer „1“ im unipolaren Code direkt die Position im bipolaren Codearray adressiert. Der Fall „0“ kann ignoriert werden, da das Ergebnis wieder „0“ sein wird und damit keinen Beitrag zur Summenbildung bringt.

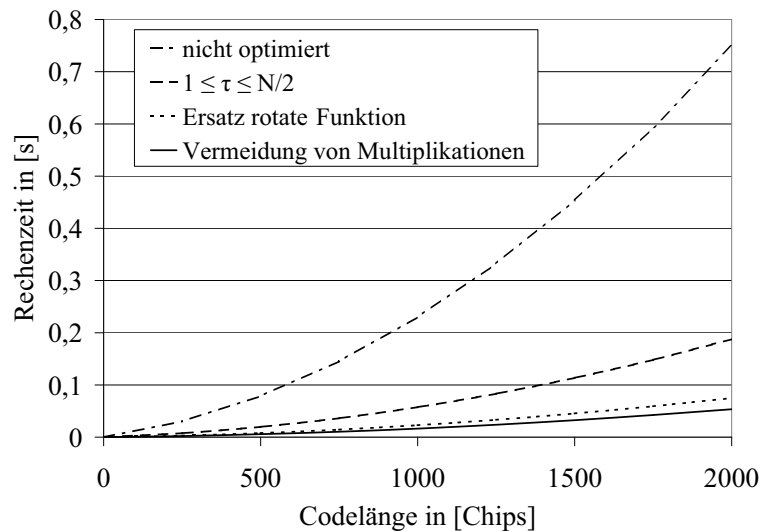


Abbildung 4.1: Einsparung an Rechenzeit durch Programmoptimierung

Das Potential dieser Optimierungsschritte zeigt Abb. 4.1, in der die Berechnung einer AKF für periodische Codes unterschiedlicher Länge ohne Bereichseinschränkung dargestellt ist.

Wenn die Möglichkeiten der Programmierung ausgeschöpft sind, muss für eine weitere Verbesserung des Suchdurchsatzes die Rechenleistung erhöht werden. Die Aufgabenstellung selbst ist dabei prädestiniert für verteiltes Rechnen. Zur Auswahl stand die Berechnung auf einem vorhandenen Rechnercluster sowie die Implementierung in einem „Internet Computing“-System wie z.B. BOINC (Berkeley Open Infrastructure for Network Computing, bekanntestes Projekt: seti@home). Letzteres nutzt freie Ressourcen auf freiwillig zur Verfügung gestellten und im Internet erreichbaren Rechnern. Bedenkt man das weltweit riesige Potential, scheint letztere Möglichkeit die beste zu sein. Jedoch hängt die Effektivität von der Anzahl und Leistung der Nutzer ab, die sich an der Berechnung beteiligen. Zeitlich eher kurzfristig angelegte Projekte wie das vorliegende, erreichen kaum den notwendigen Bekanntheitsgrad. Hinzu kommt eine hohe Komplexität in der programmiererischen Realisierung, sodass der Aufwand dem zu erwartender Gewinn nicht entsprach.

Daher wurde die Suche auf einem Cluster mit 12 Knoten, vier Doppel-CPU-Rechnern (2x AMD Athlon XP 1800+; 256MB RAM je CPU) und vier Einzel-CPU-Rechnern (AMD Athlon XP 1800+; 512 MB RAM), implementiert.

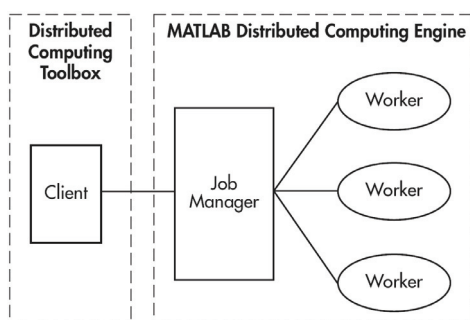


Abbildung 4.2: Schema der Clusterstruktur

Die Verteilung der Aufgaben ließ sich über die MATLAB-DCT (Distributed Computing Toolbox) und -DCE (Distributed Computing Engine) realisieren. Der grundlegende Aufbau des Systems ist in Abb. 4.2 dargestellt. Von einem Rechner mit installierter DCT (Client) wird die Gesamtaufgabe dem so genannten Jobmanager übergeben. Dieser verteilt nach zuvor programmierten

Bedingungen die Teilbereiche an die Arbeitseinheiten (Knoten, Worker), auf denen unabhängige MATLAB-Sitzungen laufen. Während dieses Prozesses arbeitet das Cluster selbstständig, der Client hat keine Aufgabe und kann abgetrennt werden. Erst für das Abrufen der Ergebnisse wird er wieder benötigt [65].

Auf die Einzelheiten der Programmierung soll hier nicht weiter eingegangen werden. Nur sei noch der Hinweis gegeben, dass jeder Teilbereich der Berechnung aus einer nach obigen Kriterien zufällig ausgewählten Codelänge bestand, innerhalb der dann der einzelne Knoten ebenfalls zufällig Codes erzeugte und berechnete. Den Durchsatzgewinn zeigt Tab. 4.1 für drei verschiedene Codelängen. Hier wurde zu Vergleichszwecken das gesamte Set der periodischen und aperiodischen Codierung berechnet bzw. dessen Rechen-dauer abgeschätzt. Zu erkennen ist ein Gewinn um den Faktor 10 zwischen Einzel-PC mit optimierter Berechnung und dem Cluster. Anzunehmen wäre ein Faktor 12 (Anzahl der Knoten), jedoch ist unter anderem die nötige Kommunikationszeit zu berücksichtigen.

Architektur	Codelänge		
	28	32	36
Einzel-PC (LabView, teilloptimiert)	1 Woche	≈ 3,5 Monate*	≈ 4 Jahre*
Einzel-PC (MATLAB, optimiert)	2 Stunden	≈ 1,5 Tage*	≈ 3 Wochen*
Cluster (MATLAB, optimiert)	12 Minuten	3 Stunden	2 Tage

(* geschätzte Rechenzeit)

Tabelle 4.1: Abhängigkeit der Rechenzeit vom Rechnersystem

4.3 Ergebnisse und Diskussion

In einer ersten Berechnung arbeitete das Cluster durchgängig 19 Tage. In dieser Zeit wurden 55 Mio. periodische Codes und 77 Mio. aperiodische Codes mit einer durchschnittlichen Codelänge von 58.244 Chips untersucht.

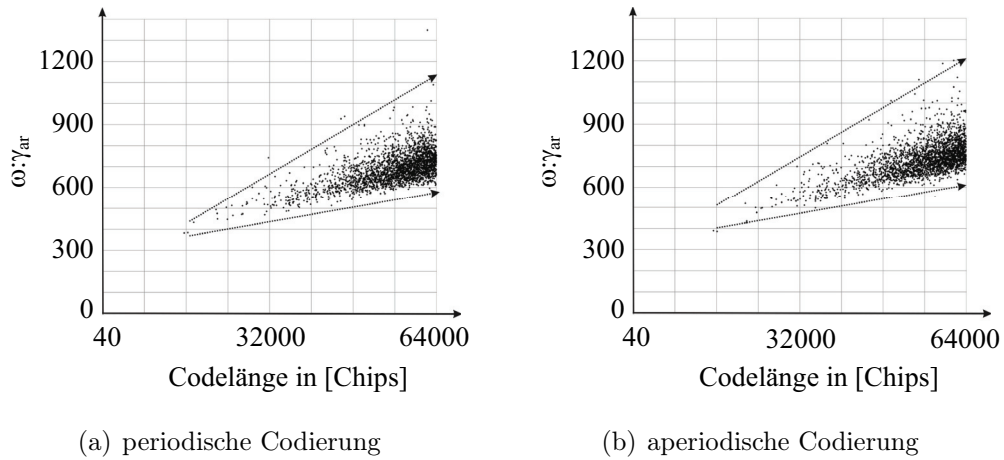


Abbildung 4.3: Beste Signal:MUI-Verhältnisse der berechneten Codelängen

Die Abb. 4.3 zeigt für alle berechneten Codelängen die besten Verhältnisse von Signal zu durchschnittlichen MUI des periodischen bzw. aperiodischen Falls. Die Berechnung erfolgte über einen Bereich von $-19Chips \leq \tau \leq 19Chips$. Wie bereits vermutet, steigen mit der Codelänge auch die Signal:MUI-Verhältnisse. Daher ist auch nicht verwunderlich, dass die besten Codes oberhalb der durchschnittlichen Codelänge zu finden sind. Die nachfolgende Tabelle listet diese mit den charakteristischen Werten für den eingeschränkten sowie gesamten Verzögerungsbereich auf.

		N	$19 \leq \tau \leq 19$		$(N-1) \leq \tau \leq (N+1)$	
			$\omega:\gamma_{ar}$	$\omega:\alpha_{ar}$	$\omega:\gamma_a$	$\omega:\alpha_a$
periodisch	kleinster Mittelwert	62.300	31,3dB	26,6dB	25,0dB	17,7dB
	kleinstes Maximum	62.300	31,3dB	26,6dB	25,0dB	17,7dB
aperiodisch	kleinster Mittelwert	61.624	30,8dB	25,1dB	26,3dB	18,3dB
	kleinstes Maximum	59.752	29,8dB	27,2dB	26,5dB	18,3dB

Tabelle 4.2: Daten der besten aller berechneten Codes für $\tau_{max} = 19$ Chips

Für den periodischen Fall trat die Besonderheit ein, dass derselbe Code ein Optimum für α_{ar} und γ_{ar} ergab. Auffällig sind die im Vergleich von aperiodischen zu periodischen Codes um 1,3dB besseren Verhältnisse $\omega : \gamma_a$. Dies lässt sich recht einfach über die bei aperiodischer Codierung mit zunehmenden $|\tau|$ kleiner werdenden Anzahl an Multiplikationen erklären (die Überlappungsbereiche von $b(-1)$ bzw. $b(1)$ geben keinen Anteil zur Summe). Weiterhin ist zumindest für den aperiodischen Fall erkennbar, dass über die gesamte AKF - trotz unterschiedlicher Codes - die Verhältnisse nahezu identisch sind (26,5dB bzw. 26,3dB; 18,3dB). Gleiches kann auch für unterschiedliche periodische Codes ähnlicher Länge nachgewiesen werden. Anhand der letztgenannten Werte, also der Betrachtung der nicht optimierten AKF-Anteile, lässt sich ein Vergleich zu den in CDMA-Anwendungen vielfach eingesetzten PN-Codes (Pseudo Noise Codes) anstellen. Diese relativ einfach über Schieberegister erzeugbaren, deterministisch Sequenzen endlicher Länge entsprechen in ihren statistischen Eigenschaften (AKF) nahezu abgetastetem weißen Rauschen. Zur Veranschaulichung der Zusammenhänge ist in Abb. 4.4 die AKF des optimierten periodischen Codes dargestellt.

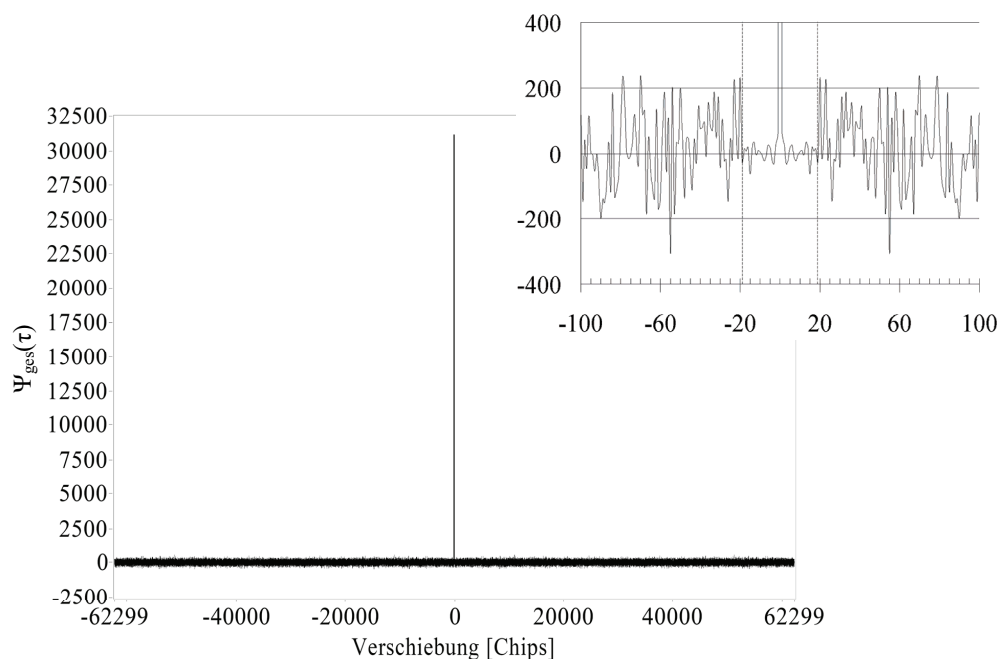


Abbildung 4.4: AKF des besten periodischen Codes für $\tau_{max} = 19$ Chips

Gerade bei der Analyse der Grafik (AKF-Maximum zu den Nebenwerte) stellt sich die Frage, ob der Aufwand dem Nutzen gerecht wird. Aus zwei Gründen lässt sich dies eindeutig positiv beantworten:

1. Jeder Punkt der AKF repräsentiert einen Sensor. In einem Netzwerk addieren sich also die AKF-Nebenwerte auf, wodurch der Signal-MUI-Abstand sinkt. Der gezeigte Code ist beispielsweise für 20 Sensoren optimiert. Addiert man 19mal den Durchschnittswert γ_{ar} , erhält man einen Signal-MUI-Verhältnis von 18,5dB, für den PN-Durchschnitt γ_a sind es lediglich 12,2dB.
2. Wie später der praktische Nachweis zeigt, wird das Licht zwischen dem ersten und dem letzten Sensor unter anderem durch Spleiße gedämpft. Die AKF müsste also noch mit dem Dämpfungsbelag je Verzögerungsschritt gewichtet werden. Im Ergebnis kann sich in Abhängigkeit der Sensorposition das Signal-MUI-Verhältnis noch einmal drastisch verschlechtern.

Für einen Mindestabstand von 10dB über alle Sensoren ist eine Optimierung des Codes also nicht nur günstig, sondern notwendig. Dieser Wert wird mit dem PN-Code zum Beispiel bereits bei einer Dämpfung von 3,5dB zwischen erstem und letztem Sensor und einer linearen Abnahme des Dämpfungsbelages unterschritten.

Wollte man mit diesem Code ein Netzwerk der im letzten Kapitel geforderten Größe von 100 Sensoren betreiben, müssten alle FBG, deren Spektren potentiell überlappen, innerhalb des Verzögerungsrahmens von $-19Chips \leq \tau \leq 19Chips$ liegen. Die Sensoren außerhalb dieses Bereiches bringen zwar einen Anteil zum Ausgangsspektrum, der sich jedoch leicht rechnerisch herausfiltern lässt.

Aufgrund der speziellen Fertigung neuer Sensoren für den praktischen Nachweis änderte sich im Laufe der Arbeit die Netzwerkgröße auf fünf Sensoren. Zusätzlich ergaben Messungen, dass die Sensitivität der verwendeten Spektrometer nicht ausreicht, um den aperiodischen Fall - die Codierung eines

einzelnen Bits im Integrationszeitraum - zu detektieren. Aufgrund dieser Änderungen wurde das Cluster für die Suche ausschließlich periodischer Codes für weitere sieben Tage in Betrieb genommen. Die Berechnung erfolgte für einen Verzögerungsbereich von 5 Chips, bietet also eine Sicherheitsreserve von einem Chip. Der optimierte Code dieser Suche ist mit seinen charakteristischen Werten in Tabelle 4.3 und Abb. 4.5 dargestellt.

N	$-5 \leq \tau \leq 5$		$-(N-1) \leq \tau \leq (N-1)$	
	γ_{ar} $\omega:\gamma_{ar}$	α_{ar} $\omega:\alpha_{ar}$	γ_a $\omega:\gamma_a$	α_a $\omega:\alpha_a$
61.140	2,8 40,4dB	6 37,1dB	99,3 24,9dB	562 17,4dB

Tabelle 4.3: Daten des besten periodischen Codes für $\tau_{max} = 5$ Chips

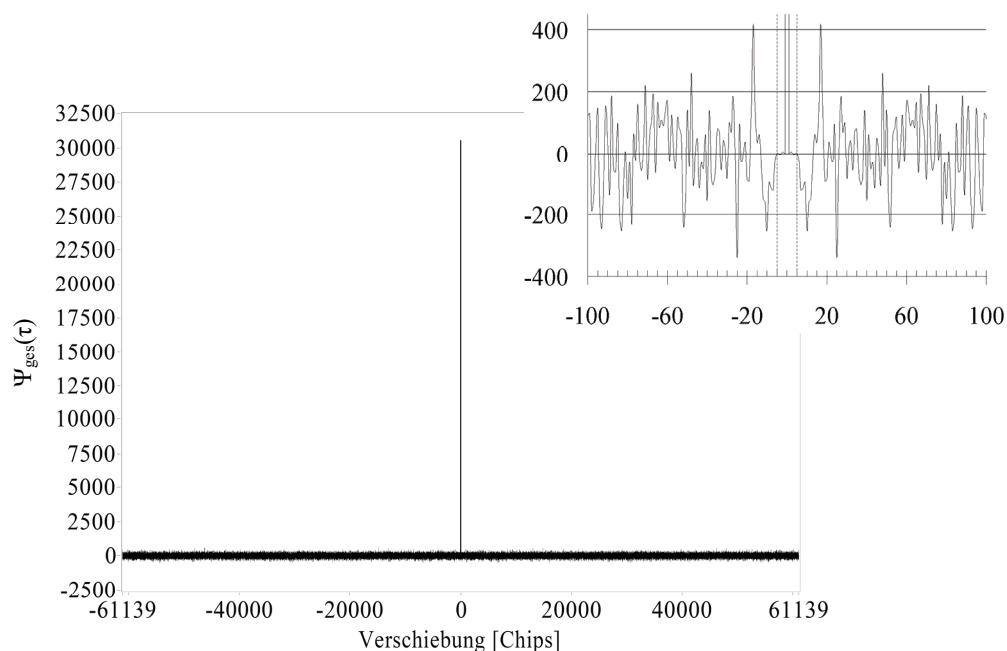


Abbildung 4.5: AKF des besten periodischen Codes für $\tau_{max} = 5$ Chips

Kapitel 5

Simulation

Auf der Grundlage aller bisher zusammengestellten Informationen soll in diesem Kapitel der theoretische Funktionsnachweis erfolgen. Des Weiteren lassen sich durch die Simulation inhärente Netzwerkeigenschaften erkennen und abschätzen, auf die bei der Auswertung der Signale besondere Rücksicht zu nehmen ist. Im Ergebnis werden die Grenzen des idealen, jedoch am praktischen Nachweis orientierten Systems ermittelt. Dies betrifft vor allem die Parameter der Sensoren sowie die Algorithmen zur Signalauswertung.

5.1 Analyse der inhärenten Einflüsse

Die Grundlage für die Arbeiten in diesem Kapitel bildet das in Kapitel 3.2 vorgestellte System (Abb. 3.1). Die im späteren Aufbau hinzugefügten Komponenten werden ignoriert, da sie sich unter Umständen umgehen lassen. Weiterhin bleiben alle Einflüsse unberücksichtigt, die eindeutig der Qualität der Komponententeile zuzuordnen sind. Dazu gehört, dass die Empfängerpfade identische Übertragungsfunktionen besitzen, die Signale des Codegenerators mit einer unendlichen Flankensteilheit ausgegeben werden, Stecker und Spleiße keinerlei Dämpfung haben, der Eingangsmodulator keinen spek-

tralen Einfluss hat und schlussendlich die Koppler die Leistung gleichmäßig über den gesamten Wellenlängenbereich mit je 50% auf die Ausgänge aufteilen. Zusammenfassend bleiben die dem idealen Aufbau eigenen Einflüsse

optische Quelle	Form des Spektrums	Gauß
	Mittenwellenlänge	819nm
	3-dB-Bandbreite	19nm
	Gesamtleistung	4mW
Sensoren	Anzahl	5
	Maximale Reflektivität	19,91%
	Mittenwellenlänge	824,78nm
	Abstand Minima erster Ordnung	0,55nm
	Räumlicher Abstand	0,5m
Spektrometer	Optische Auflösung	50pm
Codegenerator	Chirate	5ns
	Codeoptimierung (vgl. Kapitel 4)	$\tau_{max}=25ns$

Tabelle 5.1: Eigenschaften der Systemkomponenten

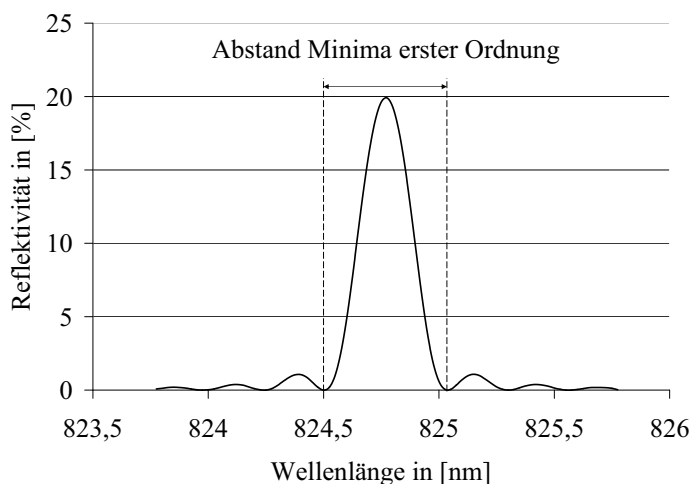


Abbildung 5.1: FBG-Spektrum

übrig, durch die die absoluten Grenzwerte festgelegt sind.

Damit ein späterer Vergleich mit den praktischen Ergebnissen möglich ist, sind die übrigen Bestandteile des Systems den realen Bauelementen angeglichen. Eine Übersicht der Komponenteneigenschaften zeigt Tabelle 5.1. Den Werten ist zu entnehmen, dass die Laufzeit zwischen zwei Sensoren genau einer Chiplänge entspricht.

Für eine erste Darstellung wurde die Temperatur an den Sensoren nach Tabelle 5.2 definiert, die Dehnung beträgt $0 \frac{\mu m}{m}$.

FBG 0	FBG 1	FBG 2	FBG 3	FBG 4
70°C	80°C	-20°C	90°C	100°C

Tabelle 5.2: Angenommene Temperaturen für Abb. 5.2 und 5.3

Zunächst soll FBG 2 adressiert werden, es wurde also eine zeitliche Verschiebung von 10ns (entspricht 2m Lauflänge im LWL) in Bezug auf den ersten Sensor angenommen. Die Abb. 5.2(a) zeigt die Ausgabewerte der beiden Empfängerpfade sowie zum Vergleich das Spektrum von FBG 2 ohne jegliche Beeinflussung („Original“). Subtrahiert man die Werte beider Pfade voneinander, so erhält man Abb. 5.2(b). Original und berechnetes Spektrum stimmen bis auf kleine Abweichungen im Bereich um 825nm überein; die störenden Informationen der anderen Sensoren sind im direkten und invertierten Pfad nahezu identisch und löschen sich wie erwartet aus.

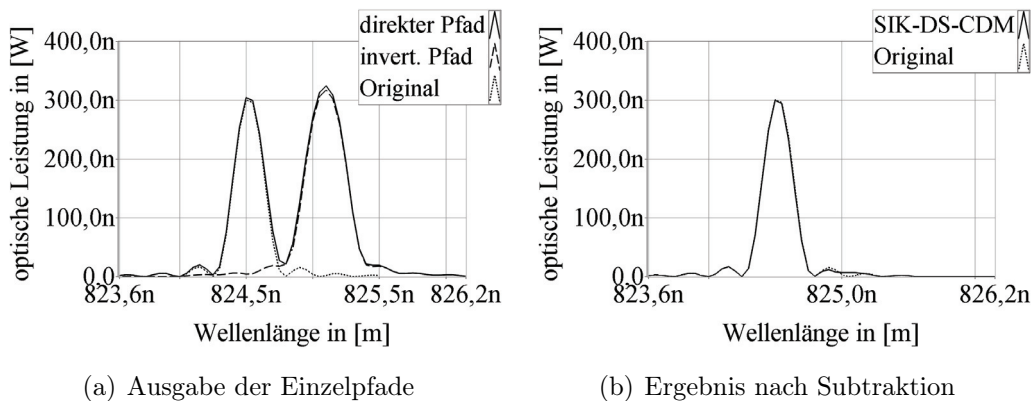


Abbildung 5.2: Signale für FBG 2

Im zweiten Schritt wurde der letzte Sensor, FBG 4, adressiert. Auch hier ist gut zu erkennen (umseitige Abb. 5.3), dass die Spektren von FBG 2 sowie der anderen unerwünschten Sensoren nicht mehr im Ausgangssignal enthalten sind. Die Minima sowie die Nebenmaxima des gewünschten Sensors stimmen mit dem Original überein, allerdings weist das Spektrum im Bereich des Hauptmaximums eine starke Deformation auf.

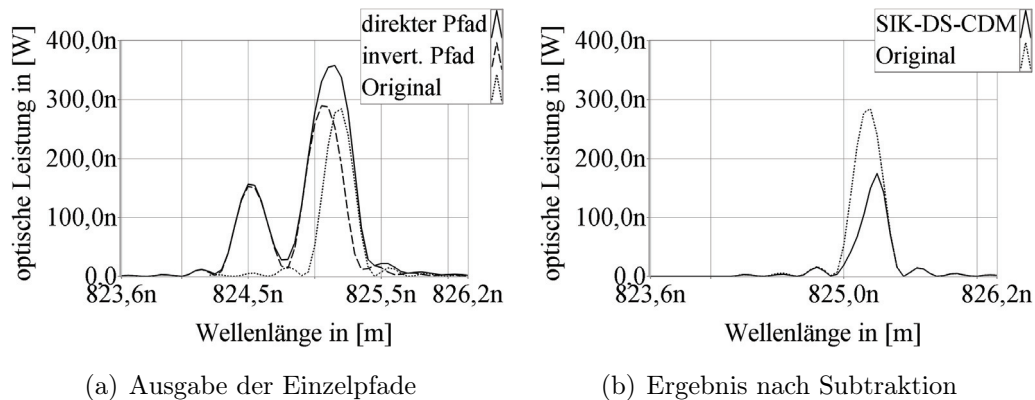


Abbildung 5.3: Signale für FBG 4

Anhand dieser Darstellungen ist die Funktionsfähigkeit des SIK-DS-CDM gut ersichtlich. Die angesprochenen Fehler stammen hauptsächlich aus dem seriellen Sensornetzwerk selbst, verursacht durch sich überlagernde Spektren und den sich daraus ergebenden Abschattungseffekten und Mehrfachreflexionen. Die gleichen Auswirkungen würden z.B. auch im Zeitmultiplexverfahren auftreten, da dort die Anordnung der Sensoren und Spektren identisch wäre.

Der hier verwendete Begriff „Abschattung“ bezeichnet dabei eine spektrale Dämpfung und ist nicht mit der Abschattung im Sinn der Wellentheorie zu verwechseln. Die Namensgebung liegt in der Ähnlichkeit der Effekte begründet: ähnlich, wie ein räumliches Hindernis die Welle räumlich beeinflusst (räumlich begrenzte Dämpfung, Beugung), beeinflusst auch ein „spektrales Hindernis“ wie ein FBG die spektralen Eigenschaften (spektral begrenzte Dämpfung, Variation der Dispersion). So entnehmen im betrachteten System FBG 0, 1 und 3 im Maximum jeweils ca. 20% der an ihrer Position verfügbaren optischen Leistung. Dieser Weg wird zudem zwei Mal durchlaufen, denn FBG arbeiten unabhängig von der Einstrahlrichtung. Entsprechend erfährt das Spektrum von FBG 4 in den überlappenden Bereichen eine Dämpfung.

Mehrfachreflexionen sind die Ursache für die zusätzlichen Signalanteile im Spektrum von FBG 2. Ein Teil des an FBG 1 reflektierten Lichtes wird zunächst an FBG 0 und dann wiederum an FBG 1 reflektiert. Der Weg, den das Signal dabei zurücklegt, ist nach den definierten Randbedingun-

gen identisch zu dem Weg zwischen FBG 1 und 2. Die Doppelreflexion FBG 1 - FBG 0 überlagert sich also zeitsynchron mit der erwünschten Reflexion an FBG 2, wie es Abb. 5.4 schematisch zeigt. Bei der Decodierung ist dieser unerwünschte Anteil nicht mehr vom gewünschten Signal zu trennen. Stimmen die Laufzeiten zwischen den beiden Sensoren nicht überein, gehen Anteile der Doppelreflexionen in das Signal eines benachbarten Sensors über.

FBG 0	-
FBG 1	-
FBG 2	FBG 1 - FBG 0
FBG 3	FBG 2 - FBG 1
FBG 4	FBG 3 - FBG 2 FBG 2 - FBG 0

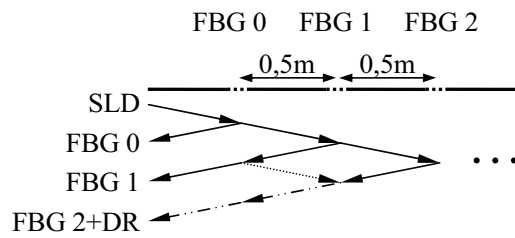


Tabelle 5.3: Doppelreflexionen

Abbildung 5.4: Überlagerung

In der Simulation liegt das Maximum vom FBG 1 bei 825,07nm, was mit der Position der Störung im Spektrum von FBG 2 übereinstimmt (Abb. 5.2). Weitere Doppelreflexionen zeigt Tab. 5.3 auf, wobei nur Reflexionen erster Ordnung betrachtet werden (FBG 1 - FBG 0 entspricht der Reflexion des Sensorsignals von FBG 1 an FBG 0). Wie groß der Einfluss beider Störgrößen im Netzwerk ist, hängt vor allem von der maximalen Reflektivität der Einzelsensoren ab. In den Abbildung 5.5 sind die Abhängigkeiten für den schlechtesten Fall sich vollständig überlagernder Spektren dargestellt.

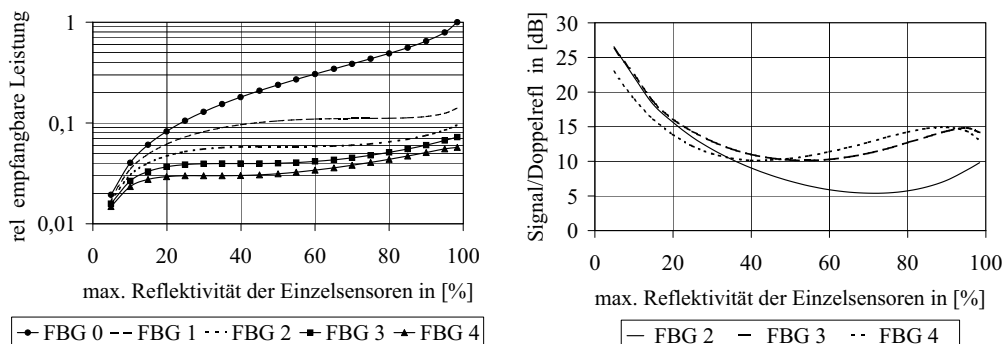


Abbildung 5.5: Einflüsse bei vollständig überlagerten Spektren

Es sei angemerkt, dass sich das Spektrum des Hauptmaximums für eine Reflektivität von über 80% verstärkt aufweitet, wobei die übrigen Parameter (Nulldurchgänge, Nebenmaxima) nahezu an identischen Positionen verbleiben. Als Folge ist unter anderem die empfangene Leistung von FBG 0 in diesem Bereich nichtlinear. Der Grund dafür ist in den FBG-inhärenten Resonatoreigenschaften zu finden, soll hier aber nicht näher ausgeführt werden.

Durch günstige Wahl der maximalen Reflektivität lassen sich die Fehlereinflüsse im Netzwerk minimieren. Allerdings stehen sich zwei gegenläufige Kriterien gegenüber: eine hohe Reflektivität verringert die Anforderungen an Empfängersensitivität und Senderleistung, verstärkt jedoch die Effekte der spektralen Abschattung und Mehrfachreflexion. Günstig ist die Wahl dann, wenn folgende Punkte erfüllt sind:

1. möglichst hohe Reflektivität
2. möglichst kleines Verhältnis der empfangenen Leistungen von erstem zu letztem Sensor
3. möglichst großes Verhältnis von Signal zu Mehrfachreflexionen für alle Sensoren.

Für das betrachtete Netzwerk wurde anhand dieser Punkte eine Reflektivität von 20% für die Simulation und den praktischen Nachweis gewählt.

5.2 Aufbereitung der Spektren

Eine Analyse der spektralen Verschiebung wird sich immer auf die Abtastpunkte beziehen. In der Simulation wie auch im späteren praktischen Nachweis liegt die optische Auflösung der Spektrometer bei 50pm, entsprechend ursachenbezogenen bei 9,1°C bzw. $78\frac{\mu m}{m}$. Diese Werte sind für viele Anwendungen nicht ausreichend. Typische Forderungen liegen bei 1°C Temperatur- bzw. $10\frac{\mu m}{m}$ Dehnungsauflösung. Für eine gewisse Sicherheitsreserve bei der Analyse sollen diese Werte nochmals mit 1pm (0,18°C; $1,56\frac{\mu m}{m}$) unterschritten werden.

Von den verschiedenen Interpolationsverfahren erwiesen sich kubische Splines als günstig. Bei dieser Methode werden Bereiche zwischen den Stützstellen durch Polynome dritten Grades approximiert. Die vier notwendigen Bedingungen sind unter der Annahme, dass die Reflexionen $s(x)$ mindestens außerhalb des SLD-Spektrums den Wert Null haben, ohne Einschränkungen erfüllt [13]:

1. $s(x)$ erfüllt die Interpolationsbedingung $s(x_i) = f_i$ ($i = 1, 2, \dots, n$)
2. $s(x)$ ist in jedem Intervall $[x_i, x_{i+1}]$ ($i = 1, 2, \dots, n - 1$) ein Polynom vom Grad ≤ 3
3. $s(x)$ ist zweimal stetig differenzierbar im gesamten Approximationsintervall $[x_1, x_n]$
4. $s(x)$ erfüllt die Randbedingung $s''(x_1) = s''(x_n) = 0$

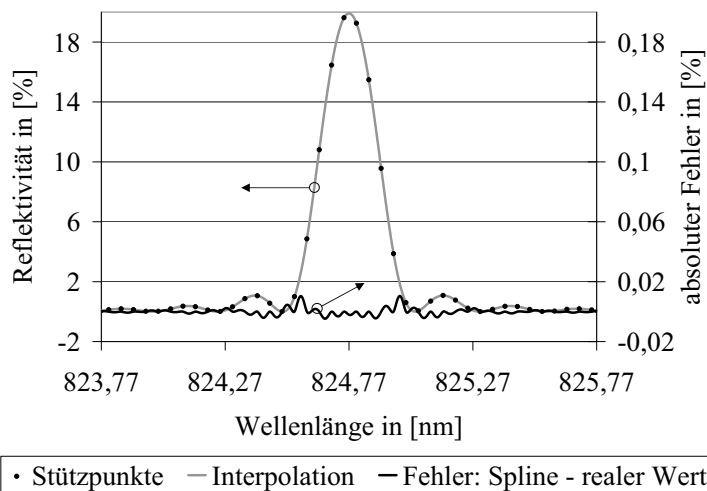


Abbildung 5.6: Aufgefülltes Spektrum und Fehlerkurve

berechneten Spektrum wiedergibt. Diese Werte sind akzeptabel für den Auflösungsgewinn, der mit ihnen erreicht wird.

In Abbildung 5.6 wurden alle relevanten Werte zusammengetragen. Trotz der relativ geringen Anzahl an Stützstellen ließ sich die Funktion sehr gut interpolieren. Dies zeigt auch die Fehlerkurve, die den absoluten Fehler zwischen der Interpolation und einem mit 1pm Auflösung

5.3 Ermittlung der spektralen Verschiebung

Mit dem aufbereiteten Spektrum kann nun die Verschiebung und damit die Änderung der Parameter Temperatur bzw. Dehnung berechnet werden. Dieser Punkt ist im Bereich der theoretischen Bearbeitung einer der wichtigsten und schwierigsten, da er alle inhärenten Fehlerquellen berücksichtigen muss und entscheidend für die Anzahl der Sensoren je Wellenlängenabschnitt ist. Dabei bestand die Forderung, dass die Berechnung unabhängig von der Kenntnis der Position vorgelagerter Sensoren erfolgen soll - Effekte aus spektraler Abschattung und Doppelreflexionen sind also nicht abschätzbar.

In Systemen, in denen das Sensorspektrum nicht beeinflusst wird (z.B. WDM), lässt sich die Verschiebung am einfachsten über eine Maximumsuche ermitteln. Das Referenzmaximum einer bestimmten Temperatur und Dehnung wird mit dem Maximum des gemessenen Signals verglichen. Aus der Differenz ergibt sich die gesuchte Verschiebung.

Eine etwas aufwendigere Methode ist das Korrelationsverfahren. Hier wird das gesamte Referenzspektrum mit dem Messspektrum verglichen. Das Maximum der Korrelationsfunktion, also die Position der größten Übereinstimmung, ist zugleich die Verschiebung der Spektren zueinander.

Durch die potentiell deformierten Spektren können beide Methoden in Systemen mit zugelassener Überlagerung (TDM, CDM) nicht angewandt werden. Am besten wird dies beim Betrachten von Abb. 5.3(b) deutlich. Maximumsuche wie auch Korrelationsverfahren würden in diesem Fall fehlerhafte Verschiebungen zu höheren Wellenlängen ergeben. Eine Orientierung an konstanten Punkten wie den Nulldurchgängen des FBG-Spektrums ist durch die Einflüsse der Mehrfachreflexionen ebenfalls unmöglich. Als geeignete Methode wurde daher die Suche nach dem kleinsten Fehler ausgewählt. Diese soll im Folgenden näher erläutert werden.

Das Ausgangssignal des Empfängers besteht aus dem Spektrum des adressierten Sensors zuzüglich positiver und negativer Störeinflüsse (Doppelreflexio-

nen, spektrale Abschattung). Subtrahiert man also vom korrekt verschobenen, ungestörten Referenzspektrum das Messsignal, erhält man ausschließlich die unerwünschten Anteile. Weisen Messspektrum $m(\lambda)$ und Referenzspektrum $r(\lambda)$ hingegen einen Versatz zueinander auf, kommen zu den inhärenten Störungen am Empfängerausgang noch die Anteile aus dem spektralen Unterschied hinzu. Die Suche ermittelt nach Gleichung (5.2) also diejenige Verschiebung, bei der $e(i)$, das Integral der Differenzkurve, ein Minimum erreicht, wobei hier bereits das diskretisierte Spektrum behandelt wird.

$$e(i) = \sum_{q=g_u}^{g_o} |r(q+i) - m(q)| \quad (5.1)$$

$$\text{mit } g_u \leq g_o ; 1 \leq g_u < W - 1 ; -g_u \leq i \leq W - 1 - g_o$$

$$V = \Delta\lambda \cdot i \Big|_{e(i)=\min} \quad (5.2)$$

Die Konstante W repräsentiert dabei die Gesamtzahl der interpolierten Abtastpunkte und damit die Größe des für Mess- und Referenzspektrum identischen Wellenlängenarrays. Innerhalb dieses Arrays sind die Positionen g_u und g_o als Grenzen definiert, zwischen denen die relevanten Spektralanteile liegen sollten. Diese Bereichseinschränkung ist notwendig, da zumindest in der praktischen Umsetzung W und damit auch der maximale Bereich für die Verschiebung endlich ist. Weiterhin bezeichnet der Wert i zunächst die Verschiebung der Spektren als eine Anzahl von Abtastwerten. Über den Abstand zweier Spektralpunkte $\Delta\lambda$ kann er in den gesuchten Wellenlängenunterschied V überführt werden.

Die Ergebnisse der Umsetzung in einen Suchalgorithmus sind in Abb. 5.7 aufgetragen. Es wird dabei, wie in allen folgenden Ausführungen, nur noch auf Änderungen der Temperatur eingegangen, da sich diese rein rechnerisch auch in eine Dehnungsänderungen überführen lassen. Um jedoch den gesamten Bereich der Verschiebung sowie evtl. Symmetrien aufzuzeigen, erfolgt die Simulation auch für Temperaturen, die in der Praxis keine Relevanz haben.

Für die Darstellung wurde für jeweils einen der fünf Sensoren eine Änderung der Temperatur in 5°C -Schritten zwischen -250°C und 250°C angenommen, die das Programm nach Gleichung (5.2) wieder erkennen musste.

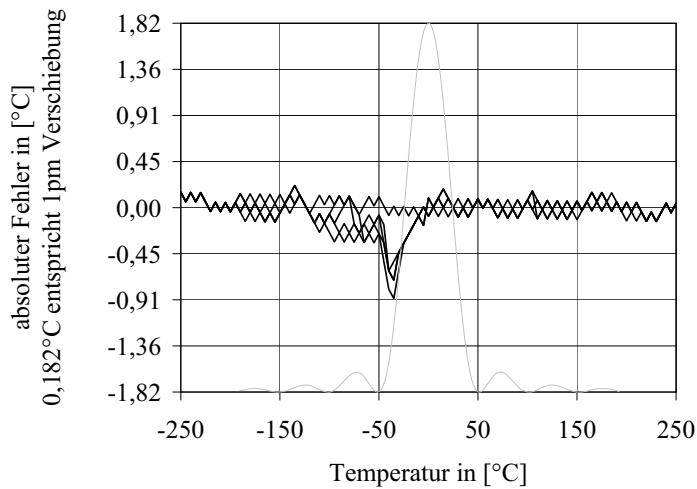


Abbildung 5.7: Fehlerkurven aller Sensoren für Algorithmus nach Gl. 5.2

Sensoren zur ursprünglich eingestellten Temperatur. Das Referenzspektrum lag bei 25°C , wie auch später im praktischen Nachweis. Die Kurven sind nicht näher benannt, da zunächst nur Fehlerhäufung und Maximalfehler von Interesse sind. Zu der Sägezahnstruktur kommt es aufgrund der Schrittweite von 5°C . Bei einer interpolierten Auflösung von $0,18178^\circ\text{C}$ je Abtastpunkt (1pm) liegen in jedem 5°C -Schritt 27,506 Abtastpunkte. Die 0,5 Abtastpunkte ergeben das Sägezahnmuster, die 0,006 Punkte den Anstieg.

Durchaus erwartungsgemäß treten Störungen in den Bereichen auf, in denen das Hauptmaximum gedämpft wird (-35°C). Zu erwarten wäre jedoch auch eine um 0°C annähernd rotationssymmetrische Fehlerkurve. Zudem kommt es zu Fehlern in Bereichen mit wenig Beeinflussung ($< -100^\circ\text{C}$). Eine genauere Betrachtung zeigte die Ursache im SLD-Spektrum.

Alle nicht betrachteten FBG überlagerten sich spektral vollständig, was dem bereits beschriebenen schlechtesten Fall entspricht. Wie im Diagramm durch das hinsichtlich Temperatur und Wellenlänge eingepasste FBG-Spektrum angedeutet, erfolgte diese Überlagerung bei 0°C . Aufgetragen ist der absolute Fehler aller

Die SLD hat eine Mittenwellenlänge von 819nm, das Spektrum selbst ist gaußförmig mit einer 3dB-Bandbreite von 19nm (ganze Breite, FWHM). Die FBG-Mittenwellenlänge für 25°C ist 824,78nm mit einem Verschieberegion um diesen Wert von rund -1,5nm bis +1,2nm. Damit liegt der für diesen Nachweis relevante Bereich auf der langwelligen Flanke des SLD-Spektrums. Temperaturen kleiner als 25°C ergeben mehr empfangene Leistung je Pixel, höhere Temperaturen entsprechend kleinere Leistungswerte im Vergleich zum Referenzspektrum. Diese Leistungsunterschiede führen wiederum zu Fehleranteilen in Gleichung (5.1) und den sichtbaren Folgen.

Zur Minimierung dieses Fehlers wird die Suche zweigeteilt. Der erste Schritt erfolgt nach obigen Muster. Die Leistung der SLD bei der ermittelten Mittenwellenlänge des Messsignals wird nun mit der Leistung an der Position der Referenz ins Verhältnis gesetzt und mit dem Referenzspektrum multipliziert.

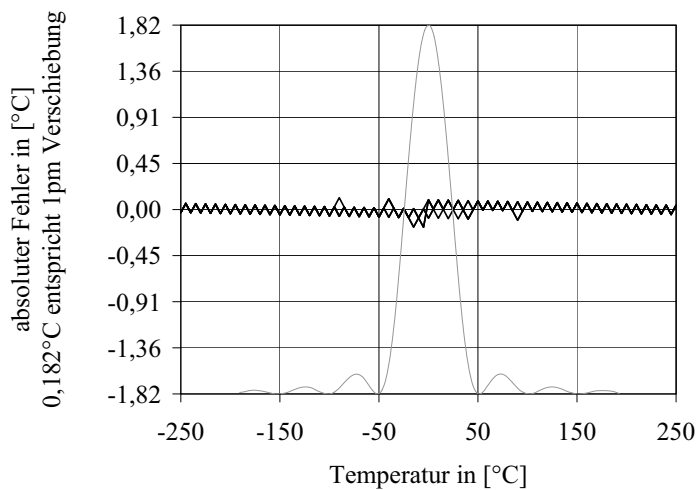


Abbildung 5.8: Ergebnis der zweigeteilten Suche

bei Sensor vier - ist kleiner als 1pm bzw 0,182°C.

Wenn jedoch die Berechnung kritisch auf sich verändernde Empfangsleistungen reagiert, so muss das für die Praxis näher beleuchtet werden. Solche

Im zweiten Schritt erfolgt dann die Suche mit dem angeglichenen Referenzspektrum in einem begrenzten Bereich um die Position der ersten Suche. Den Erfolg dieses zusätzlichen Schrittes zeigt bei ansonsten identischen Parametern Abb. 5.8. Der maximale Fehler - selbst

Abweichungen treten z.B. dann auf, wenn toleranzbehaftete Steckerverbindungen nach der Referenzmessung neu gesteckt werden.

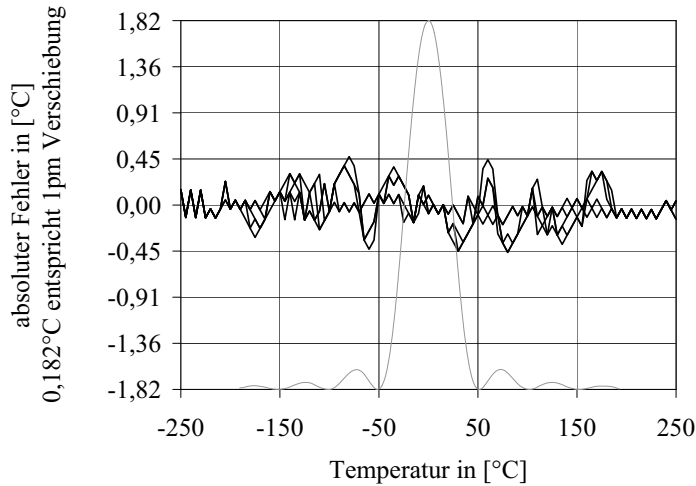


Abbildung 5.9: Ergebnis bei um 15% gedämpftem Messspektrum

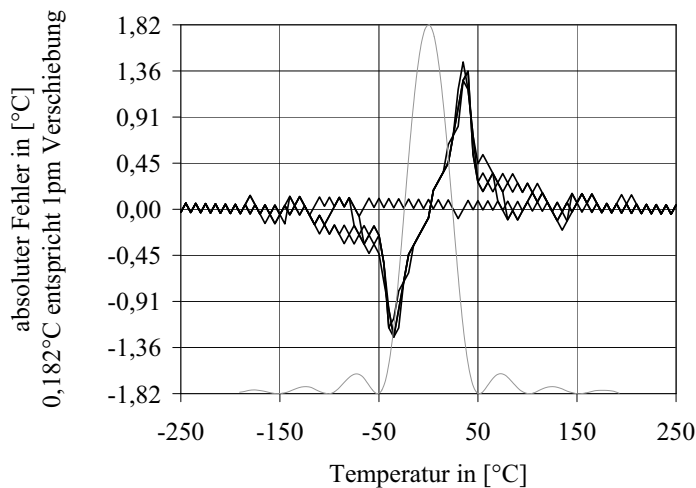


Abbildung 5.10: Ergebnis bei um 5% überhöhtem Messspektrum

Wenig deformierte Spektren in den Bereichen kleiner -170°C bzw. größer $+170^{\circ}\text{C}$ werden hingegen trotz Überhöhung richtig erkannt.

Die Abb. 5.9 zeigt den Fall eines um 15% verringerten Messspektrums, wobei weiterhin obige Einstellungen gelten und die zweigeteilte Suche angewandt wurde. Die Extremwerte aller Sensoren bleiben noch im akzeptablen Bereich von $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$.

Anders jedoch bei größeren Messwerten. Die Abb. 5.10 zeigt den Fehler für ein um nur 5% überhöhtes Messspektrum. Hier beträgt die maximale Abweichung $1,45^{\circ}\text{C}$ entsprechend 8pm Verschiebung. Dabei treten die größte Fehler bei einseitig gedämpften Spektren auf, also zwischen 0°C und $\pm 120^{\circ}\text{C}$.

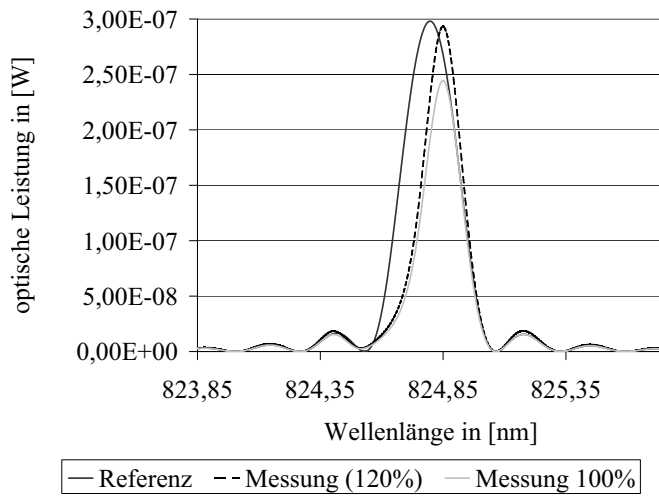


Abbildung 5.11: Messspektren im Vergleich zur Referenz

Begründen kann man dies mittels Abb. 5.11: wird das Messsignal im Verhältnis größer, liegt das Minimum von Gleichung (5.1) durch die notwendige Betragsbildung der Differenz weiter "im Inneren" des Referenzspektrums. Der in der Darstellung angesetzte Fehler von +20%

wurde für die weiteren Betrachtungen als Grenze angenommen. Er erscheint hoch, da das Licht jedoch jeden Punkt im FBG-Netzwerk zweimal durchläuft, ist er für die Praxis als realistisch anzusehen.

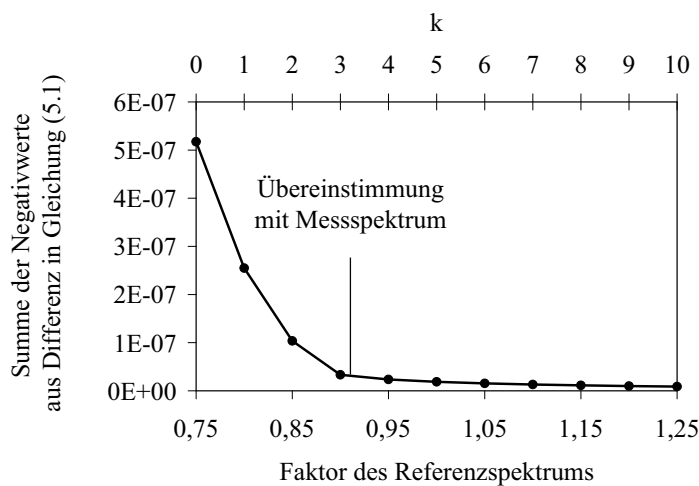


Abbildung 5.12: Verlauf Negativanteile für unterschiedliche Korrekturfaktoren

äquidistanten Faktoren im 5%-Raster zwischen 75% und 125% multipliziert

Als Lösung lassen sich für die weitere Verbesserung der Messgenauigkeit die Bereiche nutzen, die fälschlicherweise größer als das Referenzspektrum sind und folglich vor der Betragsbildung in Gl. (5.1) negative Werte ergeben. Für Abb. 5.12 wurde das Referenzspektrum mit

und jeweils die größte Übereinstimmung nach allen bisher genannten Kriterien gesucht. Das Messspektrum hatte dabei 91% des Sollwertes. In jedem der 11 gefunden Übereinstimmungen folgte nun eine Summation aller negativen Werte nach der Differenzbildung. Der Betrag dieser Summen ist dargestellt und im Folgenden als a bezeichnet. Zu erkennen ist, dass das Verhältnis der Anstiege $A(k)$ zwischen benachbarten Faktoren (s. Achseneinteilung oberhalb des Diagramms 5.1) für das k am kleinsten wird, welches der Übereinstimmung am nächsten liegt ($k = 3$, entspricht Faktor 0,90):

$$A(k) = \frac{a(k) - a(k+1)}{a(k-1) - a(k)} \quad \forall 1 \leq k \leq K-2 \quad (5.3)$$

Die Variable K entspricht dabei der Gesamtzahl der berechneten Faktoren. Da die Fehlerwerte bei überhöhten Messspektren schneller zunehmen als bei verminderten (vgl. Abb. 5.9 sowie 5.10), wurde als Endwert die Verschiebung des nächst größeren Faktors, also 0,95 genutzt. Legt man zum Vergleich ein Messsignal mit 113% des Sollwertes zugrunde, verschiebt sich die Kurve lediglich nach rechts, bleibt in der Form aber identisch.

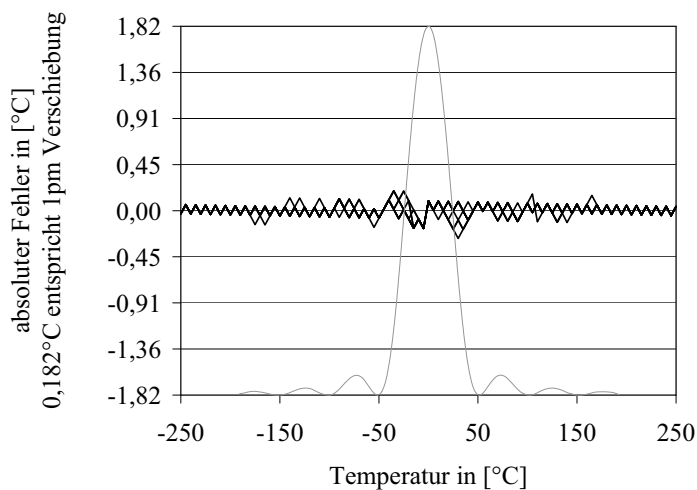


Abbildung 5.13: Endgültige Fehler (FBG 4, unterschiedliche Dämpfungsbeläge)

Endwert der Verschiebung für diesen Fall wäre das Ergebnis der zweigeteilten Suche für das mit 1,15 multiplizierte Referenzspektrum. Die Fehlerwerte von Sensor 4 zeigt Abb. 5.13 für folgende Faktoren des Messsignals: 80%, 90%, 91%, 92%, 93%, 94%, 100%, 110% und 120%. Wo

zuvor bei Überhöhungen von +5% Fehler von 1,45°C auftraten, erreichen sie nun selbst bei +20% nicht mehr die kritische Grenze von $\pm 0,5^\circ\text{C}$. Durch den Ansatz der sich verschiebenden formkonstanten Kurve (s. Abb. 5.12) können auch Toleranzen größer als $\pm 20\%$ definiert werden. Jedoch steigt mit jeder weiteren Erhöhung von K der Rechenaufwand, weshalb ein Zusammenziehen des SLD-Ausgleiches (zweiter Suchschritt) und der Annäherung von Mess- und Referenzspektrum nicht sinnvoll erscheint. Sollte das SLD-Spektrum jedoch unbekannt sein, ist mit diesem Verfahren eine praktikable, wenn auch rechenintensive Möglichkeit der genauen Bestimmung der spektralen Verschiebung gegeben.

Zusammenfassend seien noch einmal die Abschnitte der Suche genannt:

1. Suche auf Grundlage von Gleichung (5.2) mit unbehandelten Spektren
2. Multiplikation des Referenzspektrums mit SLD-Korrekturfaktor für spektrale Position von Punkt 1
3. Multiplikation des Referenzspektrums mit K Faktoren, deren Minimal- und Maximalwerte über die Toleranzgrenzen des Messsignals hinausgehen
 - (a) Ermittlung der spektrale Verschiebung für jeden Faktor nach Gleichung (5.2), wobei der Suchbereich eingeschränkt wird um die Position aus Punkt 1
 - (b) Negativbeträge der Differenz aus Mess- und Referenzsignal für die Position aus 3.a aufsummieren
4. Berechnung der Anstiegverhältnisse nach Gleichung (5.3)
5. die Verschiebung nach 3.a für den Faktor bei $\left(k \Big|_{A(k)=min} + 1\right)$ ergibt den gesuchten Endwert

5.4 Grenzen des Suchalgorithmus

Für das später auch praktisch bearbeitete Netzwerk mit fünf Sensoren wurde bereits im letzten Abschnitt das erreichbare Ergebnis durch Abb. 5.13 vorweg genommen. Mit dem auf sechs Chips optimierten Code, einer maximalen Reflektivität von 19,9% sowie der vollständigen Überlagerung aller nicht adressierten Sensoren überstieg der Fehler an keiner Stelle und für keinen Sensor den Wert von $0,3^{\circ}\text{C}/2,5\frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$. Im idealen System ist das Ziel einer Auflösung von $1^{\circ}\text{C}/10\frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$ demnach erreicht.

Bis zur kritischen Grenze von $\pm 0,5^{\circ}\text{C}/5\frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$ bleibt sogar noch ein Abstand, was zu der Frage führt, wie viele Sensoren insgesamt in dem selben Wellenlängenbereich platziert werden können. Es zeigte sich schnell, dass die Gesamtzahl die Marke von sechs Sensoren übersteigt. Daher wurde als einzige Änderung zu den bisherigen Einstellungen der auf 20 Chips optimierte Code genutzt.

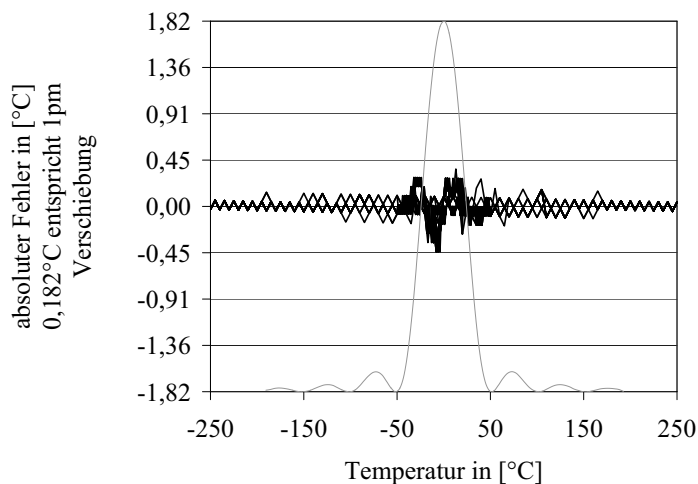


Abbildung 5.14: Auswahl von 21 Fehlerkurven mit kritischen Extremwerten)

Umfangreiche Simulationsserien ergaben eine Gesamtzahl von 15 Sensoren, für die die Grenzen eingehalten werden. Eine Auswahl von insgesamt 21 kritischen Kurven verschiedener adressierter Sensoren, Faktoren und Temperaturauflösungen ist in Abb. 5.14 dargestellt.

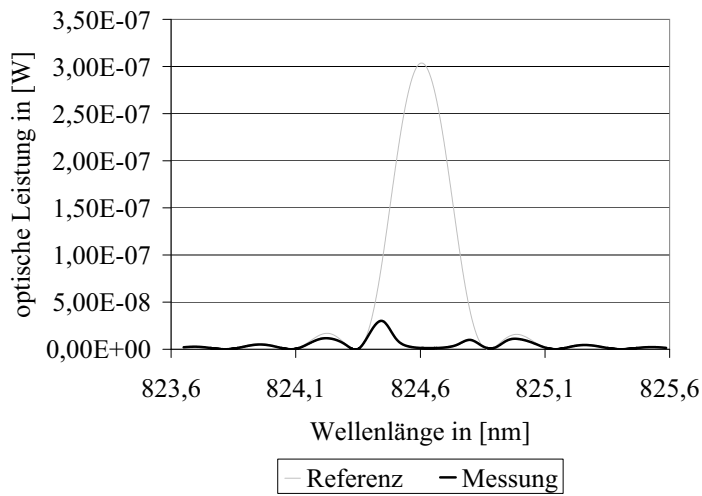


Abbildung 5.15: Spektrum für maximalen Fehler

Die Qualität des Suchalgorithmus wird noch einmal in Abb. 5.15 deutlich, in der Referenz und Messspektrum für die Kombination aufgetragen sind, bei der der größte Fehler aufgetreten ist. Dieser betrug $-2,46\text{pm}$ bzw. $-0,45^\circ\text{C}/3,86\frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$ bei der Kombination Sensor

14 (letzter Sensor), 4°C angenommener Temperatur und 91% des Sollwertes des Messsignals. Weiterhin stellte erwartungsgemäß die vollständige Überlagerung aller nicht adressierten Sensoren den schlechtesten Fall dar. Für verschiedene, zufällige Anordnungen der Spektren ergaben sich gleiche, in den meisten Fällen sogar kleinere Fehlerwerte.

Weiterhin wurde untersucht, bei welcher Reflektivität sich die maximale Sensorzahl ändert, da in allen bisherigen Untersuchungen eine maximale Reflektivität aller Sensoren von 19,9% zugrunde lag. Danach beschränkt sich ab 20,65% die Gesamtzahl auf 14 Sensoren, eine Erhöhung auf 16 Sensoren lässt sich ab einer Reflektivität von mehr als 18,45% erreichen.

Bezieht man die Anzahl von 15 FBG auf die 3dB-Bandbreite der Quelle und nimmt man zudem an, dass der Abstand der Minima erster Ordnung zuzüglich Verschieberegion kleiner als 1nm sind, lassen sich insgesamt 285 Sensoren adressieren. Anders betrachtet könnte unter der Aufgabenstellung von 100 Sensoren jeder Sensor einen Bereich von 2,85nm beanspruchen.

Kapitel 6

Praktischer Nachweis

Nachdem das System mit den wichtigsten inhärenten Einflussgrößen theoretisch betrachtet und die absoluten Grenzen definiert wurden, erfolgt in diesem Kapitel die Untermauerung der Erkenntnisse durch praktische Ergebnisse. Dafür sind zunächst die wichtigsten, teilweise zusätzlichen Bauelemente zu charakterisieren sowie einige grundlegende Probleme zu benennen und zu lösen. Es schließen sich die Ergebnisse der entscheidenden Messungen an, die die Funktions- und Leistungsfähigkeit des SIK-DS-CDM im seriellen Sensornetzwerk nachweisen.

6.1 Aufbau des SIK-DS-CDM-Systems

Das System, wie es im dritten Kapitel schematisch dargestellt und erklärt ist, war möglichst ohne Änderungen in die Praxis umzusetzen. Vor diesem Hintergrund wurden die einzelnen Komponenten ausgewählt und beschafft. Es folgt zunächst ein kurzer Überblick über die Bauelemente mit Nennung der wichtigsten Eigenschaften. Weitergehende, für die Arbeit relevante Informationen folgen später im direkten thematischen Zusammenhang.

Besonders geeignet für die Funktion des Datengenerators erwies sich im Laboraufbau der „Digital Pattern Generator DG2020A“ der Firma Tektronix in Verbindung mit der Option P3420 (Variable Data Output Pod). Er bietet die Rate von 200MChip/s, eine Speichertiefe von 64.000 Chips, setzt die Impulsfolge in angepasste elektrische Signale um und erlaubt neben der Invertierung zudem Zeitverzögerungen in 0,1ns Schritten. Auf diese Weise konnten alle für das Sequence Inversion Keying benötigten elektrischen Bauelemente zusammengefasst werden. Auf die elektrischen Eigenschaften geht Kapitel 6.5 näher ein. Ebenfalls zu einer Gruppe zusammengefasst wurden die Subtraktion der SIK-Empfängerpfade, die Darstellung sowie die Auswertung der Spektren. Die Realisierung dieser Gruppe erfolgte in Software auf einem Computer.

Als Detektoren kamen zwei baugleiche Spektrometer EPP2000-HR-NIR3 der Firma StellarNet Inc. zum Einsatz. Sie arbeiten mit optischen Gittern für die spektrale Separation und einer CCD-Zeile als Empfänger. Die Auflösung liegt bei rund 50pm in einem Bereich von 747nm bis 848nm. In dieser speziellen Konfiguration aus Auflösung und Wellenlänge waren es die einzig verfügbaren CCD-Zeilenspektrometer. Mit ihren zum Teil kritischen Eigenschaften befasst sich Kapitel 6.4 intensiver.

Zum Schalten der Lichtleistung wurden drei Litium-Niobate-Intensitätsmodulatoren (AZ-0K1-10-PFU-SFU-800) der Firma EOSPACE Inc. eingesetzt. Konzipiert für Kommunikationsnetze mit Übertragungsraten von mehreren Gigabit/s, sind ihre elektro-optischen Eigenschaften für diese Anwendung nachweislich unkritisch. Allerdings erwies sich der Arbeitspunkt als anfällig gegenüber Änderungen der Temperatur- und Bias-Spannung. Die Modulatoren funktionieren als Mach-Zehnder-Interferometer, in dem in einem Zweig durch Anlegen einer Spannung der Brechungsindex und damit die Ausbreitungsgeschwindigkeit der optischen Welle geändert wird. Die entstehenden Laufzeitunterschiede sind temperaturabhängig: zwischen zwei Minima der periodischen Durchlasskurve liegt ein Unterschied von 7,6°C. Dieser Einfluss ließ sich über eine externe Temperaturregelung mit einer Genauigkeit von 0,02°C unterbinden. Die Ursache der langen Einschwingzeit von teilweise

mehr als 12 Stunden bei Änderungen der Bias-Spannung konnte hingegen nicht abschließend geklärt werden. Als Lösung im Laboraufbau wurden die Spannungen konstant gehalten und zusätzlich - wenn nötig - vor jedem Messzyklus die Schalteigenschaften am HF-Eingang im eng begrenzten Rahmen nachgeführt. Für eine später mögliche Umsetzung in Gerätetechnik müssten beide Punkte, Konstanz der Temperatur sowie der Bias-Spannung, beachtet werden, was sich aber unter Umständen durch fertige Baugruppen aus dem ursprünglichen Anwendungsfeld, der optischen Nachrichtenübertragung, einfach realisieren lässt.

Bis zu diesem Punkt war der praktische Aufbau ohne zusätzliche, den Signalverlauf beeinflussende Elemente möglich. Schema (Abb. 6.1) sowie Foto (Abb. 6.2) zeigen jedoch zusätzliche Bestandteile. Hier hatte eine Eigenschaft der optischen Quelle Folgen, die sich durch das gesamte System zogen: Die genutzte Superlumineszenzdiode vom Typ EX8310-1511 der EXALOS AG entsprach mit 4,75mW optischer Leistung, einer Mittenwellenlänge von 819nm und der Bandbreite von 20nm allen Vorgaben. Erreicht wird dieser Leistungswert durch ein optisch hochaktives Medium auf der Basis von Gallium Arsenid. Setzt man ein solches Medium in die Mitte eines Resonators, ergibt sich ein Laser. Das kontinuierliche, annähernd gausförmige Spektrum verformt sich, indem periodisch Spektralanteile unterdrückt werden. Die Gauskurve bleibt als Einhüllende über dem kammartigen Spektrum. Einen solchen Resonator kann schon die unerwünschte, jedoch unvermeidbare minimale Reflexion z.B. an einem Stecker bilden. Ungünstiger Weise reagierte die vorhandene Diode äußerst anfällig in dieser Hinsicht, sodass jegliche Reflexionen aus dem System mit mindestens 30dB zu dämpfen waren. Die hierfür und in der Folge notwendigen Bauelemente werden in den nächsten Punkten beschrieben. Da sich das Problem auf die Quelle und Empfänger beschränkt und damit unabhängig von der Adressierungsart ist, sind die Eingriffe bei Nutzung gleichen Komponenten auch für WDM und TDM notwendig.

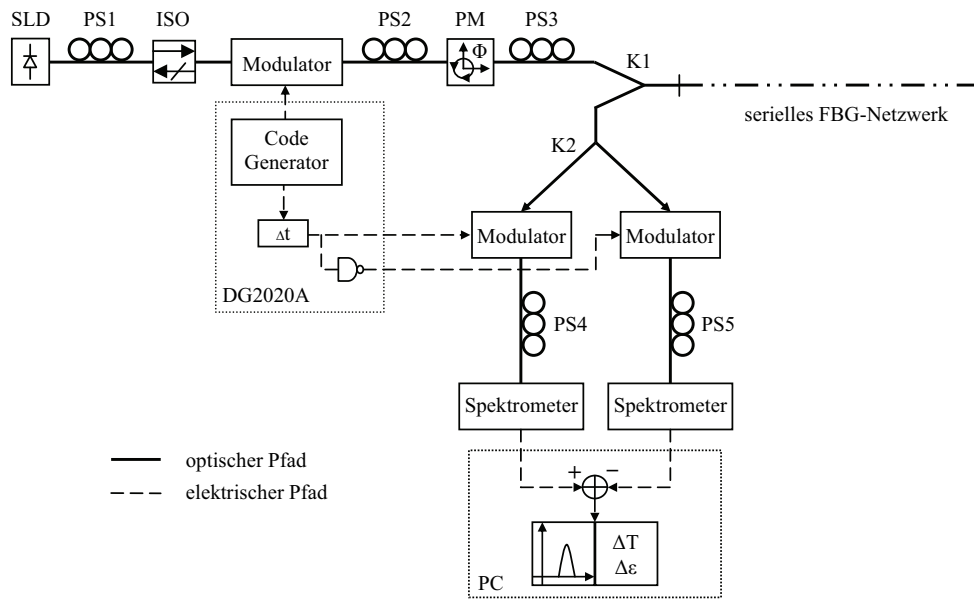


Abbildung 6.1: Schema des praktischen Aufbaus

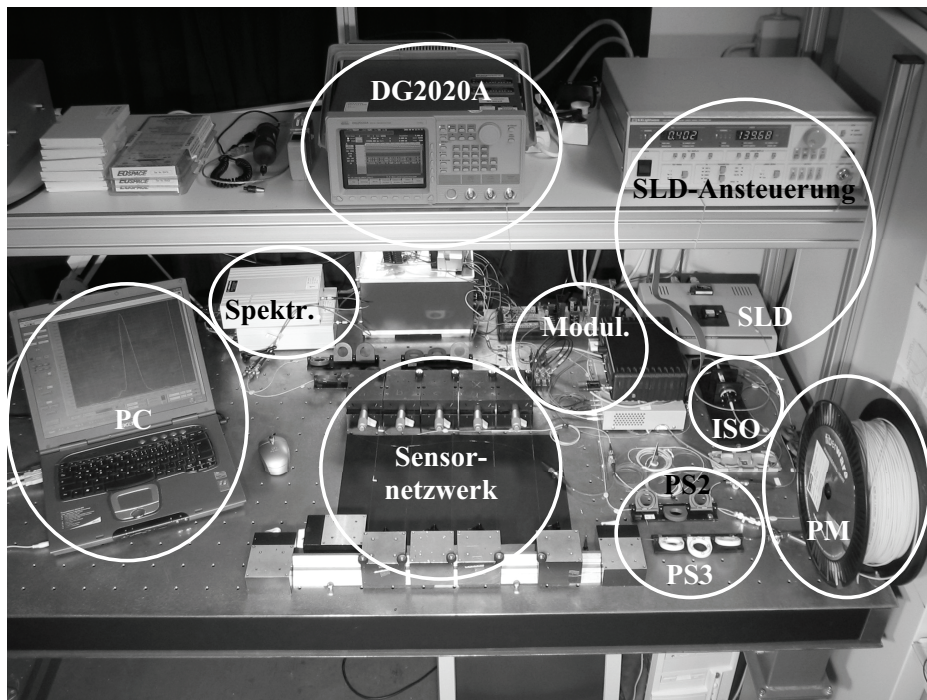


Abbildung 6.2: Foto des praktischen Aufbaus

6.1.1 Isolator

Das benötigte richtungsbezogene Dämpfungselement wird in der Optik Isolator genannt und hier in den Abbildungen durch „ISO“ abgekürzt. Der verwendete Typ (FOI-11-11-825-5/125-P-40-3S3S-3-1-35) von OZ Optics LTD erreichte mit einer Rückflußdämpfung von 35dB die Anforderungen und arbeitet - wie alle gängigen Isolatoren - auf Grundlage des Faraday-Prinzips. Hierbei wird das unpolarisierte Licht der SLD durch Unterdrückung einer Polarisations Ebene in linear polarisiertes Licht umgewandelt. Dadurch tritt der erste Nachteil des Einsatzes auf: ca. 50% der optische Leistung steht am Ausgang des Isolators dem System nicht mehr zu Verfügung. Die Lichtwelle wird nun im Faraday-Rotator um 45° gedreht und durchläuft nahezu ungehindert das ebenfalls um 45° gedrehte Polarisationsfilter am Ausgang. Die Besonderheit des Rotators besteht in der Richtungsabhängigkeit der Drehung - je nach Einstrahlrichtung erfolgt die Rotation der Polarisation positiv bzw. negativ. Aus dem System zurücklaufende Signale werden also durch das Ausgangsfilter auf eine lineare Polarisation von 45° eingeschränkt und im Rotator um weitere 45° gedreht. Damit treffen diese Signale mit 90° auf das Eingangsfilter, das bei diesem Wert seine maximale Dämpfung hat [56]. Die Einflüsse der verbleibenden Reflexionen konnten durch Justage eines Polarisationsstellers (PS1) minimiert werden. Zusammenfassend ergeben sich also drei Effekte für das System:

- Das Spektrum hat eine Restwelligkeit (ASE Ripple) von 0,2dB, die nun aber unabhängig von Änderungen im nachfolgenden System ist.
- Bei angenommenen vollständig unpolarisiertem Licht der SLD wird die optische Leistung um mindestens 3dB gedämpft.
- Das unpolarisierte Licht der SLD wurde in linear polarisiertes Licht umgewandelt

6.1.2 Polarisationsmischer

Problematisch für das weitere System ist der dritte genannte Punkt, das linear polarisierte Licht. Optische Gitter, wie sie in den Spektrometern Verwendung finden, haben polarisationsabhängig unterschiedliche Reflexionsgrade [63]. Für die vorliegenden Spektrometer betrug der gemessene Unterschied zwischen maximaler und minimaler Empfangsleistung bei Drehung der Polarisation im Durchschnitt über der Wellenlänge 10dB. Da sich die Polarisation in einem Singlemode-LWL unter anderem durch Temperatur- und Dehnungseinflüsse, also genau die zu detektierenden Größen ändern kann und weiterhin die Gleichheit der beiden SIK-Pfade nicht mehr für alle Sensoren gegeben war, musste der Polarisationsgrad vor dem Koppler des Empfängers wieder minimiert werden.

Polarisationsmischer oder Depolarisatoren kann man zunächst in zwei Gruppen unterteilen, in aktive und passive Typen. Erstere scheiden für diese Anwendung aus, da sie einerseits die erforderlichen Geschwindigkeiten derzeit nicht erbringen (geringer Polarisationsgrad innerhalb eines Chips) und andererseits hinsichtlich Kosten und Aufwand hohe Anforderungen stellen. Alle passiven Polarisationsmischer arbeiten mit doppelbrechenden Materialien. Es gibt drei Realisierungen, den Depolarisator nach Hanle [31], nach Lyot sowie den vereinfachten Lyot-Typ. Bei dem Depolarisator nach Hanle muss ein Freihstrahllaufbau mit starker Aufweitung des Lichtstrahls (hier rund 2mm) genutzt werden. Da nur sehr verlustreich und stör anfällig zurück in den $5\mu\text{m}$ -LWL gekoppelt werden kann, ist auch dieser Typ nicht günstig. Lyot-Depolarisatoren kommen dagegen ohne Strahl aufweitung aus, sie lassen sich sogar mittels doppelbrechenden Lichtwellenleitern (PE-LWL) realisieren. Der vereinfachte Typ ist dabei auf eine genaue Justage der Eingangspolarisation angewiesen. Da das zu untersuchende System die Möglichkeit dafür bietet, wurde der vereinfachte Lyot-Typ für die Polarisationsmischung genutzt. Er soll im folgenden kurz erklärt werden.

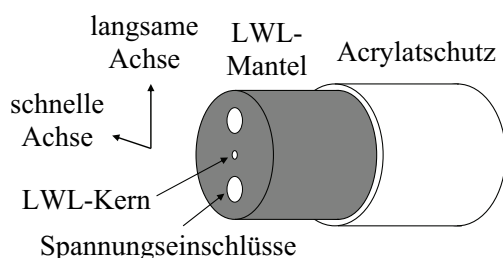


Abbildung 6.3: Aufbau des genutzten PE-LWL

PE-Lichtwellenleiter besitzen in Ausbreitungsrichtung eine Achse mit einem höheren Brechungsindex, die so genannte langsame Achse, und mit einem Winkel von 90° dazu einen niedrigeren Brechungsindex, die schnelle Achse (Abb. 6.3). Trifft nun eine linear polarisierte Lichtwelle mit einem Polarisationswinkel von 45° zum Achsenbezug auf das Mate-

rial, ergeben sich für E- und H-Feld zwei Anteile mit gleich großer Amplitude, hinsichtlich des E-Feldes entsprechend E_l und E_s . Beide Wellen breiten sich nun mit unterschiedlichen Geschwindigkeiten aus. Soll die Kohärenzlänge (L_K), also der Phasenunterschied, ab der zwei Wellen nicht mehr miteinander korrelieren, überwunden werden, muss die Strecke im Material so bemessen sein, dass die Welle der schnellen Achse eben um diese Kohärenzlänge vorausseilt. Dies lässt sich einfach über die folgende Formeln berechnen:

$$L_K = \frac{\lambda_0^2}{\Delta\lambda_{Sp}} \quad (6.1)$$

$$L \geq L_B \cdot \frac{L_K}{\lambda_0} \quad (6.2)$$

Die Konstante L_B steht dabei für die so genannte Beat-Länge, die Lauflänge im Material, bei der die schnelle Achse um eine Wellenlänge vorausgeeilt ist, λ_0 bezeichnet die Mittenwellenlänge und $\Delta\lambda_{Sp}$ die spektrale Breite, für die die Kohärenzlänge gilt. Haben beide Wellenanteile die Strecke L durchlaufen, stehen sie in keinerlei Beziehung mehr zueinander. Damit stellt auch die Polarisation im Bereich $\Delta\lambda_{Sp}$ eine zufällige, sich schnell ändernde Größe dar. Das Licht ist unpolarisiert.

Im zu untersuchenden System wurde für den Depolarisator ein doppelbrechender LWL vom Typ PM780-HP der Firma Nufern genutzt. Dieser besitzt

eine Beat-Länge von 2,4mm bei einer Wellenlänge von 850nm. Für kleinere Wellenlängen wird dieser Wert ebenfalls kleiner ausfallen. Mit der optischen Auflösung der Spektrometer von 0,05nm ($\Delta\lambda_{sp}$) und der größten messbaren Wellenlänge von 847,5nm (λ_0) ergibt sich eine Mindest-LWL-Länge von 40,7m. Der von der Firma fiberware GmbH leihweise zur Verfügung gestellte PE-LWL hatte eine Länge von 50m, übertraf also die Anforderungen.

Die genaue Justage der Eingangspolarisation erfolgte über die Polarisationssteller PS2 und PS3 (vgl. Abb. 6.1). Der Steller vor dem Depolarisator (PS2) wurde so lange nachgeführt, bis sich Änderungen nach dem Depolarisator (PS3) nur noch minimal auf die empfangene Leistung an den Spektrometern auswirkten. Als Ergebnis wurde der Einfluss der Polarisation von ursprünglich 10dB auf nun maximal 0,15dB verringert.

Zusammenfassend hat sich der Aufwand, bedingt durch die starke Reflexionsempfindlichkeit der SLD, erhöht. Er kann jedoch durch Nutzung weniger oder ganz unempfindlicher Quellen umgangen werden. Selbst im oben beschriebenen Aufbau bieten die drei Komponenten SLD, Isolator und Depolarisator Vereinfachungspotential: Der Isolator könnte bei der Produktion der SLD im Gehäuse integriert werden, wie es unter anderem bereits bei Laserdioden praktiziert wird. Der LWL zur Depolarisation ließe sich direkt an den Isolator koppeln, da dieser technologiebedingt bereits das geforderte linear polarisierte Licht ausgibt.

6.2 Spektrale Einflussgrößen im Aufbau

Neben den im spektralen Bereich aktiven Bestandteilen des Systems (SLD, FBG) beeinflussen auch alle passiven bzw. quasipassiven Elemente das Ausgangsspektrum. Passiv arbeiten zum Beispiel die beiden verwendeten Koppeler und alle LWL-Verbindungen wie Stecker und Spleiße. Ihre Einflüsse sind statisch, jedoch vielfältig. Als quasistatisch können die Zustände der Modulatoren bezeichnet werden. Ideal wäre in allen Fällen ein wellenlängenunab-

hängiger Faktor, der für einen sperrenden Modulator den Wert Null haben sollte. Dies ist real nicht der Fall.

Eine Charakterisierung der Einzelelemente wurde in Teilen durchgeführt, kann aber, vor allem in Hinblick auf den kombinierten Fehler des aufgebauten Systems, stark vereinfacht werden. Die unerwünschten spektralen Beeinflussungen treten hauptsächlich vor dem Eintritt des Lichtes in das Netzwerk sowie nach dem Austritt auf. Es würde also für die Ermittlung des Gesamteinflusses ausreichen, das Licht vor dem Eintritt in das Netzwerk vollständig zu reflektieren, sodass die Sensoren keine spektralen Anteile zur empfangenen Leistung beitragen. Realisieren lässt sich dies über die Fresnel-Reflexion am Ausgangsstecker des Kopplers am Netzwerkeingang (K1, s. Abb. 6.1). Trennt man das Netzwerk vom Koppler, ergibt sich ein Glas-Luft-Übergang, der zu einer spektral annähernd konstanten Reflexion von 4% des Lichtes führt [28]. Diese lässt sich für die Charakterisierung nutzen. Man könnte entgegenhalten, dass bei dieser Messung einerseits der Einfluss der Steckverbindung zwischen Koppler und Netzwerk nicht berücksichtigt wird und andererseits die Reflexion selbst nicht absolut wellenlängenunabhängig ist. Dies ist richtig, jedoch sind beide Fehlerquellen in ihrer Größenordnung als vernachlässigbar einzustufen. Zudem kommt es bei der Einzelcharakterisierung zu sehr vielen Steckverbindungen, die im aufgebauten System nicht oder anders vorhanden sind. Der zu erwartende Fehler der Reflexionsmessmethode ist also klein im Vergleich zur Kombination aller Fehler bei Einzelcharakterisierung.

Abbildung 6.4 zeigt typische Ergebnisse bei drei markanten Zuständen von Eingangs- zu Ausgangsmodulatoren. Die Kurve mit der höchsten Leistung gibt den Wert für die korrekte zeitliche Verschiebung von codiertem Licht und decodierendem Signal (vgl. Gegenüberstellung der Codefolgen) des direkten Pfades wieder. Zwischen den Zahlenfolgen der mittleren Kurve kommen alle Kombinationen aus „0“ und „1“ vor, was einem AKF-Nebenwert, also dem Wert eines nicht adressierten Sensors entspricht. Die unterste Kurve zeigt das maximale Sperrverhalten, wie es im invertierten Pfad für den adressierten

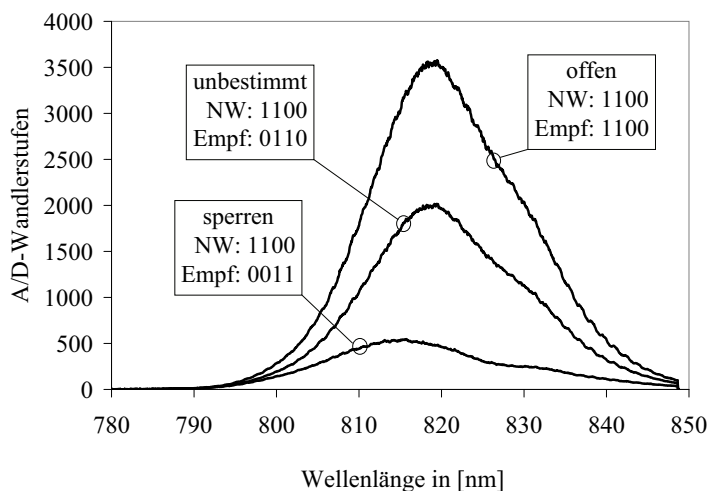


Abbildung 6.4: Spektren bei verschiedenen Adressierungsarten

Sensor vorliegt. Der Wert sollte im Idealfall konstant Null betragen. Real erreichbar war ein Verhältnis von ca. 9dB für den direkten Pfad bzw. 12 dB für den invertierten Pfad, wobei das Auslöschverhalten der Modulatoren auf den für die Messung relevanten Bereich von 823nm bis 828nm optimiert

wurde. Dieser Punkt der nichtidealen Auslöschung wird im Vergleich zum Zeitmultiplex noch einmal von Interesse sein.

6.3 Das serielle Sensornetzwerk

Nach den im Kapitel zur Simulation definierten Vorgaben fertigte die Advanced Optics Solutions (AOS) GmbH fünf FBG. Die wichtigsten Herstellerangaben listet Tabelle 6.1 auf.

Kennzeichnung	Mittenwellenlänge	Max. Reflektivität	3dB-Bandbreite
FBG A	824,665nm	20,0%	0,235nm
FBG B	824,692nm	20,0%	0,240nm
FBG C	824,725nm	19,1%	0,245nm
FBG D	824,732nm	20,2%	0,240nm
FBG E	824,772nm	20,6%	0,240nm

Tabelle 6.1: Übersicht FBG-Eigenschaften (Herstellerangaben)

Die Sensoren wurden mit Ausnahme von zwei LWL-Enden unkonfektioniert geliefert. Eine Einzelcharakterisierung war somit nicht möglich bzw. zu fehleranfällig. Die FBG mussten daher zunächst optisch verbunden werden. Dieser nicht unkritische Arbeitsschritt erfolgte bereits unter den Vorgaben des Netzwerkdesigns, womit sich folgender Aufbau ergibt:

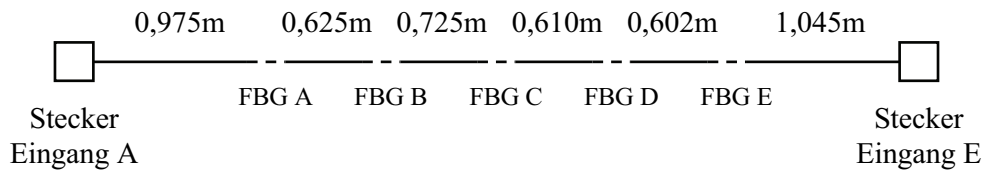


Abbildung 6.5: Netzwerkonfiguration

Zwischen den Sensoren sind die Abstände etwas größer als die im theoretischen Teil betrachteten 0,5m. Dies ist zum einen eine Sicherheitsreserve des Spleißens, zum anderen aber auch eine Sicherheitsreserve hinsichtlich auftretender Intersymbolinterferenzen (ISI), auf die in Kapitel 6.5 näher eingegangen wird. Die als Obergrenze definierte Länge von 1m (vgl. Kapitel 3.1) wird weiterhin nicht überschritten.

Die Charakterisierung und Referenzbildung erfolgte nun, indem alle nicht betrachteten Sensorspektren mittels Dehnung so weit verschoben wurden, dass sie keinen Einfluss mehr auf das betrachtete Signal hatten und der zu messende Sensor bei $0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$ und 25°C betrieben wurde. Die Abbildungen 6.6 und 6.7 zeigen die Ergebnisse für die beiden Eingangsmöglichkeiten. Darin sind die Spektren bereits nach den in Kapitel 6.4 beschriebenen Verfahren bearbeitet worden.

Auffällig in den sich ergebenden Abb. 6.6 und 6.7 sind die starken Leistungsunterschiede in Abhängigkeit der Einstrahlrichtung in das Netzwerk. Hier wirken sich die unvermeidbaren Verluste an den Verbindungsstellen (Spleißen) doppelt aus, denn das Licht muss jeden bereits durchlaufenen Spleiß nach der Reflexion ein weiteres Mal passieren. Bei einem durchschnittlichen Verlust von 0,4dB je Spleiß ergibt sich für den vom Eingang aus gesehen

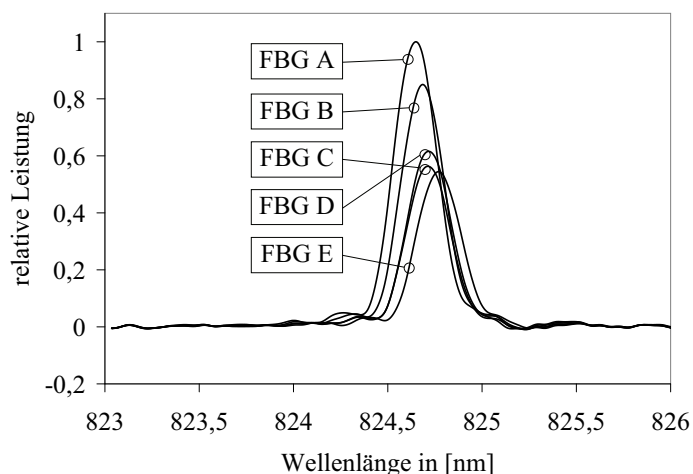


Abbildung 6.6: Referenzspektren bei Messung an Eingang A

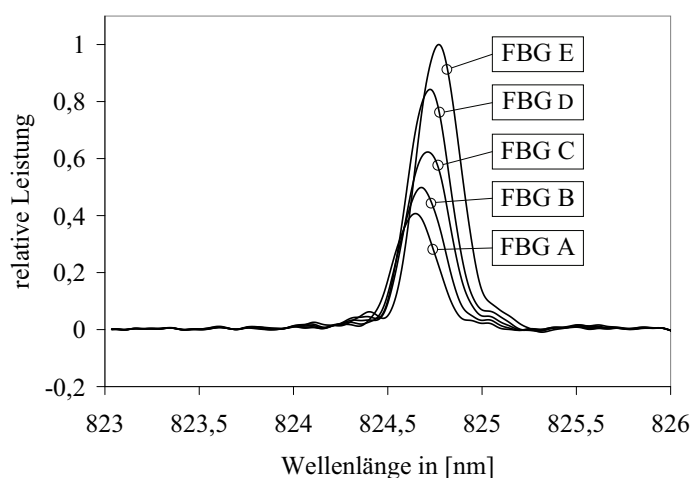


Abbildung 6.7: Referenzspektren bei Messung an Eingang E

letzten Sensor ein Gesamtverlust von 3,2dB. Die Dämpfung zwischen FBG C und FBG D ist dabei geringer als der Durchschnitt, zwischen FBG B und FBG C hingegen höher. Zusammen mit dem Unterschied der Reflexionsgrade (vgl. Tab. 6.1) führt dies zu dem leistungsstärkeren Spektrum von FBG D trotz nachgeordneter Position im Netzwerk bei Einstrahlung von Eingang A.

Diese Daten bilden die Referenz für alle folgenden Messungen, sind also der Bezug bei jeglicher Angabe von spektralen Verschiebungen. Speziell in der Fehlerdiskussion werden

zudem die Einflüsse der starken Leistungsunterschiede zwischen den Sensorsignalen noch einmal genauer betrachtet.

6.4 Übereinstimmung der SIK-Empfängerpfade

Grundlegend für die Funktionsfähigkeit des Sequence-Inversion-Keying-Empfängers ist die Gleichheit der Übertragungsfunktionen beider Pfade. Nur wenn sich die Informationen der unerwünschten Sensoren bei der Subtraktion auslöschen, ist die Beeinflussung der Spektren auf spektrale Abschattung, Doppelreflexion, Intersymbol differenzen und Codeeinflüsse begrenzt und die spektrale Verschiebung entsprechend der Simulation zu detektieren. In der Praxis war diese Gleichheit nur bedingt zu erwarten, denn jeder Pfad besteht aus drei unabhängigen spektral beeinflussenden Bauelementen: dem Koppler, den Modulatoren sowie den Spektrometern. Auftretende Fehler müssen also erkannt und mittels Hard- oder Software ausgeglichen werden.

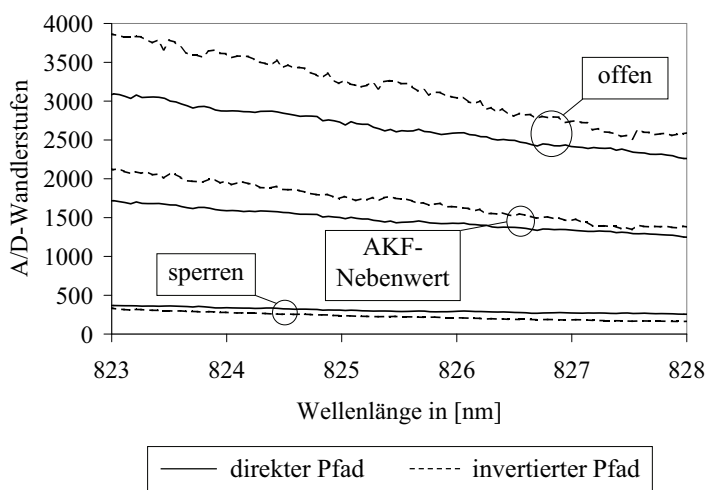


Abbildung 6.8: Unterschiede der Empfängerpfade bei Reflexionsmessung

Einen ersten wichtigen Korrekturpunkt liefert die in Kapitel 6.2 beschriebene Reflexionsmessung am offenen Stecker. In der Abbildung 6.8 sind die Unterschiede für die drei Zustände „offen“, „AKF-Nebenwert“, und „sperrern“ deutlich erkennbar. Im Idealfall sollten die mittleren Kurven der Spektrometer deckungsgleich sein, die Sperr-Kurve für das Spektrometer des invertierten Pfades konstant Null betragen. Beide Forderungen sind nicht erfüllt, wobei erstere als schwerwiegender einzustufen ist. Es gibt an dieser Stelle zwei Gründe für die Unterschiede, zum einen die Wellenlängenabhängigkeit des Y-Kopplers am Empfängereingang sowie die unterschiedlichen Eigenschaften der Modulatoren. So hat, wie in der Abbildung gut ersichtlich

ist, der Modulator im invertierten Pfad ein besseres Auslöschungsverhältnis als sein Gegenpart im direkten Pfad. Betrachtet man die Forderung nach Gleichheit der Spektren für nicht adressierte Sensoren, lässt sich eine Lösung finden, indem man für jeden spektralen Punkt ($s_{\text{direkt}}(\lambda)$, $s_{\text{invertiert}}(\lambda)$) einen Korrekturfaktor $F(\lambda)$ anhand der mittleren Kurven („AKF-Nebenwert“) berechnet.

$$F(\lambda) = \frac{s_{\text{direkt}}(\lambda)}{s_{\text{invertiert}}(\lambda)} \Bigg|_{\text{AKF-Nebenwert}} \quad (6.3)$$

Da der Faktor im vorliegenden System immer kleiner als eins ist, verbessert sich auch der absolute Auslöschungswert des invertierten Pfades. Diese Berechnung wurde vor jedem Messzyklus durchgeführt.

Sehr viel problematischer für den praktischen Nachweis war die Verformung der Spektren innerhalb der Spektrometer. Abbildung 6.9 stellt diese exemplarisch für das Referenzspektrum von FBG B dar, wobei kein Sensor adressiert ist (AKF-Nebenwert für alle Sensoren). Bei 827nm sind alle übrigen Sensoren platziert. Es handelt sich um die Rohdaten, da auch die Korrektur mit dem Faktor nach Gleichung (6.3) noch nicht erfolgte.

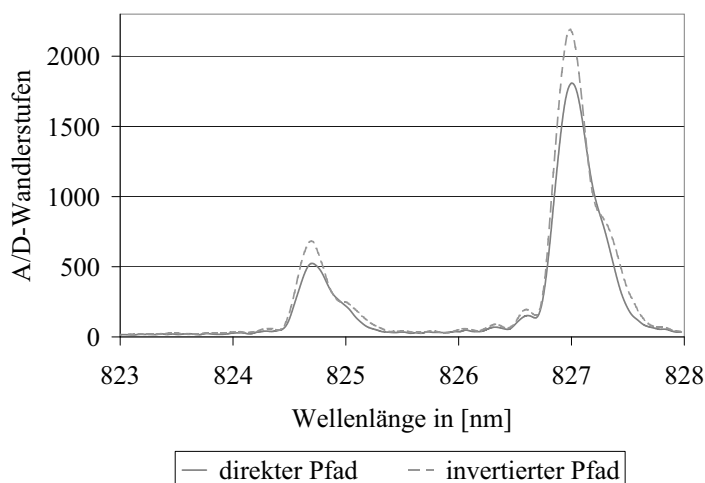


Abbildung 6.9: Spektren der Empfängerpfade vor dem Abgleich

Beide Pfade weisen Verformungen jeweils zu höheren Wellenlängen auf: im Spektrum des direkten Pfades haben steigende und fallende Flanke unterschiedliche Anstiegsträger, für den invertierten Pfad bildet sich sogar ein Sattelpunkt auf der fallenden Flanke. Idealer

Weise (vgl. Simulation), und so auch annähernd im Produktionsprotokoll des FBG-Herstellers ersichtlich, sollten die Spektren spiegelsymmetrisch um das Maximum sein.

Als Ursache sind Reflexionen zwischen den Bauelementen des Spektrometers wahrscheinlich (LWL-Ende/Gitter, Gitter/CCD-Zeile). Leider konnte die Herstellerfirma selbst keine wirksamen Lösungen nennen, lediglich eine spezielle Justage auf einen schmalen Wellenlängenbereich anbieten, was jedoch hinsichtlich der breitbandigen Anwendung wenig hilfreich wäre. Eine geschlossene Übertragungsfunktion konnte zudem nicht ermittelt werden, da unter anderem vergleichbare schmalbandige Referenzspektren dieser Auflösung nicht zur Verfügung standen. Daher musste für die Korrektur auf die praktischen Ursachen zurückgegriffen, die Reflexionen also gefunden und vom Messspektrum subtrahiert werden. Die besten Ergebnisse lieferte ein mehrstufiges Vorgehen, wie es Tabelle 6.2 auflistet.

Korrektur	Spektrometer 1		Spektrometer 2	
	Abstand	Faktor	Abstand	Faktor
1. Stufe	2 Punkte	0,2	3 Punkte	0,25
2. Stufe	4 Punkte	0,2	7 Punkte	0,25
3. Stufe	6 Punkte	0,2		

Tabelle 6.2: Korrekturfaktoren der Bearbeitungsstufen

Die Rohdaten der Spektrometer mit einer Auflösung von rund 50pm wurden mit einem Faktor multipliziert und unter einem definierten spektralen Abstand voneinander abgezogen. Identisch erfolgten die nächsten Stufen, jedoch jeweils mit den zuvor berechneten Spektren. Zu beachten ist dabei, dass sich die Rohdaten aus einer Addition von verschobenen Einzelspektren zusammensetzt, bei der Subtraktion aber aus Unkenntnis des Einzelspektrums die Gesamtheit der Überlagerungen abgezogen werden muss. Hieraus entstehen unweigerlich Fehler. Trotzdem stellte dieses Vorgehen die praktikabelste Lösung mit den geringsten Fehleranteilen dar.

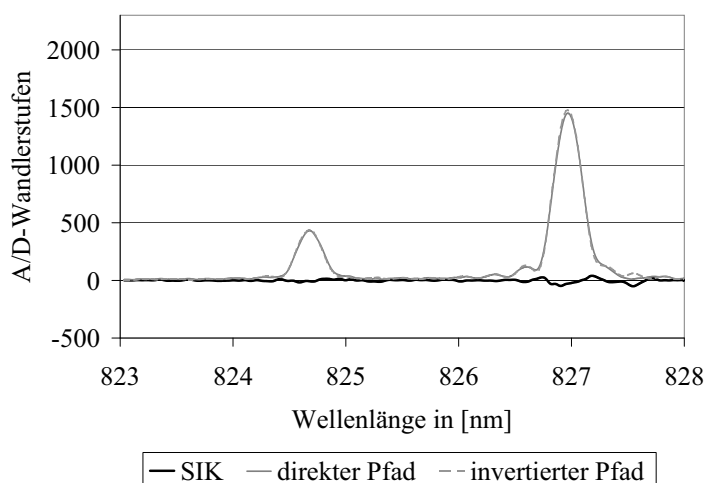


Abbildung 6.10: Spektren der Empfängerpfade vor dem Abgleich

Das Ergebnis beider Korrekturen - Angleichung der SIK-Pfade und Unterdrückung der Reflexionen - zeigt Abb. 6.10 zusammen mit dem Ergebnis der Subtraktion beider Spektren (SIK). Der Fehler ist sichtbar minimiert, jedoch nicht vollständig eliminiert. Die Qualität

der Korrekturen wird in der Diskussion häufiger eine Rolle spielen, vor allem hinsichtlich der schon erkennbare Problematik des Signal-Stör-Verhältnisses bei durch Spleiße und spektrale Abschattung gedämpften Spektren.

Nach der Korrektur erfolgt das Interpolieren der Kurve über die in Kapitel 5.2 (Aufbereitung der Spektren) beschriebene Spline-Funktion. Das Spektrum hat nach der Bearbeitung eine Auflösung von 1pm. Da die realen spektralen Punkte beider Spektrometer unterschiedliche sind (Auflösung und Anfangswertwert leicht abweichend, ca. 0,2pm bzw. 0,5nm), war darauf zu achten, dass die Berechnung der Splinefunktion für beide Kurven einheitlich geschieht. Nach diesem Schritt sind beide Kurven hinsichtlich der Wellenlänge deckungsgleich und können direkt voneinander subtrahiert werden.

6.5 OTDR-Messung

Für das erstmalige Auffinden der genauen Autokorrelationspunkte im Sensornetzwerk war eine Messung auf der Grundlage der optischen Zeitbereichs-Reflektometrie (OTDR, vgl. Kapitel 2) günstig. Da sich aufgrund der Er-

gebnisse auch Aussagen zur Qualität des vorliegenden Systems und der Nutzungsmöglichkeit als OTDR-Messsystem treffen lassen, soll das Verfahren in diesem Abschnitt behandelt werden.

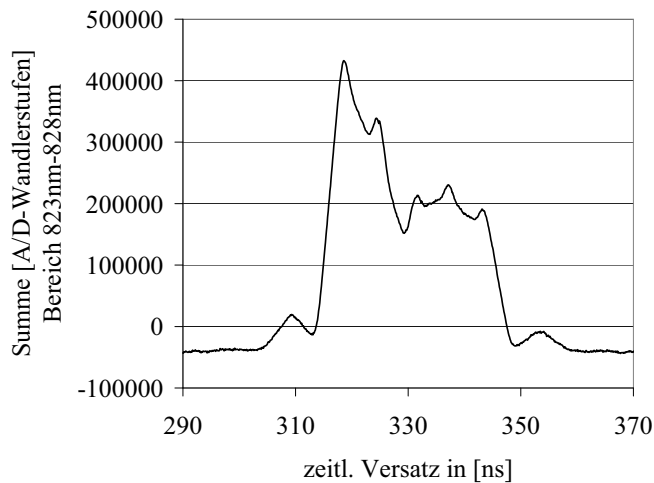


Abbildung 6.11: OTDR-Kurve, zeitlicher Ausschnitt des Sensornetzwerkes

Die reflektierte optische Leistung über der Laufzeit im System kann durch die zeitliche Verschiebung von codierendem Signal zu decodierendem Signal ermittelt werden - der Zeitunterschied entspricht der Ausbreitungslänge des Lichtes. Das Diagramm in Abb. 6.11 stellt den relevanten Ausschnitt des Sensornetzwerkes dar. Bei einer Verzögerung von 310ns ist ein erstes kleineres Maximum zu erkennen. Dies ist die Eingangssteckverbindung zum Netzwerk, in diesem Fall die Verbindung zu „Eingang A“. Die Zeit von 310ns entspricht einer ungefähren Lauflänge von 62m, welche sich aus dem Depolarisator sowie den Zuleitungen von Kopplern und Modulatoren zusammensetzt. Ein ähnliches Maximum mit geringerer Amplitude tritt bei 354ns auf. Dies ist der zweite Stecker, „Eingang E“, der zur Verringerung seiner reflektiven Einflüsse in Alkohol getaucht ist. Die spektrale Leistungsdichte in diesen Punkten ist gering, aber über den gesamten Integrationsbereich von 5nm verteilt. Die Reflexionen der Sensoren hingegen weisen zwar eine hohe Leistungsdichte auf, allerdings in einem schmalen Bereich von rund 0,5nm auf (vgl. Kapitel 5.1). Daher erscheinen nach der Integration die Einflüsse der Stecker so deutlich in der Abbildung.

Beide Stecker haben, dies zeigt das Diagramm, kaum zeitlichen Einfluss auf

die Sensorsignale. Würde man hingegen für die Adressierung das Wellenlängenmultiplexverfahren nutzen, welches mit cw- oder langsam gepulstem Licht arbeitet, wären diese Reflexionen im gemessenen Signal enthalten.

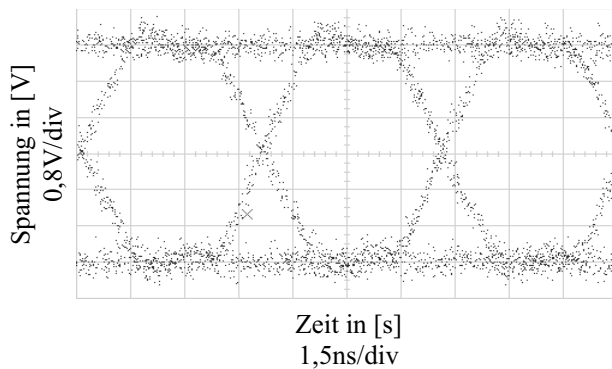


Abbildung 6.12: Augendiagramm der elektrischen Signale

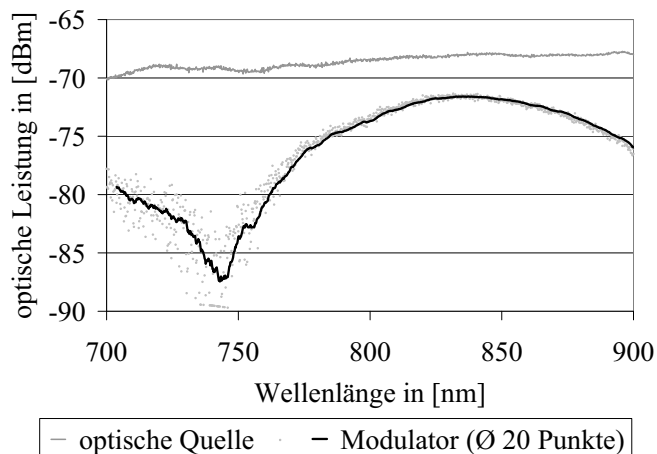


Abbildung 6.13: Transmissionskurve des Eingangsmodulators

Anstiegszeit (20% - 80%) rund 1,5ns, die Abfallzeit 1,6ns. Durch die Schalteigenschaften der Modulatoren verbessern sich diese Werte systemintern.

Die Transmissionskurve der Modulatoren ist beispielhaft für den Eingangsmodulator in Abb. 6.13 dargestellt. Aufgrund der großen Bandbreite von

Betrachtet man die Reflexion des Eingangsteckers genauer, so nimmt die steigende Flanke einen Bereich von 5,7ns ein. Der codierende und decodierende Impuls muss demnach um 0,7ns länger als der theoretische Wert bei 200MChip/s sein. Der Grund liegt in den endlichen Anstiegs- und Abfallzeit des elektrischen Signals. Ein Augendiagramm des Datengenerators für den maximal genutzten Hub von 5V lässt sich in Abb. 6.12 finden. Allerdings beträgt hier die

200nm und der geringen Leistungen, die sich in den LWL mit $5\mu\text{m}$ Kern-durchmesser einkoppeln lassen, ist die Messung schwierig. Mit -90dBm wurde die Messgrenze des genutzten Spektrenanalysators HP86140A erreicht. Trotzdem lässt sich das breite Maximum und das schmale, V-förmige Minimum gut erkennen. Diese Kurve wird über die am Modulator angelegte Spannung hinsichtlich der Wellenlänge variiert - die oben genannten 5V entsprechen der spektralen Verschiebung um ca. 90nm , das Minimum gelangt an die Position des Maximums.

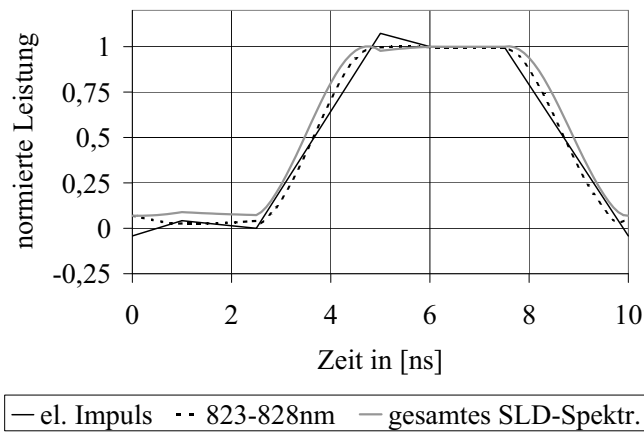


Abbildung 6.14: Simulation der optischen Schalteigenschaften

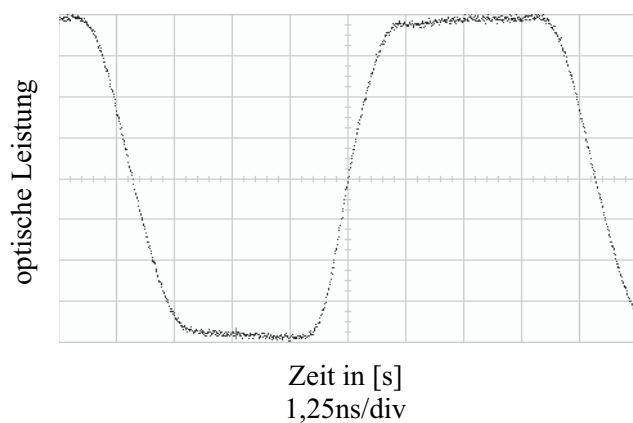


Abbildung 6.15: Breitbandige Messung der Schalteigenschaften

Verknüpft man nun die elektrischen Eigenschaften des Datengenerators mit den optischen der Modulatoren, kann eine Verbesserung der Anstiegszeiten beobachtet werden, wie Abb. 6.14 als simuliertes Ergebnis und Abb. 6.15 als praktische Messung zeigen. Letztere wurde mit einem schnellen, breitbandigen MSM-Detektor (Grenzfrequenz 40GHz) aufgenommen, es umfasst also das gesamte SLD-Spektrum. Beachtenswert ist, dass die praktische Messung bereits bessere

Werte liefert, als die Simulation. Eine Messung von FBG-Reflexionen war nicht möglich, da die optischen Leistungen zu gering für eine fehlerfreie Detektion waren.

Die eben durchgeführten Betrachtungen sind ausschlaggebend für die Abschätzung der Intersymbolinterferenzen (ISI). Diese müssen neben Code, Doppelreflexion und spektraler Abschattung sowie den Unterschieden in den Empfängerpfaden als fünfte Störquelle nicht adressierter Sensoren auf ein gewünschtes Spektrum beachtet werden. Der kleinste Abstand zwischen zwei

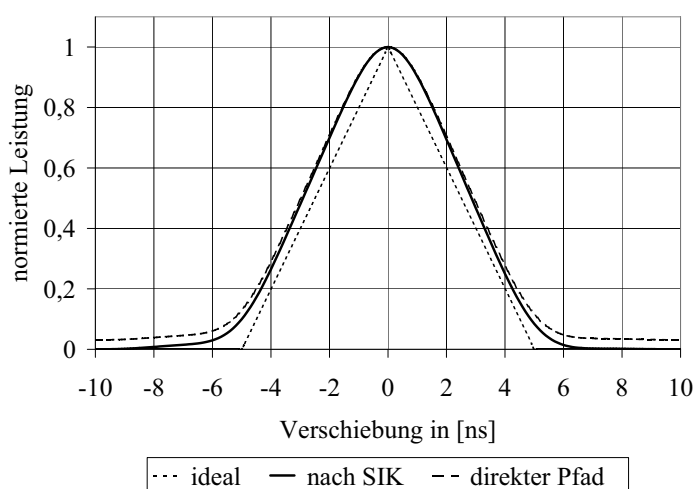


Abbildung 6.16: Simulierte OTDR-Kurve der Steckerreflexion

Sensoren beträgt 0,602m (FBG D - FBG E), womit sich ein minimal zu betrachtender zeitlicher Abstand von 6ns ergibt. Die Simulation (Abb. 6.16) zeigt bei -6ns einen Restanteil des Signals von 3% bzw. 1,4% bei +6ns. Das Signal-ISI-Verhältnis hängt von den verschiedenen Dämpfungsanteilen

des adressierten Sensors ab (Spleiß, spektrale Abschattung), kann also nicht absolut angegeben werden. Da die praktische Messung bereits bessere Werte als die Simulation ergab, kann der Wert von 3% des benachbarten Sensorsignals als absolutes Maximum dieses Störeinflusses angenommen werden.

In der anfänglich dargestellten OTDR-Messung wurden die Spektren mit einem Versatz von 0,6nm im Bereich zwischen 824,6nm und 827nm angeordnet. Deutlich sind die in Kapitel 6.3 aufgezählten Eigenschaften des Netz-

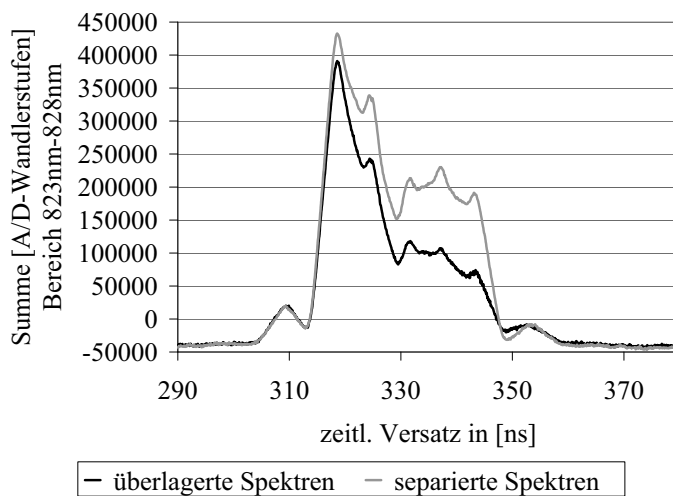


Abbildung 6.17: OTDR-Kurven für überlagerte und separierte Spektren

Positiv kann hier festgehalten werden, dass, wenn auch weniger deutlich, jede einzelne Autokorrelationsspitze der Sensoren erkennbar bleibt. Der Unterschied der aufsummierten Leistungen zwischen vorderstem und letztem Sensor beträgt nun aber nicht mehr 3,6dB, sondern bereits 7,5dB.

Da als gängigstes Verfahren im OTDR mit Zeitmultiplex gearbeitet wird, soll an dieser Stelle ein Vergleich zu den Ergebnissen und Eigenschaften des SIK-DS-CDM erfolgen. Der Aufbau eines TDM-basierenden Systems ähnelt dem vorliegenden System. Lediglich der Codegenerator kann durch einen Impulsgeber ersetzt werden und der invertierte Pfad ist nicht vorhanden. Da auf diese Weise der Eingangskoppler des Empfängers entfällt, ist die empfangene Leistung zunächst um 3dB höher. Allerdings, auch das wurde bereits beschrieben, kann erst dann ein neuer Impuls in das Netzwerk gegeben werden, wenn das reflektierte Licht des letzten Sensors die Position des ersten Sensors passiert hat.

Unter diesen Vorgaben wurde im vorliegenden System ein Abstand zwischen zwei Impulsen von 35ns gewählt und die TDM-OTDR-Messung durchgeführt (Abb. 6.18). Der erste zu benennenden Punkt dieser Darstellung ist die ent-

werks (LWL-Abstände, unterschiedliche Reflektivitäten und Spleißdämpfungen) auch in dieser Darstellung erkennbar. Ordnet man die Spektren jedoch so an, dass sie sich vollständig überlappen, werden die Effekte der spektralen Abschätzung im OTDR-Diagramm sichtbar (Abb. 6.17).

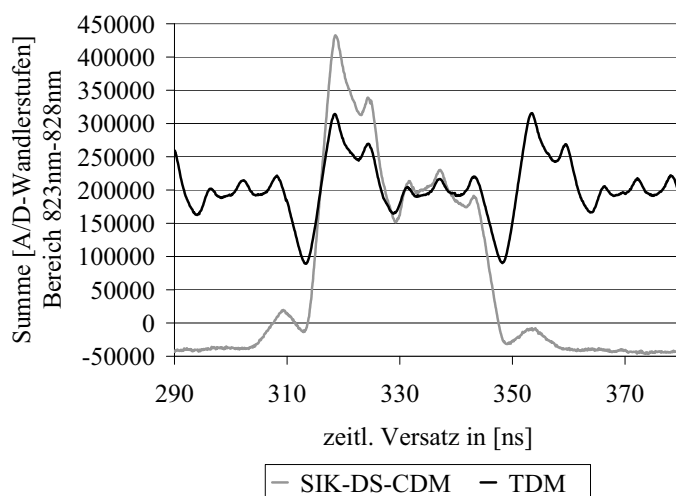


Abbildung 6.18: OTDR-Kurven bei TDM- und SIK-DS-CDM-Konfiguration

von FBG C und FBG D für beide Multiplexverfahren auf nahezu dem gleichen Leistungsniveau befinden. Auffällig ist dies deshalb, weil im Zeitraum von 35ns der Detektor beim Zeitmultiplex lediglich 5ns lang Licht empfängt, dagegen im SIK-DS-CDM 17,5ns. Beachtet man den oben erwähnten Gewinn von 3dB (Eingangskoppler des SIK-Empfängers), sollte im Ergebnis das TDM-Signal um den Faktor 1,75 kleiner als das des Codemultiplex sein.

Den Grund für das Fehlen dieses Leistungsunterschiedes wird erkennbar, wenn man sich die Spektren für FBG C (331,8ns, umseitige Abb. 6.19) ansieht. Das eigentliche Sensorsignal bei 827,8nm weist diesen Unterschied recht genau auf, allerdings treten in beiden Technologien neben dem FBG-Spektrum Störanteile anderer Sensoren auf. Für das Zeitmultiplex-Signal sind diese im positiven Wertebereich und eindeutig auf das nichtideale Sperrverhalten der Modulatoren zurückzuführen. Sie lassen sich demnach verringern, aber nie vollständig auslöschen. Dies zeigt auch Abb. 6.16 (AKF über einen Impuls), in der die Kurve des direkten Pfades dem Signal des Zeitmultiplex entspricht. Die Störungen im Signal des SIK-DS-CDM werden hingegen durch Kapitel 6.4 begründet, die Korrektur der unterschiedlichen Übertragungsfunktionen der Empfängerpfade. Diese Korrektur ist, wie erwähnt, im

stehende Periodizität der OTDR-Kurve mit den oben erwähnten 35ns zeitlichem Versatz. Durch sie gehen die Signalanteile der Stecker als Fehlerquellen in das Messsignal von FBG A (318,9ns) bzw. FBG E (343,6ns) ein. Weiterhin ist auffällig, dass sich die Werte um die AKF-Punkte

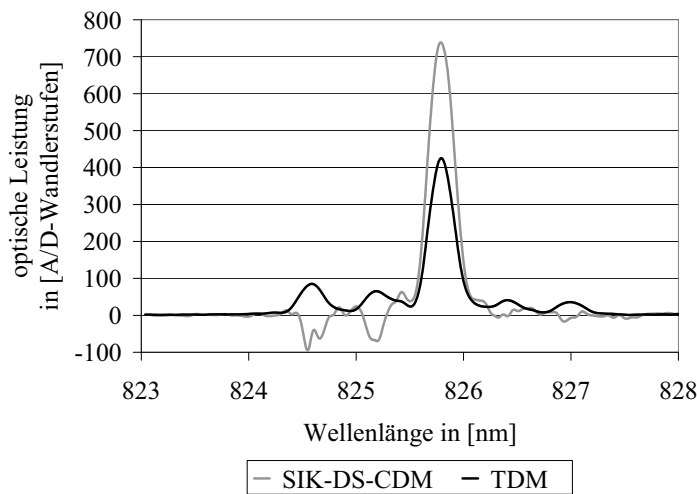


Abbildung 6.19: Spektren FBG C bei TDM- und SIK-DS-CDM-Konfiguration

vorliegenden System nicht zu 100% möglich. Daraus ergeben sich auch die negativen Leistungen am Anfang und Ende der OTDR-Kurve. Diese Fehler lassen sich im Gegensatz zum Zeitmultiplex, darauf wird im Ausblick näher eingegangen, weiter minimieren bis ausschließen.

6.6 Die Messumgebung

Für den praktisch zu erbringenden Nachweis der Funktionsfähigkeit von System und Auswertung wurden die Sensoren einzeln horizontal eingespannt. Eine Seite war dabei starr, die andere Seite über ein Verstellelement beweglich befestigt (vgl. Systembild Abb. 6.2). Die Längen der eingespannten LWL-Abschnitte sowie die daraus entstehenden Relationen hinsichtlich der Dehnungsänderung sind Tab. 6.3 zu entnehmen. Weiterhin ist bereits das Verhältnis von Wellenlängen- zu Dehnungsänderung vorweg genommen. Der Wert ist gemittelt aus den Einzelergebnissen der vier folgenden Messungen, wobei die Abweichung von diesem Mittelwert deutlich unter 1% liegt (Maximum: FBG A mit $\pm 0,6\%$)

In der fünften Spalte listet die Tabelle die identischen und daher zusammengefassten Werte für das Rauschen und die Wiederholgenauigkeit auf. Es handelt sich dabei um Maximalgrößen, die direkt am ungestörten FBG-Spektrum

	Länge l	$\Delta\varepsilon/\Delta l$	$\Delta\lambda/\Delta\varepsilon$	Rauschen und	
	$\varepsilon = 0 \frac{\mu m}{m}$		(gemessen)	Wiederholgenauigkeit	
FBG A	0,495m	$2,020 \frac{\mu m}{m} / \mu m$	$0,620 \text{pm} / \frac{\mu m}{m}$	$\pm 1,5 \text{pm}$	$\pm 2,419 \frac{\mu m}{m}$
FBG B	0,494m	$2,024 \frac{\mu m}{m} / \mu m$	$0,629 \text{pm} / \frac{\mu m}{m}$	$\pm 1,5 \text{pm}$	$\pm 2,385 \frac{\mu m}{m}$
FBG C	0,491m	$2,037 \frac{\mu m}{m} / \mu m$	$0,620 \text{pm} / \frac{\mu m}{m}$	$\pm 1,5 \text{pm}$	$\pm 2,419 \frac{\mu m}{m}$
FBG D	0,492m	$2,033 \frac{\mu m}{m} / \mu m$	$0,614 \text{pm} / \frac{\mu m}{m}$	$\pm 1,5 \text{pm}$	$\pm 2,443 \frac{\mu m}{m}$
FBG E	0,491m	$2,037 \frac{\mu m}{m} / \mu m$	$0,607 \text{pm} / \frac{\mu m}{m}$	$\pm 1,5 \text{pm}$	$\pm 2,471 \frac{\mu m}{m}$

Tabelle 6.3: Parameter des für die Messung der Zugbelastung

(vgl. Referenzwertmessung) ermittelt wurden. Die Wiederholgenauigkeit bezieht sich auf die konstant zu haltende Temperatur von 25°C. Im Rauschen sind alle relevanten Störquellen zusammengefasst (SLD, Temperaturregelung, Spektrometer); es erfolgte, wie auch in den später dargestellten Ergebnissen, eine Mittelung über 100 Werte. Weiterhin ergaben sich die Maximalwerte des Rauschens innerhalb einer Messzeit von 30 Minuten. Somit setzt sich der externe Maximalfehler je Messabschnitt aus einer statischen Unsicherheit von sensorabhängig ca. $2,4 \frac{\mu m}{m}$ (Wiederholgenauigkeit) und einer stochastischen Unsicherheit von ca. $2,4 \frac{\mu m}{m}$ (Rauschen) zuzüglich der Genauigkeit der Verstellelemente ($3 \mu m$ entsprechend ca. $6,1 \frac{\mu m}{m}$) zusammen.

Die Messungen erfolgten nach einem einheitlichen Schema. Zunächst wurde die Dehnung des betrachteten Sensors so weit reduziert, bis gerade keine spektrale Verschiebung mehr auftrat. Dieser Zustand ist als $\varepsilon = 0 \frac{\mu m}{m}$ definiert. Die spektrale Positionierung der anderen Sensoren ist bei den beiden Messverfahren unterschiedlich und wird deshalb in den einzelnen Kapiteln behandelt. Es folgte am adressierten Sensor eine schrittweise Erhöhung der Zugbelastung um $50 \mu m$ bis zu einem Endwert von $1900 \mu m$, wobei jeweils die spektrale Verschiebung zu ermittelt war. Dabei ist zu erwähnen, dass es zwischen dem Grundzustand $\varepsilon = 0 \frac{\mu m}{m}$ und einem linearen Verlauf der Dehnungskurve einen Übergangsbereich mit asymptotischer Annäherung von ca. $100 \mu m$ gibt. Grund dafür ist vermutlich das Eigengewicht des Sensors zusammen mit der horizontalen Aufhängung. Daher wurden Werte aus diesem Bereich in den Ergebnissen ignoriert, wodurch die Nullstellen aller Regres-

sionsgraden im positiven Dehnungsbereich liegen. Weiterhin verschmilzt der statische Fehler der Temperaturregelung mit diesem Verhalten, da beide Einflüsse eine Parallelverschiebung der Idealkurve bewirken. Dieser externe Fehlerwert spielt also in den weiteren Betrachtungen zunächst keine Rolle.

6.7 Messung mit überlagerten Spektren

Die aussagekräftigste Messung ist, wie bereits im Kapitel zur Simulation dargelegt, die Messung mit vollständig überlagerten Spektren. Hier treten die größten Effekte aus spektraler Abschattung und Doppelreflexion auf, hier kann das Spektrum den meisten Veränderungen unterliegen, die dann in der Berechnung der spektralen Verschiebung ausgeglichen werden müssen. Diese Messung wurde für die Möglichkeit eines Vergleichs und den Nachweis der Wiederholbarkeit einmal über Eingang A und einmal über Eingang E durchgeführt. Alle Messkurven sind im Anhang A aufgelistet zusammen mit den Spektren für den unbeeinflussten Sensor ($\varepsilon = 0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$). In diesem Kapitel werden exemplarisch nur einige Kurven diskutiert.

Der durch die Dehnung durchlaufene Spektralbereich liegt sensorabhängig bei ca. 824,6nm bis ca. 827nm. Die Überlagerung der Spektren aller nicht adressierten Sensoren erfolgte bei 825,8nm, also etwa der Hälfte des genannten Bereiches. Am Anfang und Ende der Messkurve (Verschiebung über Dehnung) ist die gegenseitige Beeinflussung demnach gering.

Die Diagramme enthalten folgende Informationen:

- die Messwerte nach Berechnung der Verschiebung
- die Regressionsgerade über alle dargestellten Messwerte inklusive der Geradengleichung
- absolute Abweichung des Messwertes zur Regressionsgeraden (die Umrechnung von der Einheit [pm] nach $[\frac{\mu\text{m}}{\text{m}}]$ erfolgte über den Anstieg der jeweiligen Regressionsgeraden)

- den durchschnittlichen Fehler über alle dargestellten Messpunkte
- das Störspektrum, also die Information des invertierten Pfades, wobei die Wellenlänge bereits in die entsprechende Dehnung umgerechnet wurde. Zusätzlich erfolgte eine Normierung auf die maximale Störung bei der Messung an Eingang E für FBG A (vgl. Abb. A.11)

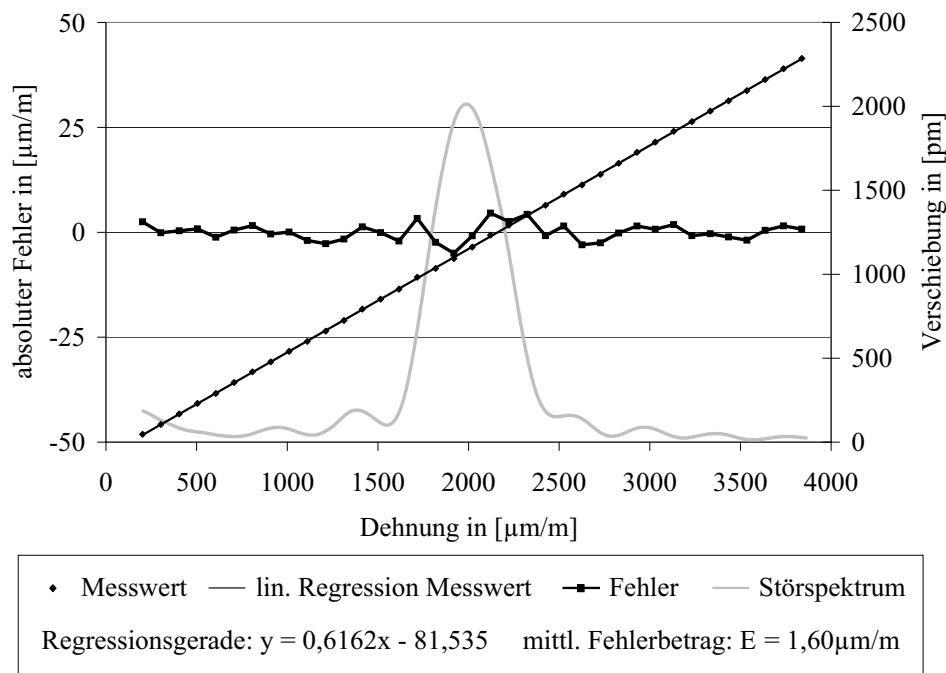


Abbildung 6.20: Mess- und Fehlerkurve FBG A, Messung an Eingang A

Als erstes Ergebnis ist FBG A bei Messung über Eingang A dargestellt (Abb. 6.20). Durch die vorderste Position des Sensors ist das Spektrum idealer Weise nicht verformt, die Verschiebung sollte fehlerfrei erkannt werden. Anhand des Diagramms kommt man nahezu zu diesem Ergebnis; der Maximalfehler beträgt $+4,55\frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$ bei $2121,2\frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$ Solldehnung. Damit ist hier zweifelsohne bereits nachgewiesen, dass trotz der zeitlichen und spektralen Überlagerung der Sensorinformationen eine Auswertung grundsätzlich möglich ist. Das SIK-DS-CDM-Prinzip funktioniert für diese Kombination aus FBG-Sensor und seriellem Netzwerk bei Nutzung breitbandiger Quellen und spektral auflösenden Empfängern.

Nun stellt sich nur noch die Frage nach der Qualität dieses speziellen Aufbaus sowie mögliche Fehlerquellen. Beginnen lässt sich die Analyse bereits im ersten Diagramm und dessen Pendant für die Messung von FBG E an Eingang E. Auffällig ist in beiden Fällen, dass die größten Fehler im Bereich der Störspektren auftreten. Der Grund kann für den vordersten Sensor weder Dämpfung (Spleiße) noch spektrale Abschattung oder Doppelreflexion sein, womit nur Code (MUI), Intersymbolinterferenzen und nicht vollständig angegliche Empfängerpfade als Ursache bleiben.

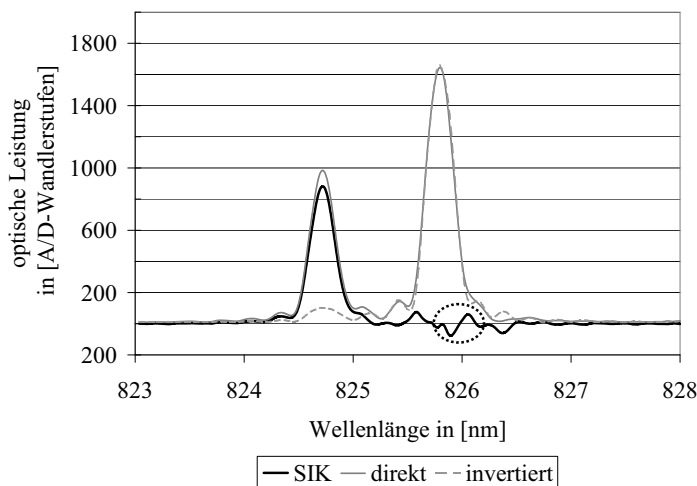


Abbildung 6.21: Spektrum für FBG D (Messung an Eingang A, $0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$)

Den größten Fehler weist Sensor 3 (FBG D) bei Messung an Eingang A auf. Daher zeigt Abb. 6.21 zunächst das Spektrum für den Grundzustand sowie die Spektren der einzelnen Pfade. Vergleicht man nun diese Abbildung mit der Fehlerkurve, so erkennt man den maximalen

Fehler bei 825,862nm. Eine Verschiebung des Spektrums von FBG D an diese Position bewirkt durch spektrale Abschattung eine starke einseitige Dämpfung und somit eine scheinbare Verschiebung des Maximums hin zu höheren Wellenlängen. Damit kann, das hat die Simulation gezeigt, der Auswertalgorithmus jedoch umgehen. Betrachtet man deshalb weiter die Störungen, die durch den nichtidealen Abgleich der Übertragungsfunktionen beider Empfängerpfade auftreten, so erkennt man zwei lokale Extremwerte beidseitig der 826nm (siehe Markierung). Befindet sich das bereits verformte Spektrum in diesem Bereich, erfahren die Werte der kurzwelligeren Seite eine Verminderung, die der langwelligeren Seite eine Überhöhung. Im Ergebnis erscheint

das Spektrum erneut zu langwelligeren Werten hin verschoben. Diese Abweichung kann der Algorithmus nicht mehr vollständig kompensieren und es kommt zu dem oben genannten Fehlbetrag.

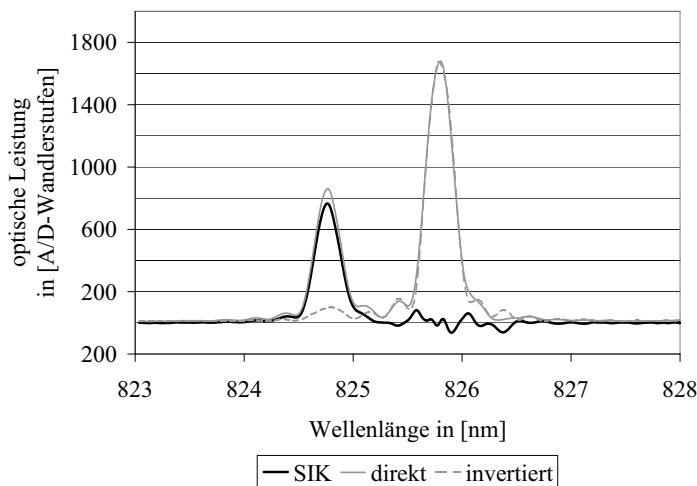


Abbildung 6.22: Spektrum für FBG E (Messung an Eingang A, $0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$)

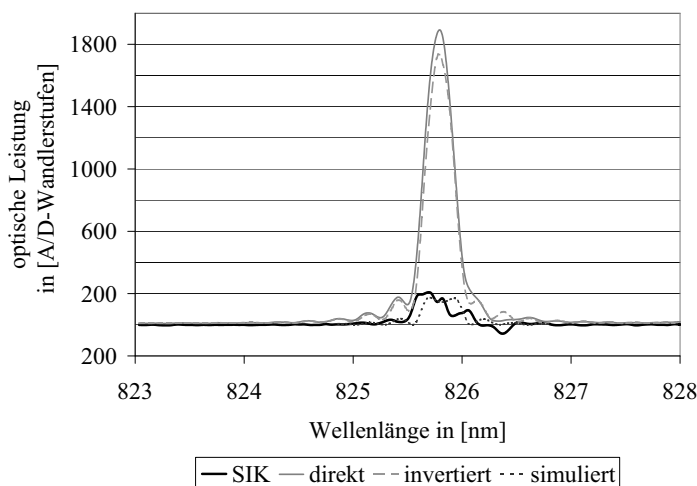


Abbildung 6.23: Spektrum für FBG E (Messung an Eingang A, $1731,16 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$)

Ähnliche Zusammenhänge lassen sich für alle Sensoren finden wie die Diagramme 6.22 und 6.23 eindrucksvoll für FBG E an Eingang A zeigen. Wiederum ist zunächst der Grundzustand dargestellt, in Abb. 6.23 dann die Position bei $1731,16 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$. Zur Orientierung enthält das Diagramm zusätzlich das simulierte Spektrum dieser Konfiguration. Die Störanteile, ob positiv oder negativ, bleiben in ihrer Form erhalten, das geht eindeutig aus dem Vergleich beider Diagramme hervor.

Sensor- position	Eingang A			Eingang E		
	Sensor	max. Fehler	⊙ Fehler- beträge	Sensor	max. Fehler	⊙ Fehler- beträge
0. Sensor	FBG A	$+4,55 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$	$1,60 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$	FBG E	$-9,97 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$	$3,56 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$
1. Sensor	FBG B	$-21,34 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$	$3,58 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$	FBG D	$+22,57 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$	$3,96 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$
2. Sensor	FBG C	$-20,74 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$	$3,64 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$	FBG C	$-18,97 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$	$3,46 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$
3. Sensor	FBG D	$+28,55 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$	$5,38 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$	FBG B	$-25,62 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$	$4,95 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$
4. Sensor	FBG E	$-27,39 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$	$6,16 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$	FBG A	$+18,84 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$	$4,76 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

Tabelle 6.4: Ergebnisse der Messung mit überlagerten Spektren

Eine Übersicht der erzielten Ergebnisse dieser Messreihe ist in Tabelle 6.4 sowie grafisch im Anhang A zusammengetragen. Die unterschiedliche Ausprägung, Position und Amplitude der Störungen verhindert einen einheitlichen Anstieg des maximalen Fehlers mit steigender Sensorposition. Im Gegensatz dazu weist der arithmetische Mittelwert der Fehlerbeträge einen eindeutigeren Trend auf: je größer die Position des Sensors, desto größer die Ungenauigkeit. Dies ist aufgrund der spektralen Abschattungseffekte durchaus zu erwarten gewesen, jedoch nicht in dieser Ausprägung. Anders ausgedrückt erhöht sich der durchschnittliche Fehlerbetrag um bis zu $4,6 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$ (spektral ca. 3pm) für die Messung an Eingang A bzw. $1,4 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$ (ca. 0,9pm) an Eingang E. Im Vergleich zeigt die Simulation bei gleicher Ausgangslage (5 Sensoren) lediglich eine Zunahme des Fehlers von 0,1pm (Messleistung 91% der Referenzleistung). Grund für diesen überproportionalen Anstieg sind die durch die Spleiße hervorgerufenen breitbandigen Dämpfungen bzw. die unterschiedlichen Reflektivitäten der FBG. Die Referenzspektren berücksichtigen zwar diese beiden Einflüsse, die SIK-bedingten Einflüsse nehmen aber bereits bei den ungestörten Spektren um bis zu 4,3dB zu.

Hierzu gibt Tabelle 6.5 Aufschluss, in der die maximalen optischen Abtastwerte von adressierten Sensorspektren ($\varepsilon = 0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$) und SIK-Fehlern ins Verhältnis gesetzt wurden. Dies ist aber nur ein erster Anhaltspunkt, denn es spielen, wie oben bereits ausgeführt, auch Form und Verteilung der Störungen sowie deren Verbindung mit den punktuellen Effekten der übrigen Einflüsse eine entscheidende Rolle. Bezogen auf die einzelnen Spektralpunkte beträgt

Sensor- position	Eingang A		Eingang E	
	Sensor	Signal-Stör- Verhältnis	Sensor	Signal-Stör- Verhältnis
0. Sensor	FBG A	11,72dB	FBG E	11,84dB
1. Sensor	FBG B	10,73dB	FBG D	9,91dB
2. Sensor	FBG C	9,15dB	FBG C	9,48dB
3. Sensor	FBG D	10,59dB	FBG B	8,61dB
4. Sensor	FBG E	9,74dB	FBG A	7,55dB

Tabelle 6.5: Signal-Stör-Verhältnisse für $0 \frac{\mu m}{m}$

das Signal-Stör-Verhältnis für den Fall der vollständigen Überlagerung bei FBG E an Eingang A teilweise deutlich weniger als 5dB (vgl. Abb. 6.23).

Vor diesem Hintergrund stellen die erzielten Werte ein positives Ergebnis dar. Sie lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Die Methode des SIK-DS-CDM ist grundsätzlich für serielle Netzwerke aus FBG-Sensoren anwendbar.
- Durch die im vorliegenden Aufbau nicht vollständig zu kompensierende Ungleichheit der Übertragungsfunktionen der SIK-Empfängerpfade treten spektrale Störungen auf, die erhöhte Fehlerwerte bei der Berechnung der spektralen Verschiebung zur Folge haben.
- Spleißverluste und die damit einhergehende Abnahme des Signal-Stör-Verhältnisses führen zu einer Erhöhung der Unsicherheit mit zunehmender Sensorposition.
- Die hier erreichbare Genauigkeit kann mit $\pm 30 \frac{\mu m}{m}$ angegeben werden, entsprechend bezogen auf das Spektrum sensorabhängig ca. $\pm 18,5 \mu m$.
- Folgend aus dem vorhergehenden Punkt ist die ermittelte Genauigkeit um den Faktor 2,7 höher als die optisch vorgegebene, herrührend aus der Auflösung der Spektrometer von rund 50pm.

6.8 Messung mit verteilten Spektren

Im praktischen Einsatz wird die vollständige Überlagerung aller Spektren eher die Ausnahme darstellen. Daher interessierte in einer weiteren Messung, inwieweit sich die Fehler verringern, wenn maximal ein FBG den adressierten Sensor beeinflusst. Anzunehmen sind aufgrund der geringer werdenden spektralen Abschattungseffekte und des sich damit in den überlagerten Bereichen erhöhenden Signal-Stör-Verhältnisses geringere Fehlerwerte.

Für die Messung wurden die Mittenwellenlängen unabhängig vom genutzten Eingang nach Tab. 6.6 angeordnet. Die gewählten Wellenlängen sind maximal separiert, erlauben aber trotzdem eine Beeinflussung beider spektralen Flanken des adressierten Sensors durch alle nicht adressierten Sensoren. Die Ergebnisse dieses Messtyps für Eingang A und E finden sich in Anhang B, wiederum verbunden mit den Spektren des Grundzustandes $\varepsilon = 0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$.

Adressierter Sensor	Sensor bei 824,9nm	Sensor bei 825,5nm	Sensor bei 826,1nm	Sensor bei 826,7nm
FBG A	FBG B	FBG C	FBG D	FBG E
FBG B	FBG A	FBG C	FBG D	FBG E
FBG C	FBG A	FBG B	FBG D	FBG E
FBG D	FBG A	FBG B	FBG C	FBG E
FBG E	FBG A	FBG B	FBG C	FBG D

Tabelle 6.6: Spektrale Aufteilung innerhalb der Messreihe

Recht anschaulich zeigt Abb. 6.24 die Gesamtproblematik, es ist die Messung für FBG C an Eingang A. Die zwei im Störspektrum links angeordneten FBG-Signale ($0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}} - 1900 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$) stammen von FBG A bzw. FBG B, also in dieser Konfiguration vorgelagerten Sensoren. Die rechten Maxima ($1900 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}} - 4000 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$) sind durch FBG D und FBG F verursacht, die keine spektralen Abschattungseffekte bewirken. Bei letzteren treten positive Fehlerwerte im Bereich der abfallenden Flanke sowie negative Fehlerwerte an der steigenden Flanke auf. Diese liegen jedoch im einstelligen Wertebereich. Anders, wenn zu diesem

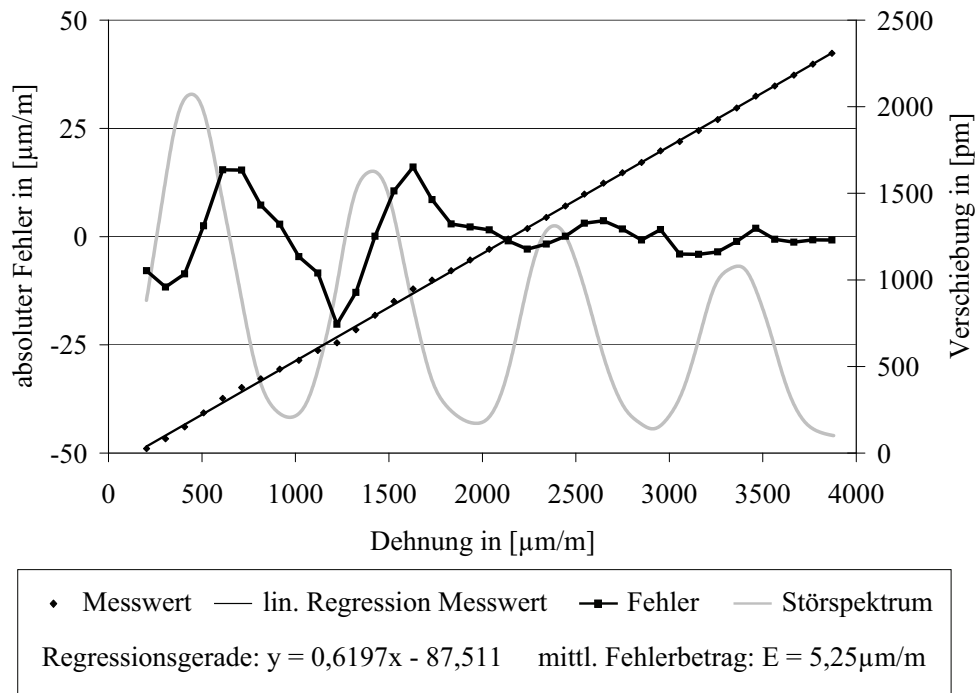


Abbildung 6.24: Mess- und Fehlerkurve FBG C, Messung an Eingang A

Einfluss der der spektralen Abschattung hinzukommt. Für Zugbelastungen zwischen $0\frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$ und $1900\frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$ sind die Einflüsse der spektralen Abschattung deutlich erkennbar und eindeutig auf FBG A und B zurückzuführen.

Andere Fehlerquellen können bei diesem Messtyp weitestgehend ausgeschlossen werden, da Mehrfachreflexionen durch die spektrale Anordnung nicht auftreten und Intersymbolinterferenzen im relevanten Bereich nur FBG B und FBG D betreffen, Fehler jedoch in gleicher Weise auch in Verbindung mit FBG A und FBG E auftreten. Als fünfte Einflussquelle beträgt der Signal-MUI-Abstand des Codes, der hier auf den Einzelsensor bezogen werden muss, mehr als 37dB und kann damit ebenfalls nicht für diese Effekte ausschlaggebend sein.

Für die Einschätzung der SIK-bedingten Einflüsse im niederen Wellenlängenbereich wurde mit Abb. 6.25 das Spektrum obiger Messreihe für $3870\frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

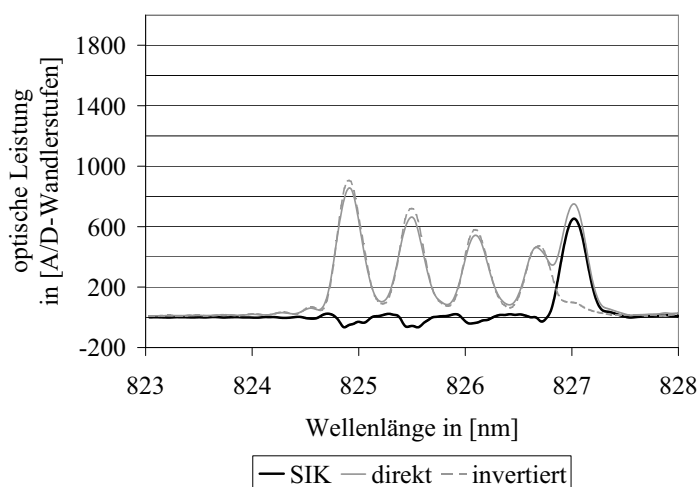


Abbildung 6.25: Spektrum für FBG C (Messung an Eingang A, $3870 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$)

(maximale Dehnung) eingefügt. Die Störungen haben die gleiche Größenordnung wie bereits in der Anordnung mit überlagerten Spektren. Der Minimalwert des Signal-Stör-Verhältnisses für die Messungen an beiden Eingängen liegt bei ca. 8dB (Eingang E, FBG A, siehe Abb.

B.12). Eine genaue Angabe wie auch das Erstellen einer vollständigen Tabelle der Signal-Stör-Verhältnisse ist nicht oder nur fehlerhaft möglich, da kein unbeeinflusster Wellenlängenbereich existiert. Übereinstimmend mit den Betrachtungen des letzten Kapitels tritt für eben benannten Sensor genau in dem Einflußbereich der größten Störung die maximale Abweichung von $-29,33 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$ auf. Betrachtet man die Zusammenfassung in Tab. 6.7, so entwickelt sich der maximale Fehler, FBG E an Eingang E einmal ausgenommen, analog zu den Empfangsleistungen der ungestörten Spektren (vgl. Abb. 6.6, 6.7: Referenzspektren): je geringer die empfangene Leistung, desto größer der Fehler. Dies entspricht der Aussage zu den Signal-Stör-Verhältnissen, wie sie in der Messung mit überlagerten Spektren durch Tab. 6.5 getroffen wurde. Die Separation der Spektren über den gesamten Messbereich liefert auch den Grund für die teilweise (2., 3., 4. Sensor) höheren Mittelwerte der Fehlerbeträge. Beide Messtypen sind in dieser Hinsicht also nicht vergleichbar. Grundsätzlich zeigt der maximale Fehler jedoch die erwartete Verbesserung von durchschnittlich $2,5 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$ gegenüber der Messung mit überlagerten Spektren. Der Grenzwert für die Genauigkeit muss aber auch hier mit $30 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$ angenommen werden.

Sensor- position	Eingang A			Eingang E		
	Sensor	max. Fehler-	∅ Fehler- beträge	Sensor	max. Fehler	∅ Fehler- beträge
0. Sensor	FBG A	+4,99 $\frac{\mu m}{m}$	1,92 $\frac{\mu m}{m}$	FBG E	-15,33 $\frac{\mu m}{m}$	3,62 $\frac{\mu m}{m}$
1. Sensor	FBG B	+14,34 $\frac{\mu m}{m}$	3,33 $\frac{\mu m}{m}$	FBG D	+8,32 $\frac{\mu m}{m}$	3,04 $\frac{\mu m}{m}$
2. Sensor	FBG C	-20,26 $\frac{\mu m}{m}$	5,25 $\frac{\mu m}{m}$	FBG C	-17,14 $\frac{\mu m}{m}$	3,84 $\frac{\mu m}{m}$
3. Sensor	FBG D	-19,68 $\frac{\mu m}{m}$	6,60 $\frac{\mu m}{m}$	FBG B	-18,95 $\frac{\mu m}{m}$	7,08 $\frac{\mu m}{m}$
4. Sensor	FBG E	-25,34 $\frac{\mu m}{m}$	7,80 $\frac{\mu m}{m}$	FBG A	-29,33 $\frac{\mu m}{m}$	6,69 $\frac{\mu m}{m}$

Tabelle 6.7: Ergebnisse der Messung mit verteilten Spektren

Damit bestätigt diese Messung alle fünf der in Kapitel 6.7 zusammenfassend aufgezählten Punkte.

6.9 Diskussion der Ergebnisse

Die praktischen Arbeiten brachten einige entscheidende Erkenntnisse. Die wichtigste ist sicher die Funktionsfähigkeit des Systems, die durch alle drei Messtypen - OTDR-Messung, Messung mit überlagerten sowie verteilte Spektren - nachgewiesen werden konnte. Ein mittels SIK-DS-CDM adressiertes Sensor Netzwerk bietet nachweislich Vorteile gegenüber Wellenlängen- oder Zeitmultiplexverfahren. Würde man in dem hier vorgestellten System die gesamte 3dB-Bandbreite der optischen Quelle von 20nm nutzen und die in Kapitel 3.3 gestellte Forderung eines Messbereiches von $1000 \frac{\mu m}{m}$ (ca. 0,62nm Verschiebung) zuzüglich der 3dB-Breite des einzelnen Sensorsignals (0,35m) zugrunde legen, ließe sich die angestrebte Netzwerkgröße von 100 Sensoren realisieren. Die Anzahl in WDM-adressierten Netzwerk bliebe auf 20 Sensoren begrenzt. Vor allem die OTDR-Messung zeigte zudem, dass Signalanteile z.B. von Steckern im Zeit- und Wellenlängenmultiplex das Messsignal beeinflussen können. Bei Betrieb im nahezu identischen Aufbau des Zeitmultiplexsystems werden, bedingt durch das endliche Auslöschverhalten der Modulatoren, Informationen aller im Netzwerk vorhandenen FBG in das Spektrum des adressierten Sensors eingehen. Das Signal-Stör-Verhältnis dieser Technologie wird

daher hauptsächlich von der Qualität der Modulatoren und der Netzwerkgröße abhängen, da der Signalanteil mit steigender Netzwerkgröße geringer wird (bei 5 Sensoren bereits um Faktor 1,75 geringer als im SIK-DS-CDM).

Anders im vorliegenden praktischen Aufbau. Die störenden Signalanteile hätten sich bei identischen Eigenschaften der Empfängerpfade vollständig ausgelöscht. Allerdings zeigte sich hier der kritische Punkt. Speziell die Spektrometer stellten zunächst mit ihrer Polarisationsabhängigkeit, dann aber vor allem mit der internen Verfälschung des Spektrums ein Problem dar. Ein Ausgleich konnte erfolgen, jedoch nicht zu 100%. Der verbleibende Störanteil nach der Subtraktion verursachte bei unbeeinflussten Spektren ein Signal-Stör-Verhältnis (Maximalwerte) von punktbezogen 11,84dB bis 7,55dB. Bei Signalen, die bereits durch überlagernde Spektren verformt und gedämpft wurden, verschlechterte sich dieser Wert auf deutlich unter 5dB. Zudem spielte die Verteilung dieser Störungen eine Rolle. Einen weiteren Einfluss hatten die Dämpfungen zwischen den Sensoren, die zu einem Amplitudenunterschied der Sensorsignale von bis zu 3,2dB führten. Die Referenzspektren berücksichtigten zwar diese breitbandige Dämpfung, das Signal-Stör-Verhältnis bleibt aber negativ beeinflusst. Diese Fehlerquelle lässt sich jedoch sehr stark vermindern, wenn die FBG in einem durchgehenden LWL geschrieben werden und dadurch deutlich weniger Dämpfungen auftreten (ca. 3dB/km bei dem genutzten LWL).

Aus allen diesen Einflussquellen ergab sich eine minimale Genauigkeit von $30 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$ bzw. rund 18,5pm. Selbst nach Abzug der Toleranzen aus Messaufbau und Rauschen (max. $9,5 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$), ist diese noch deutlich größer als die in der Simulation ermittelten 1,5pm sowie die angestrebten 6pm. Um diese Werte zu erreichen bzw. die Sensoranzahl je Wellenlängenbereich nach den Vorgaben der Simulation zu erhöhen, sind zunächst die Einflüsse des SIK-Empfängers zu minimieren. Das Ziel muss ein Signal-Stör-Verhältnis für alle Sensoren und nach allen systeminhärenten Einflüssen (spektrale Abschattung, Doppelreflexion, Code) von mehr als 11dB sein. Erst bei diesem Verhältnis konnten in den durchgeführten Messungen die Grenzwerte eingehalten werden. Viel

versprechende Lösungswege dafür sind im Ausblick (Kapitel 8) zusammengetragen.

Die praktischen Ergebnisse zeigen zusammenfassend ein funktionierendes, über SIK-DS-CDM adressiertes FBG-Sensor-Netzwerk mit einer im Vergleich zu den optischen Komponenten um den Faktor 2,7 erhöhten Messgenauigkeit und einer nachgewiesenen Verbesserungen der Ressourcennutzung gegenüber TDM- und WDM-Systemen.

Kapitel 7

Zusammenfassung

Der wachsende Trend effizienten Designs und optimaler Auslastung von Anlagen, Bauwerken oder anderen Konstruktionen bei gleichzeitig hohen Sicherheitsbestimmungen macht genaue und störungsunempfindliche Kontrollmechanismen unumgänglich. An diese wird dieselbe grundlegende Anforderung gestellt: Effizienz im Einzelaufbau und Zusammenhang mit der zu kontrollierenden Struktur. Optische und faseroptische Sensoren können in vielen Bereichen diese Anforderungen erfüllen, meist sogar besser als ihre elektrischen Alternativen. Größe, Gewicht, potentielle Genauigkeit und Unempfindlichkeit gegenüber elektromagnetischen Störungen erweisen sich im Einzelnen als günstig, die Möglichkeit der Vernetzung und störungsarmen Übertragung im systematischen Zusammenhang. Eine Erweiterung des Anwendungsspektrums optischer Sensoren bildet einen großen Bereich der derzeitigen Forschung unter anderem innerhalb der Ingenieur- und Materialwissenschaften.

Die vorliegende Arbeit beschäftigte sich mit der bisher wenig beachteten Adressierung seriell vernetzter Faser-Bragg-Gitter mittels Sequence Inversion Keying Direct Sequence Code Division Multiplex. Der Vorteil gegenüber den alternativen Multiplexverfahren liegt in der gleichzeitigen Nutzung von Wellenlängenbereichen und Zeitabschnitten, also dem effizienten Einsatz aller zur Verfügung stehenden Ressourcen. Zeit- und Wellenlängenmultiplexverfahren

sind dagegen lediglich auf jeweils eine der beiden Ressourcen optimiert.

Die Idee des ursprünglich für die Nachrichtentechnik entwickelten SIK-DS-CDM wurde zunächst in Kapitel drei in ein für die Sensorik nutzbares Systemmodell überführt und theoretisch analysiert. Der große Vorteil des SIK-Empfängers besteht dabei in der Möglichkeit einer vollständigen Auslöschung aller Störinformationen, obwohl diese im Signalgemisch vor der Empfängerstruktur zeitlich und spektral das gewünschte Signal überlagern. Untersucht wurden die grundlegenden Anforderungen an ein praktisch einsetzbares System mit dessen Besonderheiten im Vergleich zur nachrichtentechnischen Anwendung. Darauf aufbauend erfolgte eine analytische Beschreibung der Gesamtstruktur sowie der direkte Vergleich zu den zeit- und wellenlängenselektiven Multiplexverfahren. Die ermittelten Werte besagen, dass unter den definierten Vorgaben das WDM-System lediglich auf ein Fünftel der Netzwerkgröße des bearbeiteten Systems beschränkt wäre. Für das Zeitmultiplexsystem ergibt sich eine Verminderung der empfangenen Leistung je Messzyklus maximal um den Faktor 50. Für beide Kriterien, Netzwerkkapazität und empfangene Leistung, ist jedoch ein verknüpftes Optimum anzustreben. Die Ergebnisse zeigen dieses, vor allem auch in Verbindung mit den zu erwartenden Systemkosten, im untersuchten SIK-DS-CDM.

In Kapitel vier stand der Code, das grundlegende Element dieses Verfahrens, im Vordergrund. Im vorliegenden CDM-System, das sich durch eine zeitliche Autokorrelationsfunktion (AKF) des unipolaren Codes mit seinem bipolaren Pendant beschreiben lässt, basiert die gegenseitige Beeinflussung von Sensoren auf dem Verhältnis von AKF-Hauptwert ($\tau = 0$) zu den durchschnittlichen bzw. maximalen AKF-Nebenwerten ($\tau \neq 0$, MUI). Dieses sollte maximal, im idealen Fall unendlich werden. Eine Berechnungsvorschrift für solche Codes ist bislang unbekannt und daher eine Suche unumgänglich. Obwohl die Analyse der Codestructur Symmetrien und Redundanz und damit Vereinfachungen bei der AKF-Berechnung aufzeigte, ist eine Berechnung aller $2,6 \cdot 10^{19263}$ Kombinationen allein im Set mit einer Codelänge von 64.000 Chips unmöglich. Daher erfolgte eine stochastische Suche mit spezi-

ell optimierten Algorithmen auf einem System für verteiltes Rechnen (Cluster). Als Basis dienten die MATLAB-Distributed Computing Toolbox und -Distributed Computing Engine, da sich diese Programmpakete im Vergleich zu alternativen Umgebungen als optimale Lösung darstellte.

Innerhalb von 19 Tagen wurden so die relevanten Bereiche der Autokorrelationsfunktionen von insgesamt 132 Millionen Codes berechnet und ausgewertet. Als Ergebnis ließ sich zunächst der vermutete Zusammenhang von hoher Codelänge und guten Signal-Stör-Verhältnissen eindeutig nachweisen. Der Signal-MUI-Abstand erreichte für den später genutzten Code (optimiert für fünf Sensoren) einen durchschnittlichen Wert von 40,4dB bzw. im Minimum den Wert von 37,1dB. Im Vergleich dazu weist der nicht optimierte Code Verhältnisse von 24,9dB bzw. 17,4dB auf.

Die Notwendigkeit der Codeoptimierung ergibt sich bei der Überlagerung aller durch den Code verursachten Störungen. Hier verbessert sich das Verhältnis im Vergleich zu zufällig erzeugten Codes um 6,3dB (periodische Messung, 20 Sensoren). Dieser Gewinn kann im realen System mit seinen unterschiedlichen Dämpfungseinflüssen bereits entscheidend für das Einhalten des minimalen vom Code verursachten Signal-Stör-Abstandes von 10dB sein.

Im fünften Kapitel wurden die theoretischen Betrachtungen durch unterschiedliche Berechnungen und Simulationen auf die wichtigsten systeminhärenten Störquellen ausgeweitet. Dazu gehören neben den bereits genannten Eigenschaften des Codes spektrale Abschattungseffekte im seriellen Sensornetzwerk sowie zusätzliche Spektralanteile aufgrund von Mehrfachreflexionen. Diese im TDM in gleicher Weise vorhandenen Einflüsse lassen sich durch ein günstiges Design minimieren. Für das später praktisch zu untersuchende Netzwerk aus fünf Sensoren ergaben die Berechnungen hinsichtlich der maximalen Reflektivität des Einzelsensors einen optimaler Wert von 20%.

Einer genauen Auswertung der spektralen Verschiebung mit einem Grenzwert von $\pm 2,7\text{pm}$ stand die optische Auflösung der Spektrometer von 50pm entgegen. Als Lösung erfolgte eine Interpolation von Zwischenwerten auf der Grundlage kubischer Splines. Die maximale absolute Abweichung zwischen

hoch aufgelöstem Spektrum (1pm) und aufgefülltem Spektrum (50pm, interpoliert auf 1pm) betrug dabei lediglich 0,01% bei der oben erwähnten maximalen Reflektivität von rund 20%.

Anhand der so bearbeiteten Spektren wurde der Auswertalgorithmus entwickelt. Dieser musste vor allem die verbleibenden Einflüsse aus spektraler Abschattung und Mehrfachreflexion kompensieren, aber auch variable Leistungspegel und die spektralen Eigenschaften der optischen Quelle berücksichtigen. Zur Anwendung kam eine Differenzmethode, bei der vom Messsignal das jeweilige Referenzsignal zu subtrahieren ist. Sind beide Kurven spektral korrekt zueinander positioniert, ergibt sich ausschließlich der im Messsignal enthaltene Fehler, wohingegen bei falscher Positionierung zusätzliche Anteile im Ergebnis enthalten sind. Der Algorithmus sucht also grundsätzlich die Verschiebung mit dem kleinsten Gesamtfehler. Im ersten Schritt war diese Vorgehensweise erfolgreich, jedoch zeigte sich eine Anfälligkeit hinsichtlich Änderungen der Leistung zwischen Referenz- und Messsignal. Diese können hervorgerufen werden durch die Positionierung an einer der spektralen Flanken der optischen Quelle oder auch durch Toleranzen bei zwischenzeitlich genutzten Steckverbindungen innerhalb des Gesamtsystems. Daher waren zwei weitere Suchschritte in stark eingeschränkten Bereichen nötig.

Im Ergebnis wies die Simulation des Netzwerkes aus fünf Sensoren einen maximalen Fehler von -1,5pm auf und blieb damit trotz verformter Spektren, Leistungsänderung und einer rein optischen Auflösung von 50pm deutlich unter dem Grenzwert von $\pm 2,7$ pm. Auch bei Netzwerkgrößen von bis zu 15 Sensoren wird dieser Grenzwert nicht überschritten. Somit wären im Gesamtsystem mit der genutzten optischen Quelle 285 Sensoren mit einem Nutzbereich von 1nm adressierbar.

Die theoretischen Erkenntnisse sollten nun im sechsten Kapitel durch einen praktischen Nachweis untermauert werden. Aus der Analyse der eingesetzten Komponenten ergab sich zunächst die Notwendigkeit für eine Erweiterung des Systems durch einen Isolator und Depolarisator. Diese beiden passiven Bauelemente erhöhen zwar die Komplexität des Systems, haben aber keinen direkten Einfluss auf die nachzuweisende Funktionsfähigkeit. Anders verhält

es sich bei den beiden Signalpfaden des SIK-Empfängers. Diese benötigen, um die theoretischen Vorgaben zu erreichen, identische Übertragungsfunktionen. Die unabhängigen Bauelemente, hier vor allem die Spektrometer, erreichten diese Vorgabe nicht, so dass ein mehrstufiges Anpassen der Spektren nötig wurde.

Trotz dieser zunächst negativen Eigenschaften bewies bereits die erste Messung auf der Grundlage der optische Zeitbereichsreflektometrie die allgemeine Funktionsfähigkeit des Systems. Das Signal jedes einzelnen Sensors trat selbst bei vollständiger spektraler Überlagerung deutlich hervor, eine Adressierung war demnach möglich. Ebenfalls in dieser Messreihe erfolgte ein direkter Vergleich mit dem nahezu identisch aufgebauten Zeitmultiplexsystem. Drei Nachteile dieser Adressierungsart traten im Vergleich zum SIK-DS-CDM hervor:

1. Ein zeitbezogener Verlust der messbaren optischen Leistung um den Faktor 1,75 tritt bereits bei dieser eingeschränkten Netzwerkgröße von fünf Sensoren auf.
2. Äußere Einflüsse wie z.B. Reflexionen an Steckverbindungen können als untrennbare Störquellen in das TDM-Signal eingehen.
3. Endliche Auslöschungsverhältnisse der optischen Modulatoren bewirken Störanteile anderer Sensoren im Spektrum des adressierten Sensors.

Für den ersten Punkt erfolgte hiermit der Nachweis der theoretischen Ergebnisse aus Kapitel drei, die zwei letztgenannten Punkte sind zusätzliche Störeinflüsse des Zeitmultiplex auf rein praktischer Grundlage, die sich zwar vermindern, aber nicht vollständig unterdrücken lassen.

Die folgenden Arbeiten beschäftigten sich wieder vollständig mit der Adressierung mittels SIK-DS-CDM, hier vor allem mit der erreichbaren Detektionsgenauigkeit der spektralen Verschiebung. Als aussagekräftigste Messung bestätigte die Anordnung mit vollständig überlagerten Sensorspektren die grundsätzliche Funktionsfähigkeit noch einmal eindeutig. Die Messsicherheit betrug sensorabhängig ca. $\pm 18,5\text{pm}$, was deutlich schlechter als die in der Simulation ermittelten $1,5\text{pm}$ war, jedoch im Vergleich zur optischen Auflösung

der Spektrometer von 50pm immer noch eine Verbesserung um den Faktor 2,7 darstellte. Die Verknüpfung zweier Einflüsse zeigte sich als Ursache für die Diskrepanz zwischen Simulation und praktischer Messung: zum einen ist der Abgleich der Übertragungsfunktionen beider Empfängerpfade für das vorliegende System zwar optimiert, jedoch nicht vollständig möglich, zum anderen erfolgt mit zunehmender Position im Netzwerk aufgrund von Spleißen eine schrittweise Dämpfung der Sensorsignale. Beide Effekte führten zu einem ungünstigen Signal-Stör-Verhältnis, das einzelwertbezogen deutlich unter 5dB lag. Gerade die nicht konstante, punktuelle Beeinflussung verfälschte das Ergebnis zusätzlich. Der Algorithmus zur Ermittlung der Verschiebung konnte zwar die Deformation der Sensorspektren durch spektrale Abschattung und Doppelreflexion verarbeiten, punktuelle Störungen führten aber nachweislich gerade in diesen Bereichen zu erhöhten Fehlern. Eine Bestätigung dieser Ergebnisse zur Funktionsfähigkeit wie auch den Grenzen der Messgenauigkeit erfolgte in der Messung mit nicht überlagerten Spektren.

Die Nutzung von SIK-DS-CDM zur Adressierung in seriellen Sensornetzwerken ist demnach theoretisch und praktisch nachgewiesen. Weiterhin zeigten sich eindeutige Vorteile gegenüber den derzeit vorrangig genutzten Zeit- und Wellenlängenmultiplexverfahren. Die für die Ermittlung der spektralen Verschiebung praktisch erreichte Genauigkeit von $\pm 18,5\text{pm}$ übertrifft den durch die Empfänger vorgegebenen Wert von 50pm, bietet aber Potential für weitere Arbeiten. So lässt sich durch Austausch der kritischen Bauelemente in der Empfängerstruktur bzw. durch Veränderungen im Systemaufbau die Genauigkeit auf mindestens ein Zehntel des derzeit erzielten Wertes verbessern. Nähere Ausführungen dazu enthält das folgende Kapitel mit Ausblicken für weitere Arbeiten.

Kapitel 8

Ausblick

Die Arbeit beschäftigte sich mit einem breiten Spektrum von Problemstellungen, die sich über Bereiche der Informatik, der Signalauswertung bis hin zu Einflüssen im realen, praktischen Aufbau erstreckten. Obwohl aussagekräftige Ergebnisse erzielt werden konnten, ergaben sich auch Themenfelder für weiterführende Betrachtungen. Diese sind Gegenstand dieses Kapitels, wobei sich die Unterteilung an den Abschnitten der Arbeit selbst orientiert.

8.1 Systemkonzept

Die praktischen Messungen haben gezeigt, dass vor allem Unterschiede in den Übertragungsfunktionen der Empfängerpfade als kritische Größen in die erzielbare Messgenauigkeit eingehen. Ziel muss also sein, die Pfade bereits im Systemkonzept weitestgehend identisch bzw. als einen Pfad auszulegen. Dafür gibt es unterschiedliche Ansätze.

- Die Decodierung erfolgt im Gegensatz zum untersuchten System nicht im optischen, sondern im elektrischen Bereich. Eine Idee dafür wäre, die CCD-Zeile im Spektrometer durch eine CMOS-Empfängerstruktur

zu ersetzen. Würde die SIK-Verarbeitung (Addition/Subtraktion der empfangenen Leistung) auf Chipebene an jedem Pixel erfolgen können, hingen die Übertragungsfunktionen lediglich von der Qualität der elektrischen Verarbeitungsschaltung ab. Kritische Punkte sind das höhere Dunkelrauschen von CMOS-Empfängern sowie im Besonderen die begrenzte Geschwindigkeit der Verarbeitung, die nach den definierten Anforderungen 100MChip/s erreichen sollte.

- Soll bzw. muss die SIK-Verarbeitung weiterhin auf der optischen Ebene erfolgen, ließe sich die Identität der Empfängerpfade durch zeitliche Trennung der Codierung erreichen. Ein einziger Pfad wird abwechselnd mit dem direkten und dem invertierten Code moduliert. Hierdurch verringert sich zwar die Leistung je Messabschnitt und damit der Abstand zum TDM-System, in Netzwerken entsprechender Größe kann der Vorteil des SIK-DS-CDM aber weiter bestehen. Wichtig ist hier die genaue Synchronisation zwischen Codeumschaltung und dem Auslesen der Spektrometerdaten.

Das Ziel sollte eine Empfängerstruktur sein, die, auch im Hinblick auf den Kostenaufwand, aus möglichst wenig gedoppelten Bauelementen besteht.

8.2 Codedesign

Die Suche nach dem optimalen Code ist, das hat die Arbeit gezeigt, sehr arbeitsintensiv. Sich ändernde Anforderungen (Anzahl der Sensoren, erweiterte/ingeschränkte Codelänge) können einen hohen Aufwand für die Anpassung des Codes nach sich ziehen. Daher muss das Bemühen sein, den optimalen Code entweder schnell einzugrenzen bzw. direkt zu berechnen. Bei diesem vor allem für Mathematiker interessanten Thema gibt es bereits erste interessante Ansätze mit de Bruijn-Folgen. Im Gegensatz dazu ließe sich prüfen, ob eine weitere Erhöhung der Rechengeschwindigkeit der stochastischen Suche realisierbar ist. So besteht die Möglichkeit, schnellere Routinen

der Programmiersprache C innerhalb eines MATLAB-Programms zu integrieren. Ebenso kann eine Überführung in verschiedene alternative Systeme verteilten Rechnens erfolgen. Hier gilt es, breite Erfahrungen zu sammeln und sich für ein Optimum zu entscheiden.

8.3 Ermittlung der spektralen Verschiebung

Der im fünften Kapitel hergeleitete Algorithmus zur Ermittlung der spektralen Verschiebung ist mit seiner mehrstufigen Abarbeitung zwar sicher ausgelegt, jedoch relativ rechenaufwändig. Positiv zu bewerten ist gerade im Hinblick einer Integration z.B. auf Mikroprozessoren, dass es sich fast ausschließlich um einfache additive Rechenschritte handelt. Trotzdem stellt sich die Frage, ob andere Verfahren als das untersuchte oder die bereits verworfene Maximumdetektion oder Korrelationsanalyse ähnlich gute Ergebnisse liefern können. Ein Ansatzpunkt wäre das Ersetzen der Subtraktion von Mess- und Referenzspektrum durch eine Division. Eine Analyse ließe unter Umständen eine Vereinfachung des zweiten und dritten Schritts der bisherigen Suche zu, also dem Ausgleich der Grundleistung zwischen Mess- und Referenzspektrum.

8.4 Praktische Umsetzung

Im Bereich der praktischen Arbeit sollte das Augenmerk auf einer weiteren Kostenreduzierung bei gleichzeitiger Erhöhung der Messsicherheit liegen. Dafür wurden bereits einige Möglichkeiten genannt, wie das Ersetzen der derzeitigen optischen Quelle durch eine auf Reflexionen aus dem System weniger empfindliche Alternative. Hierdurch würden Isolator und Depolarisator wieder überflüssig. Innerhalb des Sensornetzwerkes lassen sich die kritischen Dämpfungen an den Spleißen vermindern, wenn möglichst viele FBG anstatt in einzeln unterteilten LWL-Abschnitten in einem ununterbrochenen LWL

eingbracht würden. Innerhalb der Empfängerstruktur bietet sich Vereinfachungspotential, wenn man die beiden Modulatoren sowie den Koppler am Empfängereingang durch einen bipolaren Schalter ersetzt. Neben den Kostenaspekten wird auch eine Erhöhung der empfangbaren Leistung um rund 3dB erreicht, da die optische Leistung nicht mehr aufgeteilt, sondern lediglich zeitlich versetzt an unterschiedliche Ausgänge geleitet wird. Zudem müsste die Stabilisierung von Temperatur und Biasspannung nur noch für ein Element innerhalb des Empfängers erfolgen. Die kritischsten Bestandteile im praktischen Aufbau waren die Spektrometer. Kommerzielle Produkte sind in diesem Wellenlängenbereich und dieser hohen Auflösung kaum erhältlich. Daher stellt sich die Frage, in wie weit die Messsicherheit durch einen Kompromiss aus geringerer Auflösung aber höherwertigen Messergebnissen positiv beeinflusst wird. Alternativ sollte das Bestreben sein, auch hier eine möglichst umfassende physikalische Identität der Empfängerpfade zu erreichen. Einen Ansatzpunkt zeigt [34], wo ein Spektrometer für mehrere Kanäle über ein einziges optisches Gitter und ein mehrdimensionales CCD-Array realisiert wurde. Faktisch besteht das System dann weiterhin aus zwei getrennten Empfängern, doch sind der optische Pfad und die Komponenten in weiten Teilen identisch. Fehlereinflüsse durch unterschiedliche Fertigung, Justage, Einkopplung oder interne Reflexionen werden vermindert oder systembedingt bereits vor einer externen Verarbeitung angeglichen.

Aufgrund der nachgewiesenen Vorteile von SIK-DS-CDM-basierten Sensornetzwerken gegenüber alternativen Systemen bieten die oben aufgezählten Punkte für die Wissenschaft und Wirtschaft äußerst interessantes Potential.

Literaturverzeichnis

- [1] ABBENSETH, Steffen ; LOCHMANN, Steffen: Distinct enlargement of network size or measurement speed for serial FBG sensor networks utilizing SIK-DS-CDMA. In: *Journal of Physics: Conference Series (Sensors and their Applications, London/UK)* Bd. 15, 2005, S. 149–154
- [2] ABBENSETH, Steffen ; LOCHMANN, Steffen: High efficient FBG sensor network using SIK-DS-CDMA. In: *Proceedings of 4th International Symposium on Automatic Control (AUTSYM)*. Wismar, 2005. – ISBN: 3-910102-79-4
- [3] ABBENSETH, Steffen ; LOCHMANN, Steffen: A novel approach utilizing optical SIK-DS-CDMA overcomes restrictions of traditional FBG sensor networks. In: *Advanced Sensor Systems and Applications II., Proc. SPIE (Photonics Asia 2004, Beijing/China)* Bd. 5634, 2005, S. 196–203
- [4] ABBENSETH, Steffen ; LOCHMANN, Steffen: Overcoming restrictions of traditional FBG sensor networks using SIK-DS-CDMA. In: *Optical Fibers: Applications, Proc. SPIE (Optics and Optoelectronics, Warschau/Polen)* Bd. 5952, 2005, S. 400–408. – ISBN: 0-8194-5959-3
- [5] ABBENSETH, Steffen ; LOCHMANN, Steffen ; BEIKIRCH, Helmut: Spread Spectrum Techniques in Optical Sensors and Sensor Networks. In: *Proceedings of 12th Conference on Sensors and their Applications, Limerick/Irland*, 2003, S. 187–194

-
- [6] ABTAHI, M. ; SALEHI, J.A.: Spread-space holographic CDMA technique: basic analysis and applications. In: *IEEE Transactions on Wireless Communications* 1 (2002), Nr. 2, S. 311–321
- [7] BALDWIN, C. ; KIDDY, J. ; SALTER, T. ; CHEN, P. ; NIEMCZUK, J.: Fiber optic structural health monitoring system: rough sea trials testing of the RV Triton. In: *Oceans '02 MTS/IEEE* Bd. 3, 2002, S. 1806–1813
- [8] BARBOUR, N. ; SCHMIDT, G.: Inertial sensor technology trends. In: *Sensors Journal, IEEE* 1 (2001), Nr. 4, S. 332–339
- [9] BENEDETTO, S. ; OLMO, G.: Analysis of an optical code division multiple access scheme employing Gold sequences. In: *Communications, Speech and Vision, IEE Proceedings I* Bd. 140, 1993, S. 211–219
- [10] BENNION, I. ; ZHANG, L.: Fiber Bragg grating technologies and applications in sensors. In: *Optical Fiber Communication Conference, 2006 and the 2006 National Fiber Optic Engineers Conference*, 2006, S. 3
- [11] BERGER, C.: Strain measurement of moving periodic objects with optical sensors. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 51 (2002), Nr. 4, S. 616–621
- [12] BETZ, D. ; STAUDIGEL, L. ; TRUTZEL, M.N.: Test of a fiber Bragg grating sensor network for commercial aircraft structures. In: *15th Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest*, 2002, S. 55–58
- [13] BRONSTEIN, I.N. ; SEMEDJAJEW, K.A. ; MUSIOL, G. ; MÜHLIG, H.: *Taschenbuch der Mathematik*. Kap. 19.7.1.1 Interpolationssplines, S. 955–956. Thun und Fankfurt/Main : Verlag Harry Deutsch, 2001. – ISBN: 3-8171-2005-2
- [14] CHANG, Y.L. ; MARHIC, M.E.: Fiber-optic ladder networks for inverse decoding coherent CDMA. In: *Journal of Lightwave Technology* 10 (1992), Nr. 12, S. 1952–1962

- [15] DAKIN, J.P. ; WADE, C.A. ; HENNING, M.: Novel optical fibre hydrophone array using a single laser source and detector. In: *Electronics Letters* 20 (1984), Nr. 1, S. 53–54
- [16] DAVIS, M.A. ; BELLEMORE, D.G. ; PUTNAM, M.A. ; KERSEY, A.D.: Interrogation of 60 fibre Bragg grating sensors with microstrain resolution capability. In: *Electronics Letters* Bd. 32, 1996, S. 1393–1394
- [17] DERICKSON, Dennis (Hrsg.): *Fiber Optic Test and Measurement*. Prentice Hall PTR, 1998. – 0-13-534330-5
- [18] DONG, B. ; HE, S. ; HU, S. ; TIAN, D. ; LV, J. ; ZHAO, Q.: Time-Division Multiplexing Fiber Grating Sensor With a Tunable Pulsed Laser. In: *Photonics Technology Letters, IEEE* 18 (2006), Nr. 24, S. 2620–2622
- [19] DONG, Xinyong ; ZHAN, C. ; HU, Kun ; SHUM, Ping ; CHAN, Chi C.: Temperature-insensitive tilt sensor with strain-chirped fiber Bragg gratings. In: *Photonics Technology Letters, IEEE* 17 (2005), Nr. 11, S. 2394–2396
- [20] ERDOGAN, T.: Fiber grating spectra. In: *Journal of Lightwave Technology* 15 (1997), Nr. 8, S. 1277–1294
- [21] FALATE, Rosane ; MÜLLER, Márcia ; FABRIS, José L. ; KALINOWSKI, Hypólito J.: Long Period Gratings in Standard Telecommunication Optical Fibers for Fuel Quality Control. In: *XXVI ENFMC- Annals of Optics* 5 (2003)
- [22] FAN, Hongchao ; QIAN, Jinwu ; ZHANG, Yanan ; SHEN, Linyong: Dynamical Surface Vibration Measurement Based on FBG Sensors and Visualization. In: *Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, 2006, S. 233–237
- [23] FARSUND, O. ; ERBEIA, C. ; LACHAIZE, C. ; HORDVIK, A. ; NAKKEN, K. ; BERG, A. ; HAVSGARD, G.B. ; VINES, L. ; WANG, G.: Design and field test of a 32-element fiber optic hydrophone system. In: *15th Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest* Bd. 1, 2002, S. 329–332

- [24] FERMAN, M.E. ; POOLE, S.B. ; PAYNE, D.N. ; MARTINEZ, F.: Comparative measurement of Rayleigh scattering in single-mode optical fibers based on an OTDR technique. In: *Journal of Lightwave Technology* 6 (1988), Nr. 4, S. 545–551
- [25] GÖBEL, Jürgen: *Kommunikationstechnik: Grundlagen und Anwendungen*. Heidelberg : Hüthing Verlag, 1999 (Fachwissen Telekommunikation). – 3-7785-3904-3
- [26] GEBREMICHAEL, Y.M. ; LI, W. ; MEGGITT, B.T. ; BOYLE, W.J.O. ; GRATAN, K.T.V. ; MCKINLEY, B. ; BOSWELL, L.F. ; AARNES, K.A. ; AASEN, S.E. ; TYNES, B. ; FONJALLAZ, Y. ; TRIANTAFILLOU, T.: A field deployable, multiplexed Bragg grating sensor system used in an extensive highway bridge monitoring evaluation tests. In: *Sensors Journal, IEEE* 5 (2005), Nr. 3, S. 510–519
- [27] GIRAO, P.M.B.S. ; POSTOLACHE, O.A. ; FARIA, J.A.B. ; PEREIRA, J.M.C.D.: An overview and a contribution to the optical measurement of linear displacement. In: *Sensors Journal, IEEE* 1 (2001), Nr. 4, S. 322–331
- [28] GLASER, Wolfgang: *Lichtwellenleiter - Eine Einführung*. Kap. 9.4, S. 105. Berlin : Verlag Technik, 1990
- [29] GWANDU, B.A.L. ; SHU, X.W. ; LIU, Y. ; ZHANG, W. ; ZHANG, L. ; BENNION, I.: Simultaneous measurement of strain, temperature and curvature using a sampled fibre Bragg grating. In: *15th Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest*, 2002, S. 79–82
- [30] HAN, Young-Geun ; HAN, Won-Taek ; PAEK, Un-Chul ; CHUNG, Young-joo: Measurement of bending curvature using bandpass filters based on phase-shifted long-period fiber gratings. In: *15th Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest* Bd. 1, 2002, S. 143–146
- [31] HANLE, W.: Messung des Polarisationsgrades von Spektrallinien. In: *Zeitschrift für Instrumentenkunde* 51 (1931), S. 488

- [32] HOLMES, A. S. ; SYMS, R.R.A.: Switchable all-optical encoding and decoding using optical fibre lattices. In: *Journal of Optical Communications* 86 (1991), Nr. 1, S. 25–28
- [33] HSU, Dar-Zu: Tunable fiber Bragg grating-based a pair of m-sequence coding for optical CDMA. In: *7th International Symposium on Computers and Communications*, 2002, S. 713–718
- [34] HU, Y. ; CHEN, S. ; ZHANG, L. ; BENNION, I.: Multiplexing Bragg gratings using combined wavelength and spatial division techniques with digital resolution enhancement. In: *Electronics Letters* Bd. 33, 1997, S. 1973–1975
- [35] HUANG, Wei ; NIZAM, M.H.M. ; ANDONOVIC, I. ; TUR, M.: Coherent optical CDMA (OCDMA) systems used for high-capacity optical fiber networks-system description, OTDMA comparison, and OCDMA/WDMA networking. In: *Journal of Lightwave Technology* 18 (2000), Nr. 6, S. 765–778
- [36] IIDA, T. ; NAKAMURA, K. ; UEHA, S.: A microphone array using fiber Bragg gratings. In: *15th Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest* Bd. 1, 2002, S. 239–242
- [37] INATY, E. ; SHALABY, H.M.H. ; FORTIER, P. ; RUSCH, L.A.: Multirate optical fast frequency hopping CDMA system using power control. In: *Journal of Lightwave Technology* 20 (2002), Nr. 2, S. 166–177
- [38] IVERSEN, Kay ; MÜCKENHEIM, Jens ; HAMPICKE, Dirk: A basic theory of fiber-optic CDMA. In: *IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings* Bd. 1, 1996, S. 431–437
- [39] JAEGER, N.A.F. ; YOUNG, L.: High-voltage sensor employing an integrated optics Mach-Zehnder interferometer in conjunction with a capacitive divider. In: *Journal of Lightwave Technology* 7 (1989), Nr. 2, S. 229–235

- [40] JAMES, S.W. ; KHALIQ, S. ; TATAM, R.P.: Enhanced sensitivity fibre optic long period grating temperature sensor. In: *15th Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest* Bd. 1, 2002, S. 139–142
- [41] JAMES, S.W. ; KHALIQ, S. ; TATAM, R.P.: A long period grating liquid level sensor. In: *15th Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest* Bd. 1, 2002, S. 127–130
- [42] JÄGER, Gerd ; GRÜNWARD, Rainer: Mikrooptische Sensorsysteme für die Präzisionstechnik (MOSEP). In: *Infobörse Mikrosystemtechnik* 21 (2002)
- [43] JOHNSON, Mark: "White light" interferometry. In: MCGEEHIN, P. (Hrsg.): *Proceedings of SPIE - Volume 1314, Fibre Optics '90*, 1990, S. 307–314
- [44] JONES, Robert ; HAZELL, Mike ; WELFORD, Robert: Generic sensing system based on short-coherence interferometry. In: MCGEEHIN, P. (Hrsg.): *Proceedings of SPIE - Volume 1314, Fibre Optics '90*, 1990, S. 315–320
- [45] KAVEHRAD, M. ; ZACCARIN, D.: Optical code-division-multiplexed systems based on spectral encoding of noncoherent sources. In: *Journal of Lightwave Technology* 13 (1995), Nr. 3, S. 534–545
- [46] KERSEY, A.D. ; DANDRIDGE, A. ; DAVIS, M.A.: Low-crosstalk code-division multiplexed interferometric array. In: *Electronics Letters* Bd. 28, 1992, S. 351–352
- [47] KERSEY, A.D. ; DAVIS, M.A. ; PATRICK, H.J. ; LEBLANC, M. ; KOO, K.P. ; ASKINS, C.G. ; PUTNAM, M.A. ; FRIEBELE, E.J.: Fiber grating sensors. In: *Journal of Lightwave Technology* 15 (1997), Nr. 8, S. 1442–1463
- [48] KERSEY, A.D. ; MOREY, W.W.: Multiplexed Bragg grating fibre-laser strain sensor system with mode-locked interrogation. In: *Electronics Letters* Bd. 29, 1993, S. 112

- [49] KING, J. ; SMITH, D. ; RICHARDS, K. ; TIMSON, P. ; EPWORTH, R. ; WRIGHT, S.: Development of a coherent OTDR instrument. In: *Journal of Lightwave Technology* 5 (1987), Nr. 4, S. 616–624
- [50] KOO, K.P. ; TVETEN, A.B. ; VOHRA, S.T.: Dense wavelength division multiplexing of fibre Bragg grating sensors using CDMA. In: *Electronics Letters* Bd. 35, 1999, S. 165–167
- [51] KULLANDER, F.: Code division multiplexing in interferometric optical fiber sensor networks. In: *15th Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest* Bd. 1, 2002, S. 523–526
- [52] KWONG, W.C. ; PRUCNAL, P.R.: ‘Synchronous’ CDMA demonstration for fibre-optic networks with optical processing. In: *Electronics Letters* Bd. 26, 1990, S. 1990–1992
- [53] LEBID, Solomija: *Störungen in der Charakteristik von Faser-Bragg-Gitter-Sensoren durch lokale thermische und mechanische Einflüsse*. Dresden, Technische Universität Dresden, Dissertation, 2003
- [54] LEE, Hojoon: Multiple fiber Bragg grating sensor system using code-division multiple access. In: *Applied Optics* 41 (2002), Nr. 25, S. 5245–5248
- [55] LI, Mingfan ; ZHOU, Jinfang ; XIANG, Zhanqin ; LV, Fuzai: Giant magnetostrictive magnetic fields sensor based on dual fiber Bragg gratings. In: *Networking, Sensing and Control, Proceedings, IEEE*, 2005, S. 490–495
- [56] LÓPEZ-HIGUERA, José M. (Hrsg.): *Optical Fibre Sensensing Technology*. John Wiley & Sons Ltd, 2002. – 0-471-82053-9
- [57] LYONS, W.B. ; KING, D. ; FLANAGAN, C. ; LEWIS, E. ; EWALD, H. ; LOCHMANN, S.: A 3 sensor multipoint optical fibre water sensor utilising artificial neural network pattern recognition. In: *15th Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest*, 2002, S. 463–466

- [58] MIGNANI, A.G. ; MENCAGLIA, A.A.: Direct and chemically-mediated absorption spectroscopy using optical fiber instrumentation. In: *Sensors Journal, IEEE* 2 (2002), Nr. 1, S. 52–57
- [59] MORIKAWA, S.R.K. ; RIBEIRO, A.S. ; REGAZZI, R.D. ; VALENTE, L.C.G. ; BRAGA, A.M.B.: Triaxial Bragg grating accelerometer. In: *15th Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest* Bd. 1, 2002, S. 95–98
- [60] NAKAMURA, K.: Applications of optical fiber sensing networks. In: *The 4th Pacific Rim Conference on Lasers and Electro-Optics, CLEO/Pacific Rim* Bd. 1, 2001, S. I–498–I–499
- [61] ODIC, R.M. ; JONES, R.I. ; TATAM, R.P.: Distributed temperature sensor for aeronautic applications. In: *15th Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest* Bd. 1, 2002, S. 459–462
- [62] O’FARRELL, T. ; LOCHMANN, S.: Performance analysis of an optical correlator receiver for SIK DS-CDMA communication systems. In: *Electronics Letters* Bd. 30, 1994, S. 63–65
- [63] PALMER, Christopher ; LOEWEN, Erwin: *Diffraction Grating Handbook*. Kap. 9, S. 123–151. New York : Newport Corporation, 2005
- [64] PENG, Peng-Chun ; TSENG, Hong-Yih ; CHI, Sien: A novel fiber-laser-based sensor network with self-healing function. In: *Photonics Technology Letters, IEEE* 15 (2003), Nr. 2, S. 275–277
- [65] PINGEL, Tobias: *Vergleich unterschiedlicher Strukturen verteilten Rechnens zur Suche von optimalen "Balanced Codes" für optisches CDMA*. Wismar, Hochschule, Belegarbeit, 2006
- [66] SALEHI, J.A.: Code division multiple-access techniques in optical fiber networks. I. Fundamental principles. In: *IEEE Transactions on Communications* 37 (1989), Nr. 8, S. 824–833

-
- [67] SALEHI, J.A. ; WEINER, A.M. ; HERITAGE, J.P.: Coherent ultrashort light pulse code-division multiple access communication systems. In: *Journal of Lightwave Technology* 8 (1990), Nr. 3, S. 478–491
- [68] SAMPSON, D.D. ; GRIFFIN, R.A. ; JACKSON, D.A.: Photonic CDMA by coherent matched filtering using time-addressed coding in optical ladder networks. In: *Journal of Lightwave Technology* 12 (1994), Nr. 11, S. 2001–2010
- [69] SENOSIAIN, J. ; DIAZ, I. ; GASTON, A. ; SEVILLA, J.: High sensitivity temperature sensor based on side-polished optical fiber. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 50 (2001), Nr. 6, S. 1656–1660
- [70] SHI, C.Z. ; ZENG, N. ; CHAN, C.C. ; LIAO, Y.B. ; JIN, W. ; ZHANG, L.: Improving the performance of FBG sensors in a WDM network using a simulated annealing technique. In: *Photonics Technology Letters, IEEE* 16 (2004), Nr. 1, S. 227–229
- [71] STOK, A. ; SARGENT, E.H.: The role of optical CDMA in access networks. In: *Communications Magazine, IEEE* 40 (2002), Nr. 9, S. 83–87
- [72] SUDBO, A.: An optical time-domain reflectometer with low-power In-GaAsP diode laser. In: *Journal of Lightwave Technology* 1 (1983), Nr. 4, S. 616–618
- [73] SUZUKI, O. ; MIURA, M. ; MORISAWA, M. ; MUTO, S.: POF-type optic humidity sensor and its application [as breathing-condition monitor]. In: *15th Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest* Bd. 1, 2002, S. 447–450
- [74] TALAVERANO, L. ; ABAD, S. ; JARABO, S. ; LOPEZ-AMO, M.: Multiwavelength fiber laser sources with Bragg-grating sensor multiplexing capability. In: *Journal of Lightwave Technology* 19 (2001), Nr. 4, S. 553–558

- [75] TSAO, Shyh-Lin ; WU, Jingshown ; YEH, Bih-Chyun: High-resolution neural temperature sensor using fiber Bragg gratings. In: *IEEE Journal of Quantum Electronics* 35 (1999), Nr. 11, S. 1590–1596
- [76] TSUJI, K. ; SHIMIZU, K. ; HORIGUCHI, T. ; KOYAMADA, Y.: Coherent optical frequency domain reflectometry using phase-decorrelated reflected and reference lightwaves. In: *Journal of Lightwave Technology* 15 (1997), Nr. 7, S. 1102–1109
- [77] VAKOC, B.J. ; DIGONNET, M.J.F. ; KINO, G.S.: A novel fiber-optic sensor array based on the Sagnac interferometer. In: *Journal of Lightwave Technology* 17 (1999), Nr. 11, S. 2316–2326
- [78] VALENTE, L.C.G. ; BRAGA, A.M.B. ; RIBEIRO, A.S. ; REGAZZI, R.D. ; ECKE, W. ; CHOJETZKI, C. ; WILLSCH, R.: Combined time and wavelength multiplexing technique of optical fiber grating sensor arrays using commercial OTDR equipment. In: *Sensors Journal, IEEE* 3 (2003), Nr. 1, S. 31–35
- [79] VANNUCCI, G. ; YANG, S.: Experimental spreading and despreading of the optical spectrum. In: *IEEE Transactions on Communications* 37 (1989), Nr. 7, S. 777–780
- [80] VINES, L. ; WANG, G.: Sagnac interferometer design for differential rotation measurement. In: *15th Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest* Bd. 1, 2002, S. 395–398
- [81] VITERBI, A.: Spread spectrum communications—Myths and realities. In: *Communications Magazine, IEEE* 17 (1979), Nr. 3, S. 11–18
- [82] WANG, Tingyu ; LUO, Chengmu ; ZHENG, Shengxuan: A fiber-optic current sensor based on a differentiating Sagnac interferometer. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 50 (2001), Nr. 3, S. 705–708

-
- [83] WANG, Yi-Ping ; RAO, Yun-Jiang: A novel long period fiber grating sensor measuring curvature and determining bend-direction simultaneously. In: *Sensors Journal, IEEE* 5 (2005), Nr. 5, S. 839–843
- [84] WEID, J.P. von der ; PASSY, R. ; MUSSI, G. ; GISIN, N.: On the characterization of optical fiber network components with optical frequency domain reflectometry. In: *Journal of Lightwave Technology* 15 (1997), Nr. 7, S. 1131–1141
- [85] WILLSCH, R. ; ECKE, W. ; BARTELT, H.: Optical fiber grating sensor networks and their application in electric power facilities, aerospace and geotechnical engineering. In: *15th Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest* Bd. 1, 2002, S. 49–54
- [86] WILLSCH, Reinhardt ; SCHRÖTER, Siegmund: Lichtleitfasersensoren auf der Basis nichtlinearer optischer Effekte und ortsverteilte Sensorsysteme (NOVOS). In: *Infobörse Mikrosystemtechnik* 5 (2000)
- [87] YU, H.B. ; JIN, W. ; LIAO, Y.B. ; STEWART, G. ; CULSHAW, B. ; HO, H.L. ; LI, Y.H.: A novel fiber-optic intra-cavity sensing network using a mode-locked fiber ring laser. In: *15th Optical Fiber Sensors Conference Technical Digest* Bd. 1, 2002, S. 507–510
- [88] ZALVIDEA, D. ; DIEZ, A. ; CRUZ, J.L. ; ANDRES, M.V.: Wavelength multiplexed hydrogen sensor based on palladium-coated fibre-taper and Bragg grating. In: *Electronics Letters* Bd. 40, 2004, S. 301–302

Anhang A

Messergebnisse bei überlagerten Spektren

Auf den folgenden Seiten sind die Ergebnisse der Messung mit vollständig überlagerten Spektren an Eingang A sowie Eingang E dargestellt. Für jeden Sensor sind jeweils folgende Informationen enthalten:

Oberes Diagramm:

- Messpunkte spektrale Verschiebung über der eingestellten Dehnung
- Regressionsgerade über alle relevanten Messpunkte (Gleichung siehe Legende)
- absolute Abweichung der ermittelten Dehnung an jedem Messpunkt sowie der durchschnittlicher Betrag der Abweichung (Berechnung auf Grundlage der Regressionsgeraden)
- spektral eingepasstes Störspektrum (invertierter Empfängerpfad)

Unteres Diagramm:

- das für die Auswertung genutzte Spektrum bei $0 \frac{\mu m}{m}$ (SIK)
- zum Vergleich die Einzelspektren der beiden Empfängerpfade

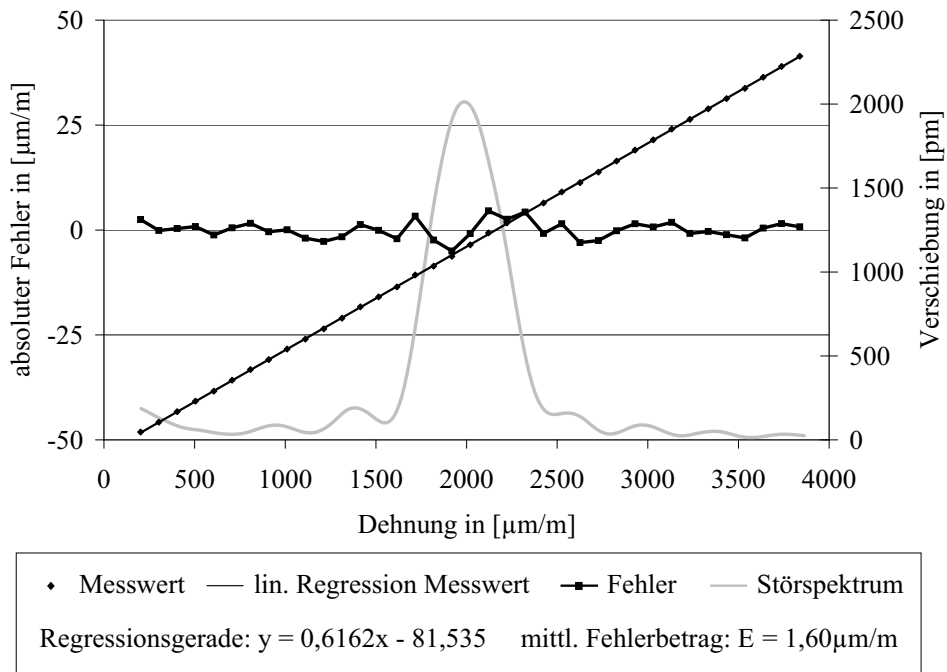


Abbildung A.1: Mess- und Fehlerkurve FBG A, Messung an Eingang A

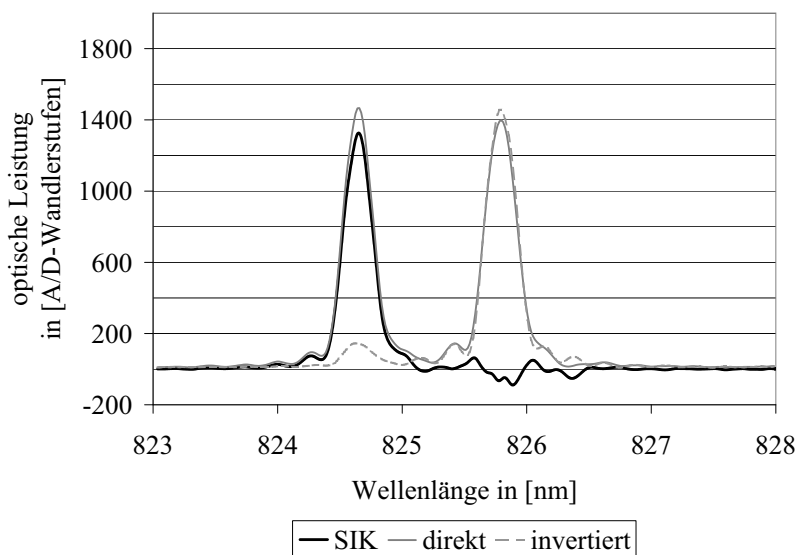


Abbildung A.2: Spektrum für FBG A, Messung an Eingang A bei $0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

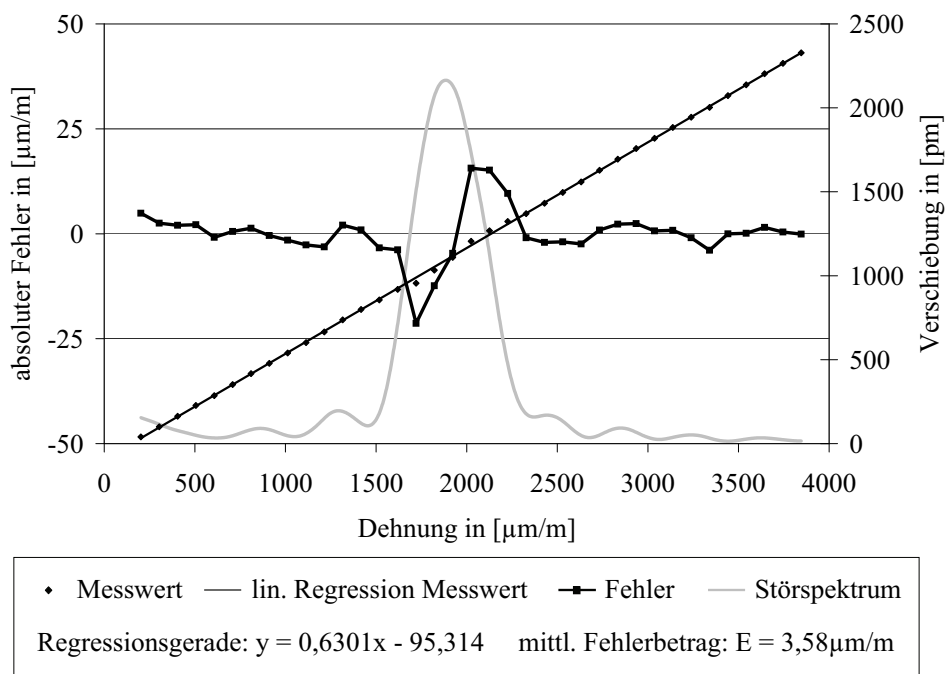


Abbildung A.3: Mess- und Fehlerkurve FBG B, Messung an Eingang A

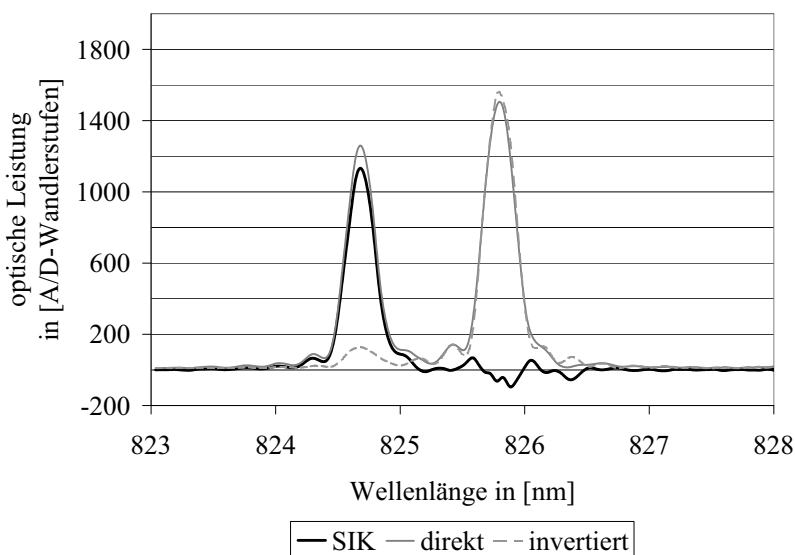


Abbildung A.4: Spektrum für FBG B, Messung an Eingang A bei $0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

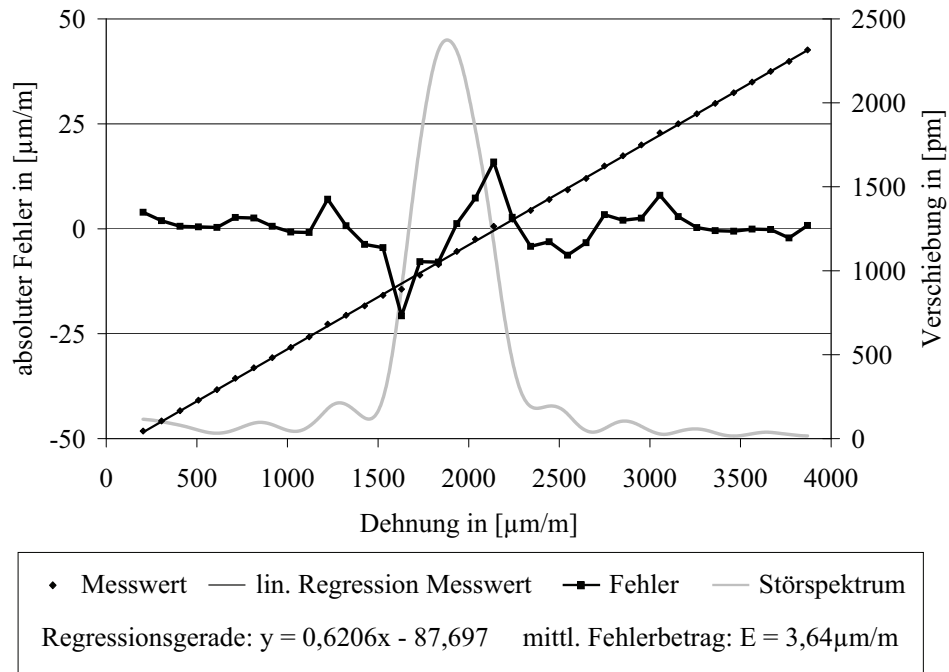


Abbildung A.5: Mess- und Fehlerkurve FBG C, Messung an Eingang A

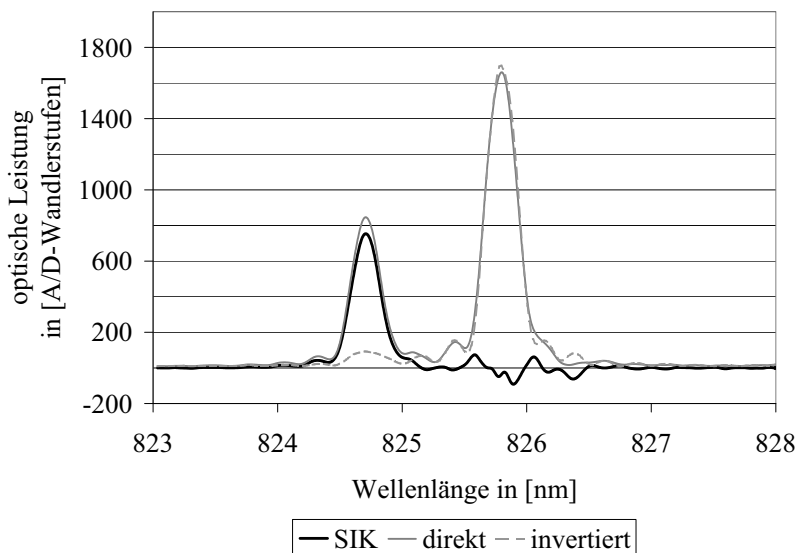


Abbildung A.6: Spektrum für FBG C, Messung an Eingang A bei $0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

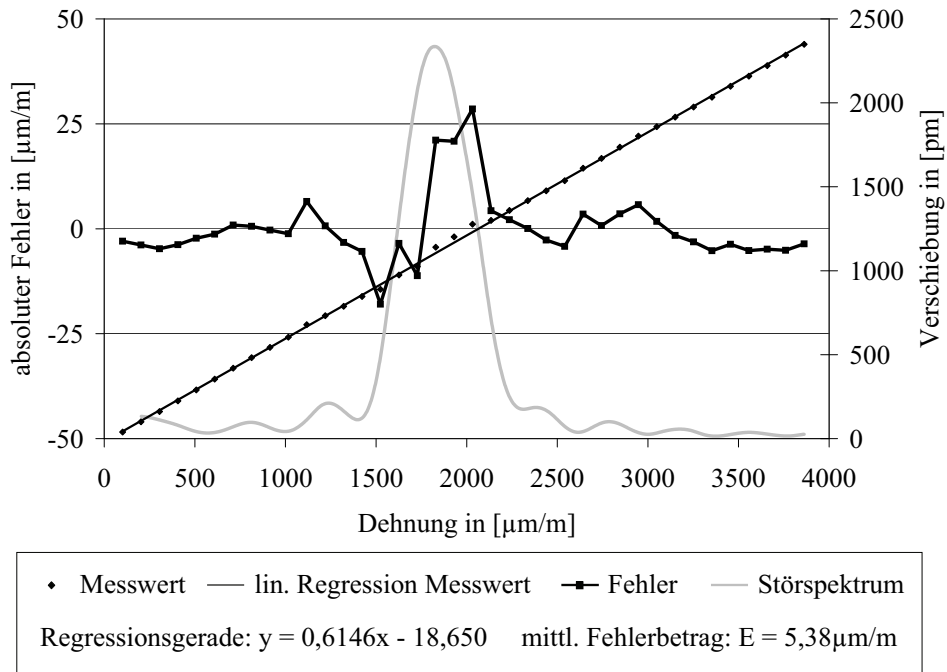


Abbildung A.7: Mess- und Fehlerkurve FBG D, Messung an Eingang A

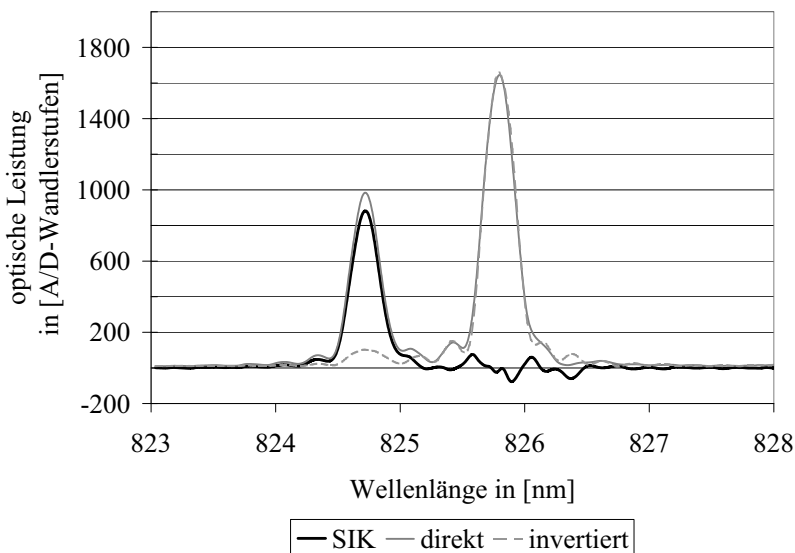


Abbildung A.8: Spektrum für FBG D, Messung an Eingang A bei $0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

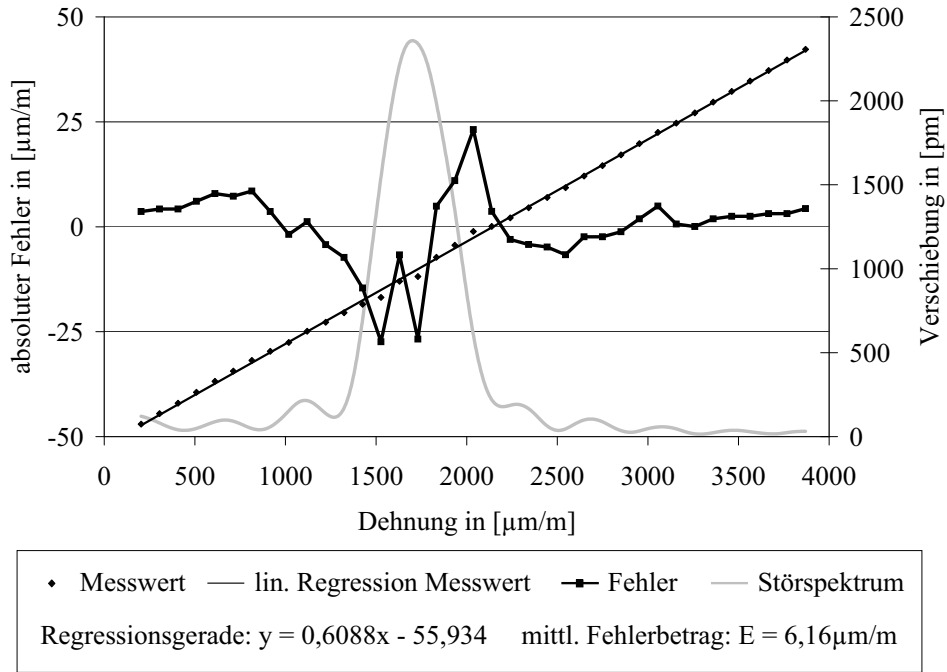


Abbildung A.9: Mess- und Fehlerkurve FBG E, Messung an Eingang A

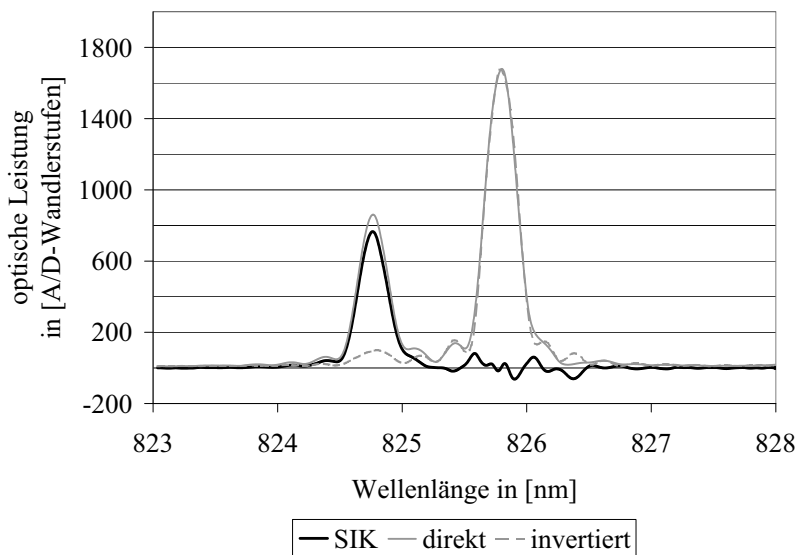


Abbildung A.10: Spektrum für FBG E, Messung an Eingang A bei $0\frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

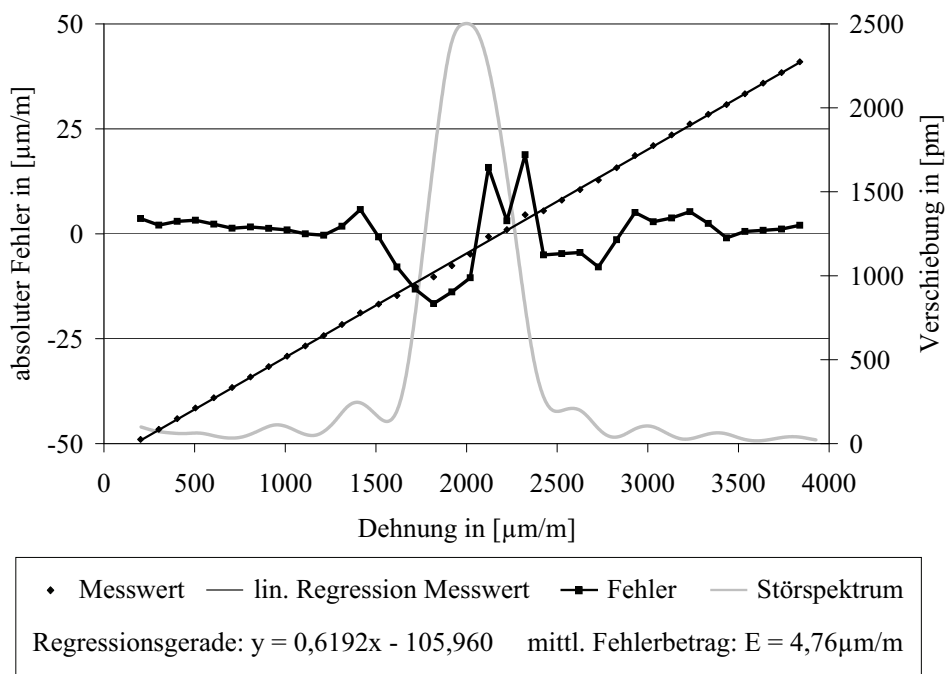


Abbildung A.11: Mess- und Fehlerkurve FBG A, Messung an Eingang E

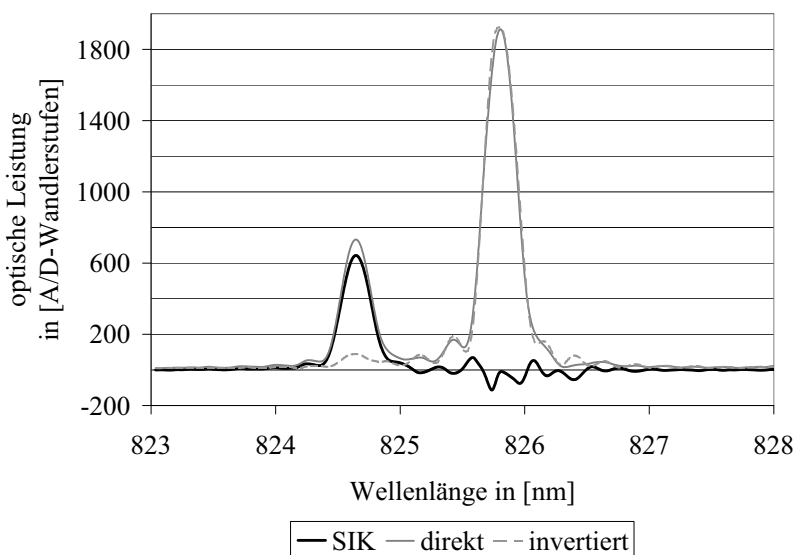


Abbildung A.12: Spektrum für FBG A, Messung an Eingang E bei $0\frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

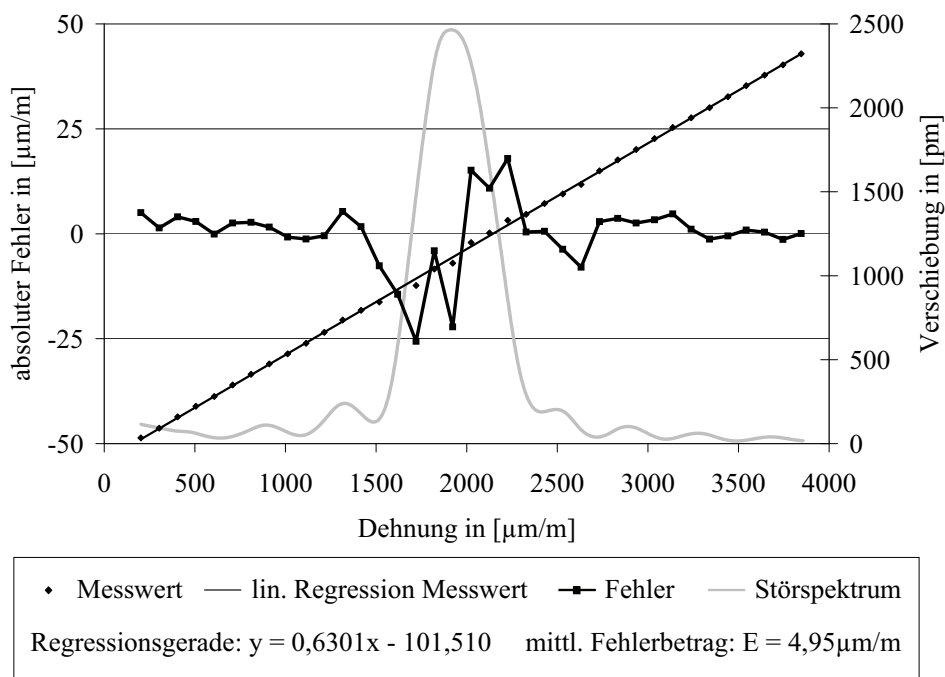


Abbildung A.13: Mess- und Fehlerkurve FBG B, Messung an Eingang E

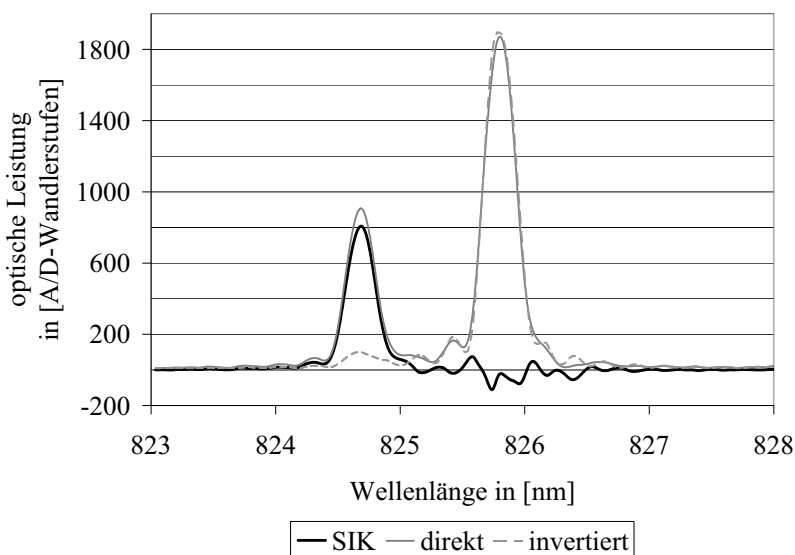


Abbildung A.14: Spektrum für FBG B, Messung an Eingang E bei $0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

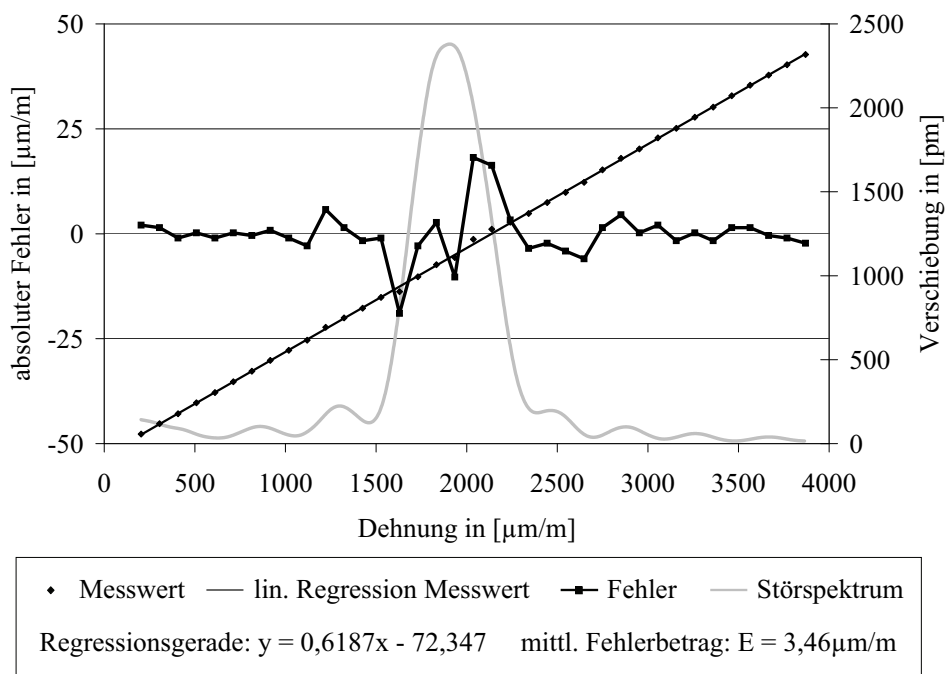


Abbildung A.15: Mess- und Fehlerkurve FBG C, Messung an Eingang E

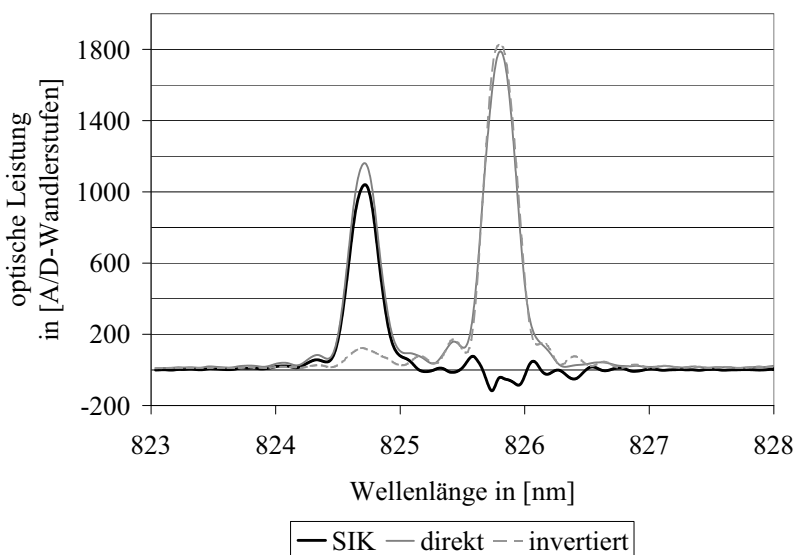


Abbildung A.16: Spektrum für FBG C, Messung an Eingang E bei $0\frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

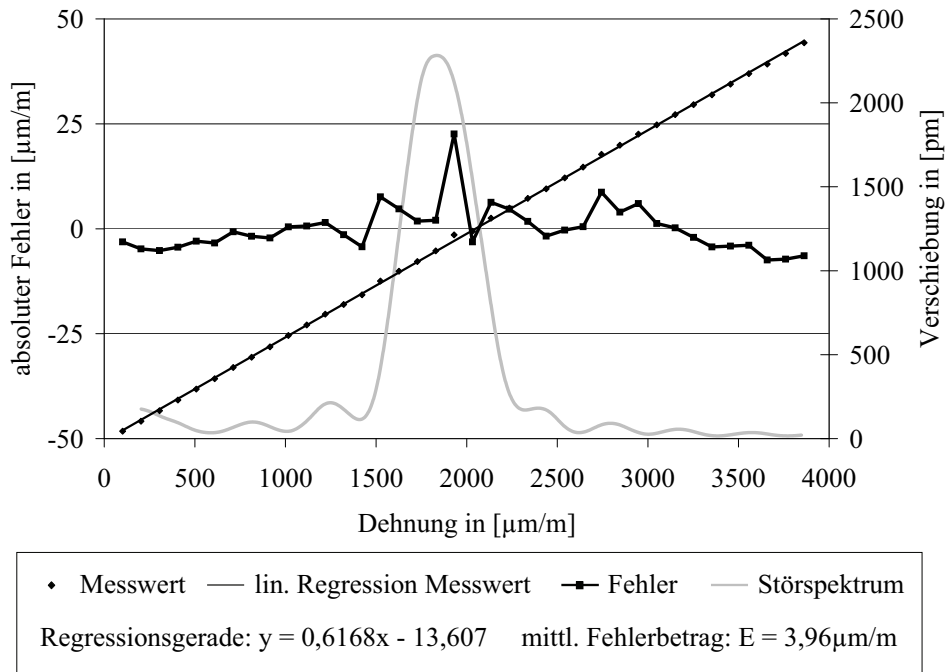


Abbildung A.17: Mess- und Fehlerkurve FBG D, Messung an Eingang E

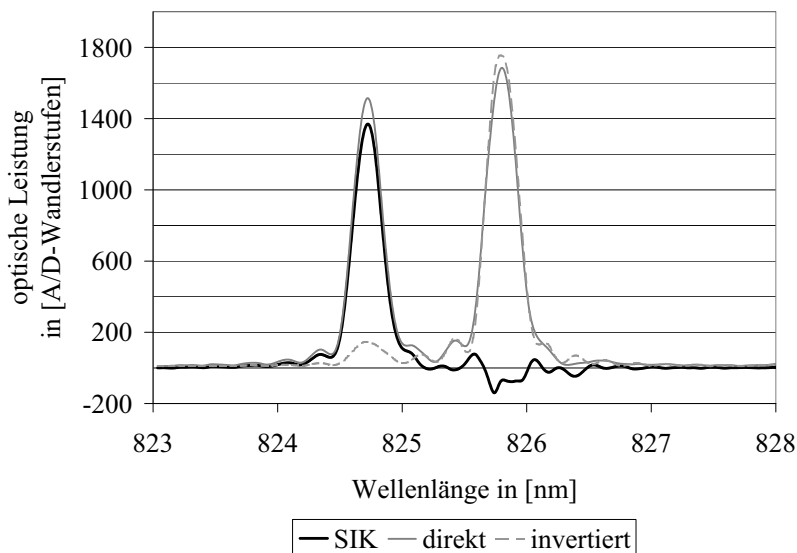


Abbildung A.18: Spektrum für FBG D, Messung an Eingang E bei $0\frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

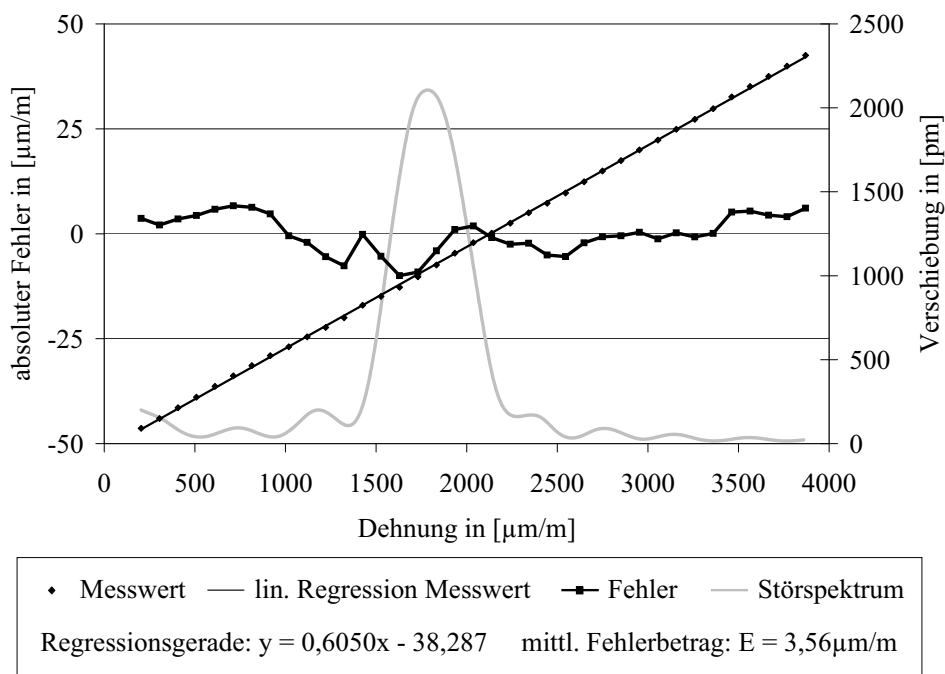


Abbildung A.19: Mess- und Fehlerkurve FBG E, Messung an Eingang E

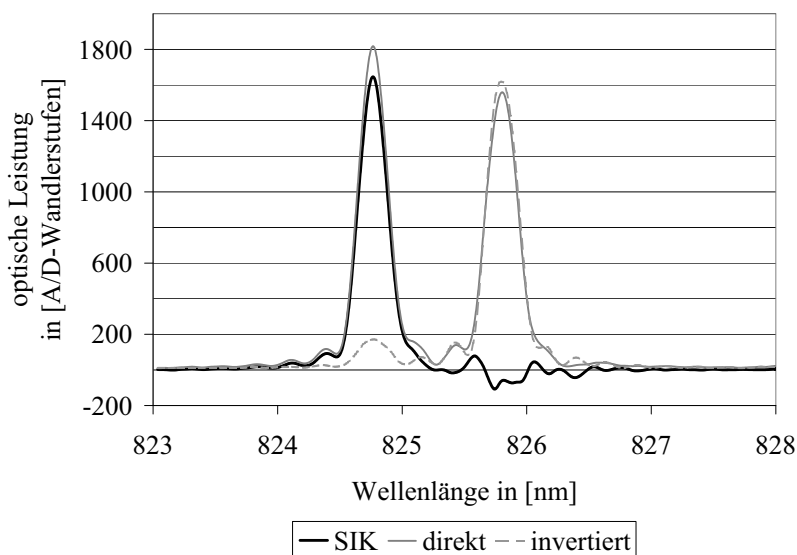


Abbildung A.20: Spektrum für FBG E, Messung an Eingang E bei $0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

Anhang B

Messergebnisse bei separierten Spektren

Anhang B listet die praktischen Ergebnisse der Messung mit verteilten Spektren auf. Wie bereits bei der Messung mit überlagerten Spektren enthalten die Diagramme folgende Daten:

Oberes Diagramm:

- Messpunkte spektrale Verschiebung über der eingestellten Dehnung
- Regressionsgerade über alle relevanten Messpunkte (Gleichung siehe Legende)
- absolute Abweichung der ermittelten Dehnung an jedem Messpunkt sowie der durchschnittlicher Betrag der Abweichung (Berechnung auf Grundlage der Regressionsgeraden)
- spektral eingepasstes Störspektrum (invertierter Empfängerpfad)

Unteres Diagramm:

- das für die Auswertung genutzte Spektrum bei $0\frac{\mu m}{m}$ (SIK)
- zum Vergleich die Einzelspektren der beiden Empfängerpfade

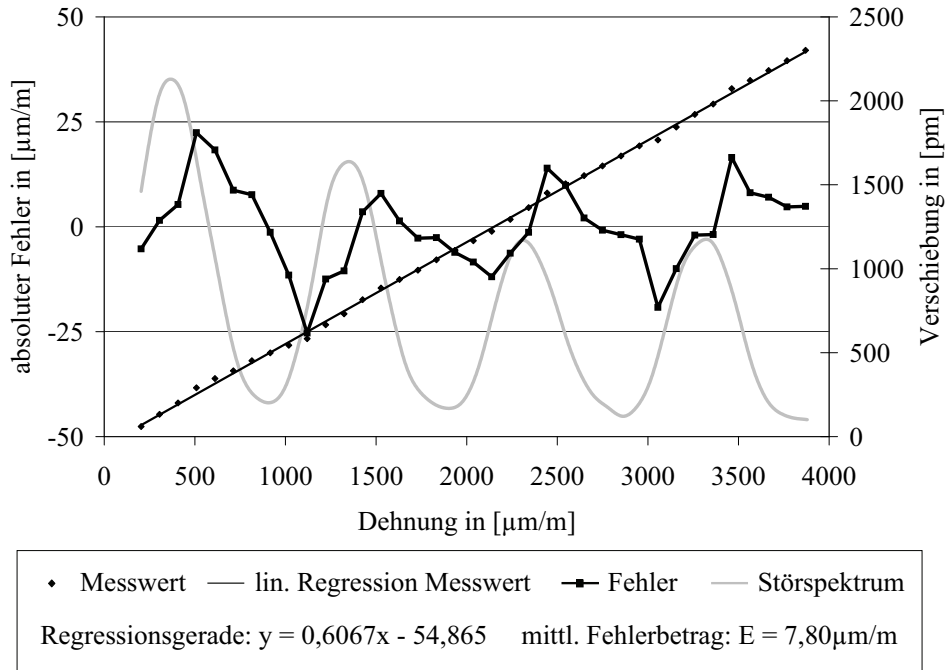


Abbildung B.1: Mess- und Fehlerkurve FBG A, Messung an Eingang A

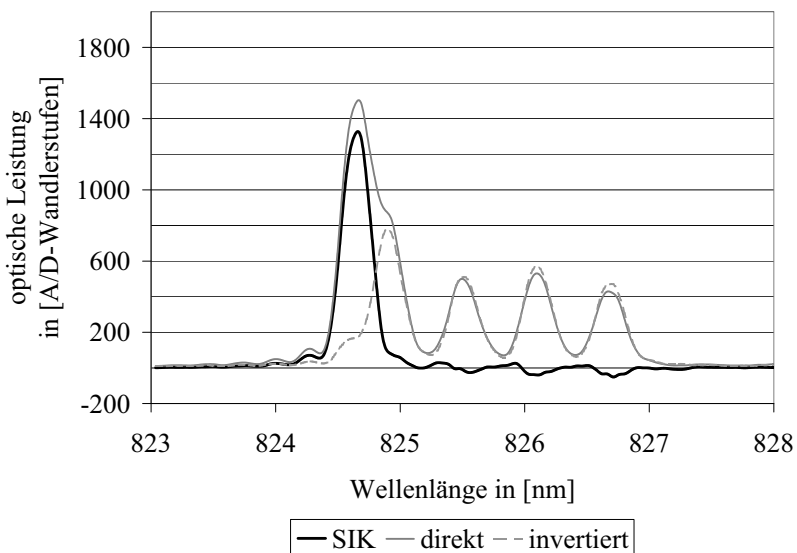


Abbildung B.2: Spektrum für FBG A, Messung an Eingang A bei $0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

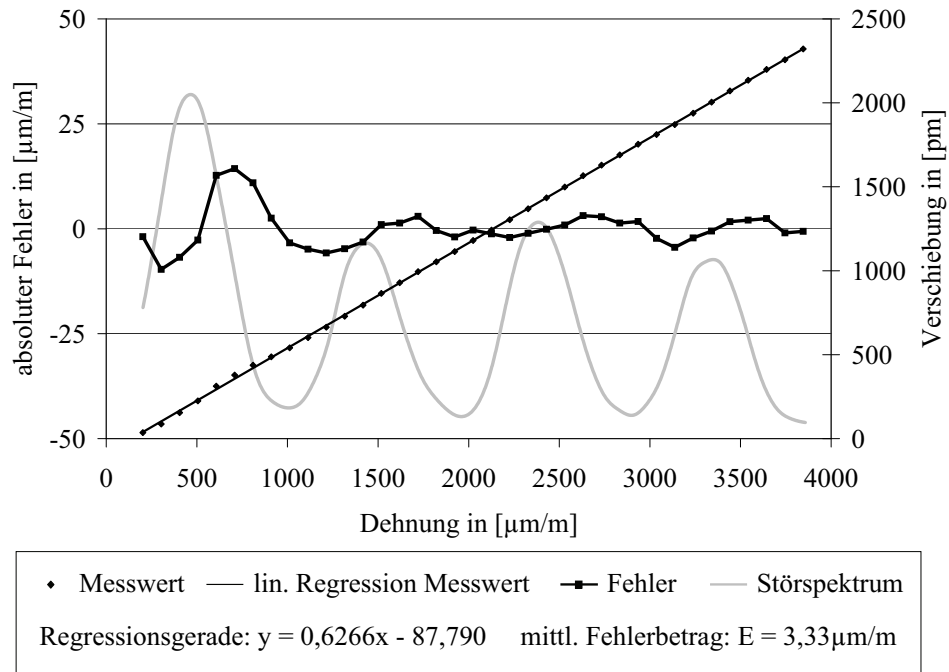


Abbildung B.3: Mess- und Fehlerkurve FBG B, Messung an Eingang A

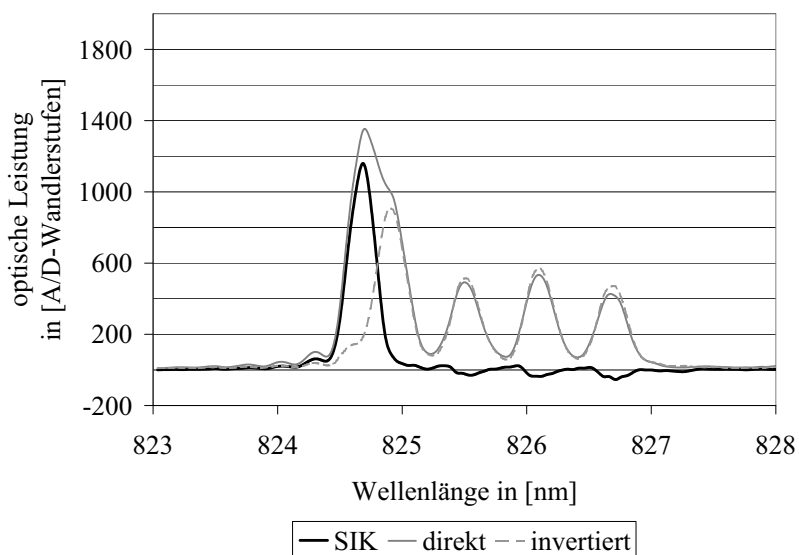


Abbildung B.4: Spektrum für FBG B, Messung an Eingang A bei $0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

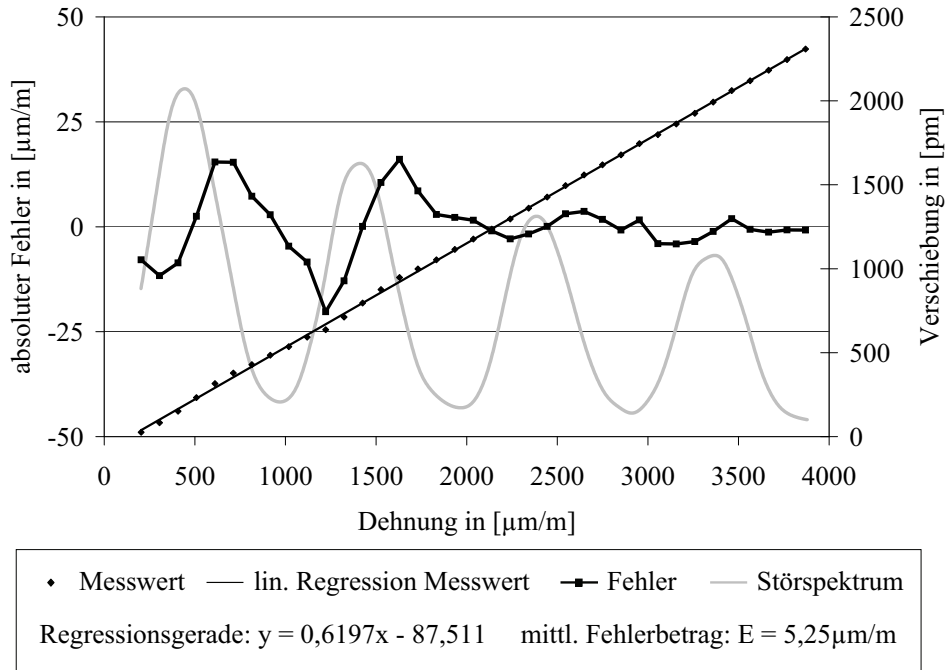


Abbildung B.5: Mess- und Fehlerkurve FBG C, Messung an Eingang A

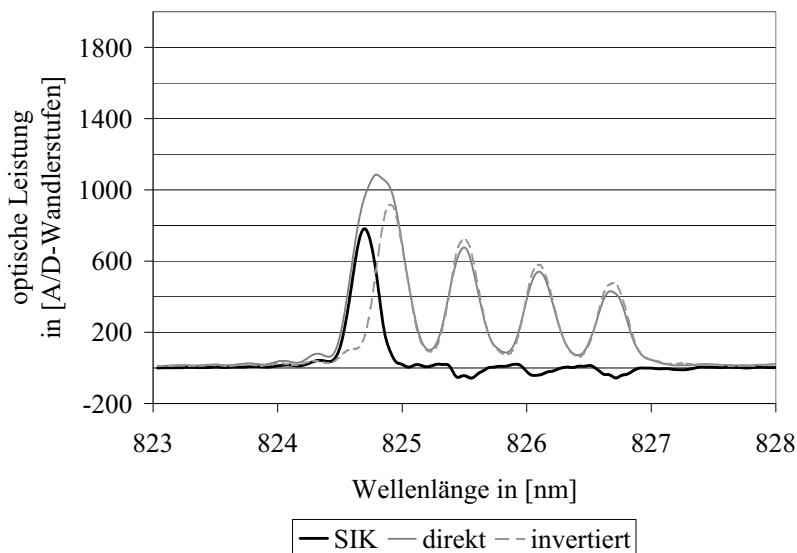


Abbildung B.6: Spektrum für FBG C, Messung an Eingang A bei $0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

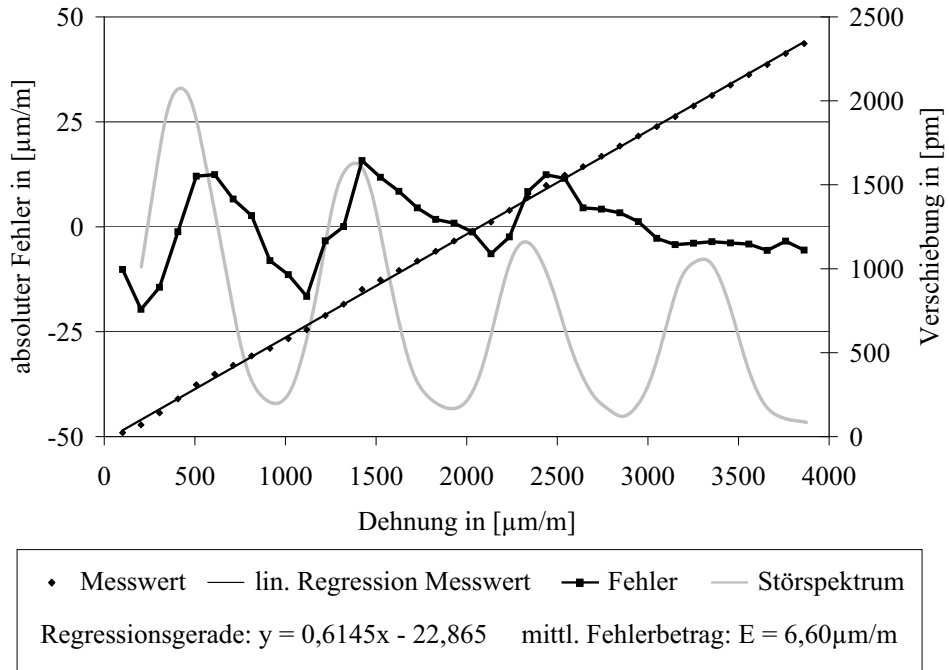


Abbildung B.7: Mess- und Fehlerkurve FBG D, Messung an Eingang A

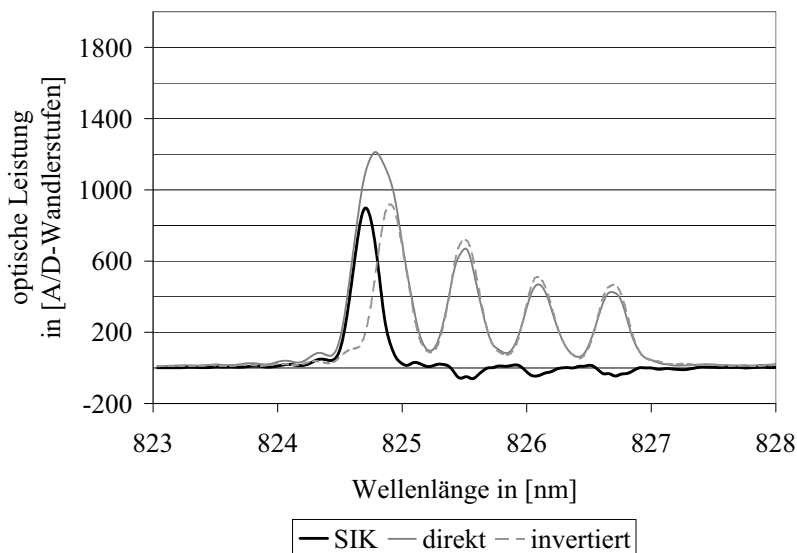


Abbildung B.8: Spektrum für FBG D, Messung an Eingang A bei $0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

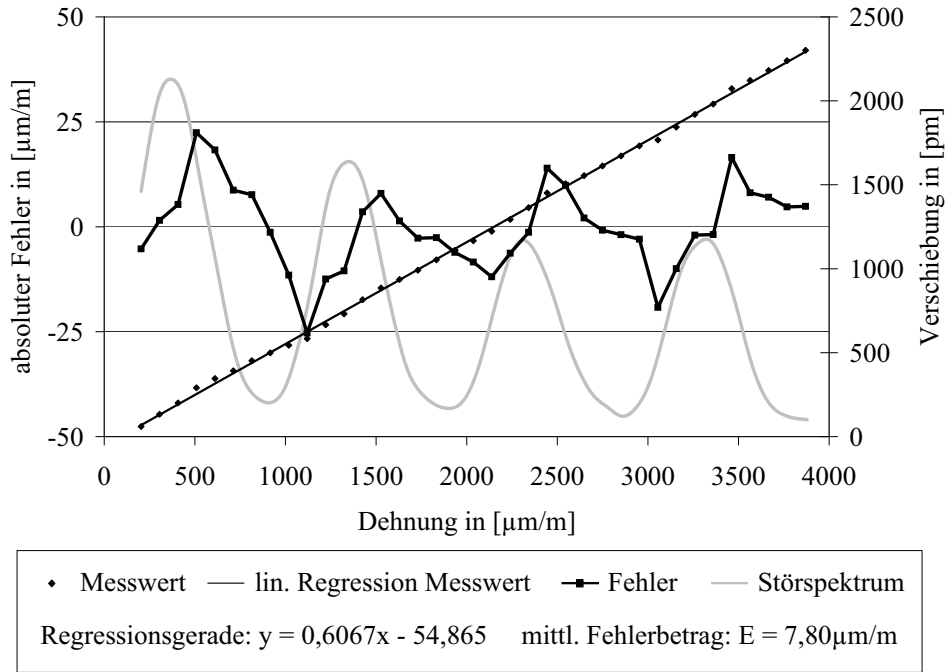


Abbildung B.9: Mess- und Fehlerkurve FBG E, Messung an Eingang A

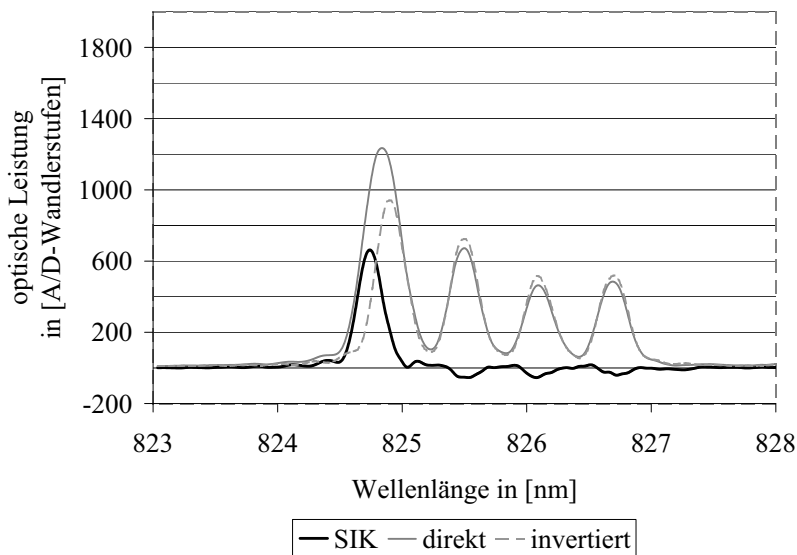


Abbildung B.10: Spektrum für FBG E, Messung an Eingang A bei $0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

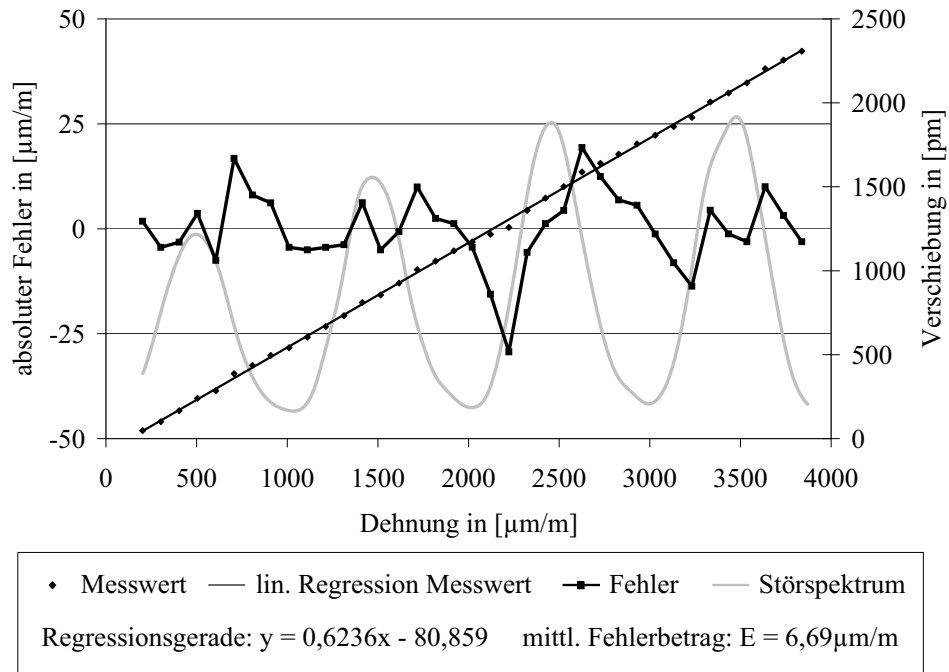


Abbildung B.11: Mess- und Fehlerkurve FBG A, Messung an Eingang E

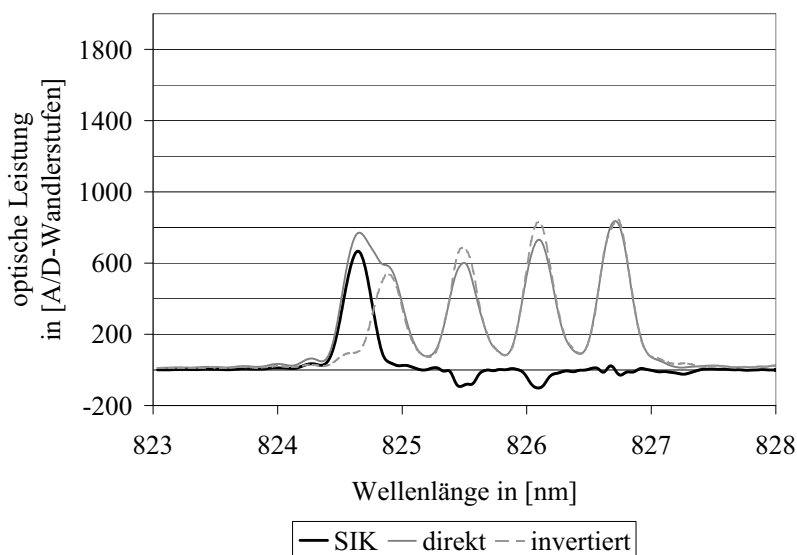


Abbildung B.12: Spektrum für FBG A, Messung an Eingang E bei $0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

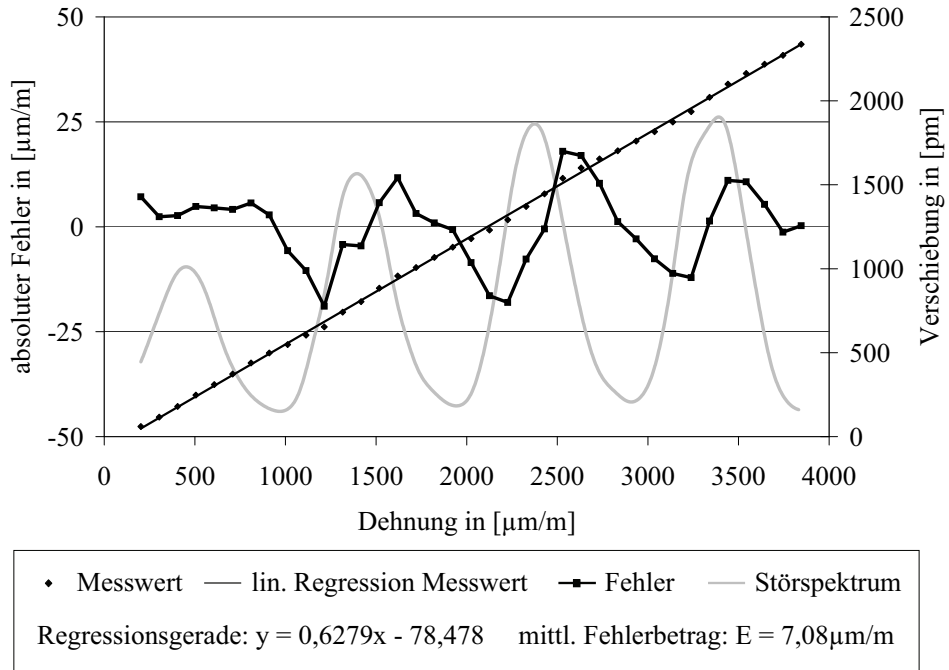


Abbildung B.13: Mess- und Fehlerkurve FBG B, Messung an Eingang E

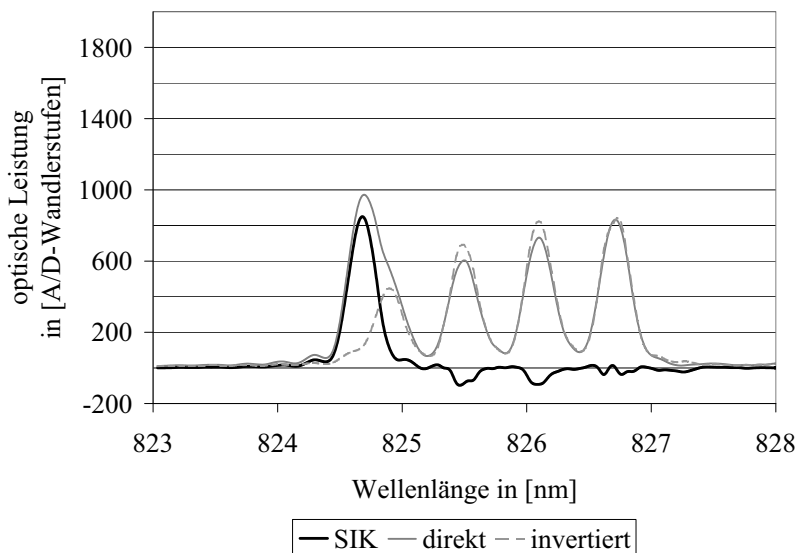


Abbildung B.14: Spektrum für FBG B, Messung an Eingang E bei $0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

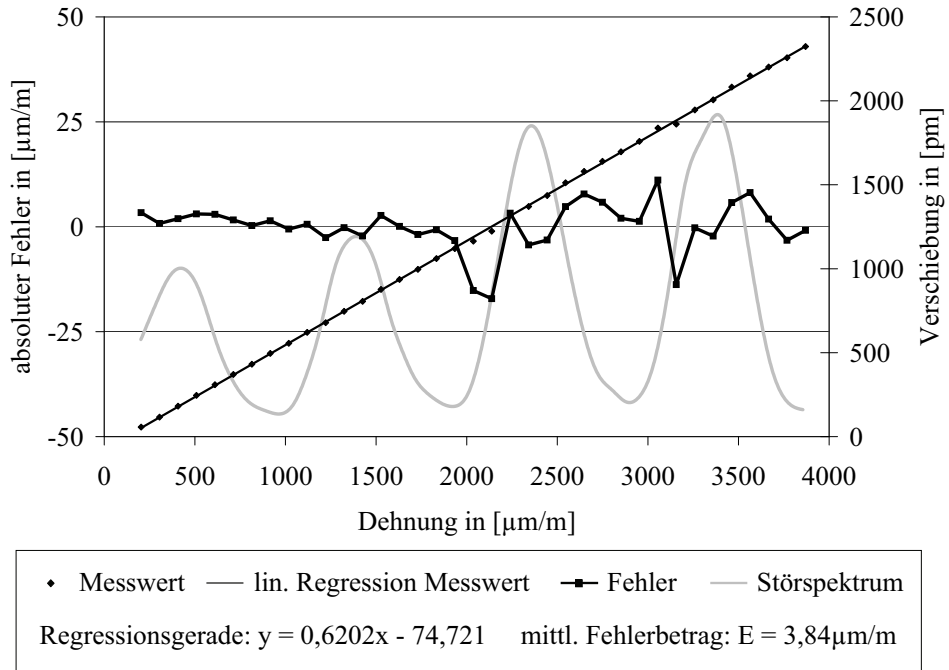


Abbildung B.15: Mess- und Fehlerkurve FBG C, Messung an Eingang E

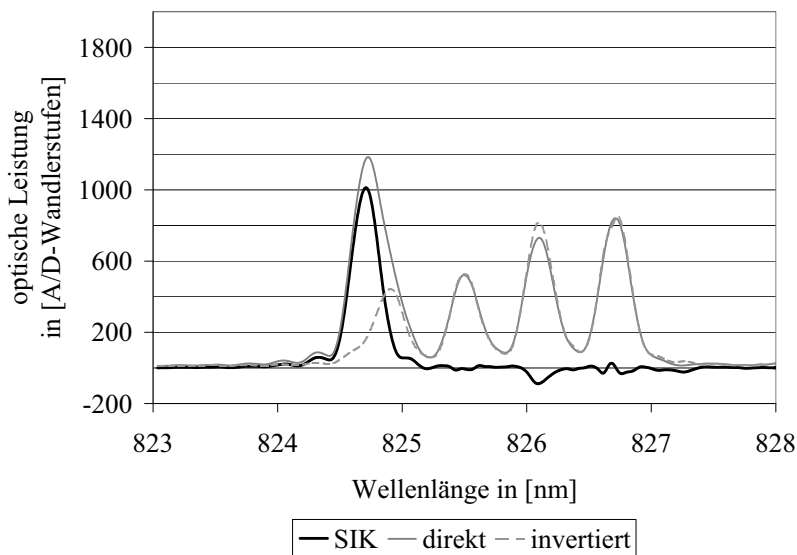


Abbildung B.16: Spektrum für FBG C, Messung an Eingang E bei $0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

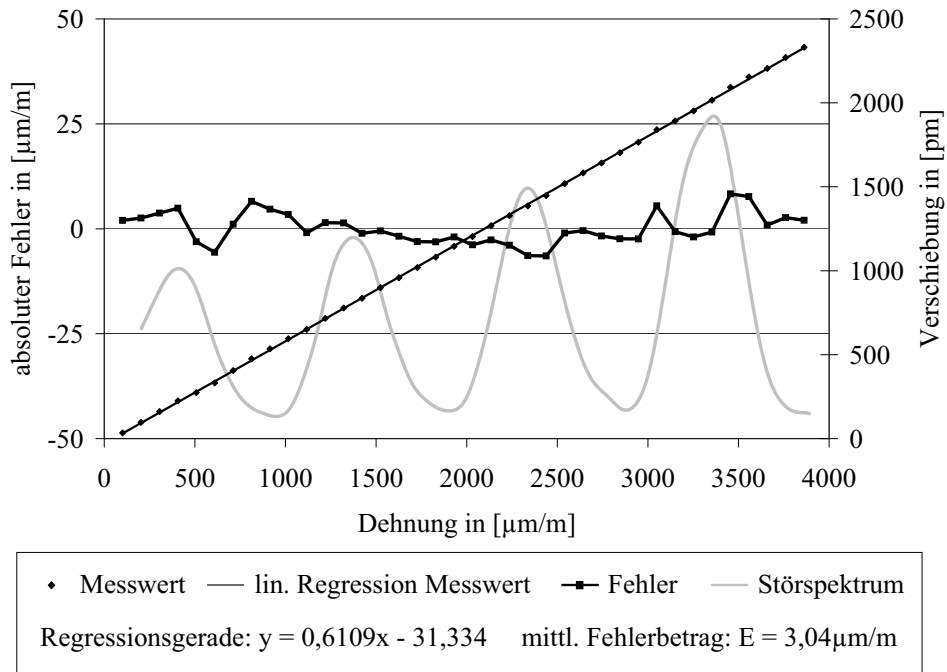


Abbildung B.17: Mess- und Fehlerkurve FBG D, Messung an Eingang E

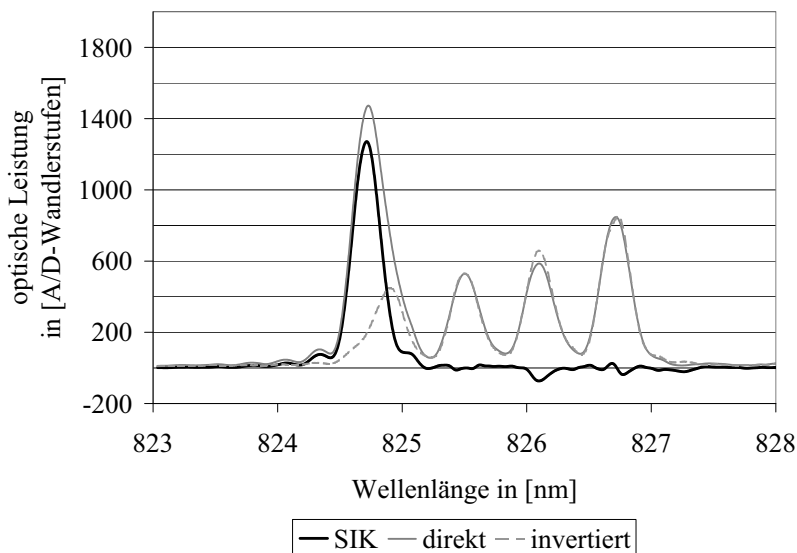


Abbildung B.18: Spektrum für FBG D, Messung an Eingang E bei $0\frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

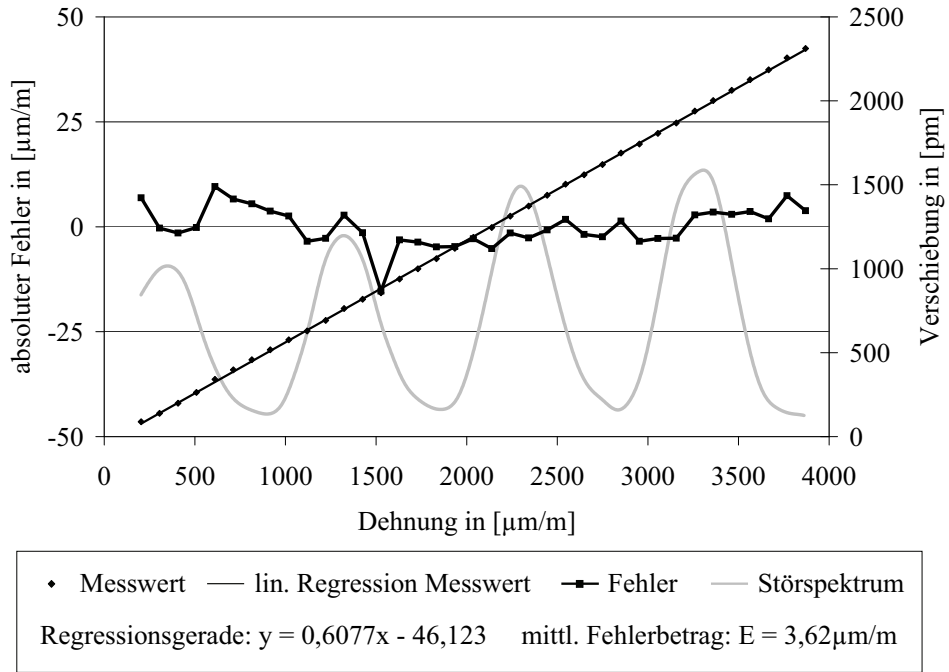


Abbildung B.19: Mess- und Fehlerkurve FBG E, Messung an Eingang E

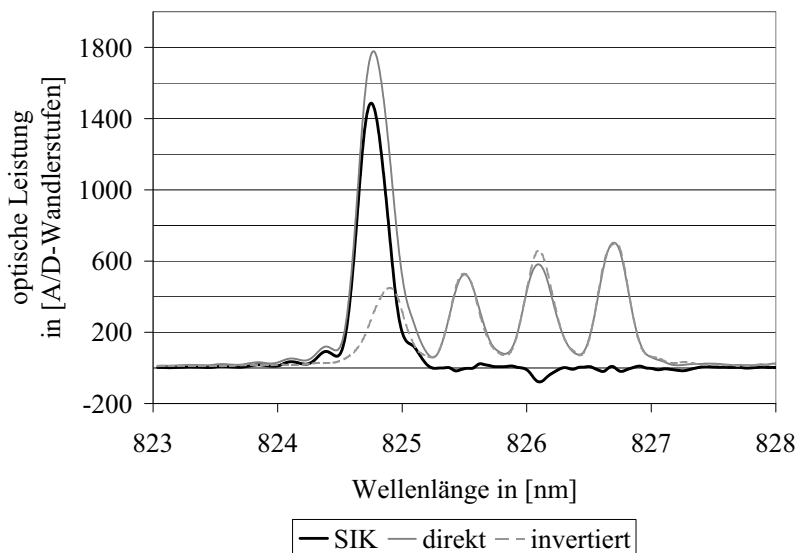


Abbildung B.20: Spektrum für FBG E, Messung an Eingang E bei $0 \frac{\mu\text{m}}{\text{m}}$

Thesen der Arbeit

1. Optische Sensoren weisen im Vergleich zu ihren elektrischen Pendanten wesentliche Vorteile in Bezug auf Störsicherheit und Signalübertragung auf. In vielen Fällen kann eine Vernetzung erfolgen, was eine effiziente Nutzung der Messeinrichtungen sowie eine platz- und gewichtssparende Installation ermöglicht.
2. Faser-Bragg-Gitter als flexibel und kostengünstig herstellbare Sensoren arbeiten reflektiv. Durch eine serielle Verknüpfung wird ein zusätzlicher Lichtwellenleiter für die Signurrückführung vermieden.
3. Die Technologie des Sequence Inversion Keying ist bei der Nutzung von amplitudenmodulierten Direct-Sequence-Codemultiplexverfahren zu bevorzugen, da diese die vollständige Auslöschung von Störinformationen zulässt.
4. Im Gegensatz zu Kommunikationsnetzwerken, in denen jedem Teilnehmer ein separater Code zugeordnet ist, sind serielle Sensornetzwerke auf einen Code beschränkt. Dieser muss in sich orthogonal sein und für das SIK-DS-CDM eine ausgeglichene Anzahl von „0“ und „1“ besitzen.
5. Bisher gibt es keine Berechnungsvorschrift für in sich orthogonale, ausgeglichene Codes, was eine Suche in allen Kombinationen bis zur gewünschten Codelänge bedingt. Optimierte Programme und maximierte Rechenleistung durch verteilte Rechnerstrukturen (Cluster) erhöhen die Wahrscheinlichkeit für das Finden des optimalen Codes.

THESEN DER ARBEIT

6. Eine Optimierung der Codes ist notwendig, da eine zufällige Erzeugung selbst bei Codelängen bis 64.000 Chips gerade im Hinblick auf Dämpfungen im Sensornetzwerk zu einem codebezogenen Signal-Stör-Abstand von unter 10dB führen kann.
7. In seriellen FBG-Sensornetzwerken besteht die Möglichkeit der Doppelreflexion und spektralen Abschattung. Durch günstige Wahl der Sensorparameter lässt sich deren Einfluss minimieren.
8. Eine Erhöhung der Auflösung von FBG-Spektren ist durch Nutzung kubischer Splines möglich.
9. Als Sensorinformation ist die spektrale Verschiebung der FBG-Reflexion zu detektieren. Der Algorithmus hat die Effekte aus spektraler Abschattung und Doppelreflexion zu berücksichtigen. Maximumdetektion und Korrelationsverfahren führen bei diesen Störungen zu hohen Fehlerwerten.
10. Eine günstige Möglichkeit der Verschiebungsanalyse besteht in der Differenzbildung zwischen Referenz- und Messspektrum. Bei Übereinstimmung bleiben lediglich die Störinformation erkennbar, in jedem anderen Fall kommen weitere Anteile zur Differenz hinzu. Gesucht wird nach dem Minimum des Integrals der spektralen Differenzfunktion.
11. Die Methode der Differenzbildung reagiert anfällig auf beispielsweise durch toleranzbehaftete Steckverbindungen verursachte Leistungsänderungen zwischen Referenz- und Messspektrum. Diese sind durch weitere Rechenschritte zu berücksichtigen.
12. Der Signal-Stör-Abstand muss für eine fehlerfreie Verschiebungsanalyse, bezogen auf die Maxima von Signal und der Gesamtheit aller Störungen, größer als 11dB sein. Dabei sind die dämpfenden Einflüsse von Spleißen, Steckverbindungen und der spektralen Abschattung zu berücksichtigen.
13. Bei einer Codelänge von bis 64.000 Chips dürfen sich theoretisch 15 Sensoren spektral vollständig überlagern, ohne dass der Fehlergrenzwert der Verschiebungsanalyse von 2,5pm überschritten wird. Eine Quelle

THESEN DER ARBEIT

mit einer 3dB-Bandbreite von 19nm erlaubt bei einer Nutzungsbreite je Sensor von 1nm somit den Einsatz von 285 Sensoren. Ein auf Wellenlängenmultiplex basierendes System ist auf 19 Sensoren begrenzt.

14. In zeitlich adressierten Systemen kann erst dann ein neuer Lichtimpuls in das Netzwerk gegen werden, wenn die Reflexion des letzten Sensors den ersten wieder passiert hat. Bereits bei einer Netzwerkgröße von fünf Sensoren ist die empfangene Gesamtleistung je Sensor um den Faktor 1,75 kleiner als bei der Adressierung mit SIK-DS-CDM, Tendenz mit der Netzwerkgröße steigend. Durch Variation des SIK-Empfängers lässt sich dieser Faktor noch einmal verdoppeln.
15. Störungen, die durch ein nichtideales Sperren der optischen Schalter verursacht werden, können sich im SIK-DS-CDM-System auslösen. Im entsprechenden Zeitmultiplexsystem ist dies nicht möglich, die Störungen verfälschen das Ergebnis.
16. Wenn in einem kostengünstigen Aufbau eine Superlumineszenzdiode und Gitter-Spektrometer genutzt werden sollen, ist die Anfälligkeit der SLD auf Reflexionen aus dem System zu berücksichtigen. Die bei dem Einsatz eines optischen Isolators bedingte Erhöhung des Polarisationsgrades führt zu Messfehlern in den Spektrometern und muss entsprechend rückgängig gemacht werden.
17. Entscheidend für die Funktionsfähigkeit und Qualität des Systems ist die Identität der Übertragungsfunktionen der beiden Pfade des SIK-Empfängers.
18. Gerade für große Sensornetze bietet die Adressierung durch SIK-DS-CDM eine effiziente Alternative zu den derzeit gängigen Multiplexverfahren. Eine Erhöhung der Systemkomplexität erfolgt im Vergleich zum Zeitmultiplex nur in geringen Maßen.