

OPTISCHE DETEKTORAUSSLESE MIT SILIZIUMPHOTONIK

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTORS DER NATURWISSENSCHAFTEN

von der Fakultät für Physik des
Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)

genehmigte

DISSERTATION

von

Dipl.-Phys. Piotr Henryk Skwierawski

geboren in

Stolp, Polen

Tag der mündlichen Prüfung: 03.06.2016

Hauptreferent: Prof. Dr. Marc Weber

Korreferent: Prof. Dr. Christian Koos

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	II
Abkürzungsverzeichnis	V
1 Einleitung	1
2 Optische Grundkomponenten	4
2.1 Wellenleiter auf Silicon-on-Insulator (SOI).....	4
2.2 Optischer Richtkoppler	7
2.3 Gitterkoppler.....	8
2.4 Wellenlängenmultiplexverfahren	9
2.5 Modulatoren.....	12
2.5.1 Mach-Zehnder-Konfiguration	12
2.5.2 Wanderwellenkonfiguration.....	13
2.5.3 Resonatoren	14
2.5.4 Typen von Siliziummodulatoren.....	14
2.5.5 Wichtige Kenngrößen eines Modulators.....	16
2.5.6 Höhere Modulationsformate	18
2.6 Der photonische Chip	19
3 Planar-konkaves Reflexionsgitter (PCG).....	22
3.1 Funktionsprinzip des PCG.....	23
3.2 Praktische Umsetzung eines PCG	25
3.2.1 Fokuspunkte	25
3.2.2 Reflektoren	27
3.2.3 Beugungsordnung und Ausgangswinkel.....	28
3.3 Simulation.....	30
3.4 Messaufbau	33
3.5 Ergebnisse.....	34
3.6 Der optische Bestandteil des Transmitters	38
3.7 Zusammenfassung	39
4 Silizium-Organik-Hybrid-Modulatoren.....	40

Inhaltsverzeichnis

4.1	Nichtlineare organische Materialien.....	40
4.2	Funktionsprinzip des SOH-Modulators.....	42
4.3	Prozessablauf der SOH-Modulatorfertigung	44
4.4	Die elektrischen Eigenschaften des SOH-Modulators	48
4.5	Messaufbau	48
4.6	Impedanz der Transmissionsleitungen	50
4.6.1	Elektrische Bandbreite der Transmissionsleitungen	52
4.7	Elektro-optische Bandbreite	53
4.8	Schlitzbreite des Wellenleiters	55
4.9	Die SOH-Modulatoren im System	61
4.10	Zusammenfassung	62
5	Strahlungshärtetests an pn-Modulatoren	63
5.1	Einfluss von Strahlungsschäden in der Siliziumphotonik.....	63
5.2	Funktionsprinzip des pn-Modulators.....	66
5.3	Bestrahlung der pn-Modulatoren.....	67
5.4	Simulation.....	73
5.5	Zusammenfassung	80
6	Systemdesign	82
6.1	Ein neues optisches Datenübertragungssystem.....	82
6.1.1	Vorzüge der optischen Datenübertragung.....	82
6.1.2	Vorzüge der Siliziumphotonik	83
6.1.3	Bedarf an optischen Datenübertragungstrecken: X-Ray-Kameras.83	
6.2	Das Konzept des Systemdesigns	86
6.2.1	Direkt modulierte Laserdioden und externe Modulation	88
6.2.2	Externes Lasersystem	90
6.2.3	Wellenlängen-Multiplex-Verfahren	92
6.3	Technische Realisierung und zukünftige Entwicklung des Konzepts ...	93
6.3.1	Modulatoren für die elektrooptische Konversion	93
6.3.2	Optische De-Multiplexer	96
6.3.3	Laserquelle	97

6.3.4	Optische Konfektionierung von photonischen Komponenten.....	98
6.3.5	Elektronische Konfektionierung von Modulatoren.....	98
6.3.6	Empfänger	99
6.3.7	Weitere Entwicklungen	99
6.4	Zusammenfassung	99
7	Zusammenfassung und Ausblick	101
8	Literaturverzeichnis	104

Abkürzungsverzeichnis

DESY	Deutsches Elektronen-Synchrotron
FZJ	Forschungszentrum Jülich
GSI	Gesellschaft für Schwerionenforschung
KIT	Karlsruher Institut für Technologie
IPE	Institut für Prozessdatenverarbeitung und Elektronik
IPQ	Institut für Photonik und Quantenelektronik
IMS CHIPS	Institut für Mikroelektronik Stuttgart
IMT	Institut für Mikrostrukturtechnik
OpSIS	Optoelectronic Systems Integration in Silicon, Firmenname
AGIPD	Adaptive Gain Integrating Pixel Detector
ASIC	Anwendungsspezifische integrierte Schaltung
CAD	Computer-aided design
CMOS	Complementary metal-oxide-semiconductor
cw	Continuous wave
DFB	Distributed feedback laser
EDFA	Erbium-doped Fiber Amplifier
LAMBDA	Large Area Medipix-Based Detector Array
LO	Lokaler Oszillator
MMI	Multimoden-Interferometer
MOS	Metall-Oxid-Halbleiter
MZI	Mach-Zehnder Interferometer

OOK	On-off keying
PIC	Photonische integrierte Schaltung
PKA	Primary Knock-on Atom
Rx	Receiver
SFP	Small-form-factor pluggable module
SMF	Einmodenfaser
SNR	Signal-to-noise ratio
SOH	Silizium-Organik-Hybrid
SOI	Silicon-on-insulator
WDM	Wavelength division multiplexing
X-FEL	X-Ray Free-Electron Laser

1 Einleitung

Der exponentielle Anstieg des globalen Internetdatenverkehrs erfordert eine kontinuierliche Verbesserung der Kommunikationsinfrastruktur, sowie eine steigende Übertragungsbandbreite zusammen mit sinkendem Energieverbrauch. Dies ist die treibende Kraft für neue Kommunikationstechnologien mit dem Trend, die Photonik immer näher zur elektronischen Datenverarbeitung zu rücken [1].

Auch zukünftige umfangreiche Experimente aus der Physik und anderen Forschungsgebieten, wie die Teilchendetektoren am CERN, werden immer höhere Datenübertragungsraten bei besonderen Umgebungsbedingungen benötigen. Optische Glasfaserübertragungstrecken sind deshalb bereits heute in vielen Bereichen ein unverzichtbares Element in der Kommunikation zwischen Experiment und Datenzentrum [2]. Doch aufgrund der besonderen Umgebungsbedingungen, wie z.B. Strahlung und extreme Temperaturen, werden Standardlösungen auch zukünftig nicht ausreichen.

Die Gründe für den kommerziellen Erfolg von optischen Technologien sind vielfältig, vor allem die hohen möglichen Datenübertragungsraten, große Übertragungreichweite und Störungsresistenz sorgen für einen weitreichenden Einsatz [3]. Unter den unterschiedlichen Technologien versprechen Schaltungen auf Silizium-auf-Isolator-Substraten (SOI) besonders kostengünstige Übertragungssysteme. Silizium ist im nahen Infrarotbereich transparent und damit kompatibel mit den in der Telekommunikation genutzten Wellenlängen um 1550 nm und 1310 nm. Sein hoher Brechungsindex ermöglicht kompakte Bauteile und damit eine hohe Integrationsdichte. SOI-Wafer werden bereits standardmäßig für die Fertigung in der complementary metal-oxide-semiconductor-Elektronik (CMOS-Elektronik) verwendet. Ein weitgehend zur CMOS-Elektronik kompatibler Prozess ermöglicht eine kostengünstige Massenproduktion von photonischen Komponenten in, im Vergleich zu anderen Halbleitern, ausgereifter Technologie und eine Kointegration mit CMOS-Elektronik [4].

In Zusammenarbeit mit dem Deutschen Elektronen-Synchrotron (DESY), der Gesellschaft für Schwerionenforschung (GSI) und dem Forschungszentrum Jülich (FZJ) wird am Karlsruher Institut für Technologie (KIT) ein neuartiges Datenübertragungssystem entwickelt. Dieses System wird die Datenrate um mehrere Größenordnungen erhöhen im Vergleich zu bestehenden Datenübertragungssystemen. Es basiert auf externen Dauerstrich-Laserquellen, die einen elektro-

optischen Transmitter speisen. Die Transmitter nutzen das Wellenlängenmultiplexverfahren (WDM) und setzen schnelle Silizium-Modulatoren und monolithisch integrierte Multiplexer ein. Durch diese Technologie wird die Flexibilität der Elektronik zusammen mit der hohen Bandbreite der Optik auf der kostengünstigen Basis von Silizium vereinigt. Das über diese Arbeit hinausgehende langfristige Ziel ist die Realisierung eines ersten Demonstrators mit 40 Gbit/s innerhalb von zwei Jahren. Dieser Demonstrator ist der erste Zwischenschritt zu einem Datenübertragungssystem mit einer Bandbreite von 5 Tbit/s in fünf Jahren.

Die Ergebnisse dieser Arbeit sind wesentliche Voraussetzung bei der Realisierung eines Tbit/s-schnellen elektro-optischen Datenübertragungssystems. Dieses System soll auch unter extremen Bedingungen, wie hoher Strahlenbelastung, mit neuester Technologie zuverlässig funktionieren. In dieser Arbeit werden deshalb pn-Modulatoren, Silizium-Organik-Hybrid-Modulatoren (SOH-Modulatoren) und Wellenlängenmultiplexer mit Berücksichtigung des Prozessablaufs bestimmter CMOS-Fertigungsanlagen entworfen, simuliert und charakterisiert. Des Weiteren wird die Strahlenshärte bei unterschiedlichen Strahlungsarten untersucht und ein Konzept für einen Prototypen entwickelt.

Die theoretischen Hintergründe der gebräuchlichen siliziumphotonischen Standardkomponenten, wie Wellenleiter, Richtkoppler, Gitterkoppler, Wellenlängenmultiplexer und Modulator, werden in Kapitel 2 behandelt.

Kapitel 3 stellt das planare konkave Reflexionsgitter (PCG) vor. Dieser optische Multiplexer ist im Vergleich zu anderen Multiplexern besonders tolerant gegenüber einer hohen Kantenrauigkeit an Ätzkanten. Außerdem bleibt er auch bei einer hohen Kanalzahl kompakt [5]. Die Konstruktionsalgorithmen wurden in einem flexiblen Programm umgesetzt, welches maßgeschneiderte Lösungen in Form von Layouts generiert. Verschiedene PCG-Varianten wurden simuliert, hergestellt und vermessen. Die Ergebnisse werden vorgestellt.

In Kapitel 4 wird eine neuartige Form der Siliziummodulatoren, der Silizium-Organik-Hybrid Modulator (SOH-Modulator), vorgestellt [6, 7]. Dieser Modulator typ verspricht große Bandbreiten bis in den dreistelligen Gigahertz-Bereich bei einer geringen Leistungsaufnahme. Das Institut für Mikroelektronik Stuttgart (IMS CHIPS) hat diese Modulatoren nach Simulationen und Designvorgaben des Institutes für Photonik und Quantenelektronik (IPQ) hergestellt und das Resultat wird vorgestellt.

Einleitung

In Kapitel 5 wird der Einfluss radioaktiver Strahlung auf Siliziumkomponenten, insbesondere auf pn-Modulatoren, untersucht. Hierzu wurden von der Firma OpSIS entworfene pn-Modulatoren, welche in einem vom KIT entworfenen, integrierten optischen Chip einbezogen wurden, verwendet. Die Modulatoren wurden bei Experimenten bei der Gesellschaft für Schwerionenforschung (GSI) in Darmstadt und dem Karlsruher Institut für Technologie (KIT) bestrahlt. Die Experimente sind Vorreiter für strahlenharte und möglicherweise verbesserte siliziumphotonische Modulatoren.

Ein neuartiges Konzept für eine Tbit/s-schnelle Datenübertragung in Siliziumphotonik für Experimente in der Wissenschaft wird in Kapitel 6 beschrieben. Das Konzept ist darauf ausgelegt die Anforderungen von Detektoren der Hochenergiephysik zu erfüllen. Die notwendigen Schritte, Vergleiche zwischen Technologien und mögliche Verbesserungen werden aufgeführt.

Kapitel 7 fasst die wesentlichen Ergebnisse dieser Arbeit zusammen und gibt einen Ausblick auf zukünftige Entwicklungen der optischen Datenauslese unter Verwendung von Siliziumphotonik.

2 Optische Grundkomponenten

Im folgenden Kapitel wird die grundlegende Funktionsweise von ausgewählten siliziumphotonischen Komponenten beleuchtet, die zum Verständnis dieser Arbeit relevant sind.

2.1 Wellenleiter auf Silicon-on-Insulator (SOI)

Die Silicon-on-Insulator (SOI) Technologie wurde ursprünglich für integrierte CMOS-Schaltungen entwickelt. Der große Unterschied zwischen dem Brechungsindex von Silizium und Siliziumdioxid ermöglicht kompakte Wellenleiterstrukturen. Abbildung 1 zeigt den Aufbau des Schichtensystems eines SOI-Wafers. Zur Herstellung des SOI-Wafers wird ein Silizium-Wafer mit Sauerstoffionen einer bestimmten Eindringtiefe implantiert [8]. Der Sauerstoff oxidiert das Silizium zu Siliziumdioxid, und es bilden sich insgesamt drei Schichten aus. Ein typischer SOI-Wafer besteht aus einem 700 μm dicken Trägermaterial in Form einer Siliziumscheibe, der 3 μm dicken Isolatorschicht aus Siliziumdioxid und einer 250 nm dicken Oberschicht aus Silizium [9].

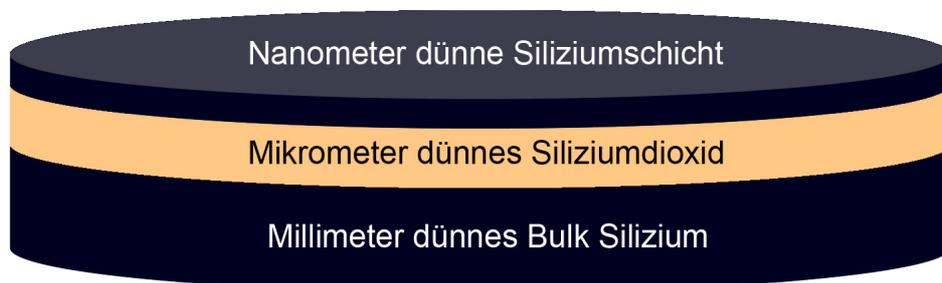


Abbildung 1: Aufbau eines SOI-Wafers.

Optische Systeme auf einem Wafer werden als photonische integrierte Schaltungen (PICs) bezeichnet, analog zu integrierten Schaltungen (ICs) in der Elektronik. Für die optische Verbindung von Komponenten auf einem Wafer sind Wellenleiterstrukturen zuständig. Ist ein optisch dichteres Material mit einem optisch dünneren Material umgeben, so wird das Licht¹ nach den Maxwellgleichungen im Wellenleiter gebunden und geführt. Die elektrische Feldverteilung darf nur bestimmte Formen annehmen, die Moden genannt werden. Abbildung 2 stellt drei Wellenleitertypen mit ihrer Modenverteilung vor. Die Maxwellglei-

¹Der Begriff „Licht“ wird hier nicht nur für den sichtbaren Teil des elektromagnetischen Spektrums verwendet, sondern auch für den angrenzenden, in der Telekommunikation wichtigen infraroten Bereich.

Optische Grundkomponenten

chungen geben weiterhin vor, dass die maximale Anzahl der ausbreitungsfähigen Moden n_{mod} in Abhängigkeit der Breite des Wellenleiters d und der effektiven Wellenlänge λ_{eff} fest vorgegeben ist nach der Bedingung:

$$n_{mod} \leq \frac{2 \times d}{\lambda_{eff}} \quad (1)$$

Da unterschiedliche Moden unterschiedliche Propagationsgeschwindigkeiten im Wellenleiter besitzen, werden die Wellenleiter vorwiegend einmodig ausgelegt.

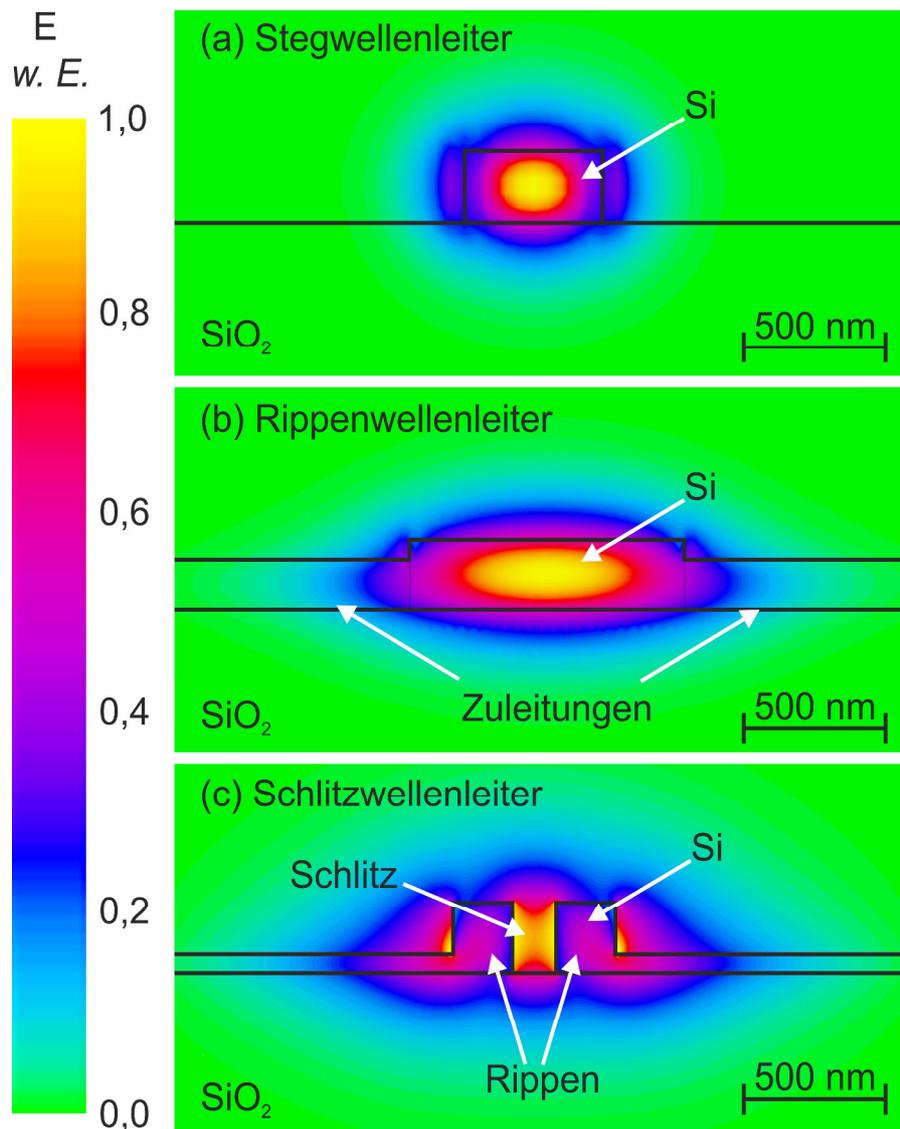


Abbildung 2: Optische Wellenleitergeometrien und simulierte optische Modenfelder: (a) Stegwellenleiter, (b) Rippenwellenleiter und (c) Schlitzwellenleiter. Abbildung bearbeitet nach [10]. Die Skala ist in willkürlichen Einheiten (w. E.) definiert.

Ein optischer Stegwellenleiter nach Abbildung 2 (a) besitzt idealerweise einen rechteckigen Querschnitt [11]. Der Stegwellenleiter ist wegen seiner einfachen Geometrie am leichtesten herzustellen und sehr kompakt. Meistens wird dieser Wellenleitertyp im transversal-elektrischem-Modus (TE-Modus) betrieben, da dort sehr kleine Kurvenradien von bis zu $5\ \mu\text{m}$ möglich sind (Abbildung 3). TE-Modus bedeutet, dass die elektrischen Feldlinien vorwiegend parallel zur Chip-ebene und orthogonal zur Ausbreitungsrichtung des Lichtes stehen. Enge Kurven ermöglichen eine hohe Integrationsdichte von Wellenleitern. Die Verluste entstehen hauptsächlich durch die Kantenrauigkeit an den seitlichen Rändern, die durch Ungenauigkeiten im Herstellungsprozess entstehen. Durchschnittlich ist mit optischen Verlusten von 2-3 dB/cm zu rechnen [12].

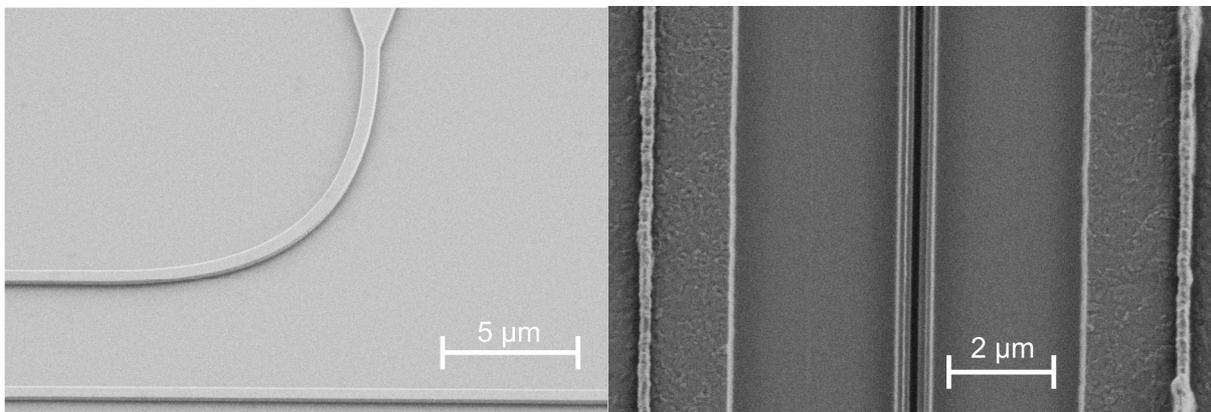


Abbildung 3: REM-Foto einer 90° -Wellenleiterkurve (links). REM-Foto eines Schlitzwellenleiters (rechts).

Optische Rippenwellenleiter nach Abbildung 2(b) werden für zwei Zwecke genutzt. Soll der Wellenleiter elektrisch mit einem benachbartem Metall kontaktiert werden, z.B. in einem Modulator, werden bis zu 100 nm hohe Stege seitlich angefügt. Die Stege verbreitern zwar die optische Mode, verhindern aber ein Koppeln der Mode in benachbarte Strukturen. Sind hingegen geringere Verluste notwendig, dann werden Stege genutzt, die höher sind als die Hälfte des eigentlichen Wellenleiters. Diese Technik verbreitert die Mode sehr stark und erfordert sehr große Kurvenradien, dafür sind die Verluste auf einen Wert von 0.3 dB/cm verringert [12].

Der optische Schlitzwellenleiter nach Abbildung 2(c) ist nur für Spezialanwendungen geeignet. Er ist geteilt durch einen Schlitz mit einer Breite von 60-160 nm (Abbildung 3). Dies hat zur Folge, dass die optische Welle zwar vom Silizium geführt wird, aber das elektrische Feld im Schlitz konzentriert ist. Fügt man nun ein elektro-optisches Material mit einem geringeren Brechungsindex in

den Schlitz ein, so reagiert die Mode sehr stark auf Brechungsindexänderungen des elektro-optischen Materials. Wegen der vielen Seitenkanten der Geometrie entstehen hohe optische Verluste [6].

2.2 Optischer Richtkoppler

Der optische Richtkoppler findet seine Verwendung im Teilen und Zusammenführen von optischen Leistungen auf diversen Materialplattformen. Eine mögliche Variante eines Richtkopplers ist der Multimoden-Interferometer (MMI). Eine detaillierte theoretische Beschreibung eines MMI wird in [13] vorgestellt. Für CMOS-Fertigungsanlagen ist es möglich, den MMI aufgrund seiner einfachen Geometrie mit nur wenigen toleranzbedingten Abweichungen herzustellen (Abbildung 4).

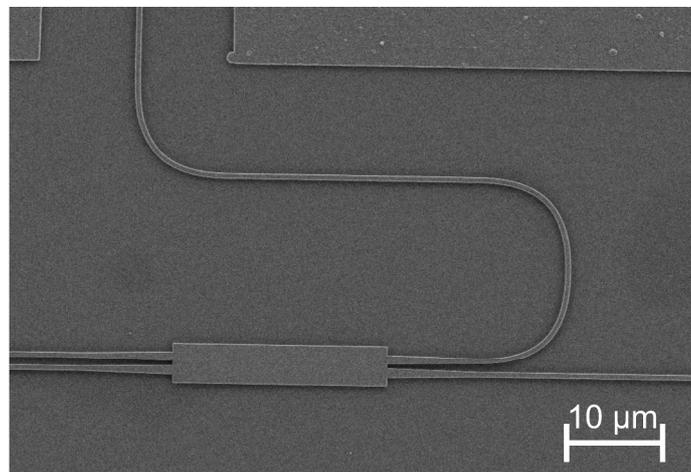


Abbildung 4: REM Foto eines MMI mit den gleichen geometrischen Abmessungen wie bei Abbildung 5.

Die in dieser Arbeit verwendeten MMIs besitzen zwei Ein- und zwei Ausgänge. Durch die abrupte Änderung von einem einmodigen Wellenleiter in einen mehrmodigen Wellenleiter werden Moden höherer Ordnung angeregt. Durch die unterschiedlichen Propagationsgeschwindigkeiten der Moden entstehen unterschiedliche periodisch wiederkehrende Feldverteilungen entlang des MMI. Die Länge und Breite des MMI ist entsprechend gewählt, so dass das Interferenzmuster der Eigenmoden sich am Ende des MMIs in zwei Maxima konzentriert, die in zwei einmodige Wellenleiter münden. Je nach Phasenlage der beiden optischen Eingänge werden die optischen Leistungen auf einen bestimmten Kanal gebündelt oder auf beide Kanäle verteilt (Abbildung 5).

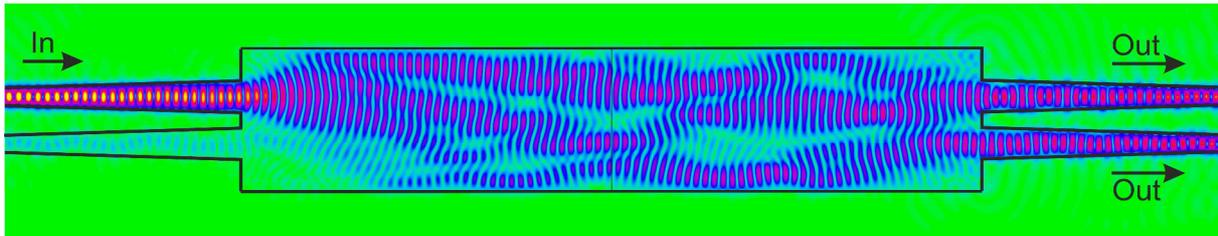


Abbildung 5: Simulation des elektrischen Feldes eines MMI. Die Energie aus dem Eingangskanal (links oben) verteilt sich gleichmäßig auf beide Ausgangskanäle (rechts).

2.3 Gitterkoppler

Der Größenunterschied des Querschnittes zwischen einer einmodigen Glasfaser und einem einmodigen Siliziumwellenleiter beträgt mehr als eine Größenordnung (Abbildung 6). Um eine effiziente Kopplung zwischen Glasfaser und Siliziumwellenleiter herzustellen, ist eine Modenanpassung notwendig. Dazu wird eine periodische Gitterstruktur in einen Siliziumwellenleiter geätzt, die in den Abmessungen der Glasfasermode entspricht (Abbildung 7). Die periodische Ätzung entspricht einem optischen Gitter, welches das einfallende Licht in bestimmte Winkel zur Flächennormalen beugt (Abbildung 8). Durch diese Technik kann Licht von einer Glasfaser in einen Wellenleiter eingekoppelt werden. Der Verlust der einfachsten Gitterkoppler liegt zwischen 3 dB und 5 dB [14].

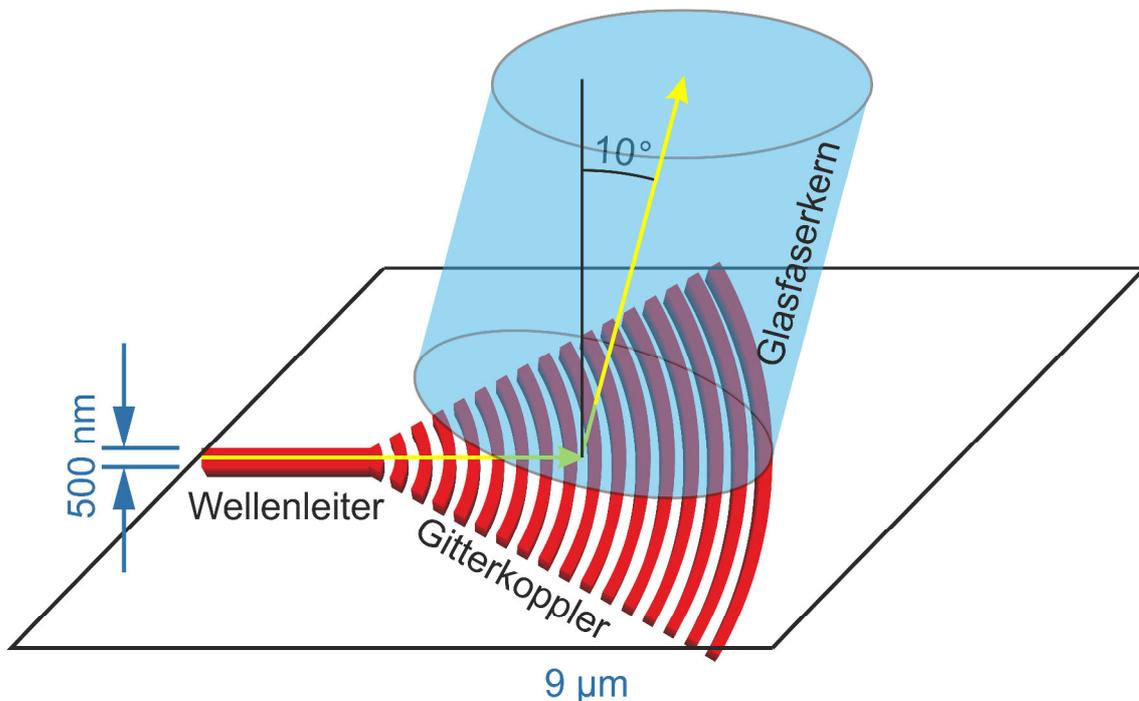


Abbildung 6: Kopplung zwischen einem Glasfaserkern und einem Wellenleiter über einen Gitterkoppler.

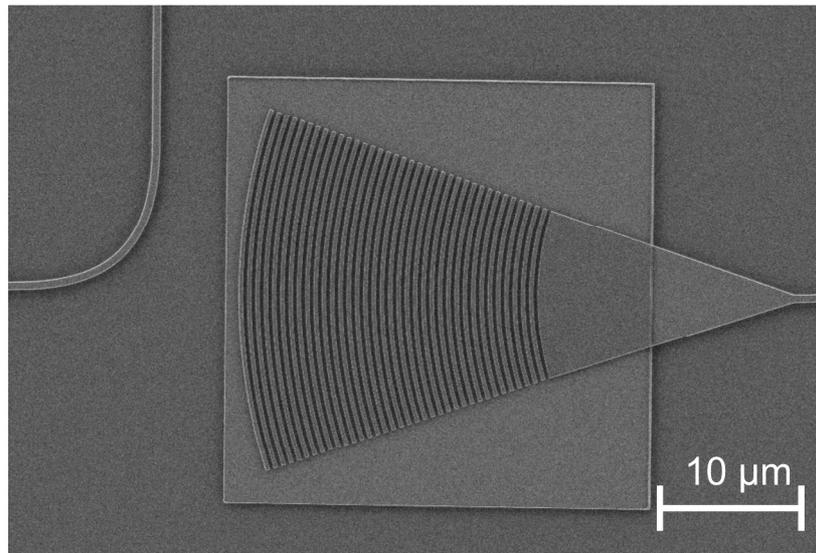


Abbildung 7: REM-Bild eines Gitterkopplers. Das Design wurde aus dem Generic Silicon Photonics PDK übernommen und angepasst [15].

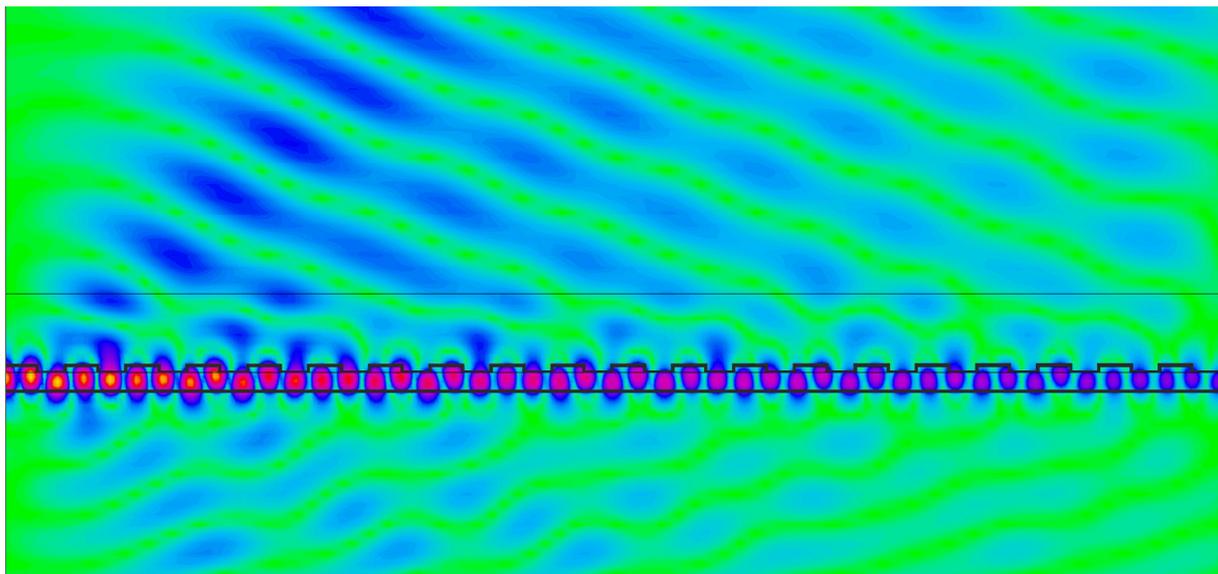


Abbildung 8: Simulation des elektrischen Feldes eines Gitterkopplers. Die optische Leistung wird in einem bestimmten Winkel zur Gitternormalen abgestrahlt.

2.4 Wellenlängenmultiplexverfahren

Das Wellenlängenmultiplexing (WDM) erlaubt die Nutzung eines Übertragungskanal, beispielweise einer Glasfaser, durch mehrere Signalträger. Auf jedem einzelnen Signalträger können Informationen mit einer gewissen Bandbreite aufmoduliert worden sein. Folglich erlaubt die WDM Technologie die bessere Ausnutzung der Terahertz-Bandbreite des optischen Spektrums [16].

Je nach Kanalabstand wird zwischen dichtem WDM (DWDM) und grobem WDM (CWDM) unterschieden [17]. Das DWDM ist für Kanalabstände zwischen 0,1 nm (12,5 GHz) und 0,8 nm (100 GHz) definiert und stellt hohe Anforderungen an die Stabilität und Linienbreite der optischen Signalträger. Das CWDM ist die kostengünstigere Variante, die größere Kanalabstände und weniger gut stabilisierte Signalträger erlaubt.

Eine mögliche Einsatzform eines WDM-Systems ist in Abbildung 9 skizziert. Licht, bestehend aus einer bestimmten Anzahl aus diskreten Wellenlängen, aus einer Glasfaser wird durch einen Demultiplexer je nach Wellenlänge selektiert. Das Licht der jeweiligen Wellenlänge dient als optischer Träger, welcher mit Hilfe von optischen Modulatoren mit elektronischen Daten moduliert wird. Anschließend werden alle Wellenlängen durch einen Multiplexer kombiniert und auf eine Glasfaser weitergeleitet.

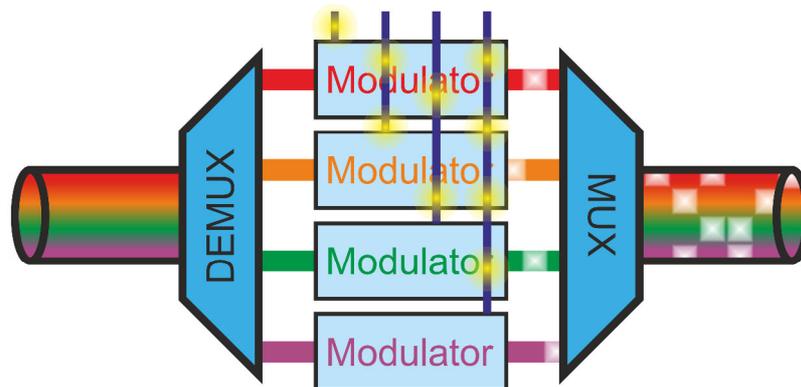


Abbildung 9: Einfacher WDM-Transmitter (von links nach rechts): Selektion nach Wellenlänge (DEMUX), Modulation der diskreten Wellenlängen (optische Modulation) und Zusammenführung aller Wellenlängen (MUX).

Silizium ermöglicht mit seinem, im Vergleich zu anderen Materialien wie Siliziumdioxid, Lithiumniobat, usw., hohen Brechungsindex kleinere effektive Wellenlängen und damit kompaktere Strukturen. Dieser Vorteil schließt auch WDM-Systeme auf Basis von SOI-Wafern mit ein und macht Silizium zu einem geeigneten Materialsystem für optische Multiplexer. Gegenüber Prozesstoleranzen und Kantenrauigkeit wirkt sich der hohe Brechungsindex jedoch nachteilig aus.

Die meisten WDM-Systeme in der Siliziumphotonik basieren entweder auf Gitterstrukturen oder auf resonanten Strukturen. Typische Gittersysteme sind Arrayed Waveguide Gratings (AWGs) und planare konkave Reflektionsgitter

Optische Grundkomponenten

(PCG). Für resonante Strukturen werden vorwiegend Ringresonatoren oder Bragg-Resonatoren verwendet [18, 19].

Ein Vergleich von unterschiedlichen optischen Multiplexern wird in Kapitel 6.3.2 vorgenommen. Im Folgenden wird nur ein kurzer Überblick über AWGs, PCG und Ringresonatoren gegeben:

Arrayed Waveguide Grating (AWG)

Das AWG hat die Funktionsweise eines Gitterspektrometers (Abbildung 10(a)). Das einfallende Licht eines Wellenleiters wandert durch einen zweidimensionalen Freistrahلبereich, divergiert und wird auf eine Reihe von unterschiedlich langen Wellenleitern verteilt. Durch die unterschiedliche Länge der Wellenleiter erhält jeder Lichtzweig einen wellenlängenabhängigen Phasenunterschied. In einem weiteren zweidimensionalen Freistrahلبereich werden die einzelnen Lichtzweige zur Interferenz gebracht. Die unterschiedlichen Wellenlängen interferieren aufgrund der wellenlängen- und laufzeitabhängigen Phasenverschiebung an verschiedenen Ort konstruktiv. Dort werden sie von Ausgangswellenleitern fokussiert und weitergeleitet [20].

Planare Konkave Reflektionsgitter (PCG)

Das PCG oder Echellegitter hat, wie das AWG, die Funktionsweise eines Gitterspektrometers (Abbildung 10(b)). Das einfallende Licht eines Wellenleiters wandert durch einen zweidimensionalen Freistrahلبereich, divergiert und trifft auf eine Reihe von Reflektoren. Durch Reflexion und Beugung am Gitter interferieren die einzelnen Wellenlängen an unterschiedlichen Stellen konstruktiv und werden von Ausgangswellenleitern fokussiert und weitergeleitet [21]. Die PCG werden im Detail in Kapitel 3 vorgestellt.

Ringresonatoren

In einem Ringresonator werden nur Wellenlängen transmittiert, deren Wellenlängen ein Vielfaches vom effektiven Umfang des Ringes bilden (Abbildung 10(c)). Durch eine schwache Kopplung an ein oder zwei benachbarten Wellenleitern erhält der Ringresonator die Eigenschaften eines Bandpassfilters. Durch eine Anordnung von vielen Ringresonatoren mit unterschiedlichen Größen lassen sich WDM-Systeme aufbauen [22].

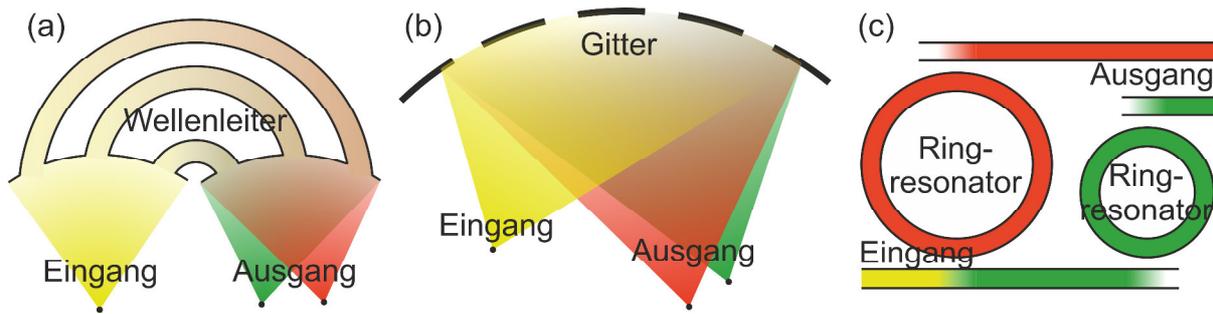


Abbildung 10: Die am häufigsten verwendeten WDM (De-)Multiplexer in der Siliziumphotonik: (a) Planar konkaves Reflexionsgitter, (b) Arrayed Waveguide Grating, (c) Ringresonator System.

2.5 Modulatoren

Elektrooptische Modulatoren konvertieren elektrische in optische Signale. Dabei wird eine konstante Lichtintensität mit Hilfe von Amplituden-, Phasen- oder Frequenzmodulation in ein modulierte Lichtsignal umgewandelt. Zur Modulation wird in vielen Materialien, wie Lithiumniobat, der Pockels-Effekt ausgenutzt, welcher in Silizium aufgrund der Kristallsymmetrie nicht vorhanden ist. Um dennoch einen Modulator aus Silizium herzustellen werden andere Techniken genutzt, von denen ein Teil in diesem Unterkapitel vorgestellt wird.

2.5.1 Mach-Zehnder-Konfiguration

Ein Mach-Zehnder-Interferometer (MZI) ist zusammengesetzt aus zwei parallelen Phasenmodulatoren, die durch Teiler und Kombinerer (z. B. einem MMI) miteinander verbunden sind (Abbildung 11). Ein Phasenmodulator ist ein Modulator, welcher den Phasenunterschied des Lichtes am Ausgang zum Eingang des Modulators kontrolliert verändern kann. Beide Modulatoren sind unabhängig voneinander modulierbar und erzeugen am Kombinerer je nach Phasenlage eine konstruktive oder destruktive Interferenz. Dadurch ist es möglich, aus zwei Phasenmodulatoren einen Amplitudenmodulator zu erzeugen.

Ein Spezialfall beim elektrischen Betreiben des MZI ist der push-pull-Betrieb (Abbildung 11(c)). In diesem Fall wird ein gemeinsamer elektrischer Leiter als Signalleiter verwendet, während die beiden äußeren Leiter auf gemeinsamer Masse liegen. Durch den push-pull Betrieb liegt die Orientierung der elektrischen Felder an beiden Phasenmodulatoren immer genau entgegengesetzt. Die Gruppengeschwindigkeit in einem Arm wird erhöht, während sie im anderen Arm erniedrigt wird. Dadurch ist die Phasenverschiebung beider Phasenmodulatoren entgegengesetzt. Der Vorteil der push-pull Konfiguration ist die Möglich-

keit des Anschlusses von der in der Hochfrequenztechnik sehr verbreiteten Koplanarleitung, anstatt von zwei differentiellen Leitungen. Der Nachteil dieser Methode ist die Verzerrung des elektrischen Signals bei der Modulation im Fall von ungleichen Eigenschaften der Modulatoren oder nichtlinearem Modulationsverhalten der Phasenmodulatoren.

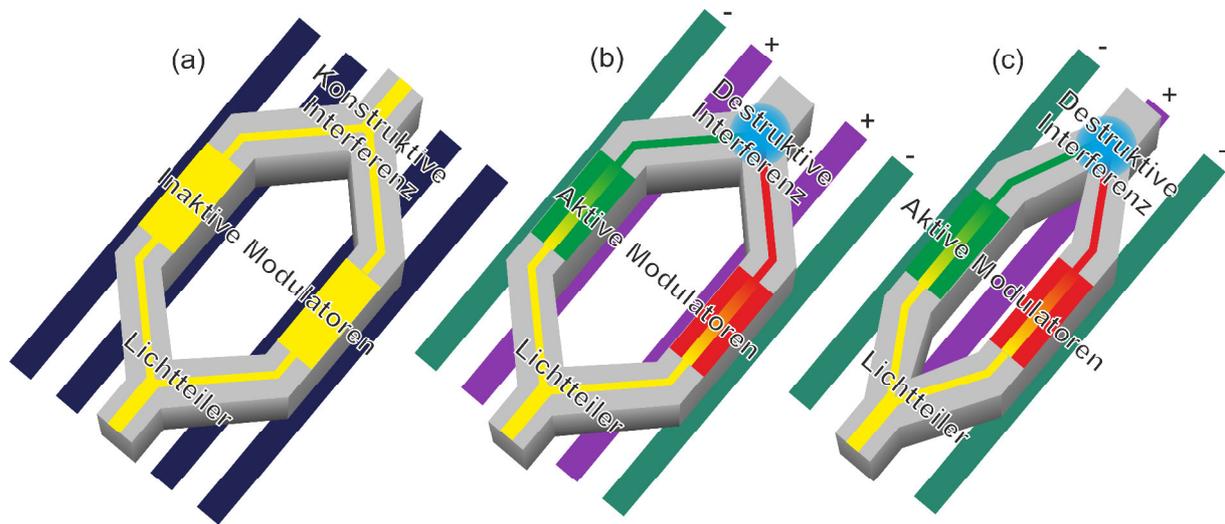


Abbildung 11: Prinzip eines MZM: (a) ohne angelegte Spannung ist der Phasenunterschied des Lichtes beider Äste gleich und die Interferenz ist konstruktiv. Plus und Minus stehen jeweils für Signal und Masse. (b) Die Spannung in beiden Ästen ist so gewählt, dass die Interferenz des Lichtes der beiden Äste destruktiv ist und aus dem Wellenleiter heraus gestrahlt wird. (c) Im push-pull Betrieb kann eine metallische Leitung eingespart werden.

2.5.2 Wanderwellenkonfiguration

Ein Phasenmodulator in Wanderwellenkonfiguration besteht aus zwei zueinander parallelen metallischen Leitungen. Die Leitungen dienen als Träger des elektrischen Signals. Eine Spannungsdifferenz wird am Anfang der metallischen Leitungen angelegt. Ein Arm liegt auf Masse, der andere auf Signal. Zwischen den beiden Leitungen verläuft ein optischer Wellenleiter als Rippenwellenleiter. Die Ausläufer des Rippenwellenleiters sind dotiert und dienen als elektrische Zuführungen von den metallischen Leitungen hin zum Wellenleiter. Abbildung 12 zeigt Beispiele von Modulatoren in Wanderwellenkonfiguration.

Der Vorteil der Wanderwellenkonfiguration ist die höhere Einwirkzeit der elektrischen Welle auf die optische Welle, die in einem konzentrierten Bauelement zu kurz wäre, um eine ausreichende Auswirkung zu erhalten [4].

2.5.3 Resonatoren

Der in Kapitel 2.4 beschriebene Ringresonator kann in einen Ringmodulator umgewandelt werden, indem die effektive Lichtgeschwindigkeit im Ring verändert wird. Dadurch ändert sich die Resonanzfrequenz der Bandpassfiltercharakteristik. Der Vorteil eines Ringresonators ist der geringe Platzbedarf im Vergleich zu einem MZM. Der Nachteil ist die sehr ausgeprägte Empfindlichkeit auf Toleranzen und Seitenwandrauigkeiten bei der Herstellung [4].

2.5.4 Typen von Siliziummodulatoren

Nachfolgend wird eine kurze Übersicht über die in dieser Arbeit verwendeten Arten von Siliziummodulatoren gegeben, die sich in ihren physikalischen Eigenschaften unterscheiden. Durch unterschiedliche physikalische Effekte ändern alle aufgelisteten Modulatoren ihren effektiven Brechungsindex. Das wirkt sich auf die Lichtgeschwindigkeit im Medium aus und damit auf die relative Phasenlage in einem MZM aus.

pn-Modulator

Der pn-Modulator basiert auf dem Plasma-Dispersions-Effekt. Durch eine Änderung der Konzentration von freien Ladungsträgern in Silizium wird eine Änderung des Brechungsindex verursacht (Abbildung 12(a)). Im Fall vom pn-Modulator wird die Konzentrationsänderung durch eine Volumenänderung der Raumladungszone in einem pn-Übergang bewirkt [23]. Der pn-Modulator wird ausführlich in Kapitel 5 vorgestellt.

pin-Modulator

Der pin-Modulator basiert wie der pn-Modulator auf dem Plasma-Dispersions-Effekt (Abbildung 12(b)). Im Unterschied zum pn-Modulator wird die Konzentrationsänderung der freien Ladungsträger durch eine Injektion von freien Ladungsträgern in einen pin-Übergang bewirkt. Der optische Wellenleiter liegt im intrinsischen Bereich des pin-Übergangs. Mit dem Ändern des elektrischen Stroms in Durchlassrichtung des pin-Übergangs wird die Konzentration der freien Ladungsträger verändert [24].

Silizium-Organik-Hybrid Modulator

Mit der Silizium-Organik-Hybrid (SOH-) Integration wird der in Silizium fehlende Pockels-Effekt durch ein Polymer mit stark ausgeprägtem Pockels-Effekt

Optische Grundkomponenten

ersetzt (Abbildung 12(c)). Das Polymer wird in einem Schlitz im Wellenleiter aufgetragen, um einen maximalen Überlapp zwischen elektrischer Welle und optischer zu erhalten [6, 7]. Der Silizium-Organik-Hybrid Modulator (SOH-Modulator) wird ausführlich in Kapitel 4 vorgestellt.

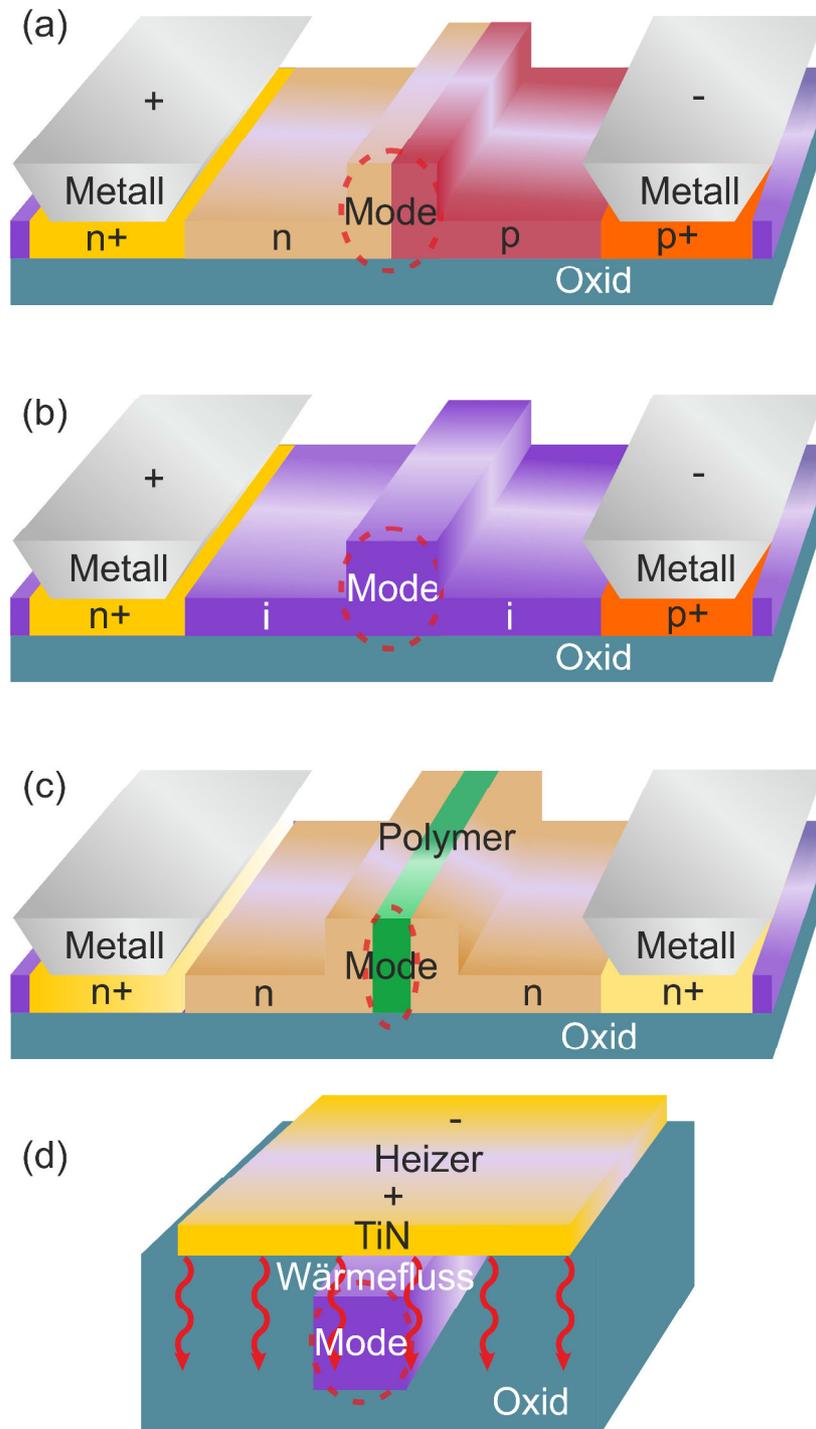


Abbildung 12: Schematischer Aufbau von Phasenmodulatoren: (a) pn-Modulator, (b) pin-Modulator, (c) SOH-Modulator, (d) Thermischer Modulator.

Thermischer Modulator

Silizium besitzt einen im Vergleich zu anderen Halbleitern hohen thermo-optischen-Effekt (Abbildung 12(d)). Durch eine lokale Änderung der Temperatur wird der Brechungsindex von Silizium verändert. Mit Hilfe einer hochohmigen Schicht in der Nähe des Modulators überträgt sich die elektrisch erzeugte Wärme auf den Modulator [25].

2.5.5 Wichtige Kenngrößen eines Modulators

Die Eigenschaften eines Modulators werden durch mehrere Kenngrößen bestimmt, die nachfolgend definiert werden.

$V_\pi L$

$V_\pi L$ ist das Produkt aus der notwendigen Spannung und der Modulatorlänge, um am optischen Ausgang eines MZM der Länge von einem Millimeter im push-pull Betrieb eine Phasendifferenz von π zu erreichen. In der Literatur wird $V_\pi L$ am häufigsten verwendet, um die Effizienz der elektrisch-optischen Umsetzung bei unterschiedlichen Modulatoren zu vergleichen. Bestimmt wird $V_\pi L$ durch eine quasi-statische Messung bei welcher die optische Ausgangsamplitude gemessen wird und gleichzeitig die angelegte Vorspannung variiert wird.

Leistungsbedarf

In der Literatur wird für einen Modulator üblicherweise die notwendige Energie pro Bit angegeben, die notwendig ist um annähernd fehlerfreie Daten zu übermitteln. In einem elektro-optischen Gesamtsystem wird die im Modulator nicht verbrauchte Energie anschließend in einem Abschlusswiderstand verbraucht. Aus diesem Grund ist die Definition des Leistungsbedarfs für ein Gesamtsystem über $V_\pi L$ und die Impedanz des optimalen Abschlusswiderstandes Z_{Last} aussagekräftiger.

$$P = \frac{V_\pi \cdot L^2}{Z_{Last}} \quad (2)$$

Bandbreite

In der Literatur wird zwischen der elektro-optischen Bandbreite (EO-Bandbreite) und der elektro-optisch-elektrischen Bandbreite (EOE-Bandbreite)

Optische Grundkomponenten

unterschieden. Die EO-Antwort $S_{21,EO}(f_m)$ ist definiert als die optische lineare Kleinsignalmodulation:

$$S_{21,EO}(f_m) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\delta I(f_m)}{\delta I(0)} \right), \quad (3)$$

$\delta I(f_m)$ ist die Änderung der Variation der Intensität des modulierten Lichtes über der Frequenz f_m . Die elektrisch-optische 3 dB Grenzfrequenz $f_{3dB,EO}$ ist definiert als die Frequenz, bei der $I(f_m)$ auf den halben Wert abfällt, gemessen in Bezug zu sehr niedrigen Frequenzen. Die elektrisch-optische-Bandbreite wird normalerweise indirekt über die elektrisch-optisch-elektrische Antwort bestimmt.

Die elektrisch-optisch-elektrische Antwort $S_{21,EOE}(f_m)$ ist definiert als die elektrische Kleinsignalmodulation unter der Nutzung eines Signalgenerators, des Modulators, einer Photodiode und eines frequenz- und leistungsauflösenden elektrischen Messgeräts (z. B. VNA). Der elektrische Strom $i_{PD}(f_m)$ und die gemessene Spannung $u_{Det}(f_m)$ über der 50 Ω Impedanz des elektrisches Messgeräts sind proportional zur optisches Eingangsleistung $I(f_m)$:

$$\delta u_{VNA} \propto \delta i_{PD} \propto \delta I. \quad (4)$$

Damit ergibt sich die EOE-Antwort zu:

$$S_{21,EO}(f_m) = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\delta u_{VNA}(f_m)}{\delta u_{VNA}(0)} \right) = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\delta I(f_m)}{\delta I(0)} \right). \quad (5)$$

Dadurch gilt, dass

$$f_{6dB,EOE} = f_{3dB,EO}. \quad (6)$$

In einem System deutet Formel 6 darauf hin, dass optische Leistungen durch einen optischen Detektor quadriert werden.

Extinktionsverhältnis

Das Extinktionsverhältnis r_e errechnet sich aus dem Quotienten zweier Pegel P_1 und P_2 eines Signals zwischen maximaler und minimaler Transmission (Formel 7) und ist im Idealfall unendlich oder Null. Je höher das Extinktionsverhältnis desto besser lassen sich beide Zustände unterscheiden und sind robuster gegen Rauschen [26].

$$r_e = \frac{P_1}{P_2} \quad (7)$$

Optische Verluste

Optische Verluste entstehen durch Streuung an Störstellen, Absorptionen in Materialien und Ungenauigkeiten in der Fabrikation. Wird die optische Dämpfung zu stark, so können die optischen Signale am Detektor nicht mehr zuverlässig detektiert werden. Durch das Erhöhen der optischen Eingangsleistung lässt sich dem Effekt entgegenwirken, allerdings wird der Leistungsverbrauch der Laserquellen gesteigert. Bei einer zu hohen Leistung treten unerwünschte nichtlineare Effekte in den Wellenleitern auf, die das optische Signal verzehren. Alternativ kann die optische Ausgangsleistung durch einen optischen Verstärker, wie z.B. einen Erbium-dotierten Faserverstärker (EDFA) verstärkt werden, auf Kosten des Signal-Rausch-Verhältnisses (SNR).

Impedanz

Die elektrische Impedanz gibt Auskunft über den Wellenwiderstand und den Anteil einer elektromagnetischen Welle, welcher bei Impedanzsprüngen reflektiert wird und damit nicht zur Modulation beiträgt. Die Reflektion r am Eingang des Modulators ergibt sich aus der Impedanz des MZM Z_{MZM} und der Impedanz der Frequenzgenerators Z_{Quelle} :

$$r = \frac{Z_{MZM} - Z_{Quelle}}{Z_{MZM} + Z_{Quelle}} \quad (8)$$

Aufgrund von geometrischen und physikalischen Einschränkungen lassen sich Modulatoren nicht für jede beliebige Impedanz anpassen. Eine Möglichkeit, um die Auswirkungen einer unvermeidlichen Impedanzänderung breitbandig zu vermindern, ist das Verwenden von adiabatischen Übergängen zwischen beiden Impedanzen.

2.5.6 Höhere Modulationsformate

Anstelle einer klassischen digitalen Datenübertragung mit den beiden Zuständen „ein“ und „aus“ die beim On-Off Keying (OOK) verwendet werden, lässt sich die Amplitude in mehrere Abstufungen unterteilen. Dadurch lassen sich pro Zeiteinheit mehrere Bits durch Diskretisierung der Amplitude kodieren. Die Zeicheneinheit die durch Kodieren von mehreren Informationen durch z.B.

Amplituden- oder Phasenmodulation auf eine diskrete Zeiteinheit wird als Symbol bezeichnet.

Mit Hilfe von Phasenmodulatoren lässt sich die Dimension der Symbole in den komplexen Raum oder Phasenraum ausdehnen. Dadurch lassen sich noch mehr Bits auf ein einzelnes Symbol kodieren. Das Verfahren der Amplituden- und Phasenkodierung wird als höheres Modulationsformat bezeichnet [27]. Die Kodierung wird in einem Konstellationsdiagramm dargestellt (Abbildung 13).

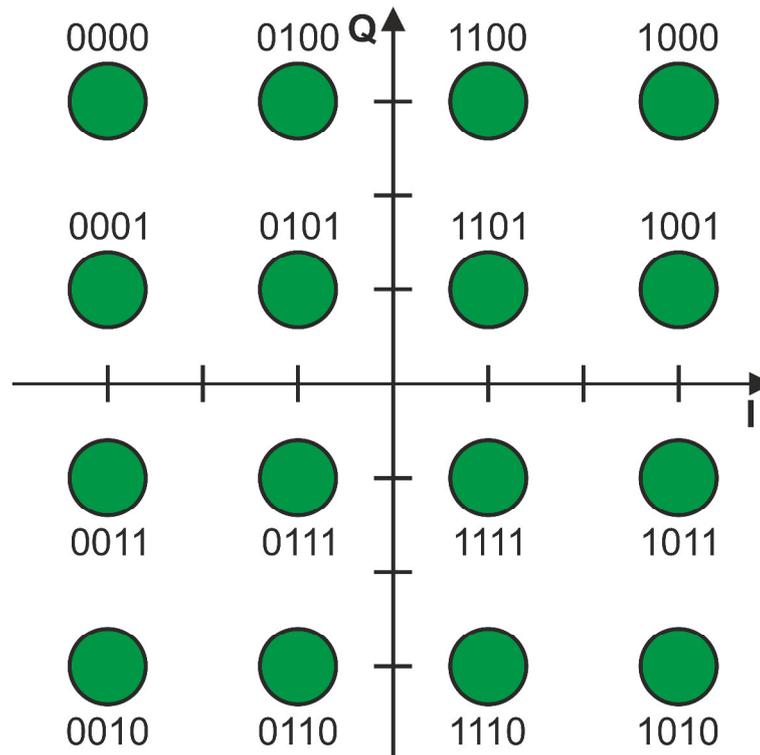


Abbildung 13: Beispiel eines Konstellationsdiagramms eines höheren Modulationsformats. Jedes Symbol auf der komplexen Ebene stellt eine Bitsequenz aus vier Bits dar.

2.6 Der photonische Chip

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde ein Entwurf für einen photonischen Chip erstellt. Dieser Entwurf wurde durch IMS Chips in einen funktionierenden Chip umgesetzt, welcher in Abbildung 14 dargestellt ist. Der Chip besitzt die Abmessungen von $10 \times 10 \text{ mm}^2$ und besteht aus zwei Teilen. Das westliche Segment, der Systemchip, besteht aus jeweils drei WDM-Systemen, die aus vier MZM und zwei PCG zusammengesetzt sind. Das östliche Segment, der Parameterchip, besteht aus Variationen einzelner Elemente, um durch Messungen die besten Parameter zu bestimmen. Vorwiegend besteht dieses Segment aus SOH-

Modulatoren und PCG. Auf der westlichen Seite des Parameterchips befinden sich 20 Modulatoren, bei denen die Länge des Schlitzwellenleiters (250 μm , 500 μm , 750 μm , 1000 μm , 1250 μm) und die Breite des Schlitzes (60 nm, 90 nm, 120 nm, 160 nm) variiert sind. Die Ergebnisse der SOH-Modulatoren werden in Kapitel 0 diskutiert. Auf der östlichen Seite des Parameterchips befinden sich PCG, die in Kapitel 3 ausführlich erklärt werden.

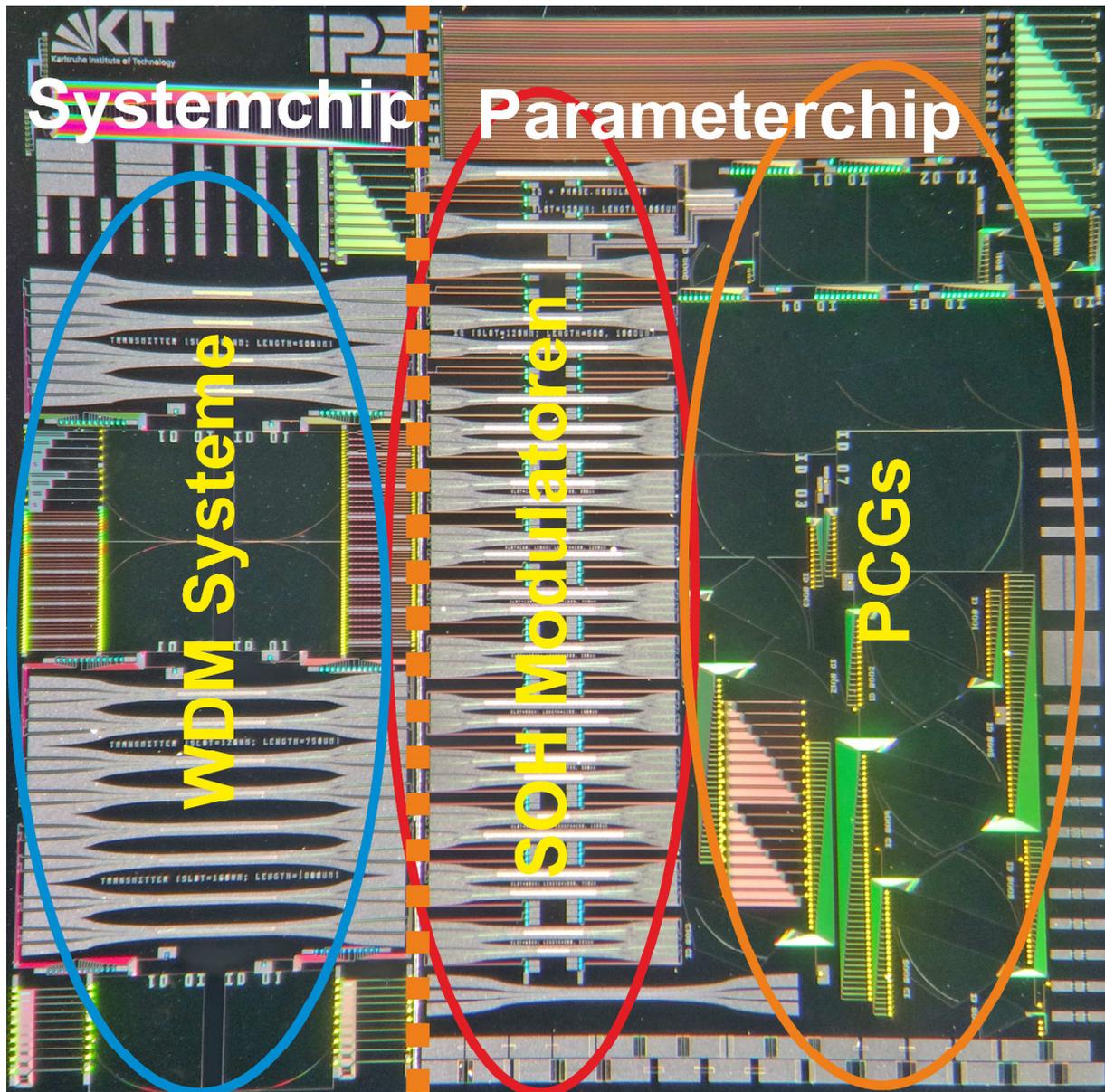


Abbildung 14: Fotografie des von IMS CHIPS für das KIT gefertigten photonischen Chips. Silberne Elemente stellen die Metallisierung dar. Gelb und himmelblau leuchtende Punkte stellen optische Gitterkoppler dar. Grüne, orangene und rote Streifen sind optische Wellenleiter. Die Farben entstehen durch natürliche Interferenzeffekte, die durch geschickten Lichteinfall erzeugt sind. An der

Optische Grundkomponenten

orangenen gestrichelten Linie ist der Chip physikalisch unterteilt in Systemchip und Parameterchip.

In Abbildung 15 ist die praktische Realisierung des kombinierten Systems aus Modulatoren und Multiplexer in Abbildung 9 dargestellt und wird im Folgenden als WDM System bezeichnet. Das WDM System in Abbildung 15 stellt das südlichste der drei WDM Systeme des Systemchips in Abbildung 14 dar. Das System besteht aus einer Reihe von vier SOH-Modulatoren, von denen das weiß ausgeleuchtete Metall auf dem Foto zu erkennen ist. Die metallischen Kontakte auf der westlichen und der östlichen Seite können mit Bonddrähten angeschlossen werden. Die SOH-Modulatoren sind verbunden mit zwei PCG, die sich hellgrün ausgeleuchtet auf der nördlichen Seite des Chips befinden. Die optischen Ein- und Ausgänge sind mit den PCG über Gitterkoppler direkt verbunden. Alle weiteren Strukturen sind entweder Teststrukturen oder Testpunkte um einzelne Komponenten des Transmitters zu testen.

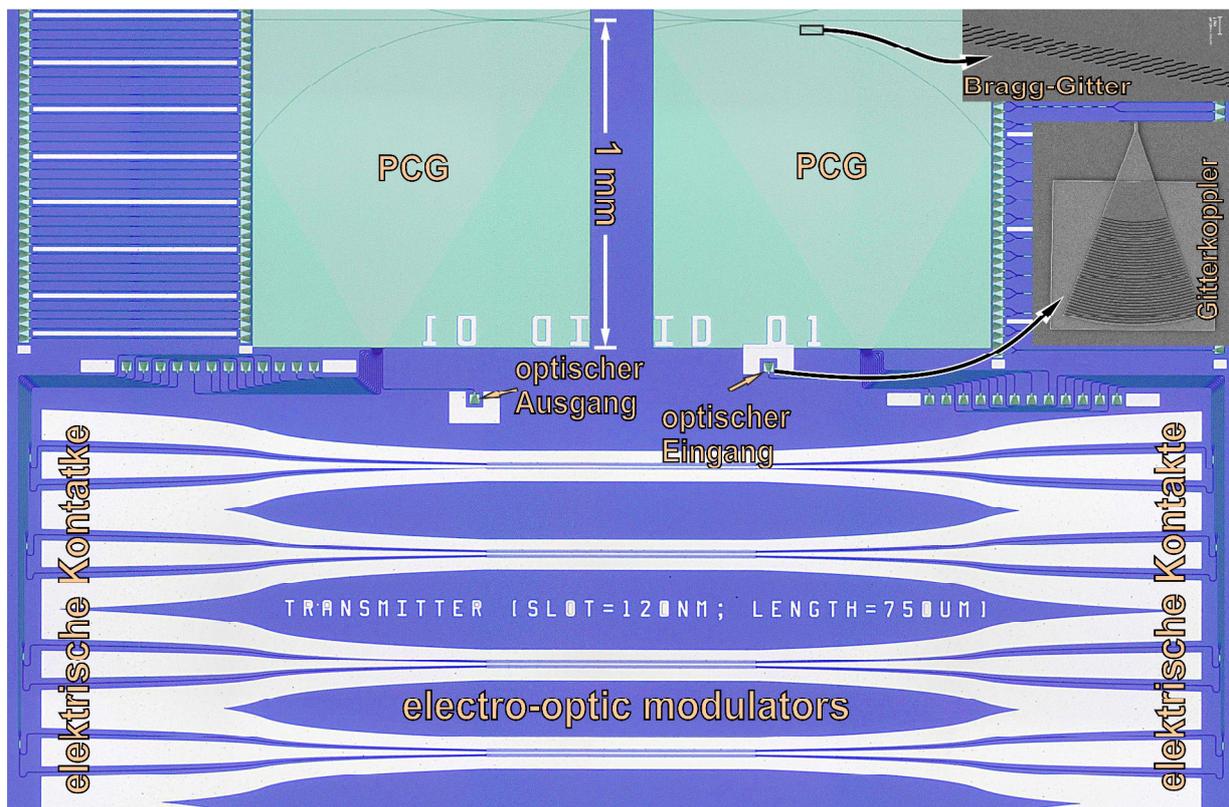


Abbildung 15: Fotografie eines optischen Systems zur Modulation und zum optischen Multiplexing von elektrischen Daten. Auf der südlichen Seite befinden sich vier SOH-MZMs, die am weiß ausgeleuchteten Metall erkennbar sind. Auf der nördlichen Seite in einem hellen Grünton liegen zwei PCG-Strukturen, die durch Wellenleiter mit den Modulatoren und den Ein- und Auskoppelstrukturen verbunden sind.

3 Planar-konkaves Reflexionsgitter (PCG)

Für die Realisierung eines Wellenlängenmultiplexverfahrens sind optische (De-)Multiplexer essentiell. Ein optischer (De-)Multiplexer hat die Aufgabe weißes Licht auf bestimmte Wellenlängenkanäle aufzuspalten oder zu kombinieren. Es gibt viele Möglichkeiten (De-)Multiplexer in Silizium zu realisieren (Kapitel 2.4). Planare-Konkave Reflexionsgitter (PCG), die auch Echelle-Gitter genannt werden (Abbildung 16), weisen eine hohe Toleranz gegenüber Seitenwandrauigkeiten auf, die andere Multiplexertypen wie das Arrayed Waveguide Grating (AWG) nicht aufweisen [5, 21]. Durch die hohe Toleranz gegenüber der Seitenwandrauigkeit lassen sich die PCG mit geringen optischen Verlusten auch bei Halbleiterwerken, wie z.B. IMS CHIPS, herstellen, deren Prozesse eine erhöhte Seitenwandrauigkeit aufweisen.

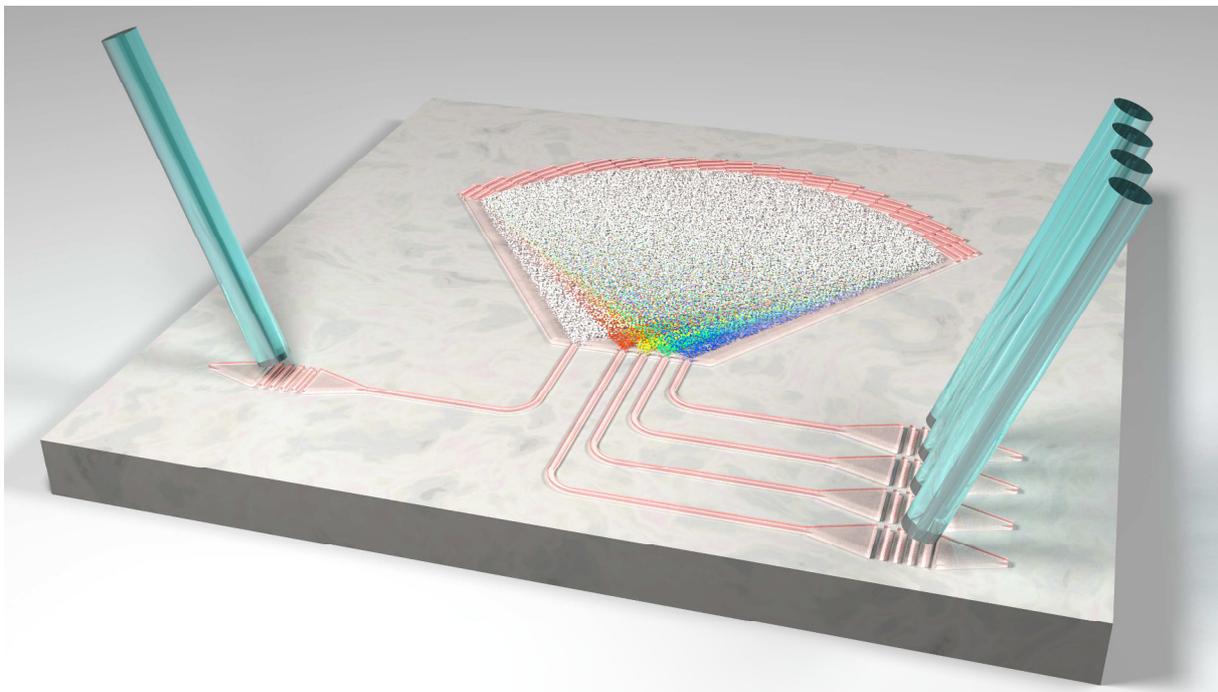


Abbildung 16: Illustration eines PCG: Weißes Licht wird in die Farben rot, gelb, grün und blau aufgeteilt.

Zunächst wird die Funktionsweise der verwendeten PCG vorgestellt. Anschließend werden die wichtigsten Parameter der PCG beschrieben, mit denen deren Eigenschaften verändert werden können. Nach der Vorstellung der Simulation und Charakterisierung von realisierten PCG wird ein integriertes WDM-System präsentiert.

3.1 Funktionsprinzip des PCG

Licht mit der Wellenlänge λ , welches auf ein planares, linear angeordnetes Gitter mit der Gitterkonstante d unter dem Winkel θ_0 trifft, wird gebeugt und erfährt unter bestimmten Winkeln θ_m eine konstruktive Interferenz. Dadurch gilt die Gittergleichung:

$$\sin \theta_m + \sin \theta_0 = \frac{m \cdot \lambda}{d} \quad (9)$$

m ist eine ganze Zahl und wird als Beugungsordnung bezeichnet. In Abbildung 17 ist die Gittergleichung veranschaulicht. Die Abbildung zeigt eine einfallende Wellenfront unter dem Winkel θ_0 , die nach der Bedingung in Formel 9 unter dem Winkel θ_m reflektiert wird.

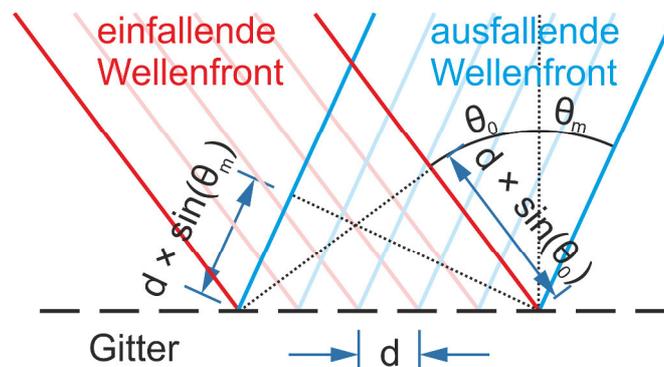


Abbildung 17: Graphische Veranschaulichung der Gittergleichung.

Damit das PCG eine möglichst hohe Trennschärfe zwischen einzelnen Wellenlängenkanälen erreicht, müssen die Beugungsordnungen der einzelnen Wellenlängen so scharf wie möglich abgebildet werden. Hierfür muss das gebeugte Licht fokussiert werden. Für ein planares, lineares Gitter ist zum Fokussieren des Lichtes eine zusätzliche, kollimierende Optik notwendig. Alternativ kann das fokussierende Element zusammen mit dem Gitter in einem konkav geformten Reflexionsgitter realisiert werden, so dass das Gitter zugleich wie eine Art von Hohlspiegel wirkt. Damit erhält man ein planar-konkaves Reflexionsgitter (PCG). Die genaue Form und Verteilung der einzelnen Reflektoren eines konkav geformten Reflexionsgitters wird mit dem Rowland-Gitter Prinzip beschrieben [28, 29].

In Abbildung 18 ist die Konstruktionsvorschrift und die Funktionsweise des Rowland-Gitters veranschaulicht: Das Reflexionsgitter befindet sich auf einem Gitterkreis, während die Fokuspunkte des einfallenden und gebeugten Lichtes

auf einem Kreis mit dem Namen Rowland-Kreis liegen. Der Gitterkreis verfügt über den doppelten Radius des Rowland-Kreises. Der Mittelpunkt des Gitterkreises ist gleichzeitig ein Punkt auf dem Rowland-Kreis. Durch diese Konstruktionsvorschrift ergibt sich die zentrale Aussage, dass ein beliebiger Punkt auf dem Rowland-Kreis auf einem anderen Punkt auf dem Rowland-Kreis über das Reflexionsgitter abgebildet wird. Diese Aussage lässt sich in folgende Gleichung übersetzen:

$$\overline{P_0OP'} - \overline{P_0PP'} = m \cdot \lambda \cdot \frac{x}{d} \quad (10)$$

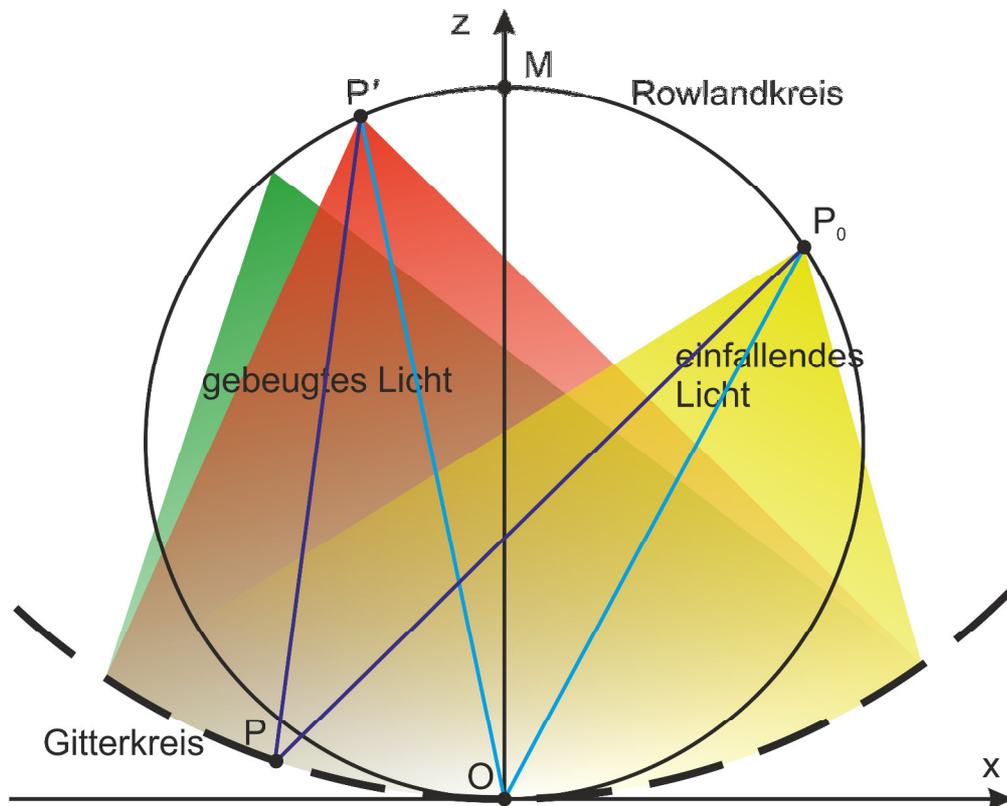


Abbildung 18: Graphische Veranschaulichung des Rowland-Gitters: Weißes Licht wird von einer Punktquelle auf den Rowland-Kreis in Richtung des Gitterkreises emittiert. Nach der Reflexion am Gitterkreis werden die unterschiedlichen Wellenlängen des Lichtes auf unterschiedliche Punkte auf dem Rowland-Kreis fokussiert.

P_0 und P' sind Punkte auf dem Rowland-Kreis. O und P sind Punkte auf dem Gitterkreis. O stellt zusätzlich den Ursprung des Koordinatensystems dar. M ist der Mittelpunkt des Gitterkreises und liegt auf der z -Achse. x und z spannen das Koordinatensystem auf. m stellt eine ganze Zahl dar. Zwischen den Punkten P und O liegen noch näherungsweise x/d weitere Reflektoren, wobei d die Gitter-

Planar-konkaves Reflexionsgitter (PCG)

konstante ist. Formel 10 gilt nur unter der Einschränkung, dass die Länge des Gitterbogens zwischen O und P klein ist im Vergleich zum Radius des Rowland-Kreises.

3.2 Praktische Umsetzung eines PCG

Die Konstruktion nach Rowland stellt eine idealisierte Methode dar, um Wellenlängen von Licht räumlich zu trennen. Im Vergleich zur praktischen Umsetzung werden beim PCG einige Annahmen gemacht, die in der Realität nicht herstellbar sind. Im folgenden Abschnitt werden einige wichtige Aspekte diskutiert, die von der idealen Vorstellung abweichen.

3.2.1 Fokuspunkte

Die in der Theorie berechneten Fokuspunkte sind infinitesimal klein und haben eine Rundstrahlcharakteristik. Beide Bedingungen sind in einem realen PCG nicht erfüllt.

Die Fokuspunkte in einem realen PCG liegen am Übergang vom zweidimensionalen Freistrahلبereich zu einem Wellenleiter. Dadurch wird ein Fokuspunkt zu einem ausgedehnten Bereich in Form der Mode des Wellenleiters (z. B. der optischen Mode aus Abbildung 2 auf Seite 5). Durch die räumliche Ausdehnung der Modenfelder ist es erforderlich, die Wellenlängenkanäle mit einem gewissen Mindestabstand zu trennen, um einen Überlapp der Modenfelder und damit ein Übersprechen zu vermeiden. Je größer der räumliche Abstand zwischen zwei Wellenlängenkanälen ist, desto besser werden die Wellenlängenkanäle voneinander getrennt. In der praktischen Anwendung wird die Ausdehnung des Fokuspunktes und damit der Abstand zwischen den Wellenlängenkanälen zusätzlich vergrößert. Durch Fertigungstoleranzen unterliegen der Ort der Fokuspunkte und der genaue Modenverlauf einer statistischen Abweichung. Die Auswirkungen der statistischen Abweichungen kann durch größere Modenfelder und damit größere räumliche Abstände zwischen den Wellenlängenkanälen vermindert werden.

Die fehlende Rundstrahlcharakteristik der Fokuspunkte ist in realen Systemen ein Vorteil. Aus Kosten- und Platzgründen wird immer versucht, die optischen Komponenten so klein wie möglich herzustellen. Beim Bau eines PCG muss entschieden werden, welcher Anteil des Lichtes von der Abstrahlcharakteristik genutzt werden soll. Der Antennengewinn kann durch die Breite und Form des Wellenleiterausgangs vor dem zweidimensionalen Freistrahلبereich bestimmt

werden. Der Antennengewinn gibt Auskunft darüber, welche Energie unter welchem Winkel zur Normalen der Chipfläche abgestrahlt wird, dividiert durch die Rundstrahlcharakteristik eines isotropen Strahlers der gleichen Eingangsleistung. Die Einheit des Antennengewinns wird in dBi angegeben, die ersten beiden Buchstaben (dB) stehen für die Angabe der Werte in Dezibel und der letzte Buchstabe (i) für den Vergleich zum Isotropstrahler. Der Übergang zwischen einem Wellenleiter mit einer typischen Breite von 500 nm zu einem verbreiterten Wellenleiter darf nicht abrupt sondern muss adiabatisch erfolgen, um eine Anregung höherer Moden zu unterdrücken. Für den adiabatischen Übergang werden lineare Übergänge von mindestens der fünffachen Länge der breitesten Stelle verwendet, die Taper genannt werden. Abbildung 19 zeigt solch einen Taper und die dazugehörige simulierte Abstrahlcharakteristik.

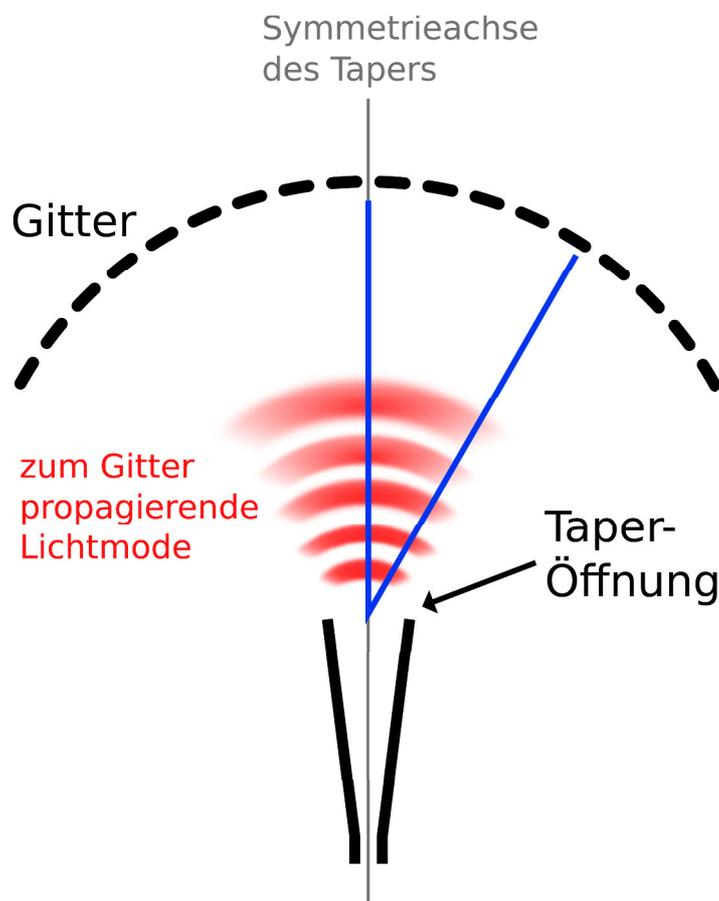


Abbildung 19: Schematische Darstellung der Abstrahlcharakteristik einer Lichtmode aus einem Taper.

In Abbildung 20 sind die Richtcharakteristiken der Taper mit den Taperöffnungen von 1 μm , 2 μm und 3 μm gezeichnet. Da der Unterschied einer Taperöffnung zwischen 2 μm und 3 μm nur noch gering ist, wurde 2 μm als Standardbreite für simulierte PCG gewählt.

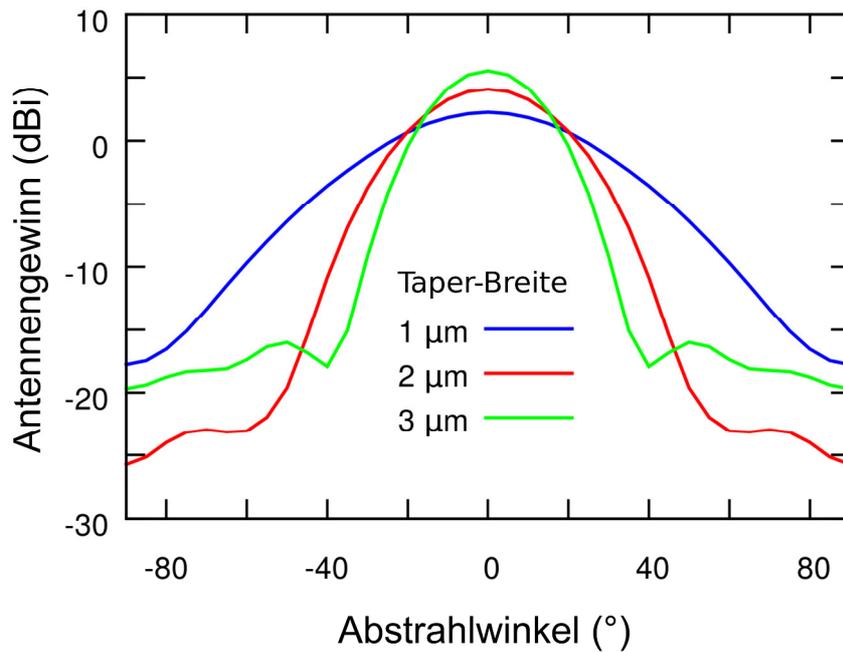


Abbildung 20: Antennengewinn eines Tapers in Abhängigkeit des Winkels und der Breite der Taperöffnung.

3.2.2 Reflektoren

Die Reflektoren eines PCG haben die Aufgabe, das Licht, welches auf den Gitterkreis trifft, möglichst vollständig zu reflektieren. Hierzu werden in der Theorie, analog zu den Fokuspunkten, ideale Punktretektoren angenommen. In der praktischen Umsetzung müssen die Gitter eine geometrische Ausdehnung besitzen, welche den vollständigen Raum zwischen den einzelnen Gitterpunkten einnehmen. In dieser Arbeit werden zur Realisierung des Gitters zwei Arten von Reflektoren, Kantenreflektoren und Bragg-Reflektoren, verwendet. Die Reflektoren basieren auf der Fresnel Reflexion an den Übergängen zwischen Silizium und Siliziumdioxid. Die rechtwinkligen Kantenreflektoren basieren auf interner Totalreflexion (Abbildung 21 rechts). Lichtstrahlen treffen zweimal auf eine um 45° zum Poynting-Vektor ausgerichtete Fläche und werden durch interne Totalreflexion reflektiert. Eine andere Möglichkeit ist der Bragg-Reflektor. Durch periodisch alternierende, dielektrische Schichten mit verschiedenen Brechungsindizes wird das Licht bei korrekter Phasenbeziehung reflektiert (Abbildung 21 links). Die PCG gehören zu den Blazegittern, d.h. die Reflektoren zeigen nicht alle in eine Richtung, sondern sind so ausgerichtet, dass der Winkel des einfallenden Strahls zur Gitternormalen gleich des gewünschten ausfallenden Winkels ist. Durch das Prinzip der Blazegitter wird die unerwünschte Abstrahlung in andere Beugungsordnungen stark vermindert.

Die Simulation ergab keinen nennenswerten Unterschied zwischen Kanten- und Bragg-Reflektoren. Aus diesem Grund wurden Designs sowohl mit Kanten- als auch mit Bragg-Reflektoren erstellt.

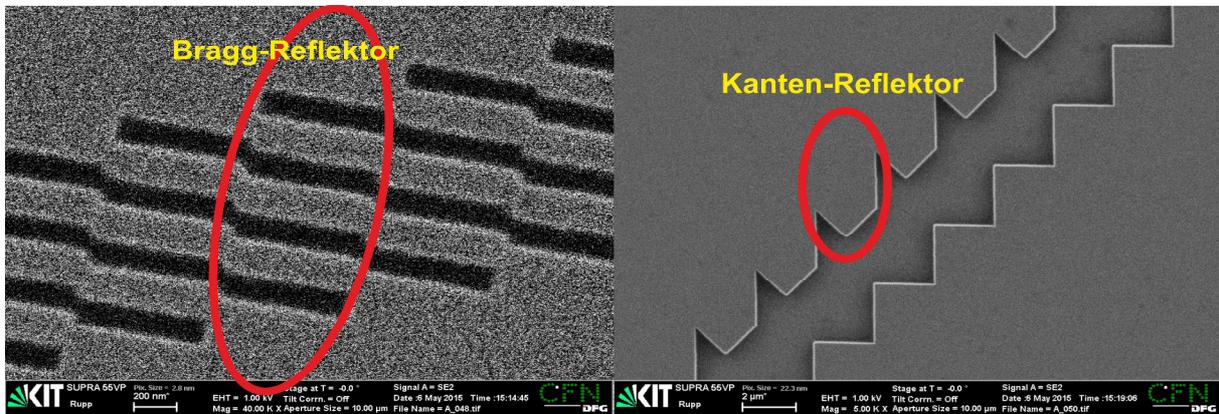


Abbildung 21: REM Bilder der Gitter von PCG. Links: Bragg-Reflektoren. Rechts: Kantenreflektoren.

3.2.3 Beugungsordnung und Ausgangswinkel

Nach Formel 10 gilt mit fest vorgegebenem Einfallswinkel θ_0 , Ausfallwinkel θ_m und Beugungsordnung m , dass:

$$\frac{\lambda}{d} = \text{const.} \quad (11)$$

Alternativ gilt mit fest vorgegebenem Einfallswinkel θ_0 , Ausfallwinkel θ_m und Gitterkonstante d , dass:

$$m \cdot \lambda = \text{const.} \quad (12)$$

Nach den Formeln 11 und 12 ergeben sich zwei Möglichkeiten, um die Auflösung eines PCG zu verbessern. Die Beugungsordnung kann vergrößert werden oder die Gitterkonstante kann verringert werden. Abbildung 22 zeigt einige Beispiele für unterschiedliche Werte von m und g .

Planar-konkaves Reflexionsgitter (PCG)

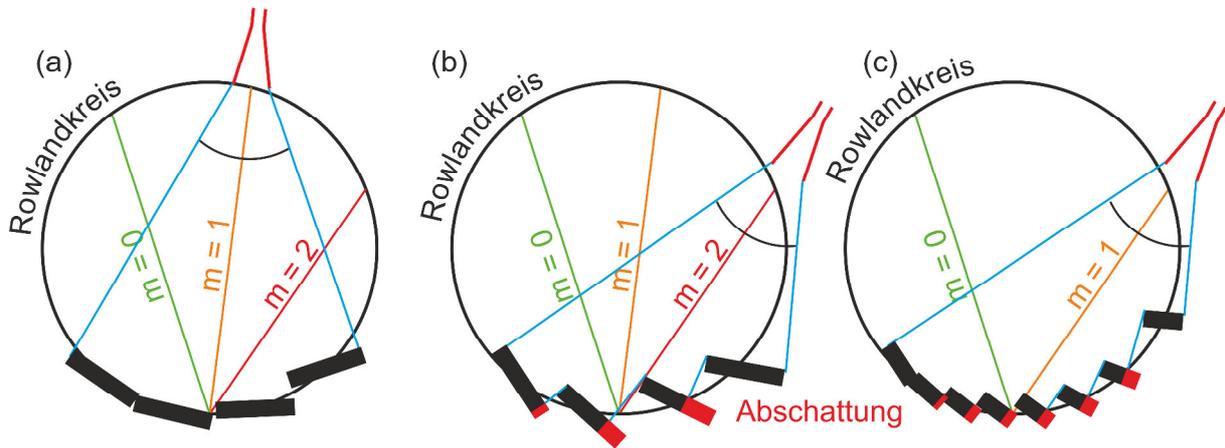


Abbildung 22: Einflüsse der Beugungsordnung, Ausdehnung der Reflektoren und Ausgangswinkel. Die Fläche, die vom blau markierten Bereich und den Reflektoren umrandet ist, ist die Fläche, die zwischen Gitter und Ausgangswellenleiter optisch genutzt wird. Die roten Bereiche auf den Reflektoren zeigen abgeschattete Bereiche an, die von Licht aus dem Ausgangswellenleiter nicht mehr erreicht werden können.

Je größer die Beugungsordnung wird, desto größer wird die Wellenlängenauflösung des PCG, ohne die Ausdehnung der Reflektoren verringern zu müssen. Für Prozessgenauigkeiten, wie abgerundete Kanten oder abweichende Positionierung der Reflektoren, sind große Reflektoren vorteilhaft. Deshalb wurden in Publikationen hohe Beugungsordnungen genutzt, um PCG herzustellen [30]. Wenn Reflektoren mit einer kleinen Ausdehnung zu große Herstellungstoleranzen haben, dann wäre die Herstellung von Gittern mit großen Beugungsordnungen und großen Gitterkonstanten von Vorteil, um das Auflösungsvermögen des PCG zu erhöhen.

Je kleiner die Gitterkonstante wird, desto größer wird die Wellenlängenauflösung des PCG. Eine hohe Anzahl von kleineren Reflektoren hat außerdem den Vorteil, dass weniger Beugungsordnungen möglich sind und damit weniger Verluste auftreten, die durch nicht komplett unterdrückte Beugungsordnungen entstehen. Bei geringen Herstellungstoleranzen können kleine Beugungsordnungen mit kleinen Gitterkonstanten von Vorteil sein, um das Auflösungsvermögen des PCG zu erhöhen.

Wird der Ausgangswinkel in Abbildung 22 (a) mit der Abbildung 22 (b) und der Abbildung 22 (c) verglichen, so wird die notwendige Fläche des PCG geringer, wenn der Ausfallwinkel θ_m steigt. Allerdings bewirkt ein steilerer Ausgangswinkel eine immer größer werdende Abschattung benachbarter Reflektoren, was zu

erhöhtem Übersprechen und reduzierter Transmission führt. Für einen einzigen Kanal lässt sich die Abschattung verhindern, indem die Ausdehnung der Reflektoren angepasst wird. Jedoch lässt sich bei mehreren Kanälen eine Abschattung nicht mehr verhindern und die Auswirkungen der Abschattungseffekte werden bei steigender Kanalanzahl immer gravierender. Außerdem werden die Wellenunterschiede zwischen dem nächsten und weitesten Reflektor zum Ausgangswellenleiter sehr groß, was bewirkt, dass Unebenheiten der obersten Siliziumschicht des SOI-Wafers einen größeren negativen Einfluss haben. Die gleichen Überlegungen gelten auch beim Eingangswinkel θ_0 .

Als Kompromiss zwischen Abschattung und der Größe des PCG wird für den Ein- und Ausgangswinkel ein Winkel von ungefähr 45° gewählt. Die Beugungsordnung wird standardmäßig auf 1 gesetzt, solange der Reflektor mit der geringsten Ausdehnung nicht kleiner wird, als die kleinste genutzte effektive Wellenlänge. Kleinere Abmessungen würden dazu führen, dass die Reflektoren unerwünschte Beugungseffekte bewirken würden.

3.3 Simulation

Für die Simulation der PCG wurde das Simulationsmodul FullWAVE des Programms RSoft Photonics CAD Suite Version 2013.12-2 genutzt. FullWAVE nutzt die Finite Difference Time Domain (FDTD) Methode als Simulationsmethode, die eine orts- und zeitabhängige Integration der Maxwellgleichungen durchführt [31].

Um nachzuweisen, dass ein PCG die Aufgabe als Multiplexer erfüllt, ist es erforderlich, dass der größte Anteil der Energie einer bestimmten Wellenlänge in den dafür vorgesehenen Wellenlängenkanal geleitet wird. Der Anteil der Energie eines falschen Wellenlängenkanals im Verhältnis zur Energie des korrekten Wellenlängenkanals wird als Übersprechen bezeichnet und sollte möglichst gering sein. Der Wert für das Übersprechen ergibt sich zunächst aus dem Quotienten der maximalen Energie des dominanten Kanals an der entsprechenden Wellenlänge durch die Energie des dominanten parasitären Kanals. Um den Einfluss von Ausreißern zu reduzieren wird zusätzlich der Mittelwert aus allen Quotienten gebildet.

Um die Wirkungsweise der PCG zu verdeutlichen und um genaue Ergebnisse für eine bestimmte Wellenlänge zu erhalten, wird die Simulation im Modus „konstante Wellenlänge“ durchgeführt. Dadurch wird am Eingangswellenleiter Licht einer konstanten Wellenlänge generiert, die in das System eingespeist

Planar-konkaves Reflexionsgitter (PCG)

wird. Um die Qualität des PCG quantitativ zu messen, wird an einem Ausgangswellenleiter ein Monitor gesetzt, welcher die durchgehende magnetische Feldenergie mitschreibt. Abbildung 23 zeigt eine Momentaufnahme des magnetischen Feldes in einem PCG während der Simulation. Die Simulation wird so lange iteriert bis sich die Amplitude am Monitor-Wert nur noch marginal ändert, was bedeutet, dass das Licht von allen Reflektoren den Monitor erreicht hat (Abbildung 24).

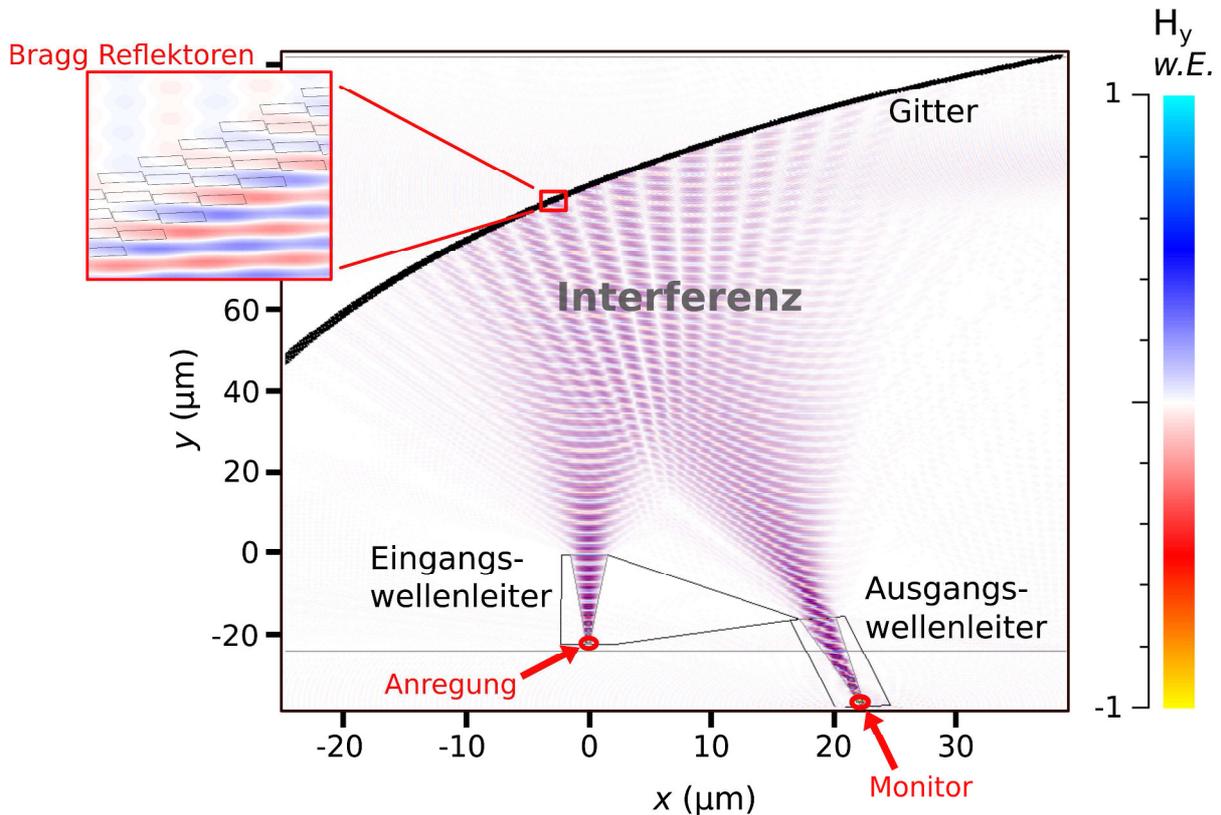


Abbildung 23: Konturdiagramm der magnetischen Feldkomponenten H_y der Simulation. Die Einheiten der magnetischen Feldstärke sind in willkürlichen Einheiten (w. E.) dargestellt.

In Abbildung 24 ist die zeitliche Entwicklung des magnetischen Feldes am Ausgangsmonitor gezeichnet. Die Variable der x-Achse ist $c \times t$, wobei c die Vakuumlichtgeschwindigkeit ist und t die vergangene Zeit darstellt. $1 \mu\text{m}$ der Einheit $c \times t$ stellt den zurückgelegten Weg von Licht im Vakuum von $1 \mu\text{m}$ Länge dar und ist deshalb eine greifbarere Einheit bei der Simulation und wird als Propagationsstecke definiert. Ab einer Propagationsstrecke von $600 \mu\text{m}$ erreicht das erste Licht die Monitore, welches von den am nächsten liegenden Reflektoren stammt. Wegen der annähernd gaußförmigen Ausleuchtung der Reflektoren hat der Verlauf der Feldstärke einen s-förmigen Anstieg. Die Verluste des Kanals

liegen bei -1,6 dB, damit kombiniert das PCG den größten Anteil der Energie des Eingangswellenleiters im Ausgangswellenleiter.

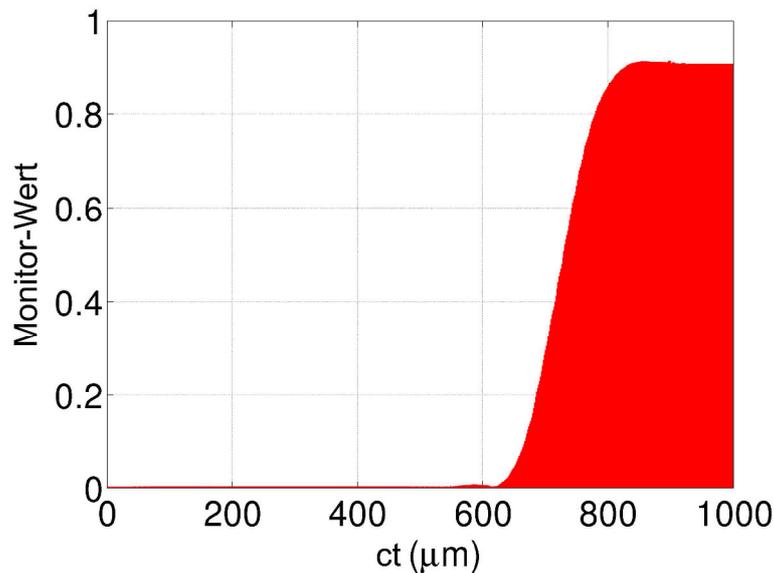


Abbildung 24: Propagationsstrecke des magnetischen Feldes am Ausgangsmontitor in Abhängigkeit der Propagationsstrecke $c \times t$. Die maximale Feldintensität ist 1 und ist auf die Eingangsintensität am Eingangsport normiert.

Der größte Nachteil der FDTD Methode ist der hohe Ressourcenverbrauch während der Simulation. Um die größten PCG zu simulieren wären Simulationsflächen von 1 mm^2 notwendig. Für die Simulation von einem Flächenbereich von $100 \text{ µm} \times 100 \text{ µm}$ mit einer ausreichenden Zeitauflösung dauert die Simulation bereits Tage, trotz leistungsfähiger Computer. Aus diesem Grund sind kleinere Varianten der anschließend produzierten PCG simuliert worden. Die PCG besitzen mehrere Kanäle mit Monitoren. Die Anregung erfolgt durch einen Puls in Form einer Gaußschen-Glockenkurve und wird anschließend fouriertransformiert, um die Wellenlängenabhängigkeit festzustellen.

Das PCG mit den besten Simulationsergebnissen besitzt folgende Parameter: Die Ein- und Ausgangswinkel der Kanäle liegen zwischen $41,4^\circ$ und $48,6^\circ$. Die Anzahl der Ausgangskanäle beträgt fünf und die Beugungsordnung beträgt eins. Die Breite der Taperöffnung ist 2 µm und die Länge des Tapers ist 10 µm . Der Radius des Rowlandkreises beträgt 80 µm .

In Abbildung 25 ist eine Fourier-Transformation des zeitabhängigen Magnetfeldes von diesem PCG. Die Monitore 1-5 stellen die Monitore an den fünf Ausgangswellenleitern dar. Für eine aussagekräftige Analyse der einzelnen Wellenlängenkanäle reicht die Zeit und Ortsauflösung der Simulation nicht aus, da die

Planar-konkaves Reflexionsgitter (PCG)

Ergebnisse eine Abweichung von bis zu 3 dB im Verhältnis zum Mittelwert zeigen. Aus diesem Grund liegen einige Werte über dem Wert von 1,0, was nicht physikalisch korrekt ist. Die Aufgabe der Simulation war die Sicherstellung der Funktionsfähigkeit der PCG, d. h. eine deutliche Trennung der Wellenlängenkanäle und minimales Übersprechen zwischen den Kanälen. Die Wellenlängenkanäle aus Abbildung 25 zeigen eine Halbwertsbreite von 10 nm mit einem Übersprechen von unter -40 dB. Die Ergebnisse der Simulation bestätigen die Überlegungen aus Kapitel 3.2.

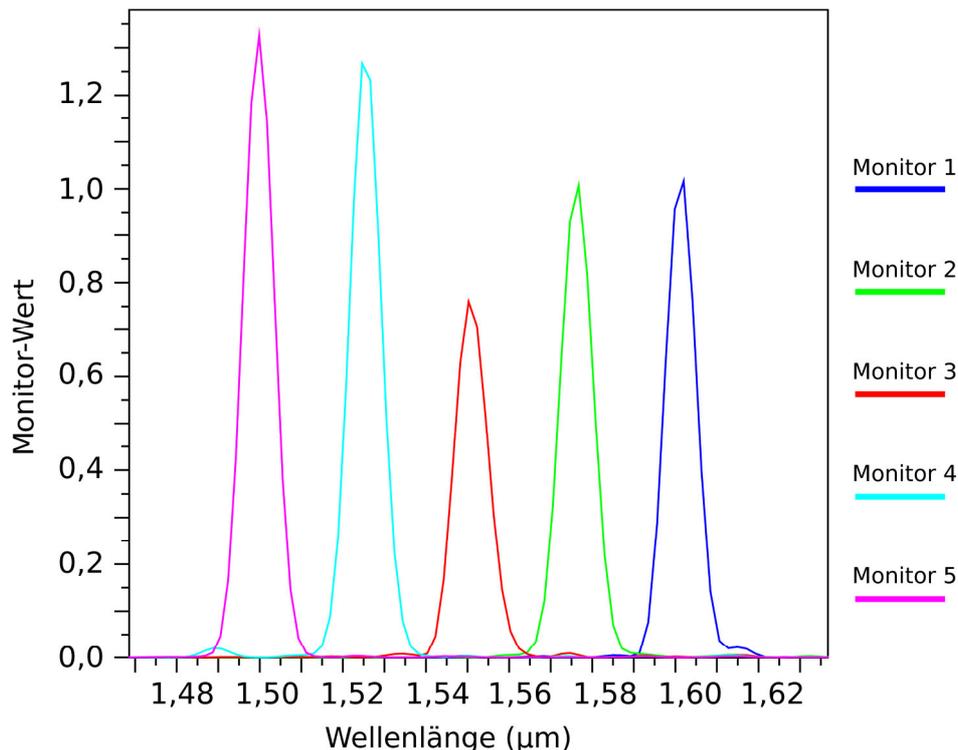


Abbildung 25: Fouriertransformation des magnetischen Feldes an den fünf Ausgangswellenleitern des PCG GM 6. Die maximale Feldintensität ist auf die Eingangsentensität am Eingangsport normiert.

3.4 Messaufbau

Mit dem Aufbau in Abbildung 26 wurden die optischen Eigenschaften der PCG gemessen, indem bei einer bestimmten Intensität die Wellenlänge des Lichtes variiert wurde. Ein durchstimmbarer cw-Laser (1) (Agilent 81689A), erzeugt Licht der Wellenlänge von 1524 nm bis 1576 nm. Thermische Fluktuationen und Krümmungen in der Glasfaser ändern den Polarisationszustand des Lichts auf eine nicht vorhersagbare Weise. Deshalb wird das Licht durch ein Polarisationskontrollgerät (PC) (2) in die für die Gitterkoppler optimale Ausrichtung gedreht. Dann wird das Licht in den photonischen Chip eingekoppelt, durchläuft

den PCG (DUT) (3) und wird über eine Glasfaser in einen Photodetektor (4) (Keysight 81623B) eingekoppelt. Die gemessene Intensität wird an einen Computer gesendet.

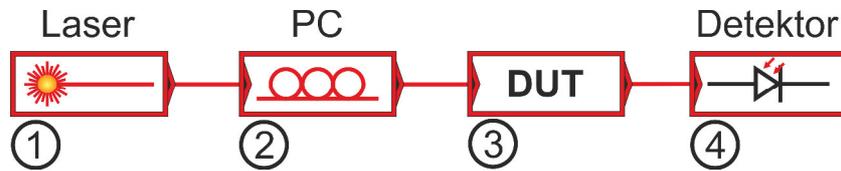


Abbildung 26: Schematischer Messaufbau für optische Messungen am PCG.

3.5 Ergebnisse

Um die optimalen Parameter zur Fertigung von PCG zu ermitteln, wurden verschiedene Versionen von PCG generiert. Die analysierten PCG befinden sich auf dem Parameterchip des von IMS CHIPS gefertigten Chips aus Abbildung 14 auf Seite 20. Im Folgenden werden die zwei besten PCG vorgestellt.

Die Parameter der zwei PCG, die in dieser Arbeit GM 1 und GM 2 genannt werden, sind in Tabelle 1 dargestellt. Der letzte Parameter *Refl* gibt an, ob die Reflektoren Bragg- oder Kanten-Reflektoren (Bragg, Kante) sind. Der Radius R der Rowlandkreises ist bei GM 1 und GM 2 deutlich größer als in den Simulationen, da der Messbereich des verwendeten Messaufbaus nur zwischen 1524 nm und 1576 nm verläuft. Ein kleineres R würde bewirken, dass nur ein oder zwei Wellenlängenkanäle im Messbereich liegen würden. Wegen der deutlich größeren Fläche der produzierten PCG sind deutlich mehr Kanäle n_c möglich als bei den simulierten PCG.

GM 1 ist eine größere Version der beschriebenen simulierten Variante mit den besten Simulationsergebnissen. Die Beugungsordnung musste auf zwei erhöht werden, damit die Reflektoren eine minimale Ausdehnung in der Größenordnung der effektiven Wellenlängen besitzen. Wegen der größeren Abmessung von GM 1 wurde die Breite der Taperöffnung a_w auf 3 μm erhöht. Die Länge der Taper a_l wurde zur Sicherheit auf 40 μm erhöht.

GM 2 ist eine Extremvariante der PCG, bei der die Zahl der Kanäle massiv erhöht wurde auf einen Wert von 45. Aus Vorsicht, dass wegen des hohen Rowlandradius von 500 μm und der damit hohen Anzahl an Reflektoren die Prozessungenauigkeiten starke Auswirkungen haben werden, wurde die Beugungsordnung auf 9 erhöht und damit die Ausdehnung der Reflektoren vergrößert. Damit

Planar-konkaves Reflexionsgitter (PCG)

die hohe Anzahl an Kanälen überhaupt möglich wird, wurde die Breite der Taperöffnung auf $2\ \mu\text{m}$ gesetzt.

Tabelle 1: Parameter der hergestellten Multiplexer GM 1 und GM 2.

	θ_0, θ_m	n_c	m	R	a_w	a_l	<i>Refl</i>
GM 1	45°	9	2	$200\ \mu\text{m}$	$3\ \mu\text{m}$	$40\ \mu\text{m}$	Bragg
GM 2	45°	45	9	$500\ \mu\text{m}$	$2\ \mu\text{m}$	$30\ \mu\text{m}$	Kante

Die Messung von GM 1 ist in Abbildung 27 dargestellt. Fünf der neun Kanäle konnten vom Messbereich erfasst werden. Die Transmission reicht von $-1\ \text{dB}$ bis $-2\ \text{dB}$ mit einem Übersprechen von $-26\ \text{dB}$. Die Transmission wurde errechnet, indem die Verluste der Gitterkoppler von den Rohdaten abgezogen wurden, nachdem sie über einen Referenzwellenleiter ermittelt wurden. Die Abmessungen betragen $180\ \mu\text{m} \times 450\ \mu\text{m}$ und sind mit neun Kanälen im Vergleich zur Literatur relativ kompakt [5]. Die Halbwertsbreite beträgt $4,3\ \text{nm}$ mit einem Kanalabstand von $10,5\ \text{nm}$. Die Ergebnisse des GM 1 sind für die Anforderungen eines WDM-Systems zufriedenstellend. Wird beachtet, dass ein PCG notwendig ist, um das Licht in seine Wellenlängenkanäle zu zerlegen und ein zweites PCG um die Wellenlängenkanäle wieder zu vereinen, so wirkt sich die Charakteristik der PCG doppelt aus. Das Übersprechen reduziert sich auf einen Wert von $-52\ \text{dB}$. Dieser Wert ist im Vergleich zu einem Übersprechen in der Hochfrequenzelektronik kaum zu unterbieten und wird im Gesamtsystem kaum ins Gewicht fallen [32]. Die Summe der Verluste von zwei GM 1 wird zwischen $2\ \text{dB}$ und $4\ \text{dB}$ betragen, was in der Größenordnung der Verluste von Gitterkopplern und Modulatoren liegt.

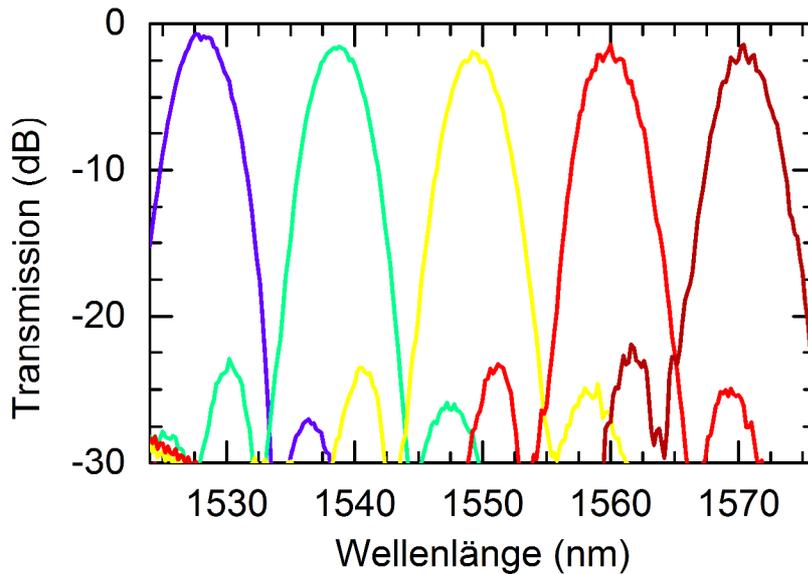


Abbildung 27: Transmission aller messbaren Kanäle des GM 1 in Abhängigkeit der Wellenlänge.

Die Messung von GM 2 ist in Abbildung 28 dargestellt. 24 von 45 Kanälen konnten vom Messbereich erfasst werden. Die Transmission variiert zwischen -5 dB und -6 dB mit einem Übersprechen von -15 dB. Die Gesamtfläche des PCG ist trotz der hohen Anzahl an Kanälen nur $0,5 \text{ mm}^2$. Die Halbwertsbreite beträgt $0,9 \text{ nm}$, mit einem Kanalabstand von $2,2 \text{ nm}$. Die Verluste in der Transmission von bis zu 6 dB stammen vor allem von den schmalen Taperöffnungen, die wegen der Größe des PCG besonders empfindlich auf Prozessungenauigkeiten sind. Für ein WDM-System wäre auch das GM 2 geeignet, wenn die größeren optischen Verluste kompensiert werden könnten.

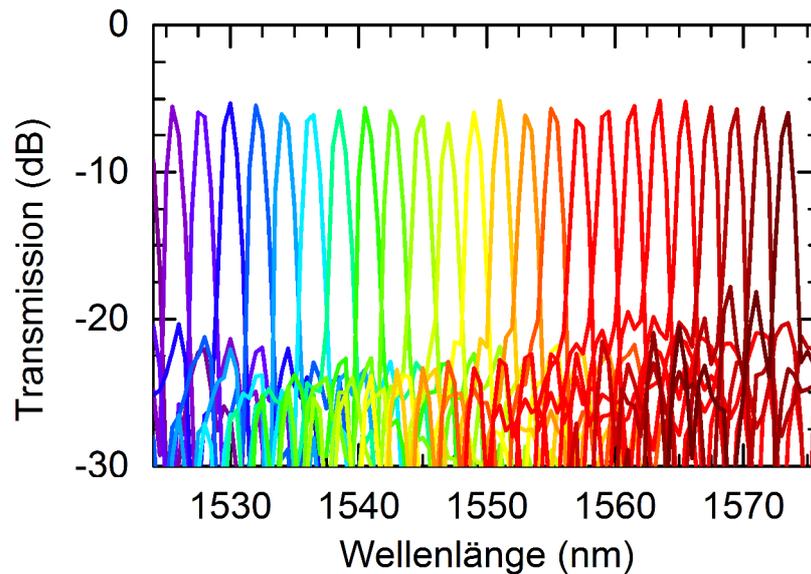


Abbildung 28: Transmission aller messbaren Kanäle des GM 2 in Abhängigkeit der Wellenlänge.

Wegen des hohen Ressourcenverbrauchs bei den Simulationen der PCG, die von den verfügbaren Computerservern nicht gestemmt werden konnten, sind die simulierten PCG zirka um einen Faktor 10 kleiner wie die hergestellten PCG. Aus diesem Grund konnten die Simulationen nur zur groben Abschätzung verwendet werden. Der Vergleich der Ergebnisse der Messungen mit den Simulationen und Überlegungen in Kapitel 3.2 zeigt eine relativ gute Übereinstimmung miteinander. Der nächste Schritt wäre eine quantitative Analyse der Parameter eines PCG, indem eine effizientere Simulationsmethode gewählt und die Statistik der gemessenen PCG erhöht wird.

Ein Vergleich zu aktuell publizierten PCG ist nur über die publizierten Ergebnisse durchzuführen. Kaum ein PCG ist eindeutig genug beschrieben, um eine exakte Kopie herzustellen, um Vergleiche im Detail durchzuführen. Des Weiteren sind die PCG sehr stark von den Produktionsgenauigkeiten der Fertigungsanlagen und von den verwendeten SOI-Wafern abhängig. In [5] wird ein PCG beschrieben, welches von den geometrischen Abmessungen her vergleichbar mit dem PCG GM 1 ist. Die Anzahl der Kanäle ist bei GM 1 neun, während das PCG aus [5] nur vier Kanäle besitzt. In der Transmission sind beide PCG sehr ähnlich, während das Übersprechen bei GM 1 um 5 dB höher ist. Dieser Vergleich zeigt, dass die in dieser Arbeit vorgestellten PCG durchaus konkurrenzfähig mit führenden Herstellern (z.B. der Herstellerallianz ePIXfab [33]) von PCG sind. Wird weiterhin beachtet, dass die in dieser Arbeit vorgestellten PCG im

Gegensatz zu [5] zum ersten Mal mittels eines neuen Prozesses hergestellt wurden, so wird die Konkurrenzfähigkeit noch deutlicher.

3.6 Der optische Bestandteil des Transmitters

In Abbildung 29 ist der Verlauf der optischen Transmission über der Wellenlänge des WDM-Systems aus Abbildung 15 auf Seite 21 dargestellt. Die PCG filtern alle Wellenlängen bis auf die notwendigen vier Wellenlängenkanäle heraus. Jeder der vier Wellenlängenkanäle wird auf den entsprechenden Modulator geleitet. In der Abbildung sind nur drei von vier Maxima in der Transmission zu erkennen. Das vierte Maximum liegt außerhalb des verfügbaren Messbereichs. Die totale Transmissionsdämpfung der messbareren drei Kanäle in optimaler Phasenlage ist unter 20 dB. Die verwendeten PCG stammen von einer anderen Konstruktionsmethode, deren Performance im Vergleich zu den bisher beschriebenen PCG schlechter ist. Die andere Konstruktionsmethode der PCG wurde am Institut für Mikrostrukturtechnik am KIT im Gegensatz zur beschriebenen Methode getestet und wurde deshalb zur Erhöhung der Erfolgswahrscheinlichkeit im aktuellen Design verwendet. Mit Hilfe dieser Arbeit konnte zum ersten Mal eine Publikation von PCG zusammen mit Modulatoren in einem integrierten System aus Silizium veröffentlicht werden [34].

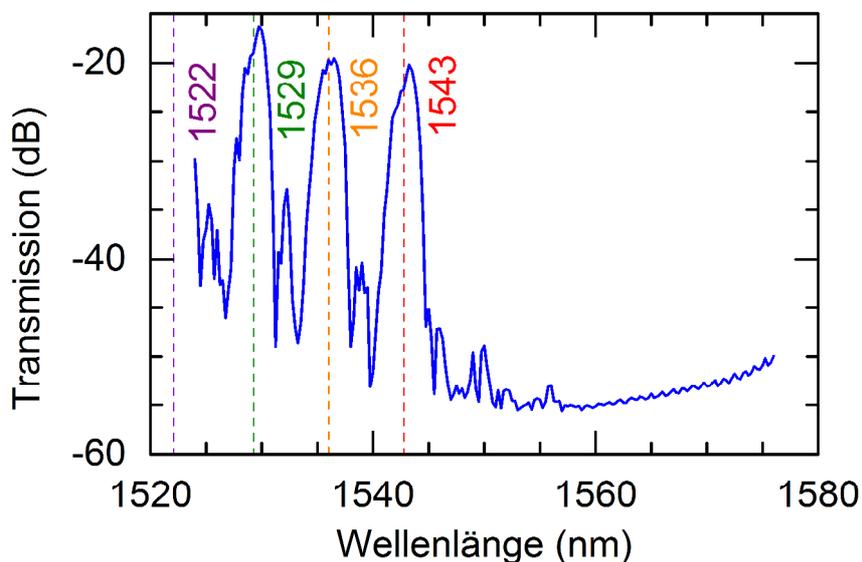


Abbildung 29: Transmissionscharakteristik des kompletten WDM-Systems aus Abbildung 15 auf Seite 21 bezogen auf die optische Eingangsleistung ohne die Verluste der Gitterkoppler. Die PCG filtern alle Wellenlängen bis auf vier Kanäle bei 1522, 1229, 1536 und 1543 nm aus. Zu sehen sind nur drei der vier Kanäle, da ein Kanal außerhalb des verfügbaren Messbereichs liegt.

3.7 Zusammenfassung

Im vorliegenden Kapitel wurde die Einsatzbereitschaft von maßgeschneiderten PCG mit einer hohen Transmission und geringem Übersprechen für kompakte WDM-Systeme demonstriert. Der Einfluss der richtigen Parameterwahl für die optimale Auslegung eines PCG wurde beschrieben und Anhand einer Auswertung von Messdaten belegt. Zwei der PCG sind im Vergleich zu bisher publizierten PCG konkurrenzfähig. Ein kompaktes, neun-kanaliges PCG mit den Abmessungen $180\ \mu\text{m} \times 450\ \mu\text{m}$, einer Transmission von $-1\ \text{dB}$ und einem Übersprechen von $-26\ \text{dB}$ ist geeignet für WDM Anwendungen mit kleiner Kanalzahl. Ein 45-kanaliges PCG mit einer Fläche von $0,5\ \text{mm}^2$, einer Transmission von $-5\ \text{dB}$ und einem Übersprechen von $-15\ \text{dB}$ könnte in WDM Anwendungen mit hoher Kanalzahl Anwendung finden. Zum Schluss wurde ein WDM-System mit integrierten PCG und Modulatoren mit einer Transmission von $-20\ \text{dB}$ demonstriert.

4 Silizium-Organik-Hybrid-Modulatoren

Mit der Silizium-Organik-Hybrid-Integration (SOH-Integration) [6, 7] wird die präzise CMOS-kompatible Siliziumprozessierung mit elektrooptisch aktiven Polymeren vereinigt. Durch die Vereinigung werden fast alle gestellten Anforderungen an die Modulatoren erfüllt, namentlich geringe Betriebsspannung, hohe elektrische Bandbreite, kleine Abmessungen, hohe Linearität und geringer Energieverbrauch [35].

Im vorliegenden Kapitel wird die Simulation, das Design und die Fertigung von SOH-Modulatoren vorgestellt. Die Ziele sind zum einen die Überprüfung der Eignung der SOH-Modulatoren für ein WDM-System, zum anderen die Bestimmung wichtiger Parameter des SOH-Modulators.

Zuerst wird das in SOH-Modulatoren verwendete Polymer vorgestellt. Anschließend wird das Funktionsprinzip des Modulators erklärt. Nachdem der Prozessablauf bei der Herstellung des photonischen erklärt wurde, werden die Ergebnisse präsentiert.

4.1 Nichtlineare organische Materialien

Das folgende Kapitel basiert auf [36], wo mehr detaillierte Informationen gefunden werden können. Im Folgenden wird nur eine knappe Zusammenfassung von den mikroskopischen nichtlinearen Eigenschaften der organischen Materialien wiedergegeben. Die organischen Materialien können auf einem SOI-Wafer zu einem SOH-Modulator kombiniert werden, um effizientere Modulatoren als mit anderen Methoden zu erhalten.

Die meisten elektro-optischen Moleküle sind Chromophore (griechisch für Pigment) und sind, wegen ihrer starken Absorption im sichtbaren Spektrum, sehr farbig in ihrer Erscheinung. Für die nichtlineare optische Eigenschaft benötigen Chromophore eine Gruppe mit hoher und niedriger Elektronegativität, die mit einem konjugierten π -Strang verbunden ist. Dies sorgt für eine elektrische Kopplung und einen Transfer von Elektronen zwischen den Donatoren und Akzeptoren.

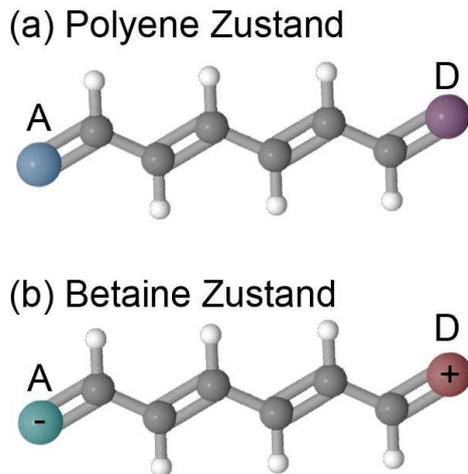


Abbildung 30: Dargestellt sind die Eigenzustände der nichtlinearen Chromophor-Moleküle. (a) Polyene-Zustand: Das Molekül ist neutral und das Dipolmoment ist Null. (b) Betaine-Zustand: Ein Elektron ist vom Donator zum Akzeptor gewandert. Das molekulare Dipolmoment ist nicht Null.

Nimmt man Tetraene als Beispiel (Abbildung 30), so ergeben sich zwei mögliche Zustände. Der nicht polarisierte Polyene-Zustand in Abbildung 30(a) mit einem Moleküldipol von Null und dem Betaine-Zustand in Abbildung 30(b), wo ein Elektron vom Donator zum Akzeptor gewandert ist. Dieser Zustand besitzt ein nicht verschwindendes Dipolmoment und befindet sich zusammen mit dem Polyene-Zustand in Superposition.

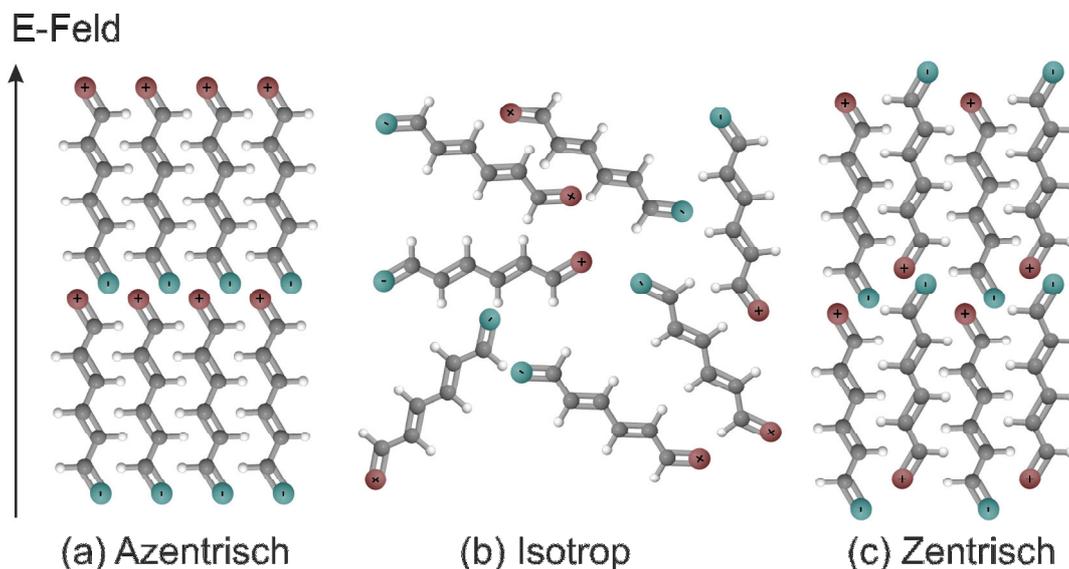


Abbildung 31: Molekulare Ordnung. (a) Azentrische Ordnung erreicht durch den Polungsprozess. (b) Isotropische Ordnung erreicht durch thermische Bewegung. (c) Zentrische Ordnung durch elektrostatische Wechselwirkung.

Aufgrund des stark asymmetrischen Aufbaus besitzt das Chromophor eine ausgeprägte Suszeptibilität zweiter Ordnung entlang der Dipol-Achse. Entscheidend ist aber die makroskopische Suszeptibilität, die von der molekularen Ordnung der Moleküle abhängt. Aufgrund von thermischer Anregung ist die Anordnung isotrop, (Abbildung 31(b)). Der thermodynamisch stabile Zustand ist die zentrische Anordnung, in welcher die Chromophore asymmetrisch angeordnet sind (Abbildung 31(c)). Um eine makroskopische, nicht verschwindende Suszeptibilität zu erhalten, ist eine azentrische Anordnung notwendig. Diesen Zustand kann man mit einem Polungsprozess erreichen. Dafür wird das Material über die Glasübergangstemperatur erhitzt, während ein starkes elektrisches Feld anliegt. Nachdem sich die Moleküle ausgerichtet haben, wird das Material abgekühlt und die Ausrichtung bleibt dauerhaft bestehen (Abbildung 31(a)). Legt man nun ein externes elektrisches Feld über dem Material an, so ist ein elektrooptischer Effekt zu messen.

Zurzeit existieren viele Materialien mit einer unterschiedlichen Suszeptibilität zweiter Ordnung [37]. Dem gegenüber steht die Lebensdauer des Polymers, welches Alterungsprozesse durchläuft, die das Polymer in Zeiträumen zwischen Minuten und Monaten zerstören. Die Erforschung der Alterungsprozesse innerhalb SOH-Modulatoren steht noch am Anfang, deshalb ist es nur möglich auf Erfahrungswerte des IPQ zurückzugreifen, um einen Kompromiss zwischen hoher Suszeptibilität und hoher Lebensdauer zu erhalten. Für den Demonstrator wurde aus diesem Grund das Polymer SEO100 vom Hersteller Soluxra ausgewählt.

4.2 Funktionsprinzip des SOH-Modulators

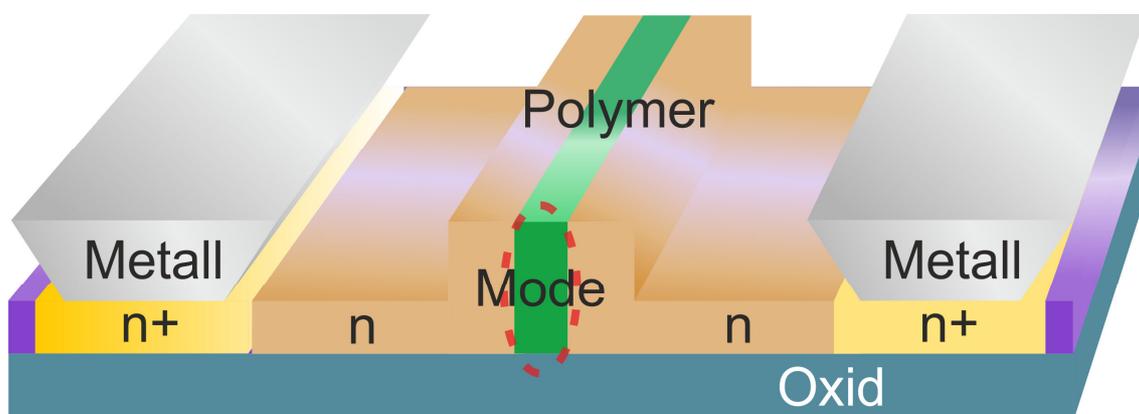


Abbildung 32: Schematische Zeichnung eines SOH-Modulators. Die Zeichnung ist nicht maßstabsgetreu.

Silizium-Organik-Hybrid-Modulatoren

In Abbildung 32 ist der prinzipielle Aufbau eines SOH-Modulators gezeichnet. Der Modulator umfasst einen geschlitzten Rippenwellenleiter, welcher aus zwei 240 nm breiten Rippen besteht, die durch 60-160 nm breite Schlitze getrennt sind. Im Schlitz befindet sich ein elektro-optisch aktives Material. Felddiskontinuitäten an den Seitenwänden des Schlitzes führen zu einer starken Konzentration des elektrischen Feldes der optischen TE-Mode im optischen Polymer (Abbildung 33).

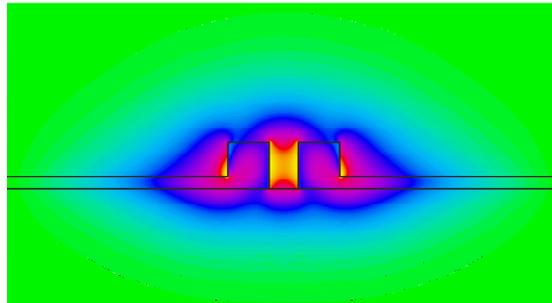


Abbildung 33: Simulation der optischen Mode in einem Schlitzwellenleiter. Gezeichnet ist der Betrag der elektrischen Feldstärke der TE-Mode. Der größte Anteil des elektrischen Feldes konzentriert sich im Schlitz.

Die Rippen sind elektrisch mit den metallischen Leitern in einem Abstand von $2,4\ \mu\text{m}$ über 70 nm dünne, n-dotierte Zuleitungen verbunden. Die Rippen wirken wie ein langgezogener Kondensator. Eine angelegte Spannung fällt hauptsächlich an den Rippen ab und erzeugt ein im Schlitz konzentriertes elektrisches Feld (Abbildung 34). In diesem Zustand überlappen die elektrische Mode, die optische Mode und das Polymer und es kommt zur intensiven Wechselwirkung zwischen elektrischer und optischer Mode über das Polymer.

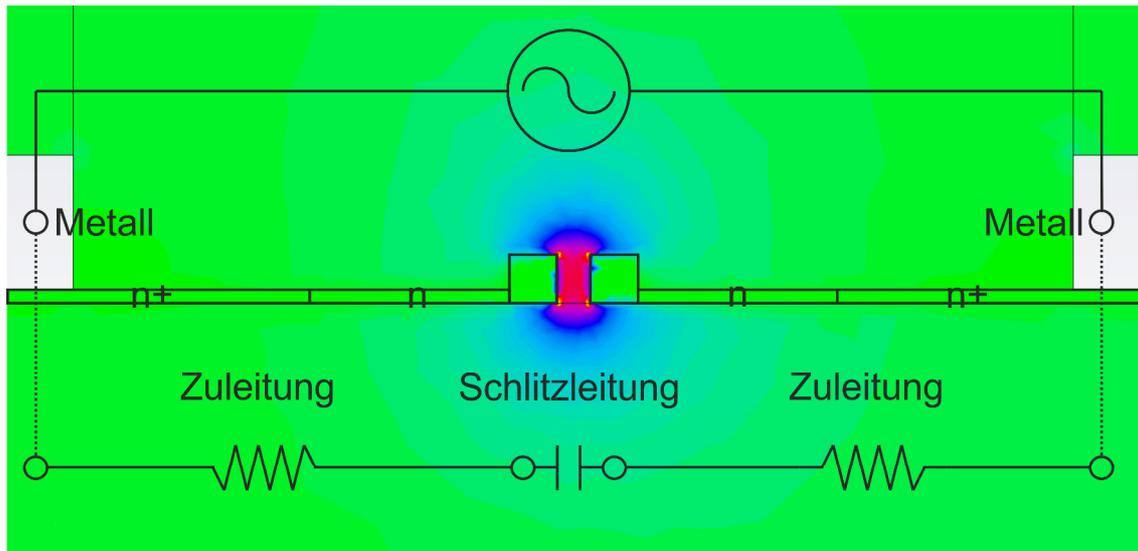


Abbildung 34: Simulation der elektrische Mode in einem Schlitzwellenleiter. Farblich hervorgehoben ist die elektrische Feldstärke der Mode. Der größte Anteil des elektrischen Feldes konzentriert sich im Schlitz. Der Schlitz kann als Kapazität betrachtet werden, welche durch Zuleitungen als ohmsche Widerstände mit der Quelle am Metall verbunden ist.

4.3 Prozessablauf der SOH-Modulatorfertigung

Der Prozessablauf einer CMOS-kompatiblen Fertigung von Modulatoren und PCG wurde in Kooperation mit IMS CHIPS entwickelt und kann im Detail in [38] nachgelesen werden. Für die Fertigung wurde sowohl Elektronenstrahl-lithographie als auch optische Lithographie verwendet. Der Prozessablauf wird in Abbildung 35 und Abbildung 36 beschrieben. Die Photographie des durch den Prozessablauf hergestellten Chips ist in Abbildung 14 auf Seite 20 zu sehen. Das Ausgangsmaterial ist ein SOI-Wafer bestehend aus einem 700 μm dicken Trägermaterial in Form einer Siliziumscheibe, der 3 μm dicken Isolatorschicht aus Siliziumdioxid und einer 250 nm dicken Schicht aus Silizium (Abbildung 1 auf Seite 4).

Für den ersten Schritt wird Fotolack aufgebracht und strukturiert. Danach wird eine Ionenimplantation mit Arsenionen für eine Konzentration von 10^{17} cm^{-3} durchgeführt. Darauf folgt ein zweiter Dotierschritt für eine Konzentration von 10^{20} cm^{-3} an Arsenionen. Damit sich die Dotierstoffe gleichmäßig verteilen können und die Kristallschäden wieder heilen, wird der Wafer getempert.

Um die verschiedenen photonischen Komponenten herzustellen, werden drei Ätztiefen verwendet. Da jeder Ätzschritt eine separate Maske aus Photolack be-

nötigt, können örtliche Abweichungen von bis zu 50 nm zwischen den einzelnen Schichten auftreten. Für Strukturen mit unterschiedlichen Ätztiefen, die kritisch auf Abweichungen in der Größenordnung des Ausrichtungsfehlers reagieren, benötigt man selbstjustierende Verfahren. Dies wird erreicht, indem die erste Maske zum Ätzen des Siliziums als Hartmaske aus Siliziumdioxid ausgeführt wird. Diese Maske wird im Gegensatz zu allen anderen Masken nicht mehr entfernt. Alle nachfolgenden Masken überlagern die Hartmaske (Abbildung 35(e)-(l)). Durch das Wiederverwenden der Hartmaske für alle nachfolgenden Ätzschritte werden Ausrichtungsfehler für die kritischen Strukturen vermieden.

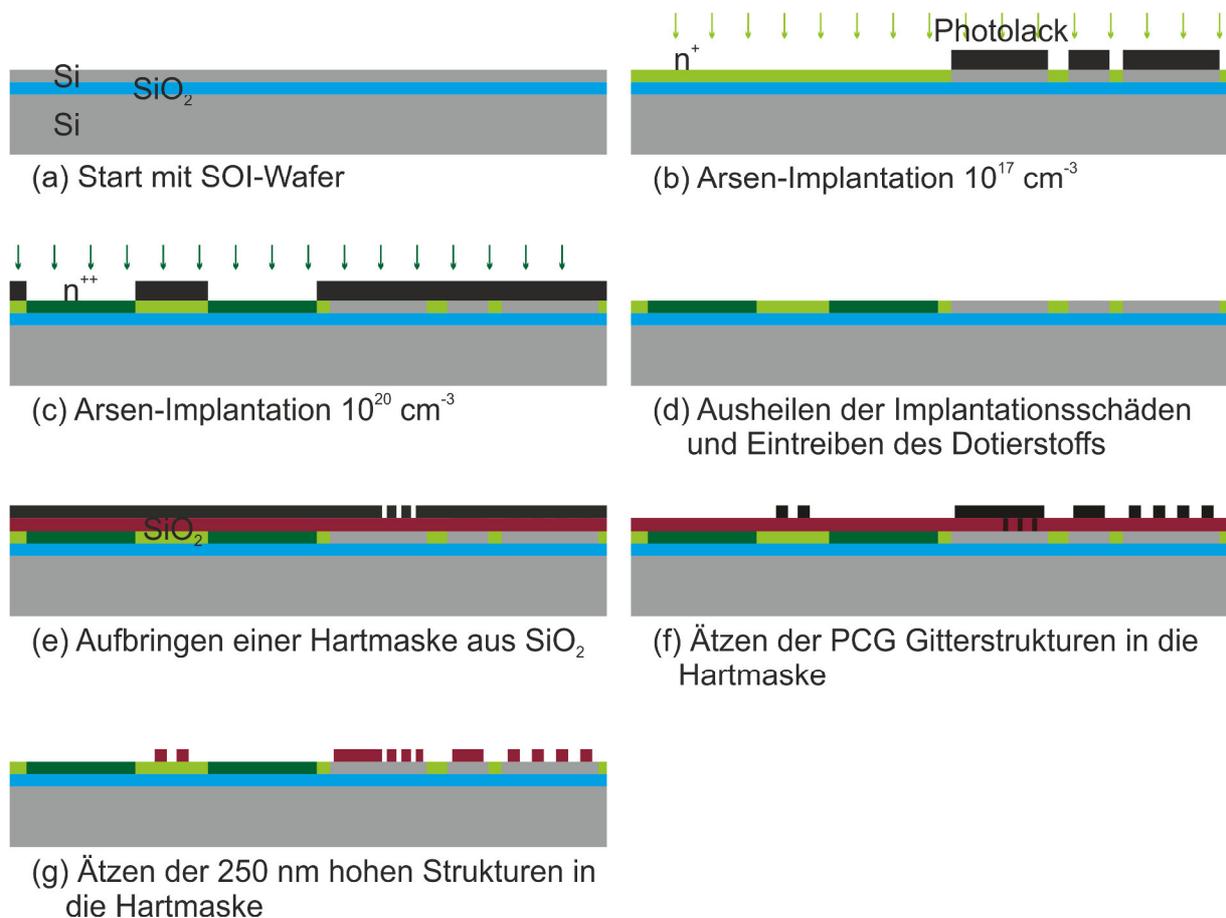


Abbildung 35: Erster Teil des Prozessablaufs der Fertigung von Modulatoren und PCG. (a) SOI-Wafer mit einer Siliziumdicke von 250 nm und einer Siliziumdioxiddicke von $3 \mu\text{m}$. (b) Definition der Dotierregionen und Ionenimplantation von Arsen. (c) Definition der hochdotierten Regionen und Ionenimplantation. (d) Thermisches Ausheilen der dotierten Schichten. (e) Aufbringen von Siliziumdioxid als Hartmaske und Aufbringen von Fotolack, um die Hartmaske zu strukturieren. (f) Ätzen und weiteres Strukturieren der Hartmaske. (g) Weiteres Ätzen der Hartmaske.

Die Strukturierung der Hartmaske musste in zwei Schritte aufgeteilt werden. Da die PCG nur sehr wenige und kleine Strukturen auf einer sehr großen, nicht prozessierten Fläche enthalten, war es technisch nicht möglich, sie mit anderen Strukturen zu kombinieren, die relativ gesehen viel mehr zu ätzende Fläche hatten als nicht zu ätzende Fläche. Aus diesem Grund wurden zwei unterschiedliche Fotolackmasken verwendet, die an die entsprechenden Situationen angepasst waren (Abbildung 35(e)-(g)).

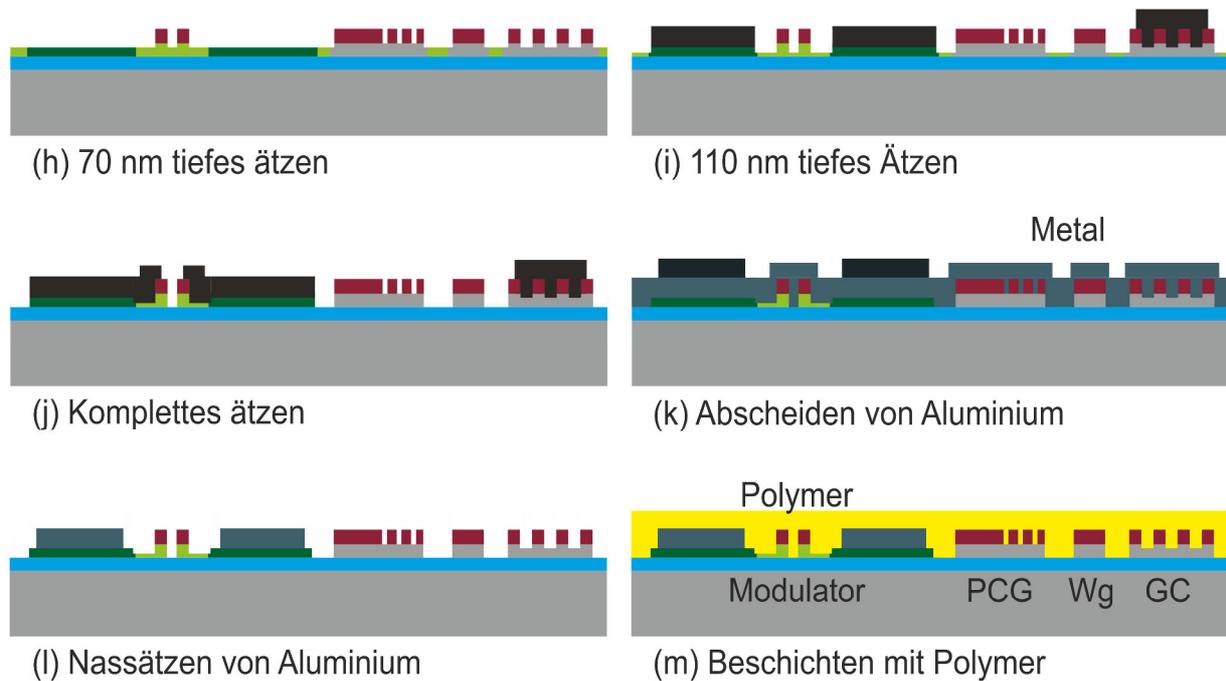


Abbildung 36: Zweiter Teil des Prozessablaufs einer CMOS-Fertigung von Modulatoren und PCG. (h) 70 nm tiefes. (i) Weiteres Strukturieren und 110 nm tiefes Ätzen. (j) Weiteres Strukturieren und komplettes Ätzen. (k) Abscheiden von Aluminium und strukturieren. (l) Nassätzen des Aluminiums. (m) Rotationsbeschichtung von elektro-optisch aktivem Polymer.

Nachfolgend wurden drei Ätzschritte, 70 nm, 110 nm und volles Ätzen mit entsprechend strukturierten Masken durchgeführt (Abbildung 36(h)-(j)). Danach wurde Aluminium großflächig über den gesamten Wafer abgeschieden, mit einem Fotolack strukturiert und nasschemisch wieder entfernt (Abbildung 36(k)-(l)). Der letzte Schritt war das Aufbringen eines elektro-optisch aktiven Polymers, welches durch Rotationsbeschichtung am KIT aufgebracht wurde (Abbildung 36(m)).

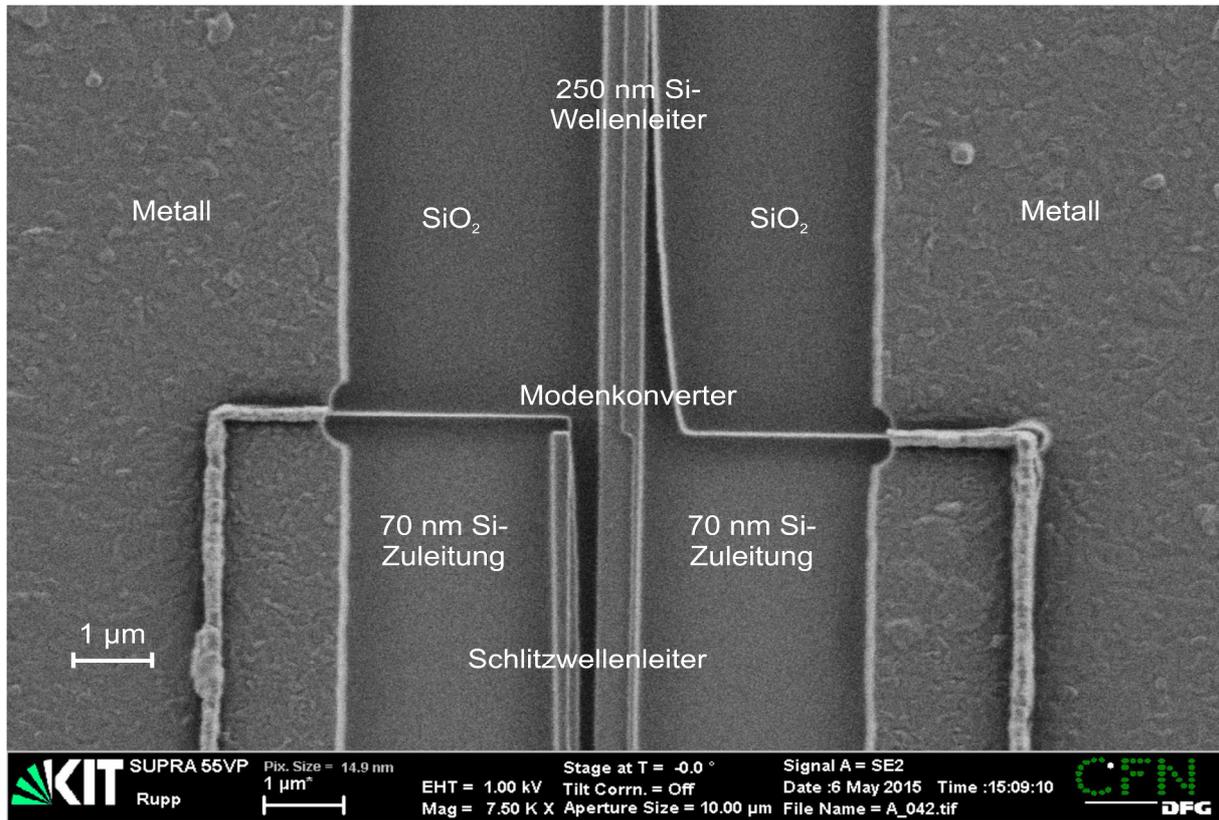


Abbildung 37: Mit einem Rasterelektronenmikroskop erzeugte Fotografie eines Ausschnittes eines Modulators. Zu sehen ist, wie ein Stegwellenleiter in einem Modenkönverter in einen Schlitzwellenleiter transformiert wird. Im Westen und Osten verlaufen zwei Metallstreifen die durch Zuleitungen elektrisch mit dem Schlitzwellenleiter verbunden sind.

In Abbildung 37 ist ein REM-Foto eines Ausschnittes eines Modulators dargestellt. Der Ausschnitt zeigt den Übergang von einem 500 nm breiten Stegwellenleitern in einen Schlitzwellenleiter mit 70 nm dünnen Zuleitungen. Der detaillierte Aufbau des Übergangs wird in [39] erklärt.

4.4 Die elektrischen Eigenschaften des SOH-Modulators

Die Impedanz und die elektrische Bandbreite sind die wichtigsten elektrischen Eigenschaften des SOH-Modulators. Mit diesen Eigenschaften lassen sich Reflexionen und die EOE-Bandbreite bestimmen.

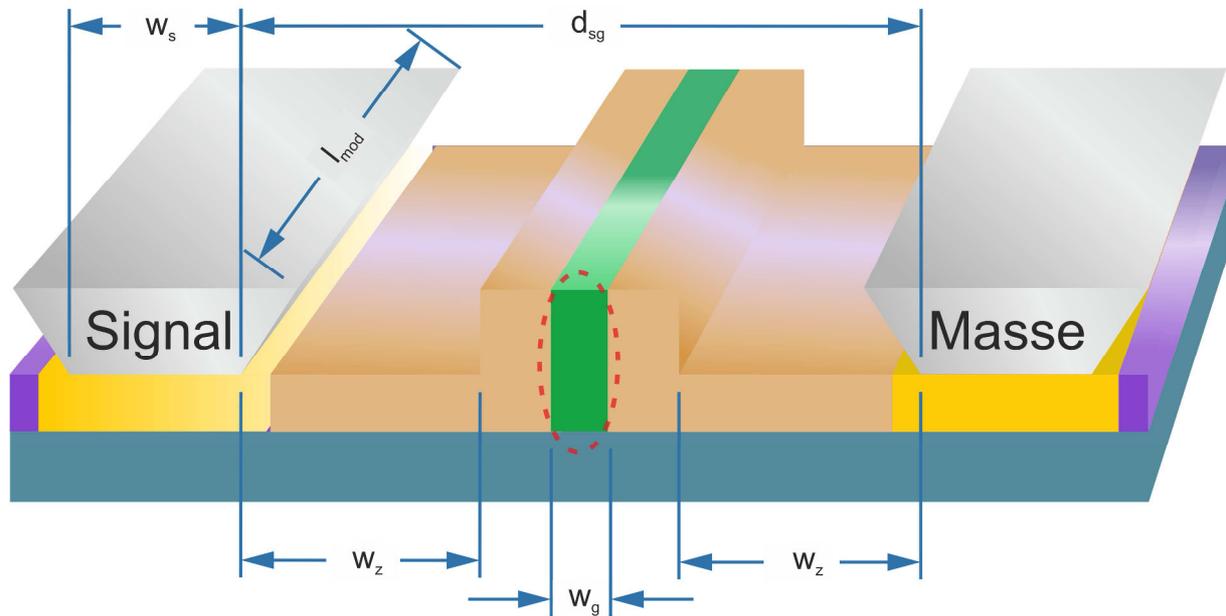


Abbildung 38: Abstände und Breiten bestimmter Elemente des Modulators, die vom Prozessablauf nicht vorgegeben sind und für die elektrischen Eigenschaften eine Rolle spielen: w_s ist die Breite der Signalelektrode, d_{sg} der Abstand zwischen den Metallkontakten, w_z die Breite der Zuleitung zwischen Metall und Schlitzleitung, w_g die Breite des Schlitzes der Schlitzleitung und l_{mod} die Länge des Modulators.

4.5 Messaufbau

Mit dem Aufbau wie er in Abbildung 42 schematisch und in Abbildung 40 als Fotografie dargestellt ist, wurde die elektrisch-optisch-elektrische Antwort (EOE-Antwort) und andere Eigenschaften der Modulatoren gemessen. Ein cw-Laser (1) (Agilent 81689A), erzeugt Licht im Wellenlängenbereich von 1524 nm bis 1576 nm. Thermische Fluktuationen und Krümmungen in der Glasfaser ändern den Polarisationszustand des Lichts auf eine nicht vorhersagbare Weise. Deshalb wird das Licht durch ein Polarisationskontrollgerät (PC) (2) in die für die Gitterkoppler optimale Ausrichtung gedreht. Dann wird das Licht in den photonischen Chip eingekoppelt, durchläuft den Modulator (DUT) (3) und wird über eine Glasfaser in einen Photodetektor (4) (New Focus 1014) eingekoppelt. Der Photodetektor konvertiert das optische Signal in ein elektrisches

Silizium-Organik-Hybrid-Modulatoren

Signal. Das elektrische HF-Signal wird in einem Spektrumanalysator (5) (Rhode & Schwarz FSW 43) oder einem Netzwerkanalysator (6) (Rhode & Schwarz NWA 24) analysiert. Das elektrische HF-Signal wird mit einem Frequenzgenerator (7) (Rhode & Schwarz SMB 100A) oder dem Netzwerkanalysator generiert. Die elektrische Vorspannung für die Modulatoren wird mit einer Präzisionsspannungsquelle (9) (Keithley 2400 Sourcemeter) erzeugt, durch ein Bias Tee (SHF BT 45 D) mit dem elektrischen HF-Signal kombiniert und in die Modulatoren mit Hilfe von HF-Probes eingespeist. Die Modulatoren werden mit einem 50 Ω Widerstand abgeschlossen. Über eine weitere Spannungsquelle (8) (Delta Elektronika SM 400-AR-8) kann zwischen Modulator und dem Silizium-Trägermaterial eine weitere Spannung angelegt werden.

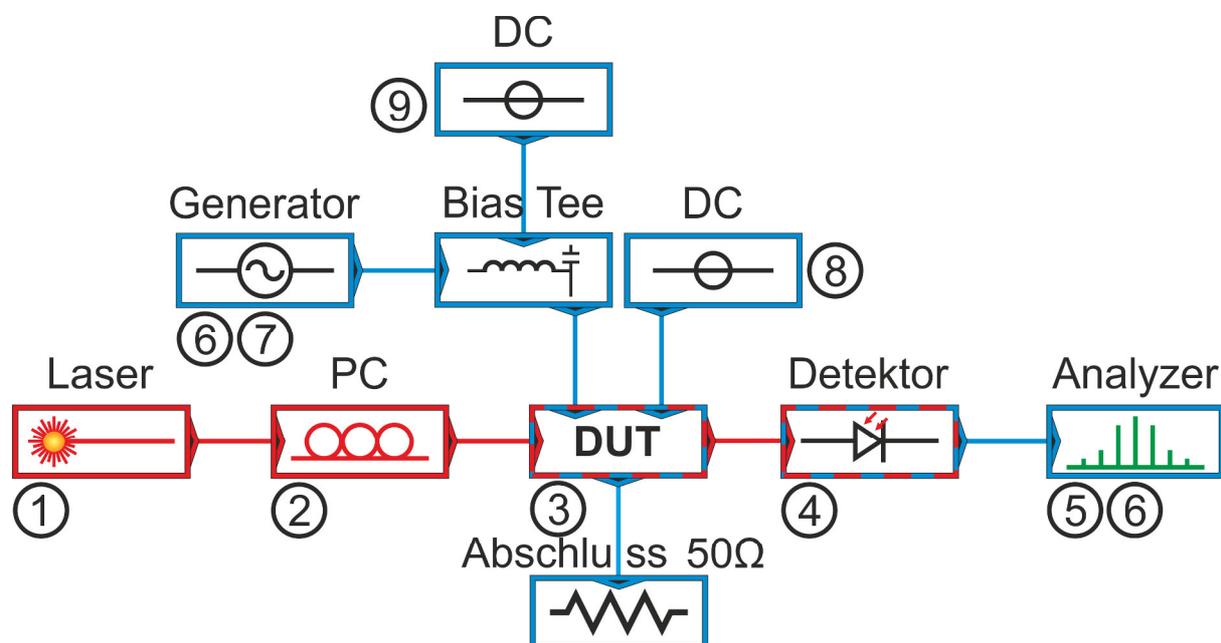


Abbildung 39: Schematischer Messaufbau für eine elektrisch-optisch-elektrische Übertragung eines elektrischen Sinus-Signals.

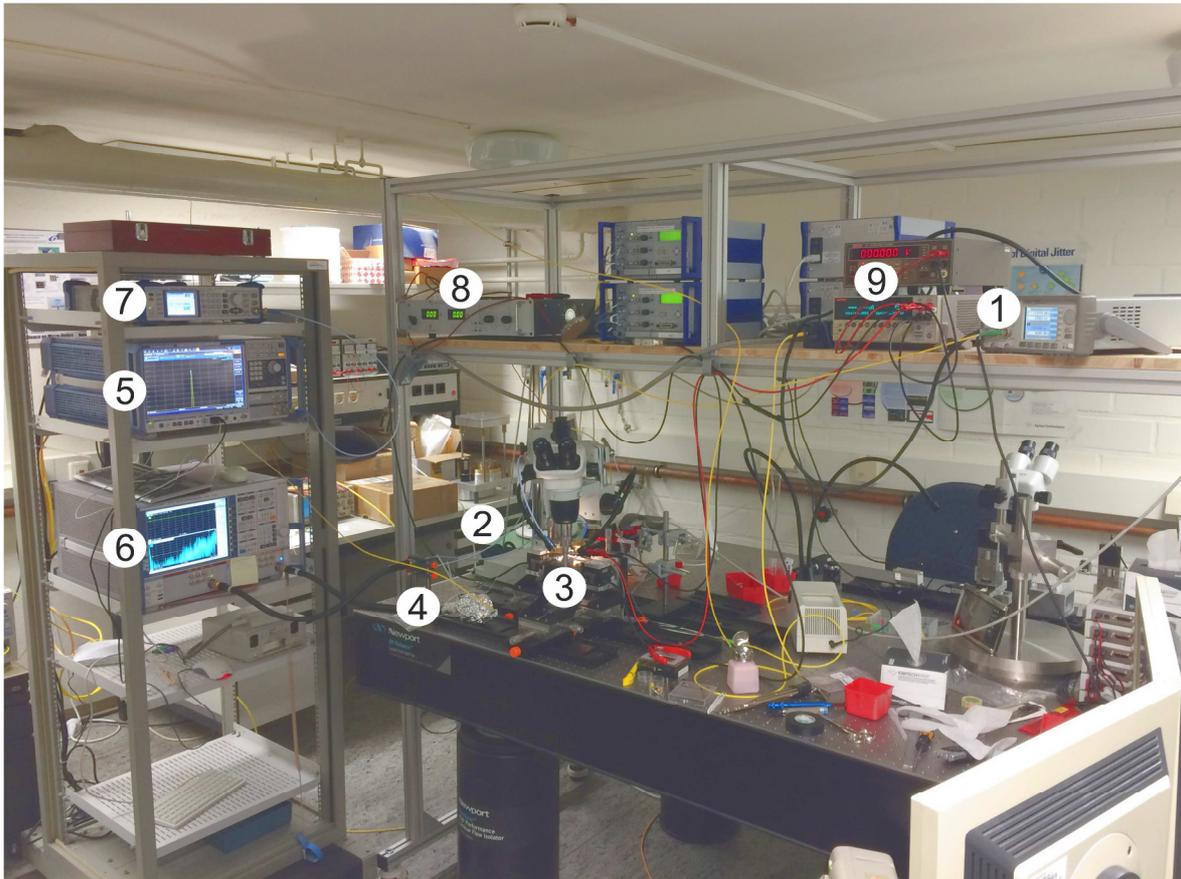


Abbildung 40: Fotografie des Messplatzes.

4.6 Impedanz der Transmissionsleitungen

Elektrische Impedanzsprünge sind ein Maß für unerwünschte Reflektionen (Kapitel 2.5.3). Der in dieser Arbeit genutzte elektrische Messaufbau ist von Quelle bis zum elektrischen Abschluss komplett auf $Z_{Quelle} = Z_{Last} = 50 \Omega$ festgelegt worden. Aus diesem Grund wurde die Impedanz des MZM den technischen Limitierungen entsprechend möglichst in die Nähe von $Z_{MZM} = 50 \Omega$ ausgelegt. Um die Vorteile der push-pull Konfiguration zu nutzen, ist der Modulator als MZM aufgebaut worden (Kapitel 2.5.1). Die Impedanz wird von drei frei wählbaren Parametern bestimmt:

Abstand zwischen den Metallleitungen d_{sg}

Je größer der Abstand d_{sg} zwischen den Metallleitungen, desto größer wird die Impedanz. Durch dieses Maß wird auch die Länge der dotierten Zuleitungen bestimmt, die zwischen Metall und Schlitzwellenleiter verlaufen. Die Breite der Zuleitung w_z zwischen Metall und Schlitzleitung korreliert mit dem Widerstand zwischen Metall und Schlitzleitung und beeinflusst die 3 dB Grenzfrequenz viel

gravierender als die elektrische Impedanz (Kapitel 4.7). Aus diesem Grund kann dieser Parameter nicht zugunsten der elektrischen Impedanz modifiziert werden.

Breite des Schlitzes im Schlitzwellenleiter w_g

Der Schlitzwellenleiter stellt eine Art von Plattenkondensator dar. Damit steigt die Impedanz mit zunehmender Schlitzbreite w_g , da je geringer die Kapazität wird, desto größer wird die Impedanz. Auch dieser Parameter ist bereits reserviert für den elektrooptischen Wirkungsquerschnitt und ist nicht zugunsten der elektrischen Impedanz modifizierbar (Kapitel 4.8).

Breite des inneren Signalleiters w_s

Die Breite des Signalleiters w_s kann bis zu einer Minimalbreite von $10\ \mu\text{m}$ reduziert werden. Bei geringeren Breiten steigen herstellungsbedingt elektrischer Widerstand und die Inhomogenität des Metalls unkontrolliert an und schließt eine praktische Anwendung aus. Eine kleinere Breite ergibt eine größere Impedanz.

Fazit

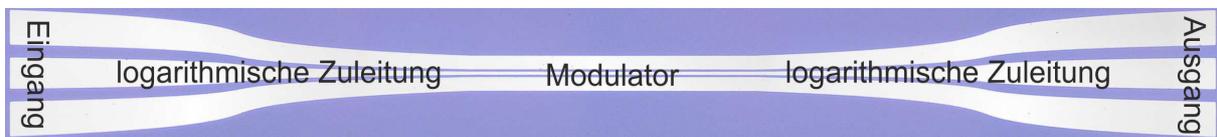


Abbildung 41: Verlauf der metallischen Leitungen eines SOH-MZM vom elektrischen Eingang zum elektrischen Ausgang. Über zwei logarithmische Zuleitungen sind die elektrischen Ein- und Ausgänge mit dem Modulator verbunden.

Simulationen mit dem Programm CST Microwave Studio zeigen, dass durch die Einschränkungen in den Parametern d_{sg} , w_g und w_s kann die Impedanz nur auf einen Wert von $33\ \Omega$ anstatt $50\ \Omega$ gebracht werden. Dieser Impedanzsprung würde nach Formel 13

$$S_{11} = \frac{Z_{mod} - 50\Omega}{Z_{mod} + 50\Omega} \quad (13)$$

eine Reflektion von $-13,8\ \text{dB}$ der Eingangsleistung am Übergang bewirken. Um die Auswirkung des Impedanzsprungs zu reduzieren, wird ein logarithmische Zuleitung zwischen den metallischen Leitungen des Modulators und elektrischen Ein- und Ausgängen eingefügt (Abbildung 41). Die logarithmische Zuleitung besitzt die Eigenschaft, dass die Impedanz linear mit der Länge zu- oder

abnimmt. Empirisch können die tatsächlichen Einflüsse des Impedanzsprunges an der elektrischen Reflexion bestimmt werden, die am Netzwerkanalysator durch den Wert S_{11} dargestellt werden. Die Impedanz des Modulators Z_{mod} errechnet sich aus S_{11} und der Impedanz des Anschlusses (50Ω) mit:

$$Z_{mod} = \frac{50\Omega \cdot (1 - S_{11})}{(1 + S_{11})} \quad (14)$$

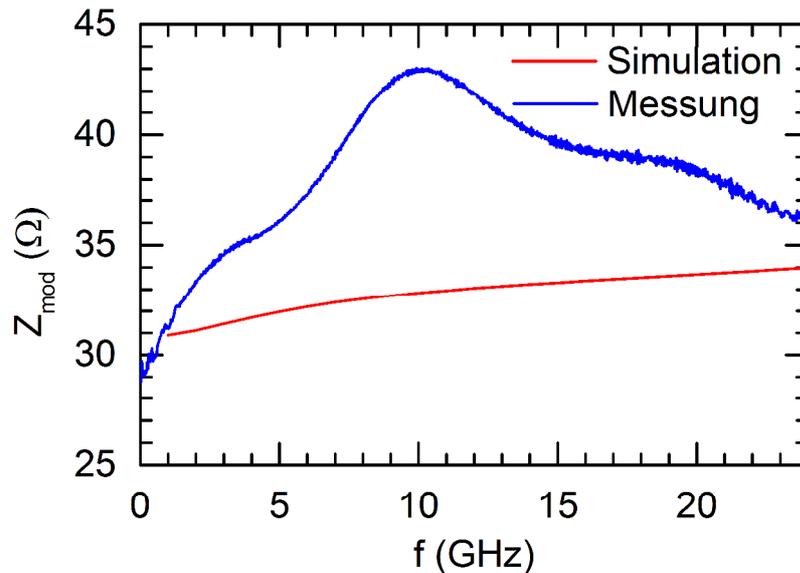


Abbildung 42: Impedanz des SOH-Modulators. In rot ist der simulierte Impedanzverlauf über der Frequenz eingezeichnet. In blau ist der gemessene Verlauf der Impedanz des Modulators dargestellt.

In Abbildung 42 sind die Verläufe der simulierten und gemessenen Impedanzen aufgetragen. Die Simulation und die Messung weichen für niedrige und hohe Frequenzen nicht mehr als 5Ω auseinander. Die leichte Erhöhung der Messungen liegt daran, dass der Widerstand der elektrischen Zuleitungen zum Schlitzwellenleiter höher ist als erwartet. Die größere Abweichung zwischen Simulation und Messung mit dem Maximum bei 10 GHz liegt an parasitären Effekten, die durch nicht optimale Kontaktierung der HF-Probes verursacht wird.

4.6.1 Elektrische Bandbreite der Transmissionsleitungen

Durch elektrische Verluste und elektromagnetische Abstrahlung besitzt jedes Wanderwellenbauteil eine elektrische Bandbreite, die eine exponentielle Abhängigkeit mit der Länge des Bauteils l_{mod} hat. Die frequenzabhängigen Verluste treten vor allem durch den Skin-Effekt und dielektrische Verluste auf.

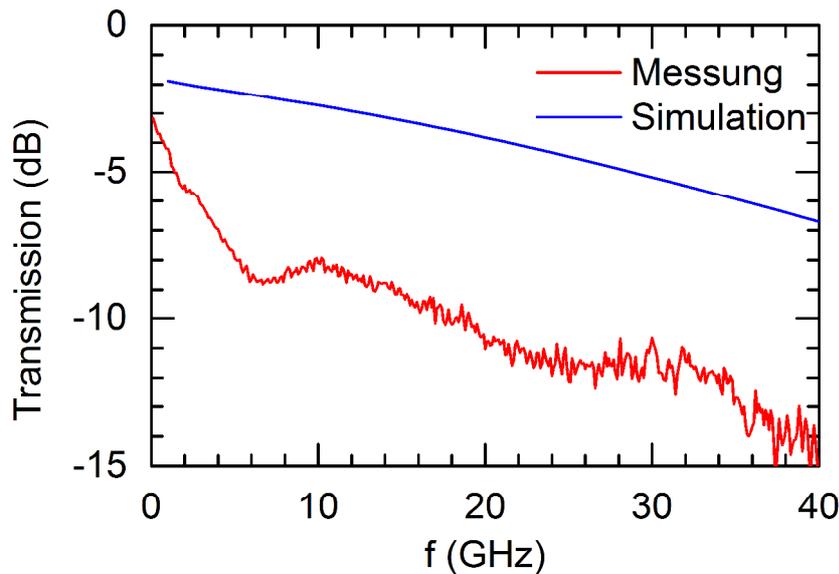


Abbildung 43: Elektrische Transmission des SOH-Modulators. In blau ist der simulierte Transmissionsverlauf über der Frequenz eingezeichnet. In rot ist der gemessene Verlauf der Transmission des Modulators dargestellt.

In Abbildung 43 ist die in CST simulierte und die gemessene Abhängigkeit der elektrischen Transmission in Abhängigkeit der Frequenz aufgetragen. Die elektrischen Zuleitungen und HF-Probes wurden herauskalibriert. Besonders auffällig ist, dass die Messung bereits bei 10 MHz eine erhöhte Dämpfung von 3 dB zeigt. Die Ursache für die hohe Anfangsdämpfung liegt am ohmschen Widerstand des schmalen inneren Metallleiters, welcher bei einer Messung mit dem Ohmmeter einen Widerstand von 30Ω aufwies. Der im Vergleich zur Simulation stärkere Abfall der Transmission zwischen 10 MHz und 5 GHz könnte an dielektrischen Effekten in den dotierten Zonen liegen. Ab einer Frequenz von 10 GHz ist die Steigung der Messung gleich der Steigung der Simulation.

4.7 Elektro-optische Bandbreite

Die EOE-Bandbreite ist im Wesentlichen von der elektrischen Bandbreite der Transmissionsleitungen und der Bandbreite der dotierten Zuleitungen abhängig. Durch eine höhere Dotierung lassen sich der Widerstand der Zuleitungen und damit die EOE-Bandbreite erhöhen. Nachteilig ist jedoch die erhöhte Lichtabsorption, welche von der Konzentration der freien Ladungsträger abhängig ist. Das Resultat ist ein Kompromiss zwischen einer hohen EOE-Bandbreite und einer niedrigen optischen Absorption.

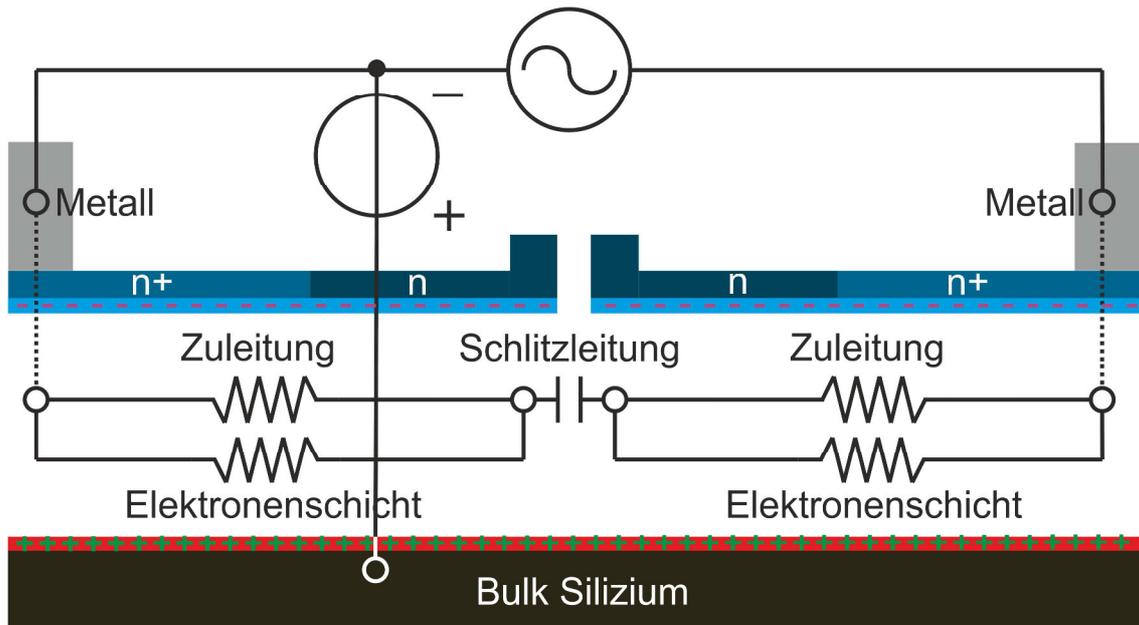


Abbildung 44: Ansammlung eines zweidimensionalen Elektronengases in den Zuleitungen bei Anlegen einer Spannung zwischen Bulk und Modulator. Im elektrischen Schaltbild wird durch die Elektronenschicht ein zweiter Widerstand parallel zum Zuleitungswiderstand eingeführt, welcher die metallischen Leitungen mit der Kapazität der Schlitzleitung verbindet.

In [40] ist eine Methode beschrieben, mit der sich die EOE-Bandbreite erhöhen lässt, mit einer nur geringen Erhöhung der optischen Absorption. Durch das Anlegen einer konstanten Spannung zwischen Bulk und Modulator (Gatespannung) werden freie Ladungsträger zur Unterseite der elektrischen Zuleitungen angezogen, die dadurch eine hoch leitende annähernd zweidimensionale Schicht bilden. Die Polarität ist abhängig von der Dotierung der Zuleitung. Beim vorliegenden SOH-Modulator handelt es sich um eine n-Dotierung. Deshalb liegt der Modulator am negativen Pol und der Bulk am positiven Pol und es bildet sich ein zweidimensionales Elektronengas in der Zuleitung aus. Diese Schicht bildet einen niederohmigen Kontakt zwischen den Metallkontakten und dem Schlitzwellenleiter (Abbildung 44). Durch den geringeren Widerstand wird die Bandbreite des Modulators deutlich erhöht. Gleichzeitig wird aufgrund der geringen Volumenausdehnung der Elektronenschicht die optische Absorption nur wenig beeinflusst.

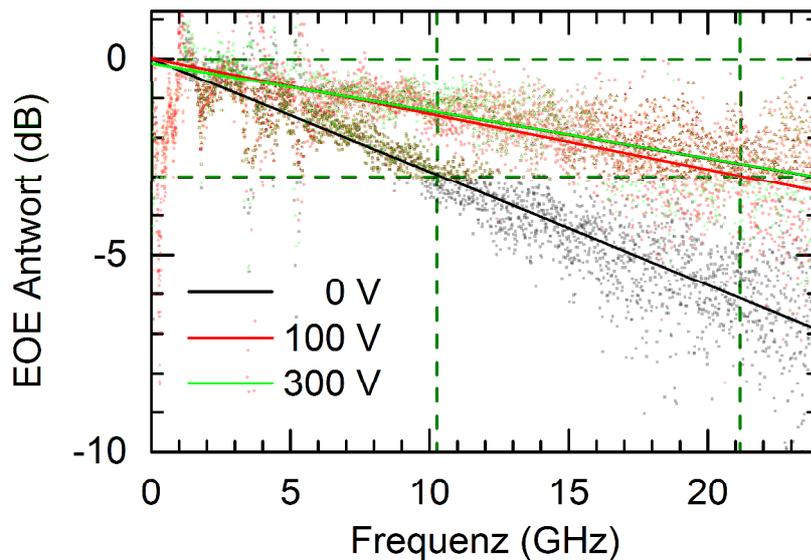


Abbildung 45: EOE-Antwort eines MZI auf eine Sinusspannung, welche sich in der Frequenz ändert. Aufgetragen sind drei Messkurven für eine Gatespannung bis zu 300 V. Die 3 dB-Grenze bei einer nicht vorhandenen Gatespannung beträgt 10,2 GHz. Die 3 dB-Grenze bei einer Gatespannung von 100 V und 300 V liegt bei jeweils 21,2 GHz und 24 GHz.

Die elektrisch-optisch-elektrische Frequenzbandbreite ist in Abbildung 45 dargestellt. Der Modulator verhält sich in allen Fällen wie ein RC-Tiefpass und die Amplitude fällt mit zunehmender Frequenz exponentiell ab. Ohne das Anlegen einer Bulk-Spannung liegt die EOE-Bandbreite bei 10,2 GHz. Beim Anlegen einer Bulk-Spannung von 100 V bzw. 300 V erhöht sich die die Bandbreite auf 21,2 GHz bzw. 24,0 GHz.

4.8 Schlitzbreite des Wellenleiters

$V_{\pi}L$ ist die Spannung die notwendig ist um die Phasendifferenz am optischen Ausgang eines einen Millimeter langen MZI im push-pull Betrieb um genau π zu verschieben. $V_{\pi}L$ ergibt sich aus der makroskopischen Suszeptibilität des Polymers und der Intensität der optischen Mode und des elektrischen Feldes der Hochfrequenzwelle im Schlitz des Schlitzwellenleiters.

In einem optischen Schlitzwellenleiter konzentriert sich das elektrische Feld einer optischen Mode im Schlitz, wie in Abbildung 33 auf Seite 8 gezeigt. Simulationen mit CST haben ergeben, dass sich das elektrische Feld der optischen Mode im Schlitz immer weiter konzentriert, je schmaler der Schlitz wird. Die Simulationen sind für Schlitzbreiten von 60 nm, 90 nm, 120 nm und 160 nm durchge-

führt worden, da geringere Schlitzbreiten technisch nicht machbar sind und bei größeren Schlitzbreiten keine Modenführung mehr möglich ist. In Abbildung 46 ist der prozentuelle Anteil der Energie des elektrischen Feldes im Schlitz der optischen Mode in Abhängigkeit der Schlitzbreite aufgetragen, die Energie ist bei einer Schlitzbreite von 60 nm auf 100 % normiert.

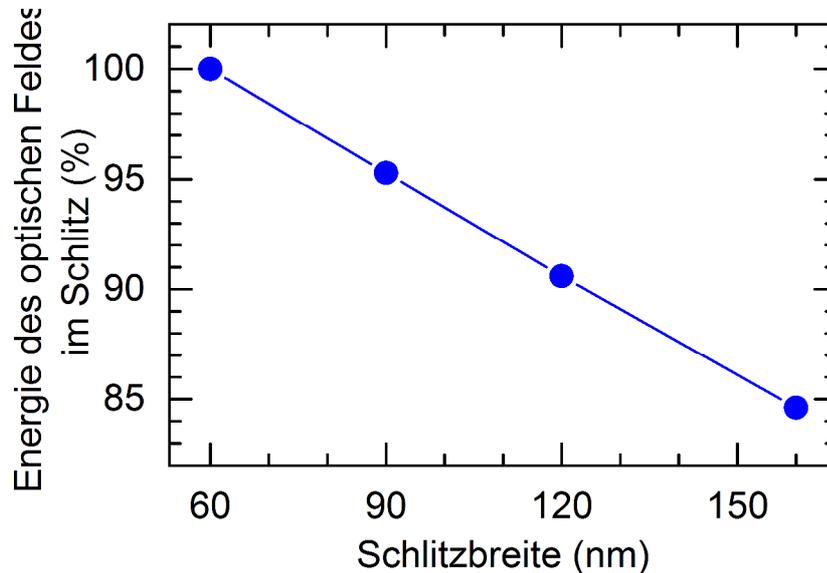


Abbildung 46: Simulierte Energie des optischen Feldes im Schlitz eines Schlitzwellenleiters in Abhängigkeit der Schlitzbreite. Die Energie ist bei einer Schlitzbreite von 60 nm auf 100 % normiert. Die Gesamtenergie der optischen Mode ist bei allen Simulationen gleich.

Für die elektrische Hochfrequenzwelle stellt der Schlitzwellenleiter einen Kondensator dar (Abbildung 34). Mit der Zunahme der Schlitzbreite des Schlitzwellenleiters verringert sich die elektrische Feldenergie im Schlitz bei gleichbleibend zugeführten elektrischer Gesamtenergie am Eingang (Abbildung 47).

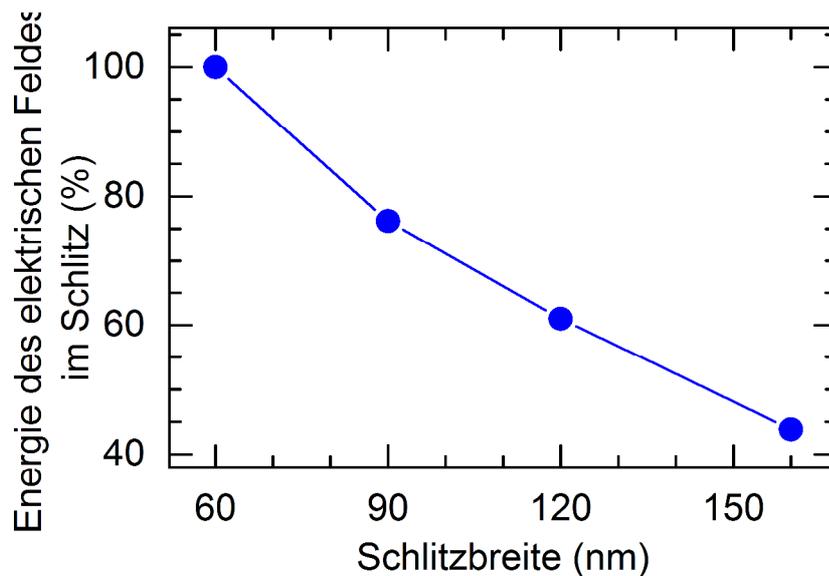


Abbildung 47: Simulierte Energie des elektrischen Feldes im Schlitz in Abhängigkeit der Schlitzbreite. Die Energie ist bei einer Schlitzbreite von 60 nm normiert auf 100 %. Die Gesamtenergie am Eingang ist bei allen Simulationen gleich.

Schlussfolgernd lässt sich aus den Ergebnissen der Simulationen aus Abbildung 46 und Abbildung 47 ableiten, dass sich bei einem schmalen Schlitz sowohl das elektrische als auch das optische Feld stärker im Schlitz konzentriert. Durch eine stärkere Überlappung zwischen optischer Mode, elektrischem Feld der Hochfrequenzwelle und Polymer lässt sich $V_{\pi}L$ in einem MZM senken.

Um die optimale Schlitzbreite des SOH-Modulators auch experimentell zu bestätigen sind vier Schlitzbreiten 60 nm, 90 nm, 120 nm und 160 nm bei IMS CHIPS produziert worden. Bei jedem der Modulatoren ist eine statische Charakterisierung vorgenommen worden. Dabei wird die optische Transmission des Modulators in Abhängigkeit der angelegten Vorspannung gemessen.

In Abbildung 48 (1a) ist die typische Kennlinie eines SOH-MZM dargestellt. Die Kennlinie besitzt die Funktion einer logarithmisch aufgetragenen Sinusfunktion, die durch die Interferenz am MZM bewirkt wird. Auffällig ist der weitere Abstand zwischen den Minima bei kleinen Spannungen, die eine schwächere Ausprägung des Modulationseffektes andeuten. Die Abschwächung findet nur bei statischen Messungen statt und ist bedingt durch Abschirmeffekte, die in den dotierten Zuleitungen stattfinden. Diese Abschirmeffekte finden bei hohen Frequenzen nicht mehr statt, da die freien Ladungsträger zu langsam sind, um eine abschirmende Elektronenschicht aufzubauen. $V_{\pi}L$ errechnet sich aus der Hälfte

des minimalen Abstandes zwischen zwei Minima bei einer Modulatorlänge von 1 mm.

Um die Tauglichkeit der SOH-Modulatoren für ein Gesamtsystem zu überprüfen ist eine größere Anzahl an Modulatoren geprüft worden. Da der zeitliche Aufwand für die Fertigstellung und Vermessung der SOH-Modulatoren sehr hoch ist, wurden vor allem die sicherste und die vielversprechendste Schlitzbreite gepolt und vermessen. Die sicherste Variante besitzt eine Schlitzbreite von 160 nm. Sie ist deshalb besonders sicher, da der Polungsprozess in der Vergangenheit vor allem an 160 nm breiten Schlitzten optimiert wurde. Durch die große Schlitzbreite wird außerdem ein leichteres Eindringen des Polymers in den Schlitz ermöglicht, mit einer geringeren Wahrscheinlichkeit, dass Luftblasen eingeschlossen werden. Die vielversprechendsten und gleichzeitig riskantesten Varianten sind Modulatoren mit einer Schlitzbreite von 60 nm. Dies ist begründet mit den Ergebnissen der Simulationen aus Abbildung 46 und Abbildung 47, sie deuten auf ein deutlich verringertes $V_{\pi}L$ bei 60 nm im Gegensatz zu anderen Schlitzbreiten hin. Das Risiko zeigt sich in der fehlenden Erfahrung im Polen und Belacken bei derart geringen Abmessungen.

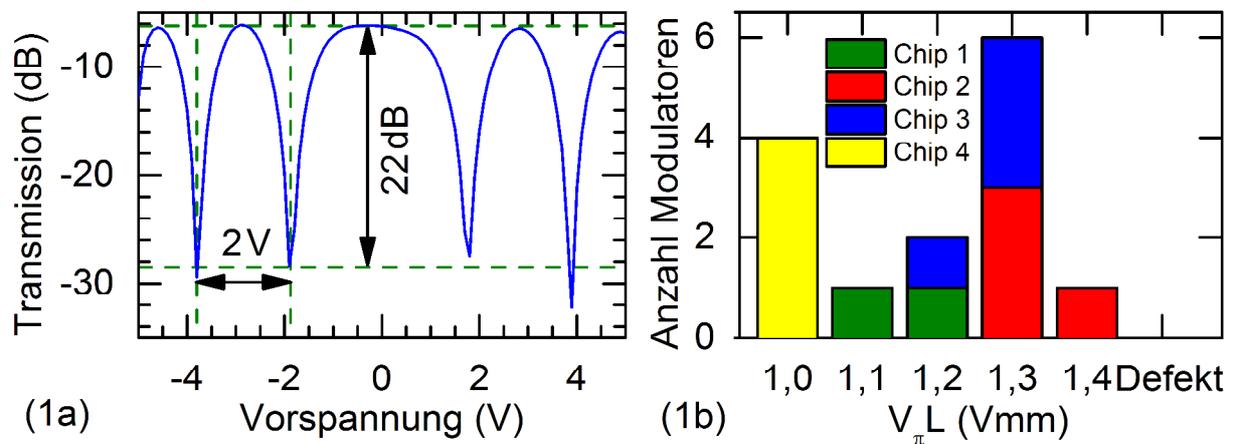


Abbildung 48: Messungen von $V_{\pi}L$ an SOH-Modulatoren mit einer Schlitzbreite von 160 nm. Links: Statische Transmissionskennlinie bei der Variation der Vorspannung am Modulator. Bestimmt werden $V_{\pi}L$, die optische Eingangsdämpfung und das Extinktionsverhältnis. Rechts: Statistische Verteilung von $V_{\pi}L$ von diversen Modulatoren auf unterschiedlichen Chips.

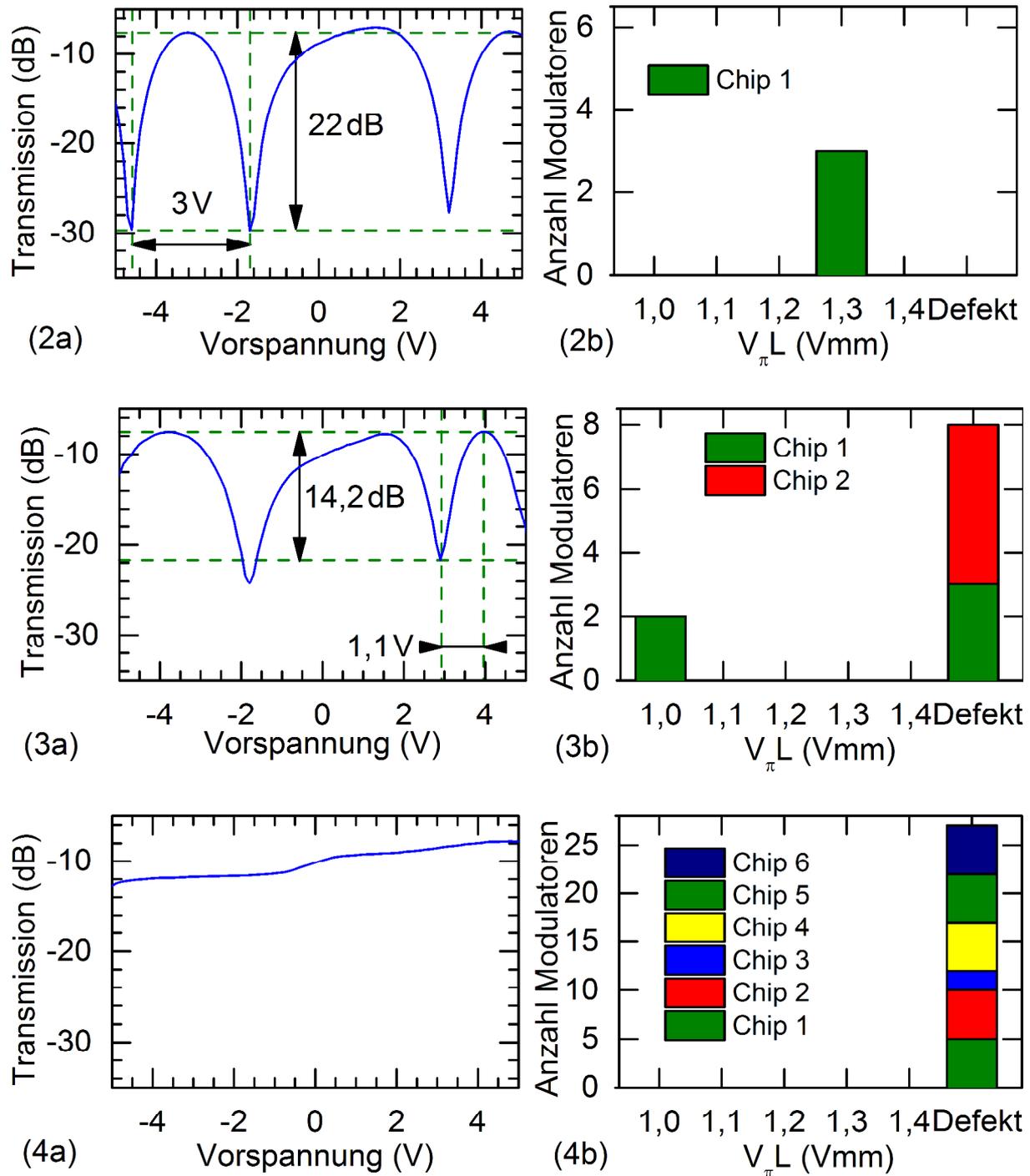


Abbildung 49: Messungen von $V_{\pi}L$ an SOH-Modulatoren mit einer Schlitzbreite von 120 nm, 90 nm und 60 nm (von oben nach unten). Links: Statische Transmissionskennlinie bei der Variation der Vorspannung am Modulator. Bestimmt werden $V_{\pi}L$, die optische Eingangsdämpfung und das Extinktionsverhältnis. Rechts: Statistische Verteilung von $V_{\pi}L$ von diversen Modulatoren auf unterschiedlichen Chips.

In Abbildung 48 und Abbildung 49 wird die Auswertung von $V_{\pi}L$ für alle Schlitzbreiten (160 nm, 120 nm, 90 nm und 60 nm) gezeigt. Auf der linken Seite der Abbildung sind jeweils die Transmissionskennlinien über der angelegten Vorspannung von ausgewählten Modulatoren aufgezeichnet. V_{π} errechnet sich aus dem kleinsten halben Abstand zwischen zwei Minima, bzw. aus dem kleinsten Abstand zwischen Minimum und Maximum. Auf der rechten Seite der Abbildung sind jeweils die Verteilungen von $V_{\pi}L$ in einem Histogramm dargestellt. Die letzte Säule stellt die Anzahl von Modulatoren dar, die entweder nicht funktioniert haben oder wesentliche Abweichungen zur erwarteten Kennlinie aufwiesen und daher als Defekt klassifiziert wurden.

Die Modulatoren mit einer Schlitzbreite von 160 nm konnten ohne Ausfall hergestellt werden. Das $V_{\pi}L$ variiert in einem Bereich zwischen 1,0 Vmm und 1,4 Vmm (Abbildung 48.1). Die Variationen von $V_{\pi}L$ zwischen den Modulatoren auf dem gleichen Chip betragen nur 0,1 Vmm. Die Variationen von $V_{\pi}L$ bei Modulatoren auf unterschiedlichen Chips betragen 0,4 Vmm. Es ist nicht geklärt, ob die Streuung durch die Prozessungenauigkeiten vom Chip, der Belackungsmethode des Polymers oder durch das Polen hervorgerufen wird. Die bisher defektlose Herstellung von SOH-Modulatoren mit Schlitzbreiten von 160 nm und einem $V_{\pi}L$ von 1,0 Vmm prädestiniert sie zu den besten Kandidaten für SOH basierte optische Systeme.

Von den verfügbaren Chips mit 120 nm Schlitzbreite konnte in dieser Arbeit nur ein einzelner charakterisiert werden (Abbildung 49.2). Der ermittelte Wert für $V_{\pi}L$ beträgt 1,3 Vmm. Aufgrund dieses Einzelergebnisses sind jedoch keine weiteren Aussagen zur Qualität dieser Modulatorsorte möglich.

Die Modulatoren mit einer Schlitzbreite von 90 nm zeigten größtenteils keine typische Modulatorkennlinie oder gar keine Reaktion, so dass sie als defekt eingestuft worden sind. Bei den zwei funktionsfähigen Modulatoren konnte ein $V_{\pi}L$ von jeweils 1,0 Vmm gemessen werden. Auch diese Anzahl ist nicht statistisch signifikant. In einem Fall konnte bei einem Modulator mit einer Schlitzbreite von 90 nm ein $V_{\pi}L$ von 0,75 Vmm gemessen werden, was später aber nicht mehr reproduziert werden konnte. Da sich bei der Polung dieses Modulators ein unerwarteter Spannungseinbruch ereignet hat, der die Polung stark beeinflusst hat, ist der Modulator nicht statistisch erfasst worden und wird hier nicht weiter beschrieben.

Alle Versuche, einen Modulator mit 60 nm Schlitzbreite herzustellen, sind fehlgeschlagen. Bei dem im oberen Absatz genannten Zwischenfall wurden neben Modulatoren mit einer Schlitzbreite von 90 nm gleichzeitig auch Modulatoren mit einer Schlitzbreite von 60 nm gepolt. Bei diesem Versuch zeigten zwei der Modulatoren mit einer Schlitzbreite von 60 nm einen untypischen Kennlinienverlauf. Aus diesem Grund sind 27 weitere Versuche unternommen worden, Modulatoren mit einer Schlitzbreite von 60 nm herzustellen, die jedoch alle erfolglos blieben. Alle 27 Modulatoren zeigten eine fast nicht vorhandene elektrooptische Reaktion auf eine angelegte Vorspannung am Modulator.

Aus den Ergebnissen der Messreihe in dieser Arbeit lässt sich keine statistisch signifikante Aussage über die Abhängigkeit von $V_{\pi}L$ von der Schlitzbreite zwischen 60 nm und 160 nm treffen. Der Grund ist die unerwartet hohe Defektrate bei Modulatoren der Schlitzbreite 60 nm und 90 nm. Eine mögliche Ursache für die Defektrate ist nicht endgültig geklärt und erfordert weitere Untersuchungen. Eine Optimierung der Parameter während des Polungsvorgangs wie Temperatur und Spannung bei kleinen Schlitzbreiten könnte eine Verbesserung der Defektrate ermöglichen.

4.9 Die SOH-Modulatoren im System

Damit SOH-Modulatoren in einem WDM-System zusammen mit anderen Komponenten funktionieren können, sind nur sehr geringe Unterschiede und Ausfallraten auf einem Chip erlaubt. In Abbildung 48 rechts sind zwar deutliche Unterschiede zwischen den Chips messbar, allerdings sind die Modulatoren auf einem Chip gut vergleichbar. Um eine Aussage über die Einsatzbereitschaft von SOH-Modulatoren mit PCG zu treffen, sind alle vier Modulatoren aus dem WDM System in Abbildung 15 vermessen worden. In Abbildung 50 sind die statischen Messungen der vier Modulatoren gezeigt. Alle vier Modulatoren besitzen ein $V_{\pi}L$ von 1,0 V und ein Extinktionsverhältnis besser als 15 dB, dadurch kann auf eine komplizierte Treiberarchitektur mit einstellbarer Ausgangsspannung verzichtet werden. In der Literatur sind SOH-Modulatoren in einem integrierten WDM-System erstmalig.

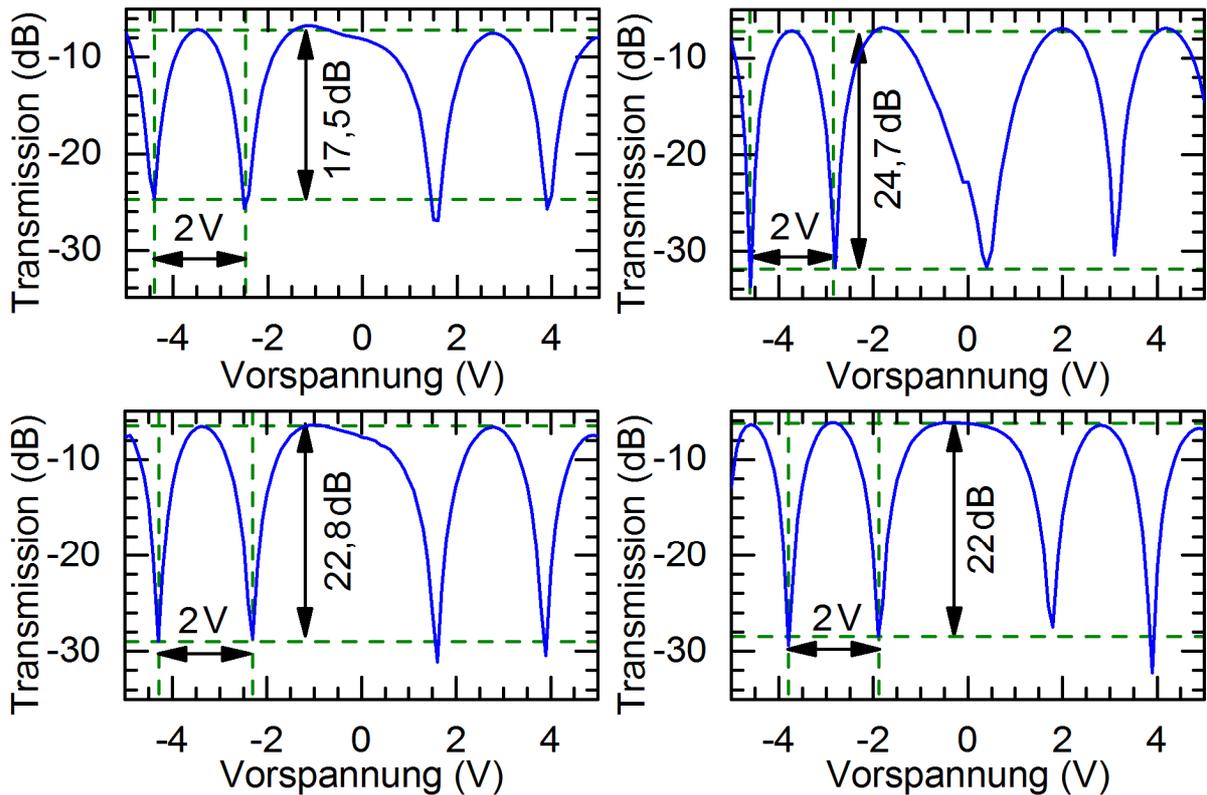


Abbildung 50: Statische Messungen der vier Modulatoren des Systems aus Abbildung 15. Die Kennlinien entsprechen der optischen Transmission über eine angelegte Spannung.

4.10 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde gezeigt, dass der Silizium-Organik-Hybrid Modulator eine vielversprechende Technologie ist, um kompakte, schnelle und energieeffiziente Modulatoren in Silizium herzustellen. Die gemessenen Modulatoren haben bei der Verwendung des Polymers SEO100 ein $V_{\pi}L$ von 1 Vmm. Die 3 dB-Grenze der elektrisch-optisch-elektrischen Konversion beträgt bis zu 24 GHz. Eine statistische Auswertung verschiedener Schlitzbreiten des SOH-Modulators ergibt, dass Schlitze unter 100 nm Breite technisch noch nicht beherrschbar sind. Dagegen sind Modulatoren mit einer Schlitzbreite von 160 nm zuverlässige Kandidaten in der Herstellung, um auf SOH-Modulatoren basierende Systeme aufzubauen. Die aktuelle Entwicklung der SOH-Modulatoren befasst sich mit der Erhöhung der Stabilität der Polymere um die Normen der Telekommunikationsdienste einzuhalten.

5 Strahlungshärtetests an pn-Modulatoren

Um den Einsatz eines schnellen WDM Datenübertragungssystems für Teilchendetektoren unter hoher Strahlenbelastung vorzubereiten, sind Strahlenhärteanalysen der einzelnen Komponenten notwendig. Viele Studien und Projekte befassen sich mit dem Verhalten von Silizium und CMOS-Technologie unter Strahlenbelastung. Aus den Analysen entstehen Methoden und Techniken, die die Resistenz gegenüber Strahlung verbessern [41]. In der Siliziumphotonik gibt es bisher nur sehr kleine Projekte, die sich mit dem Thema Strahlungshärte befassen [42, 43]. Dadurch ist das Thema Strahlungshärte in der Siliziumphotonik relativ unbekannt und unerforscht. Um die potentiell auf Strahlung empfindlichste Komponente in einem WDM-System zu ermitteln, wird in diesem Kapitel der Einfluss von Strahlenschäden auf pn-Modulatoren untersucht. Die Funktionalität von pn-Modulatoren nutzt sowohl die Physik der Photonik, als auch der Elektronik und besitzt damit die größte Menge an potentiellen Zerstörungsmechanismen im Vergleich zu anderen optischen Komponenten des WDM Datenübertragungssystem.

Zunächst wird eine Zusammenfassung möglicher Mechanismen, die messbare Strahlenschäden an pn-Modulatoren erzeugen könnten, vorgestellt. Anschließend werden erste Ergebnisse einer Bestrahlung an pn-Modulatoren gezeigt und diskutiert. Die Ergebnisse der Messungen werden genutzt, um erste Simulationen von Strahlenschäden an einem pn-Modulator durchzuführen.

5.1 Einfluss von Strahlungsschäden in der Siliziumphotonik

Die atomare Struktur von kristallinem Silizium ist das Diamantgitter (Abbildung 51). Jedes Siliziumatom ist umgeben von 4 Siliziumatomen in Form eines Tetraeders, die durch kovalente Bindungen miteinander verbunden sind. Jede Abweichung in der Kristallstruktur oder Einlagerung von Fremdatomen bezeichnet man als Defekt.

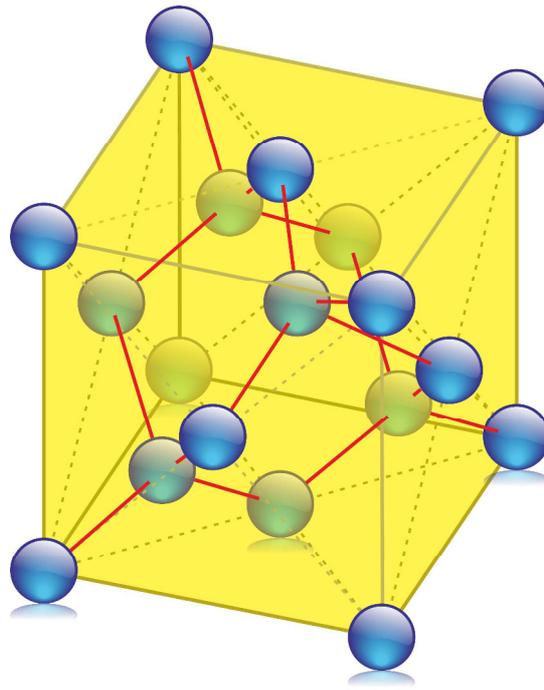


Abbildung 51: Kubisch flächenzentriertes Gitter im Silizium.

Bei der Wechselwirkung von Strahlung mit Silizium treten unter anderen elastische und inelastische Stöße auf. Dabei werden Siliziumatome aus ihrer regelmäßigen Gitterstruktur herausgeschlagen und es entstehen benannte Primary Knock-on Atoms (PKAs). Die minimale Energie, die notwendig ist, um ein Siliziumatom herauszuschlagen, beträgt circa 3-4 eV und ist sehr stark vom Winkel relativ zum Kristallgitter abhängig [44]. Die herausgeschlagenen Atome erzeugen zunächst Leerstellen wandern im Gitter und verbleiben schließlich als Zwischengitteratome (Abbildung 52).

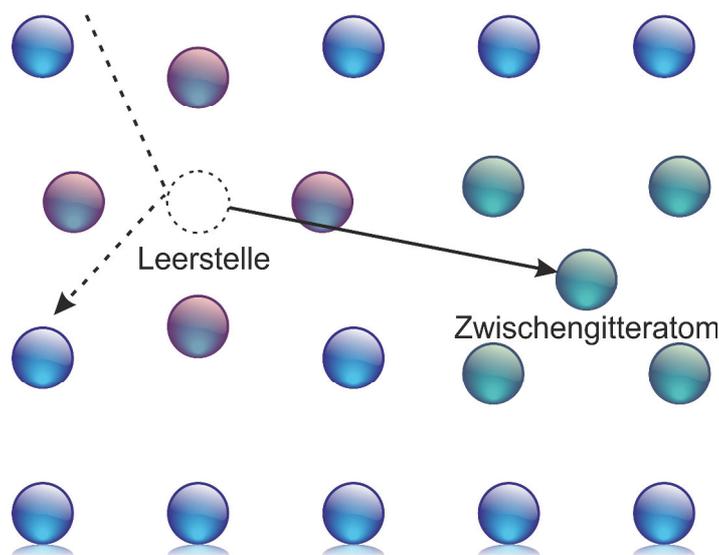


Abbildung 52: Leerstellen und Zwischengitteratome im Siliziumgitter.

Strahlungshärtetests an pn-Modulatoren

Die Defekte haben einen direkten Einfluss auf die Bandstruktur des Materials. Es entstehen Energieniveaus die zwischen dem Leitungs- und Valenzband liegen [45]. Dadurch entstehen neue diskrete Bereiche im Absorptionsspektrum hin zu niedrigeren Energien als die Bandlücke. Typische, durch Strahlung induzierte Energieniveaus liegen weit entfernt von der Energie der Photonen der genutzten Telekom-Wellenlänge von 0,8 eV, was eine Absorption der Photonen im Infraroten vernachlässigbar macht. Die PKA bewirken neben zusätzlichen Energieniveaus eine Brechungsindexänderung. Sie beeinflusst vor allem Multiplexer und resonante Strukturen, wo schon geringe Änderungen im Brechungsindex gravierende Abweichungen hervorrufen können [43].

Um elektrooptische Modulatoren herstellen zu können, sind elektrisch leitende, dotierte Siliziumschichten notwendig. Die Leitfähigkeit der dotierten Schichten ist von der Beweglichkeit und Anzahl der freien Ladungsträger des Dotierstoffes abhängig. Strahlenschäden können im Siliziumdioxid positive und negative Ladungsträger induzieren, die im Siliziumdioxid wandern können. Defekte an der Grenzschicht zwischen Silizium und Siliziumdioxid binden die induzierten positiven Ladungen und führen zu einer Ausbildung einer statischen, annähernd zweidimensionalen positiv geladenen Zone (Abbildung 53). Grenzt eine p-dotierte Siliziumschicht an die induzierte Zone, so werden die frei beweglichen, positiv geladenen Löcher abgestoßen, die p-Zone wird verarmt und die Leitfähigkeit nimmt ab. Grenzt eine n-dotierte Siliziumschicht an die Zone, so werden die frei beweglichen Elektronen angezogen und es entsteht eine Zone mit hoher Ladungsträgerkonzentration und erhöhter Leitfähigkeit.



Abbildung 53: pn-Modulator mit aufgeladenem Siliziumdioxid

In dieser Arbeit wird mit der Einheit Gray (Gy) gerechnet. Ein Gray ist die Energiedosis, die durch Absorption von einem Joule an ionisierender Strahlung in einer Masse von einem Kilogramm deponiert wird.

5.2 Funktionsprinzip des pn-Modulators

In Abbildung 54 ist der prinzipielle Aufbau eines pn-Modulators dargestellt. Der Modulator umfasst einen Rippenwellenleiter mit einem pn-Übergang in dessen Mitte. Die Rippe ist elektrisch über die dotierten, 90 nm dünnen Zuleitungen mit den metallischen, parallel verlaufenden Kontakten verbunden. Durch den pn-Übergang bildet sich eine Raumladungszone aus, deren Ausdehnung von der angelegten Spannung abhängig ist. Die Ausdehnung der Raumladungszone reguliert die mittlere Konzentration der freien Ladungsträger im Bereich der optischen Mode. Durch den Plasma-Dispersions-Effekt wird die Geschwindigkeit des Lichts durch die Konzentration der freien Ladungsträger beeinflusst und damit die optische Phasenlage am Ausgang des pn-Modulators [46].

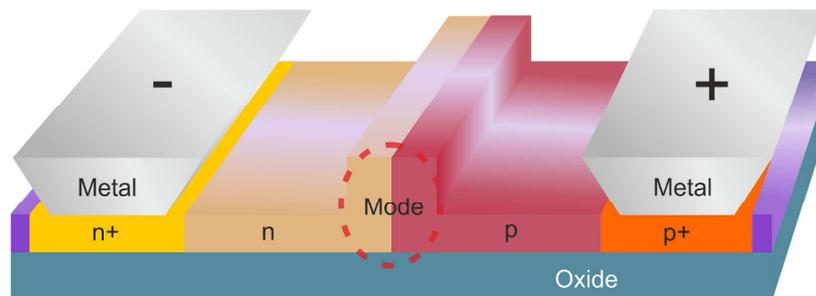


Abbildung 54: Aufbau eines pn-Modulators: Der Wellenleiter liegt im Bereich der Raumladungszone des pn-Übergangs. Eine Änderung der angelegten Spannung bewirkt eine Änderung der Ausdehnung der Raumladungszone und damit des Brechungsindex.

Der Zusammenhang zwischen der Ausdehnung W der Raumladungszone einer unendlich ausgedehnten pn-Zone in Abhängigkeit von der Sperrspannung U ist wurzelförmig proportional [47]. Die Abhängigkeit wird durch Formel 15 dargestellt, weitere Konstanten sind die p-Dotierstoffkonzentration N_A , die n-Dotierstoffkonzentration N_D , die Dielektrizitätskonstante ϵ , die Elementarladung e und die Diffusionsspannung U_D .

$$W(U) = \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon_r \cdot \epsilon_0}{e} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) (U_D - U)} \quad (15)$$

Nach dem Drude-Model ist der Brechungsindex proportional zur Anzahl der freien Ladungsträger, somit ist auch der Brechungsindex annähernd wurzelförmig proportional zur angelegten Spannung [47]. Durch die geometrische Begrenzung des pn-Übergangs nach Abbildung 54 ist der theoretische Idealfall ei-

ner unendlich ausgedehnten freien Raumladungszone nicht mehr gegeben, was Abweichungen vom wurzelförmigen Zusammenhang bewirkt.

Das Design des pn-Modulators wurde von der Firma OpSIS entwickelt und in einem am KIT erstellten Chipdesign integriert. Der Chip wurde ausschließlich im Rahmen eines Multi-Project-Wafer-Runs bei der Firma IME hergestellt [48]. Die Modulatoren wurden in einem am KIT erstellten Design integriert und gefertigt. Abbildung 55 zeigt die Photographie des photonischen Chips mit pn-Modulatoren. Auf der östlichen Seite des Chips befinden sich acht pn-Modulatoren, die zu vier Mach-Zehnder-Modulatoren zusammengeschaltet sind. Auf der westlichen Seite befinden sich zwei SOH-Modulatoren, die wegen Produktionsfehlern jedoch leider nicht funktioniert haben.

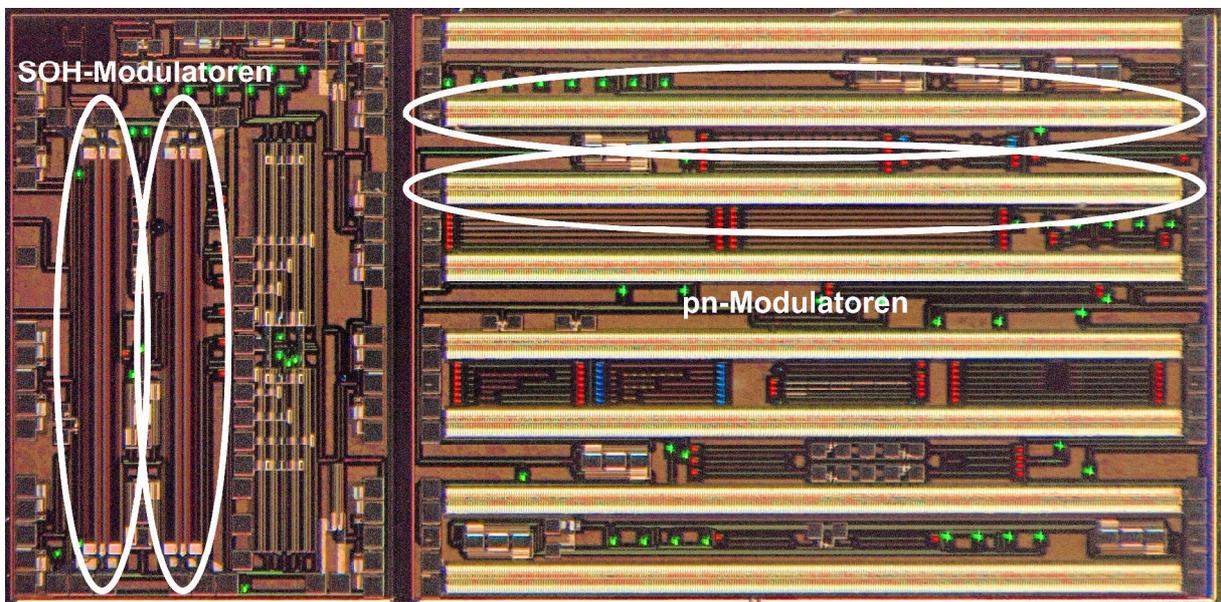


Abbildung 55: Photographie des optischen Chips mit pn-Modulatoren.

5.3 Bestrahlung der pn-Modulatoren

Der Hauptgrund für die Untersuchung von pn-Modulatoren für Strahlenexperimente ist ein Kompromiss für den Einsatz von Modulatoren bei hohen Datenraten (50 Gbit/s) und einer Abschätzung der Resistenz gegen Strahlungshärte (geringere Degenrationseffekte als beim SOH). Neben pn-Modulatoren existieren noch weitere Phasenmodulatoren in der Siliziumphotonik (Kapitel 2.5.4), die aus folgenden Gründen nicht den pn-Modulatoren vorgezogen wurden:

- SOH-Modulator: Auch ohne Bestrahlung altert der SOH-Modulator sehr stark und ist für eine Anwendung über mehrere Jahre noch nicht geeignet.

- Thermischer Modulator: Vermutlich sehr resistent gegen Strahlenschäden, allerdings nicht geeignet für hohe Geschwindigkeiten von über einem Mbit/s.
- pin-Modulator: Vermutlich dem pn-Modulator sehr ähnliche Schadensmechanismen. Wegen der besseren Eignung für höhere Geschwindigkeiten wird der pn-Modulator dem pin-Modulator vorgezogen.

Die Bestrahlungsexperimente wurden folgendermaßen durchgeführt: Der optische Chip wird für eine gewisse Zeitspanne in einen Teilchen- oder Photonenstrahl in einer isolierten Umgebung gehalten. Der Chip bleibt solange im Teilchenstrahl bis die angestrebte Strahlendosis erreicht wird. Anschließend werden die bestrahlten Chips innerhalb eines Tages vermessen und zur weiteren Bestrahlung in die Strahlenkammer zurückgebracht. Das Verfahren mit zeitlich und räumlich getrenntem Bestrahlen und Messen wird off-situ Messung genannt. Die Vorteile der off-situ Messung sind, dass teures oder auf Strahlung empfindlich reagierendes Messequipment, wie Piezopositionierer oder Doktoranden, unbeschadet bleiben und mehrere Modulatoren nacheinander vermessen werden können. Die Vorteile einer in-situ Messung, bei der während der Bestrahlung die Modulatoreigenschaften untersucht werden, wären die erheblich reduzierten Messzeiten und dichteren Messintervalle für einzelne Messpunkte. Weitere Vorteile wären die entfallenden Nejustierungen der optischen und elektrischen Kopplung je Messpunkt und die damit verbundenen Messfehler. Durch die gleichzeitige Bestrahlung und Messung sind zeitabhängige Effekte, die nach der Beendigung der Bestrahlung auftreten könnten (Annealing-Effekte), ein geringeres Problem. Für die Durchführung einer in-situ Messung ist eine stabile mechanische Kopplung zwischen Glasfaser und Chip notwendig, die zum Zeitpunkt der Fertigstellung der vorliegenden Arbeit jedoch nicht verfügbar war.

Strahlenschäden können in ihren Auswirkungen breit gefächert sein, da die Effekte auf seltenen stochastischen Ereignissen basieren. Aus diesem Grund ist eine hohe Anzahl an statistischen Tests mit hoher Genauigkeit notwendig um quantitative Aussagen treffen zu können. Um den Aufwand und die Durchführung der quantitativen Analysen abzuschätzen, ist eine qualitative Analyse notwendig. Dieses Kapitel befasst sich mit der qualitativen Analyse der Strahlenschäden an pn-Modulatoren, um Tendenzen der Auswirkungen von Strahlenschäden aufzuzeigen.

Am Institut für experimentelle Kernphysik des KIT wurden pn-Modulatoren in einer Röntgenkammer bestrahlt, welche eine Wolframröhre mit 2000 W an Leis-

Strahlungshärtetests an pn-Modulatoren

tung enthält. Die Wolframröhre liefert ein Röntgenspektrum vor allem im Bereich zwischen 20 keV und 70 keV. Zwischen Wolframröhre und Chip wurde ein Vanadiumfilter eingesetzt, um zu gewährleisten, dass die weiche Röntgenstrahlung, die bereits zum größten Anteil in der Luft und Oberflächenatomen absorbiert wird, ausgefiltert wird. Die Strahlenrate beträgt 1,7 Gy/s.

Die spannungsabhängige Phasenverschiebung der pn-Modulatoren wurde durch eine statische Messung bestimmt. Bei den statischen Messungen wurde einer der pn-Modulatoren in einer MZ-Konfiguration mit bestimmten Spannungswerten angesteuert. Die Ausgangsintensität des Lichts ergibt sich aus der Interferenz des Lichtes am Ausgang des MZM, woraus die aktuelle Phasendifferenz errechnet werden kann. Ermittelt wird nicht die globale Phasenverschiebung, sondern die Differenz der Phase die sich bei zwei unterschiedlichen Spannungen ergeben. Der Nullpunkt der Phasenverschiebung wird dabei auf einen sinnvollen Wert gesetzt.

Insgesamt sind sechs Modulatoren auf einem Chip bestrahlt worden und mit dem Aufbau aus Abbildung 39 auf Seite 49 vermessen worden. In Abbildung 56 sind die gemessenen Phasenverschiebungen in Abhängigkeit der Spannung und der Strahlendosis von zwei der sechs Modulatoren eingezeichnet. Um die Diskussion der Ergebnisse anschaulicher zu gestalten, wurde der Nullpunkt der y-Achse der Phasendifferenz in Abbildung 56 (a, b) bei einer Spannung von 14 V gelegt. In Abbildung 56 (c, d) wurde der Nullpunkt der Phasendifferenz bei einer Spannung von 0 V gelegt. Beide Modulatoren wurden unter gleichen Bedingungen bestrahlt und vermessen und repräsentieren mit ihrem Verhalten alle sechs Modulatoren.

Der Phasenverlauf des Modulators aus Abbildung 56 (a) zeigt mit steigender Dosis eine „Plateausierung“ um eine Spannung von 3 V. Unter Plateausierung wird ein zunehmend größerer Bereich durch zunehmende Dosis in der Phasenverschiebung des Modulators bezeichnet, bei dem sich die Phase trotz einer Spannungsänderung nur wenig ändert. Im Gegensatz dazu bleibt der Phasenverlauf zwischen 6 V und 14 V nahezu unberührt. Der Modulator aus Abbildung 56 (b) zeigt ein alternatives Verhalten. Nach einer Dosis von 150 kGy ist die Plateausierung wesentlich breiter als beim Modulator aus Abbildung 56 (a). Bei einer Dosis von 300 kGy verstärkt sich die Plateausierung und wird wieder schmaler. Bei einer Dosis von 1000 kGy verschwindet die Plateausierung und die Steigung des Phasenverlaufs ist deutlich reduziert.

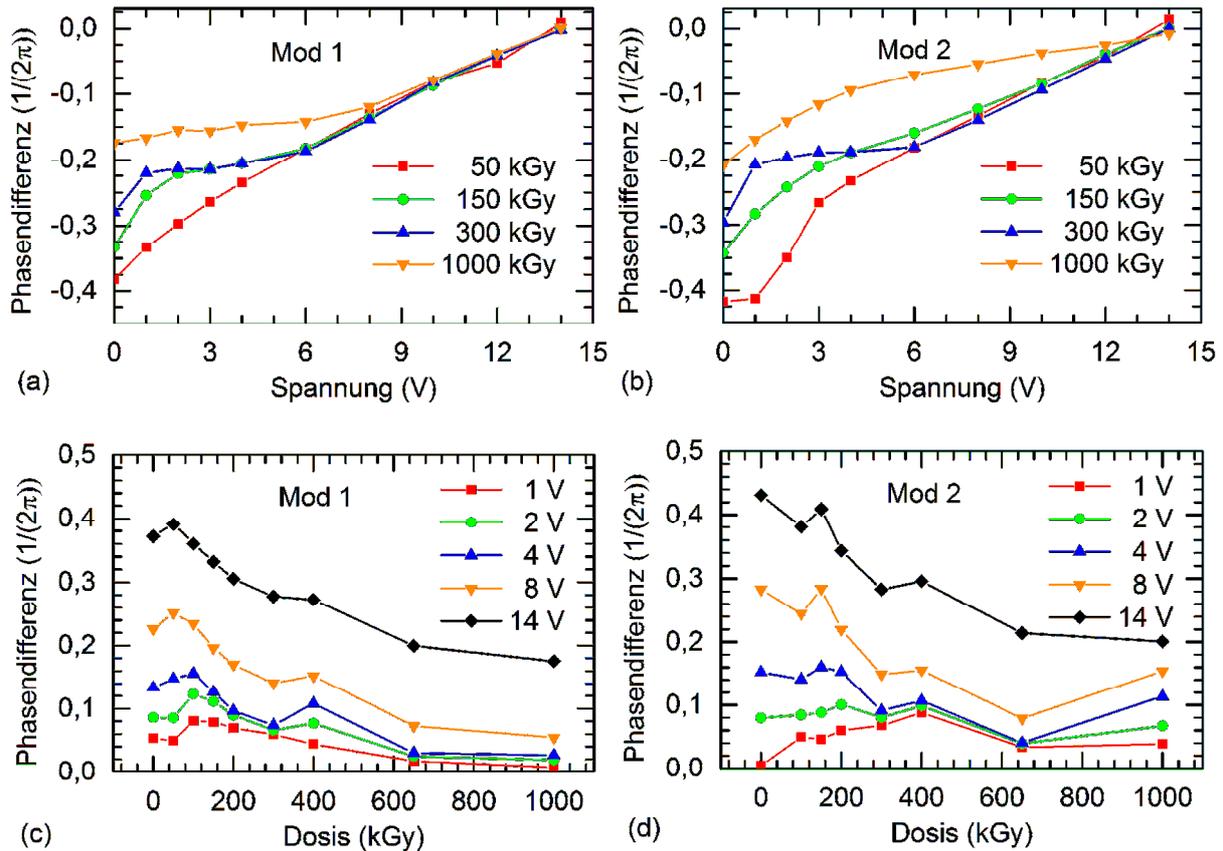


Abbildung 56: Ergebnisse der statischen Messungen von zwei Modulatoren (Mod1, Mod2) in Abhängigkeit der angelegten Spannung und der deponierten Dosis. Jeweils (a), (c) und (b), (d) stellen die gleichen Messung mit unterschiedlicher Auftragsart dar.

Bei der dynamischen Messung wird die EOE-Antwort des Modulators bestimmt (siehe Kapitel 2.5.5). Das Ziel ist die Ermittlung der Frequenzabhängigkeit zwischen 10 MHz und 24 GHz in Abhängigkeit der deponierten Energiedosis bei einer elektrischen und optischen Eingangsleistung am Modulator von 10 dBm und einer Vorspannung von 0 V. Für jede Messung ist es notwendig, eine neue elektrische und optische Kopplung zu etablieren, um den Chip und das Messequipment miteinander zu kontaktieren. Jeder Koppelvorgang führt zu hohen Fehlern von bis zu 3 dB im Ausgangspunkt der Frequenzkurve und zu leichten Unterschieden im Frequenzverlauf.

In Abbildung 57 ist der Frequenzverlauf am Netzwerkanalysator nach dem Versuchsaufbau in Abbildung 39 auf Seite 49 dargestellt. Die am Netzwerkanalysator gemessenen S_{21} -Parameter des Modulators inklusive elektrischer Verkabelung aus Abbildung 57 (a) stammen aus dem gleichen Modulator, welcher für die statische Messung in Abbildung 56 (a, c) genutzt wurde. Die bei verschiedenen deponierten Dosen aufgenommenen S_{21} -Parameter zeigen einen relativ ähn-

lichen Verlauf, der nur gering von der Dosis beeinflusst wird. Die S_{21} -Parameter aus Abbildung 57 (b) stammen aus dem gleichen Modulator, welcher für die statische Messung in Abbildung 56 (b, d) genutzt wurde. Bis auf die S_{21} -Parameter bei einer Dosis von 1000 kGy zeigen auch diese S_{21} -Parameter einen sehr ähnlichen Verlauf zueinander. Der Frequenzverlauf bei einer Dosis von 1000 kGy zeigt einen starken Abfall zwischen einem Gigahertz und drei Gigahertz. Bei höheren Frequenzen verläuft er wieder parallel zu den übrigen Messkurven.

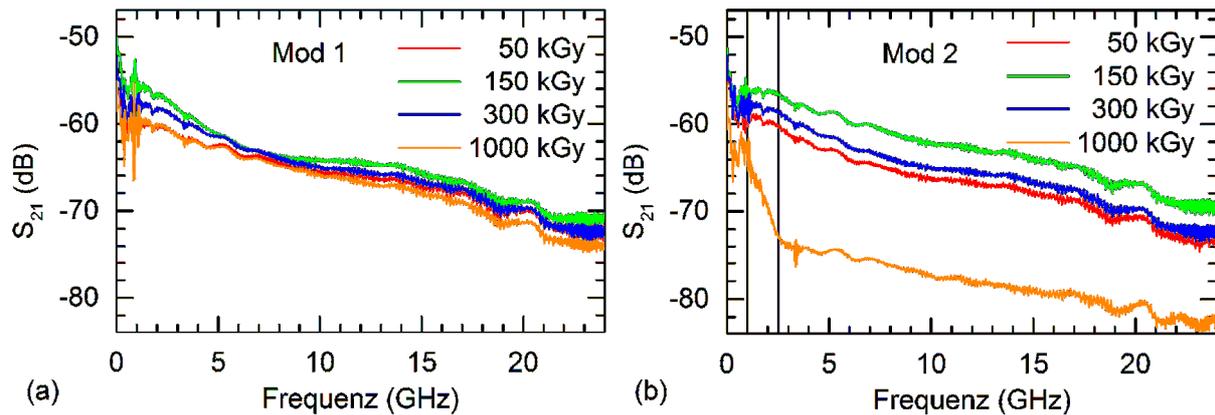


Abbildung 57: S_{21} -Parameter des Netzwerkanalysators bei der dynamischen Messung von zwei Modulatoren (Mod1, Mod2) in Abhängigkeit der elektrischen Frequenz und der deponierten Dosis.

Die gemessenen Ergebnisse der statischen und dynamischen Messungen übertreffen die Erwartungen, die durch den Vergleich mit elektronischen CMOS-Schaltungen [49] und der bislang einzigen Publikation zum Thema Strahlenschäden in pn-Modulatoren [42] entstanden. Im Gegensatz zu den Erwartungen sind die Auswirkungen der Strahlenschäden stark vom Arbeitspunkt abhängig. Dadurch lässt sich eine nahezu unbeeinflusste Operation des pn-Modulators bis mindestens 1 MGy bewerkstelligen, solange der Arbeitspunkt außerhalb des Bereiches der Plateausierung gelegt wird.

In [42] wird die Differenz der Phasenverschiebung zwischen 0 V und 2 V sowie zwischen 0 V und 5 V betrachtet, welche eine große Ähnlichkeit mit den Ergebnissen aus Abbildung 56 (c) zeigt. Anhand dieser beiden Messkurven wird in [42] der Schluss gezogen, dass die pn-Modulatoren eine starke Degradation der spannungsabhängigen Phasenauslenkung nach wenigen hundert kGy erfahren. Die in Abbildung 57 dargestellten Messkurven decken einen deutlich größeren Parameterraum ab als in [42] und deuten darauf hin, dass die Messkurven im Bereich der Plateausierung aufgenommen worden sind. Dies erklärt das unterschiedliche Ergebnis zwischen [42] und dieser Arbeit.

Die bisher wahrscheinlichste Erklärung für die Veränderung des Modulationsverhaltens unter Bestrahlung liefert die Theorie der an der Grenzschicht von Silizium und Siliziumdioxid eingefangenen, Ladungsträger, die das Ausdehnungsverhalten der Raumladungszone beeinflussen. Die besondere Geometrie des Wellenleiters kann unter gewissen Umständen eine untypische Veränderung der Phasenmodulation zwischen bestimmten Spannungen verursachen. Dieses Verhalten wird im nächsten Teilkapitel 5.4 diskutiert.

Beim Hochfrequenzverhalten ist auffällig, dass der Mittelwert der S_{21} -Parameter bei den Dosen von 150 kGy und 300 kGy über dem aller anderen Dosen liegt und das konsistent bei allen sechs vermessenen Modulatoren. Wird die Steigung der Phasendifferenz zwischen 0 V und 1 V in den statischen Messungen in Abbildung 56 (a) und (b) betrachtet, so ist auffällig, dass der Phasenunterschied in den meisten Fällen bei 150 kGy und bei 300 kGy höher ist, als bei anderen Dosen. Da der Scheitelwert der Hochfrequenzwelle einem Volt entsprach, ist der Phasenunterschied zwischen 0 V und 1 V ein Maß für die Modulationsintensität, und damit sind die statischen Messungen und die dynamischen Messungen konsistent zueinander. Je höher der Phasenunterschied zwischen zwei Spannungen ist, desto effizienter kann ein Modulator betrieben werden. In Abbildung 56 (c, d) ist bei beiden Modulatoren eine Zunahme der Phasendifferenz besonders im Bereich zwischen 0 V und 1 V zu erkennen, welche über den Phasendifferenzen des unbestrahlten Zustandes liegen. Der Einbruch der S_{21} -Parameter zwischen 1 GHz und 3 GHz in Abbildung 57 (b) wurde bei zwei Modulatoren aus sechs Modulatoren gemessen. Es existiert bisher keine physikalische Erklärung für solch ein Verhalten.

Am Helmholtzzentrum für Schwerionenforschung (GSI) wurden pn-Modulatoren in einem Teilchenstrahl aus vollständigen ganzen und fragmentierten Nickelatomen bestrahlt. Ionisierte Nickelatome wurden mit Hilfe eines Teilchenbeschleunigers auf eine Energie von 88 GeV beschleunigt und durch einen Bleiblock teilweise in kleinere Atomstücke fragmentiert. Insgesamt haben $2,5 \times 10^{11}$ Nickelatome den Chip durchdrungen mit einer maximalen Dosis von 56 kGy. In Abbildung 58 sind drei verschiedene Chips, die auf eine Aluminiumoxidkeramik aufgeklebt wurden, gezeigt. Die Keramik bekam durch die Nickelbestrahlung eine kaffeebraune Färbung. Der Chip 1 (links im Bild) stand im direkten Nickelstrahl und wurde mit der maximalen Dosis von 56 kGy bestrahlt. Der Chip 3 (rechts im Bild) stand wenige Zentimeter vom Strahlzentrum entfernt und wurde dadurch mit einer geringeren Dosis bestrahlt. Chip 2 ist ein unbestrahlter Chip zum Farbvergleich. Wegen einer temporären Kontamination der Chips durch die

Strahlungshärtetests an pn-Modulatoren

Bestrahlung mit Nickel mussten die Chips für viele Stunden isoliert werden, wobei mögliche Annealing-Effekte auftreten konnten. Keiner der untersuchten Chips zeigte Änderungen im Modulationsverhalten nach der Bestrahlung.

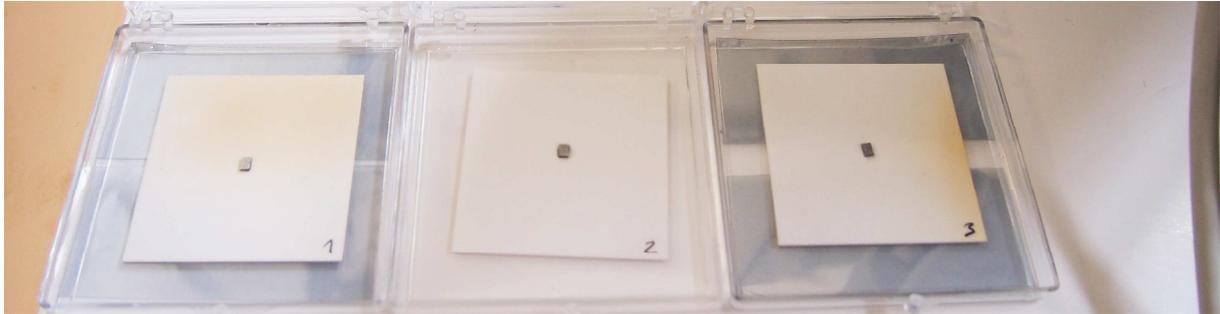


Abbildung 58: Gezeigt sind drei optische Chips die auf Aluminiumoxidkeramiken aufgeklebt wurden. Durch die Bestrahlung mit Nickelionen entstand eine kaffeebraune Färbung an den Durchgangsstellen des Teilchenstrahls.

Zusammenfassend lassen sich folgende Erkenntnisse aus den Bestrahlungsexperimenten gewinnen: Die optischen Chips haben eine hohe Resistenz gegen wenig ionisierende Strahlung, die von $2,5 \times 10^{11}$ Nickelatomen und ihren Teilstücken mit einer Dosis von 56 kGy stammen. Sie zeigten keine Änderungen in ihrem Modulationsverhalten. Bei stark ionisierender Strahlung wie Röntgenstrahlung zeigen sich erste Veränderungen ab einer deponierten Energiedosis von 50 kGy. Auch nach einer Dosis von 1 MGy zeigen die Modulatoren ein deutliches Modulationsverhalten. Vier von sechs Modulatoren zeigen sich nach 1 MGy an Dosis in ihrem Hochfrequenzverhalten nur gering beeinflusst, während die beiden restlichen Modulatoren starke Einbußen in ihrem Frequenzverhalten zeigen. Die vorgestellten Ergebnisse beweisen, dass pn-Modulatoren auch nach einer Dosis von 1 MGy und Beschuss mit schweren Kernen ihre Funktion beibehalten.

5.4 Simulation

Mit Simulationen ist es möglich, physikalische Effekte in einem realen Experiment vorherzusagen, ohne das Experiment tatsächlich durchführen zu müssen. Im Fall von Strahlenschäden an Siliziummodulatoren sind die tatsächlichen Mechanismen der Schäden nicht genau bekannt, und die Parameter und Mechanismen der Simulationen müssen an die Ergebnisse der Experimente angepasst werden. Ziel der Simulation ist es, die tatsächlichen Schädigungsmechanismen festzustellen und anhand einer geschickten Geometrie einen Modulator zu konstruieren, der strahlenhärter ist, als bisherige Modulatoren.

Als Grundlage für die Simulationen dient das geometrische Profil der pn-Modulatoren der Firma OpSIS (Abbildung 59).

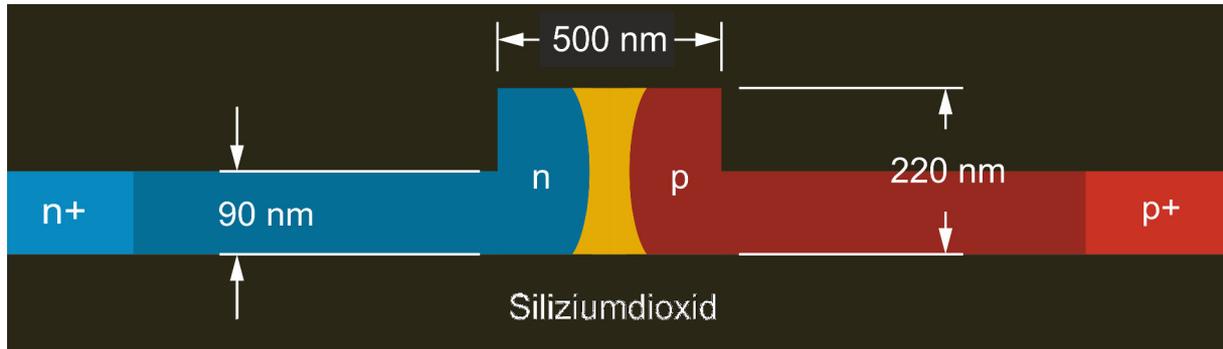


Abbildung 59: Querschnitt des pn-Modulators der Firma OpSIS.

Die Sperrspannung am pn-Übergang erzeugt eine Raumladungszone durch eine Verarmung der Ladungsträger, wodurch der Brechungsindex geändert wird. Mit der Simulationssoftware Synopsys Sentaurus Process ist es möglich, die Ladungsträgerverteilung in Abhängigkeit einer angelegten Spannung und von Strahlungseffekten zu simulieren. Die Software hat nicht die Fähigkeit, die direkten Auswirkungen eines bestimmten Strahlentyps wie Röntgenstrahlung, zu simulieren. Stattdessen wird ein bestimmter Mechanismus, der durch Strahlung hervorgerufen wird, mit vorgegebenen Parametern in den Simulator eingetragen. An Metall-Oxid-Halbleiter-Strukturen (MOS-Strukturen), wie z.B. MOSFET, werden Strahlungsschäden primär durch Ansammlung von positiven Ladungsträgern an der Grenzschicht zwischen Silizium und Siliziumdioxid verursacht (Abbildung 60). Die Aufladung des Oxides bewirkt eine Ausbildung eines Elektronenkanals im Silizium, welcher einen Kurzschluss zwischen Source und Drain bewirkt (Abbildung 60 (c)). Da pn-Modulatoren genauso wie MOSFET-Strukturen eine Silizium-zu-Siliziumdioxid-Grenzschicht aufweisen, wird die Ladungsträgerakkumulation untersucht.

Strahlungshärtetests an pn-Modulatoren

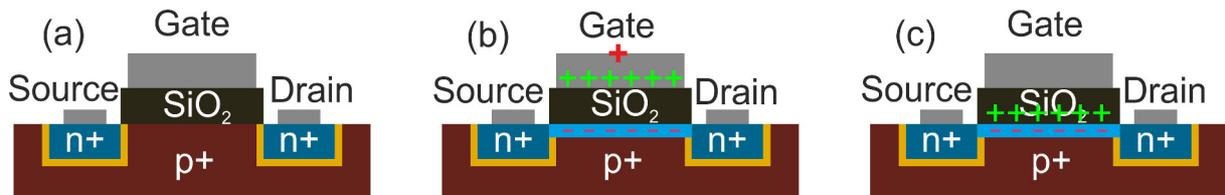


Abbildung 60: MOSFET-Struktur: (a) inaktiver Zustand, ohne angelegte Gatespannung, die Metallelektroden sind elektrisch getrennt voneinander; (b) aktiver Zustand, mit angelegter Gatespannung, Source und Drain sind elektrisch verbunden; (c) stark bestrahlter Zustand, Source und Drain sind elektrisch verbunden, trotz der fehlenden Gatespannung.

Wegen Beschränkungen im Simulationsprogramm muss eine minimale Oxidladung von $Q_{ox} = 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ definiert werden. Diese Oxidladungsmenge ist geringer als die natürliche Fluktuation im Herstellungsprozess von SOI-Wafern und ist deshalb vernachlässigbar. Um das Verhalten der Raumladungszone im unbestrahlten Zustand zu untersuchen, wird eine Spannung zwischen 0 V bis 10 V in Sperrrichtung simuliert (Abbildung 61).

Mit der Zunahme der Sperrspannung wird die Ausdehnung der Raumladungszone W vergrößert. Wegen der Asymmetrie in der Dotierkonzentration von N_A (Abbildung 61 links) und N_D (Abbildung 61 rechts) ist die n-dotierte Zone im Wellenleiter bereits bei etwas mehr als 4 V verarmt, während die p-Zone auch bei 10 V Sperrspannung noch nicht vollständig verarmt ist. Ein geringer Einfluss der Oxidladung ist am blauen Rand auf der rechten Seite des Modulators zu erkennen. In diesem Bereich sammelt sich eine geringe Anzahl von frei beweglichen Elektronen an, da sie von der positiven Oxidladung angezogen wird.

In Abbildung 62 ist der Einfluss der Oxidladung auf die Raumladungszone ohne angelegte Spannung dargestellt. In der p-dotierten Zone werden die frei beweglichen Löcher schrittweise vom positiv geladenen Siliziumdioxid abgestoßen, und es entsteht eine verarmte Zone am Randbereich des Siliziums. In der n-dotierten Zone konzentrieren sich die frei beweglichen Elektronen immer stärker an den Rändern des Siliziums. Die Elektronenschicht verdrängt teilweise die Raumladungszone im n-dotierten Gebiet.

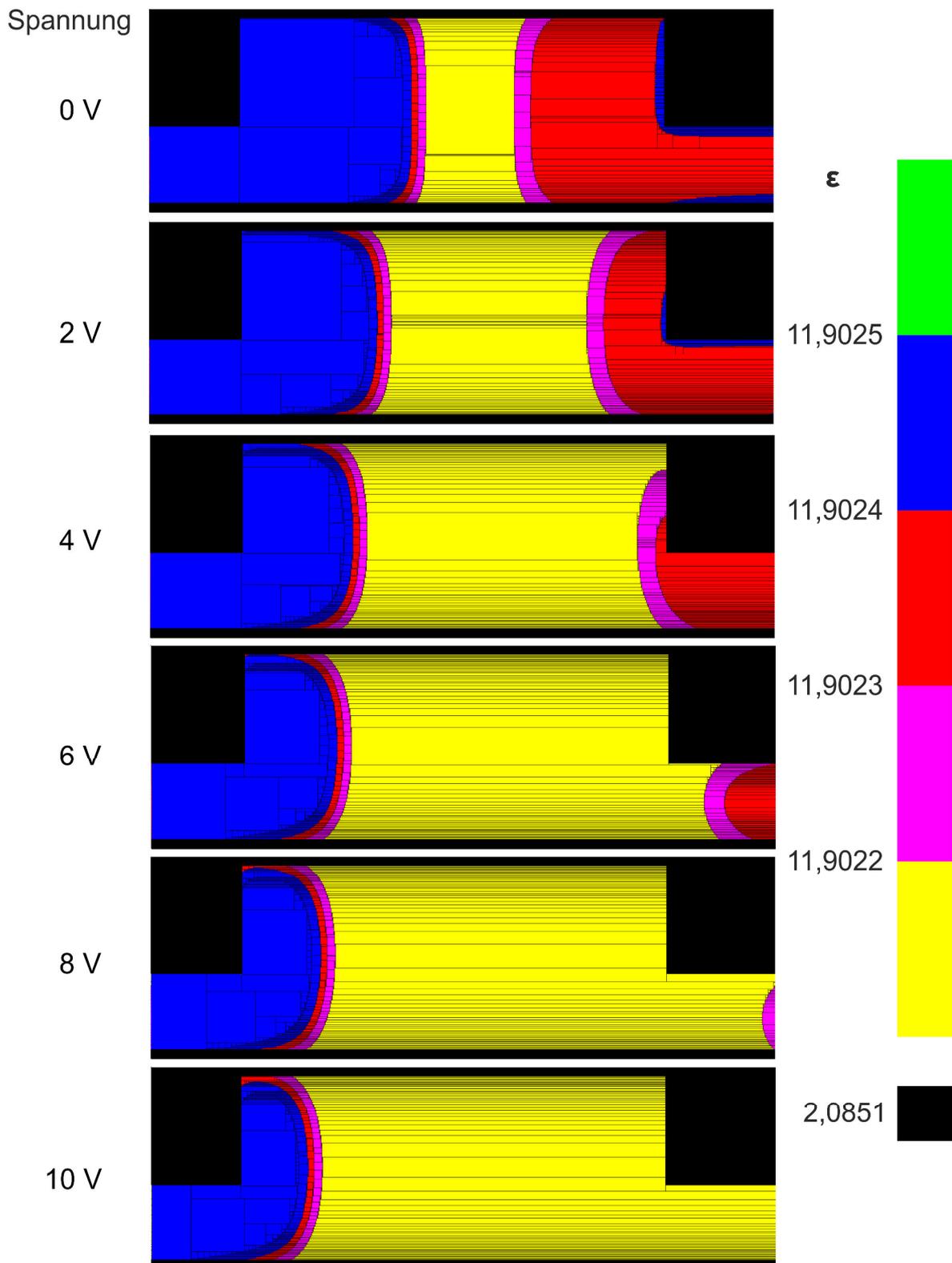


Abbildung 61: Realteil der Permittivität ϵ im Querschnitt eines pn-Modulators in Abhängigkeit der Sperrspannung V_{mod} . Die Farben entsprechen Bereichen mit gleichem Brechungsindex bzw. Ladungsträgerkonzentration. Durch Anlegen einer Spannung am Modulator wird die Raumladungszone verändert. Die schwarzen Kästen sind Artefakte der Konstruktion und haben keine Bedeutung.

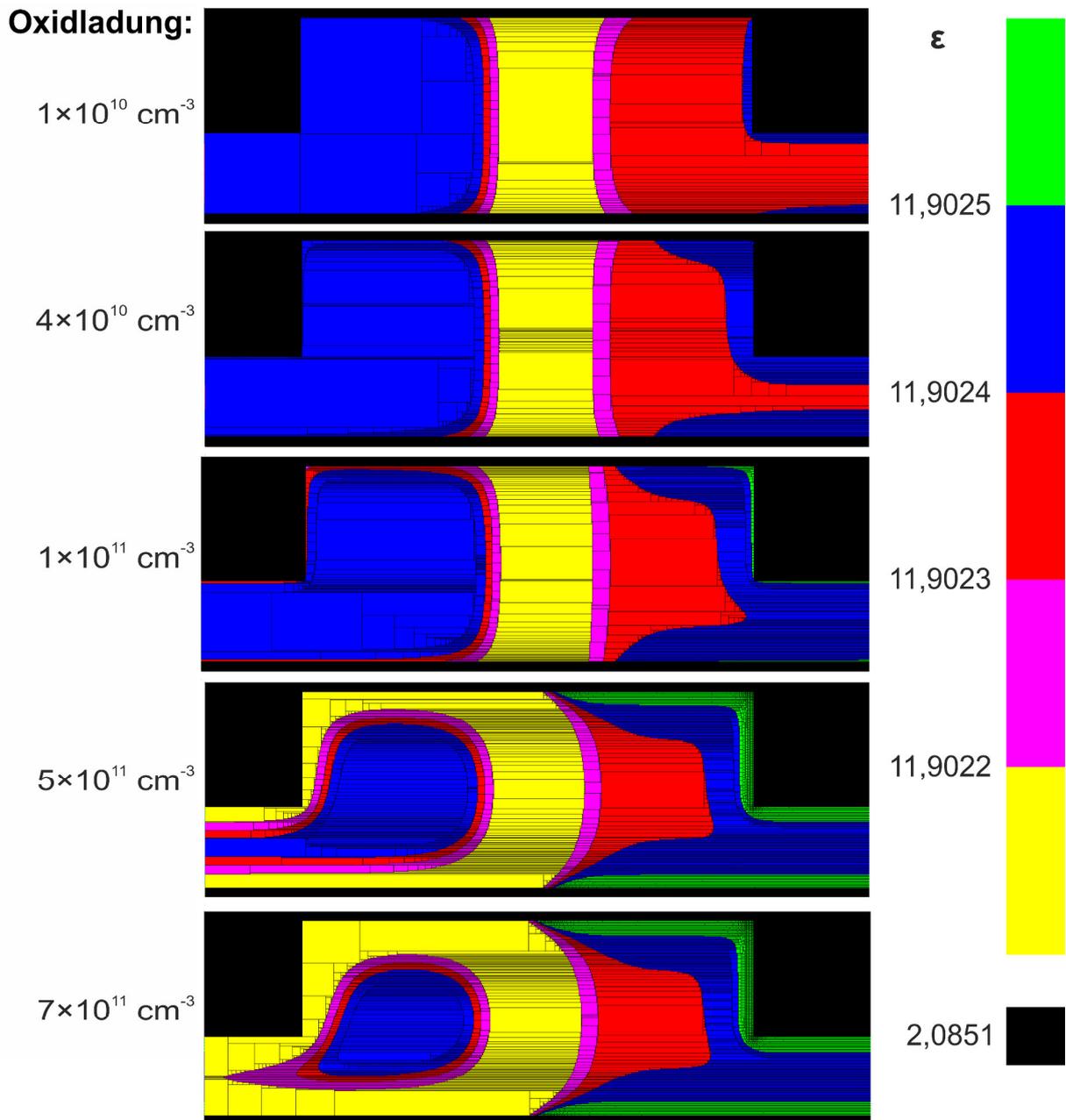


Abbildung 62: Realteil der Permittivität ϵ im Querschnitt des pn-Modulators in Abhängigkeit unterschiedlicher Oxidladungen bei einer angelegten Spannung V_{mod} von 0 V.

In Abbildung 63 ist der Einfluss der Oxidladung bei einer angelegten Spannung V_{mod} von 5 V in Sperrrichtung dargestellt. Die freien positiven Ladungsträger werden durch die Zunahme der Oxidladung immer stärker verdrängt, während die negativen Ladungsträger zurück in den Bereich des Wellenleiters verschoben werden.

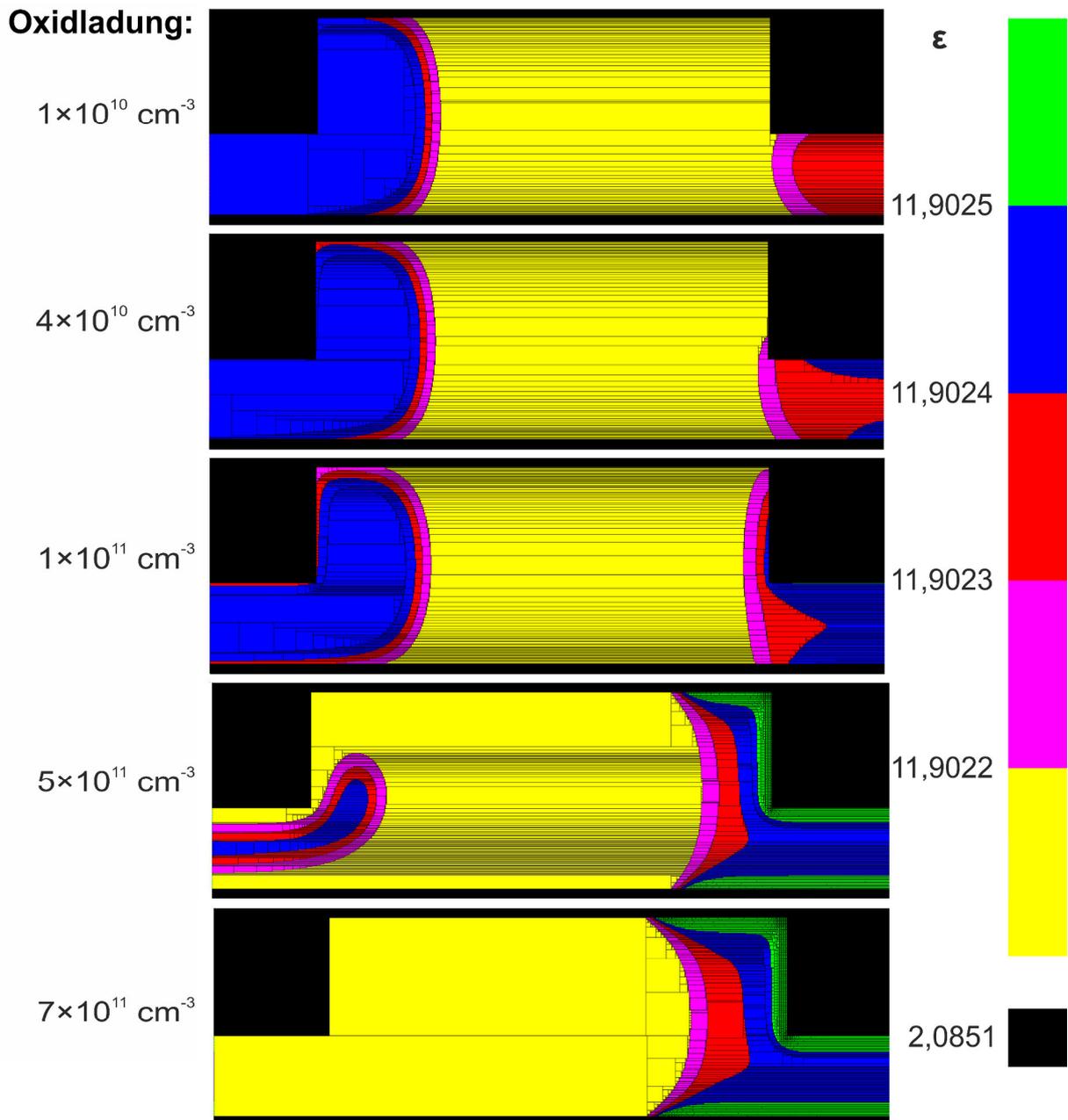


Abbildung 63 Realteil der Permittivität ϵ im Querschnitt des pn-Modulators in Abhängigkeit unterschiedlicher Oxidladungen bei einer angelegten Spannung V_{mod} in Sperrrichtung von 5 V.

Um die tatsächliche Modulationscharakteristik des Modulators zu ermitteln, wird die zuvor simulierte Verteilung des Brechungsindex in das Simulationsprogramm CST Microwave Studio importiert und eine zweidimensionale Modenberechnung gestartet. CST Microwave Studio ermittelt aus der Modenverteilung die Propagationsgeschwindigkeit der Mode im Modulator. Durch eine Wegintegration über die gesamte Länge des Modulators kann die resultierende Phasenverschiebung errechnet werden.

Abbildung 64 (a) zeigt die Resultate der Simulationen aus CST Microwave Studio und Synopsis Sentaurus als Punkte über verschiedene Oxidladungen und Spannungen. Der Verlauf der Phasendifferenz zeigt eine wurzelförmige Abhängigkeit von der angelegten Spannung, dargestellt als Linien. Das erste Ziel der Simulationen, einen realistischen Phasenverlauf für einen unbestrahlten Modulator in Abhängigkeit von der Modulatorspannung zu erhalten, wurde somit erreicht. In Abbildung 64 (b) ist eine statische Messung eines Modulators zu sehen, welche bei den angegebenen Dosen keine Plateauisierung zeigte. Der Vergleich mit den Simulationen in Abbildung 64 (a) zeigt ein qualitativ ähnliches Verhalten zwischen Simulationen und Messung, wo die Plateauisierung gering ausgeprägt ist. Im Vergleich zu den Ergebnissen der Experimente (Abbildung 64 (b)) ist die mittlere Steigung der Phasenverschiebung in den Simulationsergebnissen größer, da in der Realität nie ideal abrupte pn-Übergänge geschaffen werden können. Im öffentlich nicht zugänglichen Prozess Design Kit der Firma OpSIS sind deutliche Abweichungen vom Idealzustand des pn-Übergangs zu sehen, die eine Verschlechterung der Steigung der Phasenverschiebung erklären können. Toleranzen der Dotierstoffkonzentrationen und Positionsabweichungen des pn-Übergangs von der Mitte des Wellenleiters können eine weitere Verschlechterung der Steigung der Phasenverschiebung erklären.

Die Einlagerung der induzierten Oxidladung am Randbereich zum Silizium bewirkt eine schrittweise Abnahme der mittleren Steigung der Phasenverschiebung des pn-Modulators. Die Beziehung zwischen induzierter Oxidladung und der Strahlendosis von Röntgenstrahlung kann auf diesem Chip mangels Messstrukturen nicht festgestellt werden. Die Werte für die induzierte Oxidladung stützen sich auf experimentellen Erfahrungen, die bei Messungen von MOS-Strukturen gemacht wurden [50, 51]. Diese Erfahrungswerte prognostizieren eine zehnfach erhöhte Oxidladung nach bereits 100 kGy, wie sie bei den Simulationen benutzt wurde. Dies führt zur bisher nicht vollständig geklärten physikalischen Frage, warum die pn-Modulatoren nicht nach einer erheblich geringeren Dosis bereits degradiert sind. Eine mögliche Antwort könnte in den unterschiedlichen Geometrien und Herstellungsprozessen zwischen pn-Modulatoren und Metall-Oxid-Halbleiter-Strukturen liegen, die sich deutlich vor allem in der Dicke des Siliziumdioxids unterscheiden.

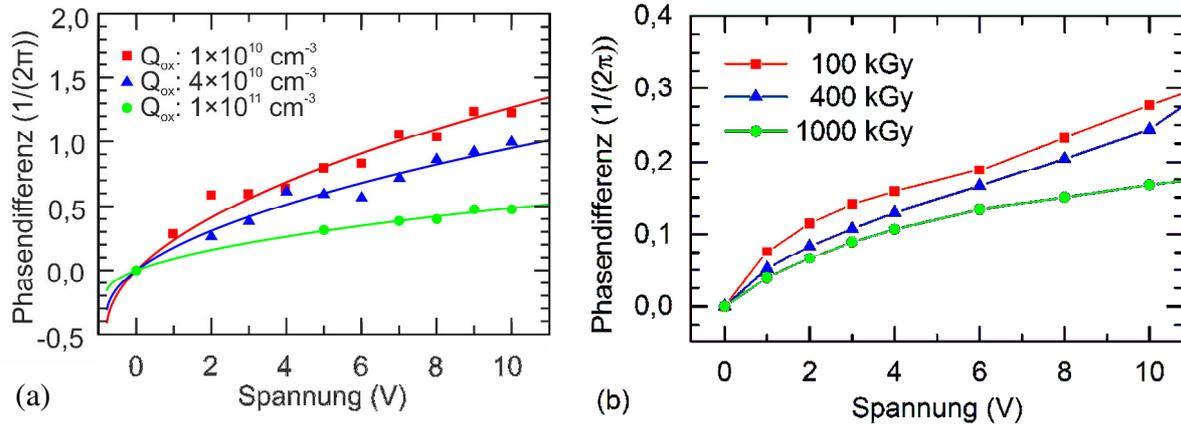


Abbildung 64: (a) Simulierte Phasenverschiebung in Abhängigkeit von Modulationsspannung und Oxidladung. (b) Ergebnisse der statischen Messungen eines Modulators in Abhängigkeit der angelegten Spannung und der deponierten Dosis.

Gleichzeitig zu den in dieser Arbeit beschriebenen Simulationen von pn-Modulatoren sind ebenfalls Simulation in [52] durchgeführt worden. In [52] wurde für die Umrechnung zwischen Strahlendosis und Oxidladung das numerische Modell aus [53] verwendet. Da viele wichtige Einzelheiten bei der Herstellung von SOI-Wafern geheim gehalten werden, muss ein Teil der Parameter angepasst werden, um eine bessere Übereinstimmung mit den Messergebnissen zu erhalten. Auf diese Prozedur wurde in dieser Arbeit verzichtet, da dies zu einer Diskrepanz zwischen den experimentellen Messungen der Oxidladung aus [50, 51] führen würde. Stattdessen wurde die Bestimmung der tatsächlichen Oxidladung auf einen zukünftigen Chip mit entsprechenden Teststrukturen verlegt.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die ersten Simulationsergebnisse der unbestrahlten Modulatoren vergleichbar mit den Ergebnissen der Experimente sind. Werden nur die Messungen betrachtet, die keine Plateauisierung der Messkurve zeigen, so lässt sich eine hohe qualitative Übereinstimmung zwischen Simulation und Experiment feststellen. Die Plateauisierung konnte bisher nicht in den Simulationen reproduziert werden.

5.5 Zusammenfassung

Im vorliegenden Kapitel wurden mögliche Mechanismen beschrieben, durch die ionisierende Strahlung einen Einfluss auf Modulatoren haben könnte. Die Funktionsweise von pn-Modulatoren und die Messmethoden bei Bestrahlung wurden beschrieben. Die pn-Modulatoren zeigten keine Veränderungen bei einem Beschuss mit gering ionisierender Strahlung mit $2,5 \times 10^{11}$ Nickelatomen bei einer

Strahlungshärtetests an pn-Modulatoren

Energie von 88 GeV. Die Bestrahlung mit ionisierender Röntgenstrahlung zeigte ein für die Datenkommunikation ausreichendes Modulationsverhalten auch nach einer Dosis von 1 MGy. Ein bisher physikalisch nicht verstandener, als Plateauisierung bezeichneter Effekt, scheint die Modulationseffizienz des pn-Modulators in bestimmten Arbeitspunkten zu erhöhen und in anderen Arbeitspunkten zu verringern. Dieser Umstand könnte, falls reproduzierbar und nachvollziehbar, die Entwicklung der pn-Modulatoren in der Siliziumphotonik begünstigen, indem wesentlich effizientere Siliziummodulator hergestellt werden könnten. Erste Simulationen konnten die unbestrahlten Eigenschaften des von OpSIS entwickelten pn-Modulators reproduzieren. Der mutmaßlich wichtigste Mechanismus für die Degradation des Modulators ist die Einlagerung von positiven Ladungsträgern an der Grenzschicht zwischen Silizium und Siliziumoxid. In den Messungen, wo die Plateauisierung nicht aufgetreten ist, stimmen die Simulationen und die Messungen qualitativ miteinander überein.

6 Systemdesign

In diesem Kapitel wird die Vision, ein optisches Datenübertragungssystem auf der Basis von Siliziumphotonik zu entwickeln, in ein konkretes System überführt, welches das Potential hat Terabit pro Sekunde zu übertragen. Sowohl die Vorteile der Siliziumphotonik, als auch der Bedarf dieser Technologie in der Detektorinstrumentierung werden aufgezeigt. Anschließend wird die Vision in einem Konzept konkretisiert und die Vorzüge gegenüber vorhandenen optischen Datenübertragungssystemen dargestellt. Weiterhin werden die vielversprechendsten Entwicklungen in der Photonik nach ihrer Eignung für das Konzept bewertet. Zum Schluss wird der optische Bestandteil des Transmitters aus monolithisch integrierten Modulatoren und Multiplexern vorgestellt.

6.1 Ein neues optisches Datenübertragungssystem

6.1.1 *Vorzüge der optischen Datenübertragung*

Die häufigste Methode, Licht möglichst verlustlos zu übertragen, ist das Verwenden von Lichtwellenleitern. Mit der Verwendung von Glasfasern treten auf jeweils zwei Wellenlängenfenster um 1310 nm und 1550 nm, die ein Minimum an Verlusten von 0,4 dB pro km und 0,2 dB pro km erlauben [54]. Solch geringe optische Verluste sind in der elektrischen Übertragung nicht zu unterbieten, wo zusätzlich die Verluste mit steigender Frequenz noch ansteigen.

Ein weiterer wichtiger Vorteil der optischen Datenübertragung ist die geringe Störanfälligkeit der Lichtwellenleiter. Ohne eine Abschirmung oder geschickte Architektur reicht das Feld einer elektromagnetischen Welle eines durchflossenen Leitermediums mehrere Wellenlängen in den Raum hinein. Dadurch kommt es zum Übersprechen zwischen benachbarten Leitern. Da die Wellenlängen in der optischen Datenübertragung im Bereich von wenigen Mikrometern liegen, ist ein Abstand von wenigen hundert Mikrometern ausreichend, um ein Übersprechen wirksam zu verhindern.

6.1.2 Vorzüge der Siliziumphotonik

Eine treibende Kraft des technologischen Fortschritts in der Wirtschaft ist die Massenproduktion mit kostengünstigen Materialien. Silizium ist im Vergleich zu anderen Halbleitern sehr günstig herzustellen und dank der sehr weit entwickelten und optimierten CMOS-Technologie sehr effizient in Massenproduktion zu verarbeiten. Der Einsatz von Silizium bietet die einzigartige Chance, Siliziumphotonik mit CMOS-Elektronik monolithisch zu integrieren [55]. Infolgedessen werden die Funktionalität der Elektronik und die Bandbreite der Photonik miteinander vereint. Silizium hat weiterhin einen im Vergleich zu anderen Halbleitern hohen Brechungsindex, was die Verluste bei Seitenwandrauigkeiten erhöht. Diese Herausforderung hat die Entwicklung neuer Methoden zur Herstellung besonders glatter Siliziumstrukturen begünstigt und Wandrauigkeiten auf Werte unter 1,2 nm ermöglicht [56]. Der hohe Brechungsindex bietet außerdem die Gelegenheit eine Miniaturisierung mit Strukturgrößen kleiner der Vakuumwellenlänge herzustellen. Die hohe Integrationsfähigkeit von Silizium mit anderen Materialien erlaubt die Entwicklung hocheffizienter Modulatoren wie den SOH-Modulator [35] und erübrigt damit den fehlenden Pockelseffekt von Silizium zur Herstellung von Modulatoren. Das Ziel dieser Arbeit ist es, Experimente der Grundlagenforschung unter extremen Bedingungen (z. B. hoher Strahlenbelastung) mit zuverlässigen optischen Tbit/s-schnellen Datenübertragungssystemen in Siliziumphotonik auszustatten.

6.1.3 Bedarf an optischen Datenübertragungsstrecken: X-Ray-Kameras

In der Forschung existieren viele Bereiche, wo die anfallenden Datenmengen nicht vollständig ohne eine Tbit/s-schnelle Datenübertragungsstrecke übertragen werden können, wie z. B. bei den Teilchendetektoren im CERN [2] oder der GSI [57]. Beispielhaft wird der Bedarf an hoher Datenrate bei Hochgeschwindigkeitskameras für Synchrotronstrahlung beschrieben.

Experimente mit hoher Pulsrate an Freie-Elektronen-Lasern benötigen Kameras, die zweidimensionale Bilder mit hohen Wiederholungsraten, Dynamik und Auflösung verarbeiten können. Der Photon Counting Chip (Medipix3) wird am europäischen Röntgenlicht-Freie-Elektronen-Laser (XFEL) in Hamburg betrieben [58]. Datenpakete von 2000 Bildern pro Sekunde werden mit Datenraten von 80 Gbit/s an das Datenerfassungssystem weitergeleitet.

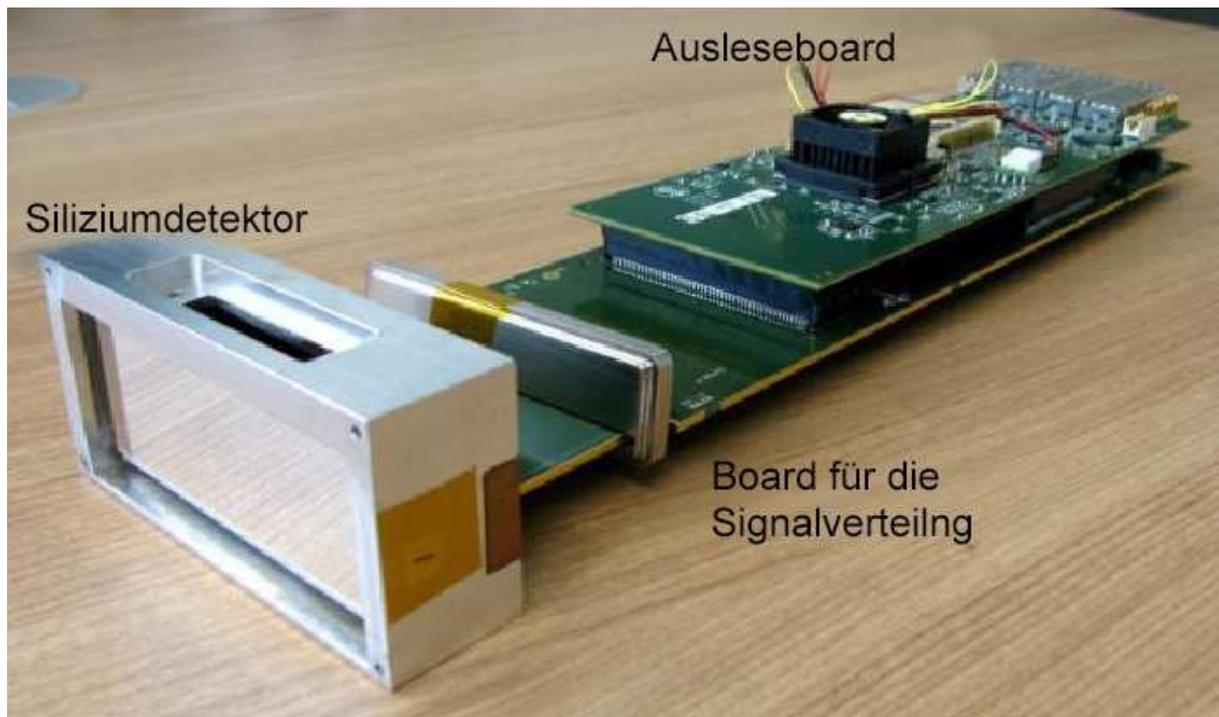


Abbildung 65: Ein einzelnes LAMBDA-Modul mit einem Siliziumsensor. Das Foto ist übernommen aus [59].

Die Herausforderungen dieses Systems bestehen in der Übertragung von hunderten von Signalen und im Wärmehaushalt in einer räumlich eng begrenzten Vakuumumgebung. Das Vakuum ist notwendig um eine Absorption und Streuung der Röntgenquanten an den Luftmolekülen zu verhindern. Eine weitere Herausforderung ist die Realisierung einer Vakuumbarriere mit einer Vielzahl an elektrischen Durchführungen, ohne dass die Qualität des Vakuums vermindert wird. Jede einzelne elektrische Durchführung vermindert die Qualität des Vakuums, aus diesem Grund sind wenige Kabel mit einer hohen Datenrate erforderlich. Für die effiziente Übertragung der Daten zwischen dem Detektor und dem Rechenzentrum wurde vom DESY der Large Area Medipix-Based Detector Array (LAMBDA) entwickelt (Abbildung 65) [60]. LAMBDA benutzt eine dreidimensionale Architektur und stapelt mit Bonddrähten verbundenes Trägermaterial, Wärmeleiter, Auslesechip und Sensor übereinander (Abbildung 66). Die oberste Sensorschicht detektiert Röntgenquanten und sendet die Signale über ein Kontaktfeld an Auslesechips. Um den Sensor und die Auslesechips zu kühlen, wird dieser über einen Wärmeleiter und eine mit thermischen Vias durchsetzte Keramik an ein Kühlsystem angeschlossen. Die Ein- und Ausgänge sind elektrisch über eine 500-pinnige Steckverbindung realisiert (Abbildung 67).

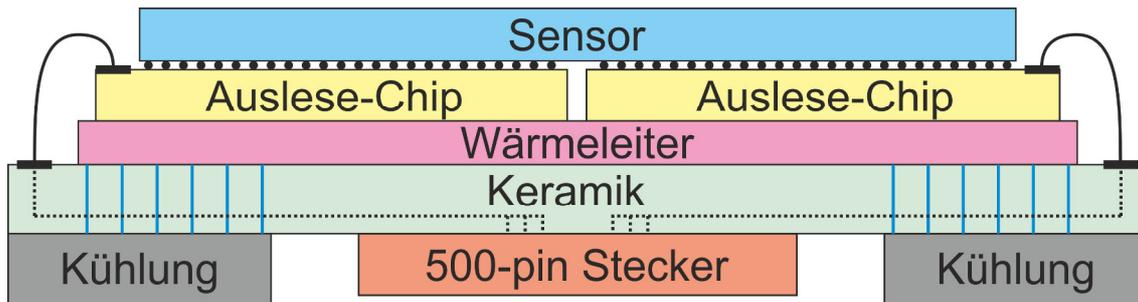


Abbildung 66: Der Querschnitt der dreidimensionalen Architektur mit einem aufgebauten Sensor. Die schwarzen und blauen Linien im Modulhalter zeigen Signalleitungen und thermische Vias. Schema nach [61].

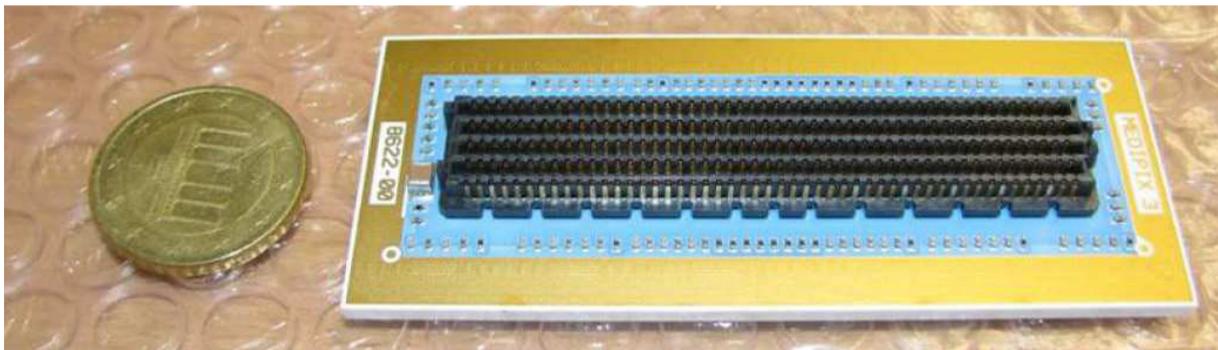


Abbildung 67: Die Rückseite des keramischen Trägers aus Abbildung 66. Erkennbar ist der Stecker mit 500 Pins. Die vergoldete Fläche ermöglicht den thermischen Kontakt zur Kühlfläche [61].

LAMBDA ist momentan auf eine Datentransferrate von 80 Gbit/s beschränkt. Dadurch ist es nur möglich, 2000 Bilder pro Sekunde aufzulösen ohne den Kontrast jedes Pixels einzuschränken. Eine Erhöhung der Transferrate ist mit der aktuell benutzten Technologie nur sehr beschränkt möglich. Dadurch würden Einbußen durch erhöhte Temperatur und Platzbedarf, sowie schlechteres Vakuum aufgrund einer erhöhten Anzahl an Durchführungen, entstehen. Diese Einbußen lassen sich mit der Integration von Siliziumphotonik in LAMBDA vermeiden. Außerdem würde es möglich sein, eine kontinuierliche Videoaufnahme aufgrund der deutlich höheren Übertragungsbandbreite bei gleichzeitig nur wenigen, aber dafür optischen Verbindungen zu ermöglichen. Das entsprechend abgewandelte Konzeptbild des dreidimensionalen Aufbaus ist in Abbildung 68 dargestellt. Der 500-pinnige Stecker aus Abbildung 67 wurde durch eine photonische integrierte Schaltung (PIC) ersetzt, welcher die elektrischen Signale in optische umwandelt und ein optisches Multiplexing zur Erhöhung der Datenbandbreite durchführt.

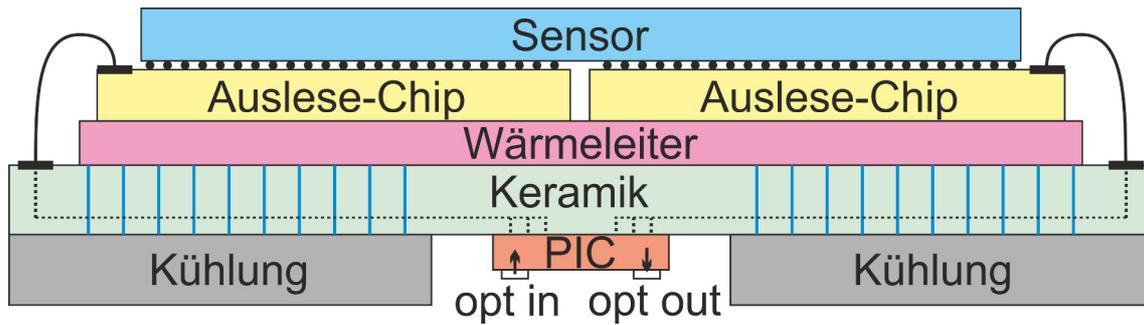


Abbildung 68: Der Querschnitt eines möglichen Modulhalters nach Abbildung 66.

6.2 Das Konzept des Systemdesigns

Typische optische Datenübertragungssysteme, wie sie z. B. bei Teilchendetektoren verwendet werden [2], beruhen auf direkt modulierten Laserdioden (Abbildung 69). Die Datenrate in der Glasfaser entspricht dabei der Datenrate des modulierenden elektrischen Signals, d. h. die elektrischen Verbindungen werden in Glasfaserverbindungen umgewandelt, aber die Gesamtanzahl der Verbindungen wird nicht reduziert.

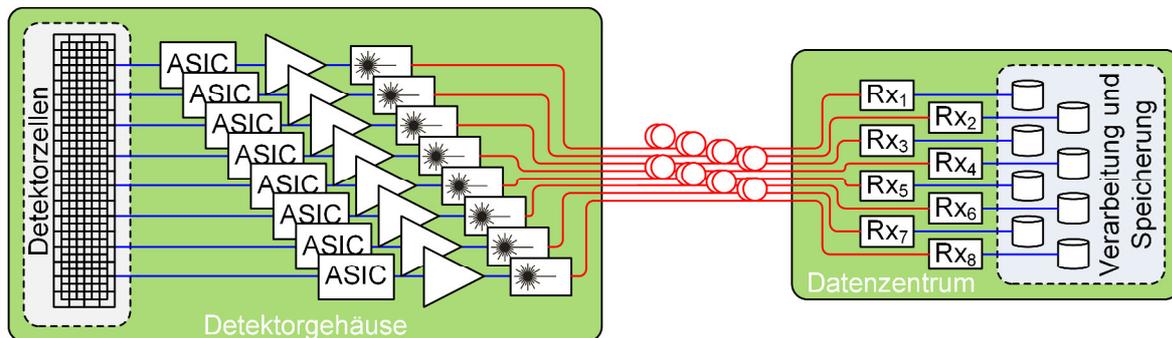


Abbildung 69: Das Konzept typischer Datenübertragungssysteme, die auf direkt modulierten Laserdioden basieren. Ein massereiches Bündel an Glasfasern verbindet den Detektor mit dem Datenzentrum.

Die Grundidee des in dieser Arbeit besprochenen Systemdesigns lautet, alle elektrischen Datenkanäle aus einem physikalischen Experiment auf eine möglichst geringe Anzahl an optischen Glasfaserkabeln zu konzentrieren. Diese Datenkanäle werden im Datenzentrum wieder aufgespalten und in elektrische Signale umgewandelt. Hierfür wird am KIT ein Konzept entwickelt, welches das Systemdesign in drei Grundelemente aufteilt: Laserquelle, Sender und Empfänger (siehe Abbildung 70). Die Laserquelle enthält eine Reihe einzelner Lasermodule, die jeweils Licht in einer definierten Wellenlänge und Intensität erzeugen.

gen. Das erzeugte Licht wird durch einen Multiplexer auf eine Einmodenfaser (SMF) zusammengeführt (Abbildung 70 oben rechts). Dieses Licht wird an den Sender am Experiment geschickt. Der Sender besteht aus einem elektrischen und einem optischen Segment. Der optische Anteil spaltet das ankommende Licht je nach Wellenlänge durch einen Demultiplexer in einzelne Wellenlängenkanäle auf (Abbildung 70 Mitte). Das elektrische Segment des Senders ist dafür zuständig, die aus dem Detektor kommenden Signale mit Hilfe von anwendungsspezifischen integrierten Schaltungen (ASIC) vorzuverarbeiten und zu verstärken, um sie für den Modulator in eine geeignete Form zu übersetzen (Abbildung 70 links). Die vom elektrischen Segment kommenden elektrischen Signale werden von den Modulatoren auf das Licht der jeweiligen Wellenlängenkanäle aufmoduliert. Anschließend werden die optischen Signale durch einen Multiplexer wieder zusammengeführt und durch eine Glasfaser an den Empfänger gesendet (Abbildung 70 Zentrum). Am Empfänger werden die optischen Signale nach ihrer Wellenlänge aufgespalten und über Empfänger (Rx_i) in elektrische Signale umgewandelt.

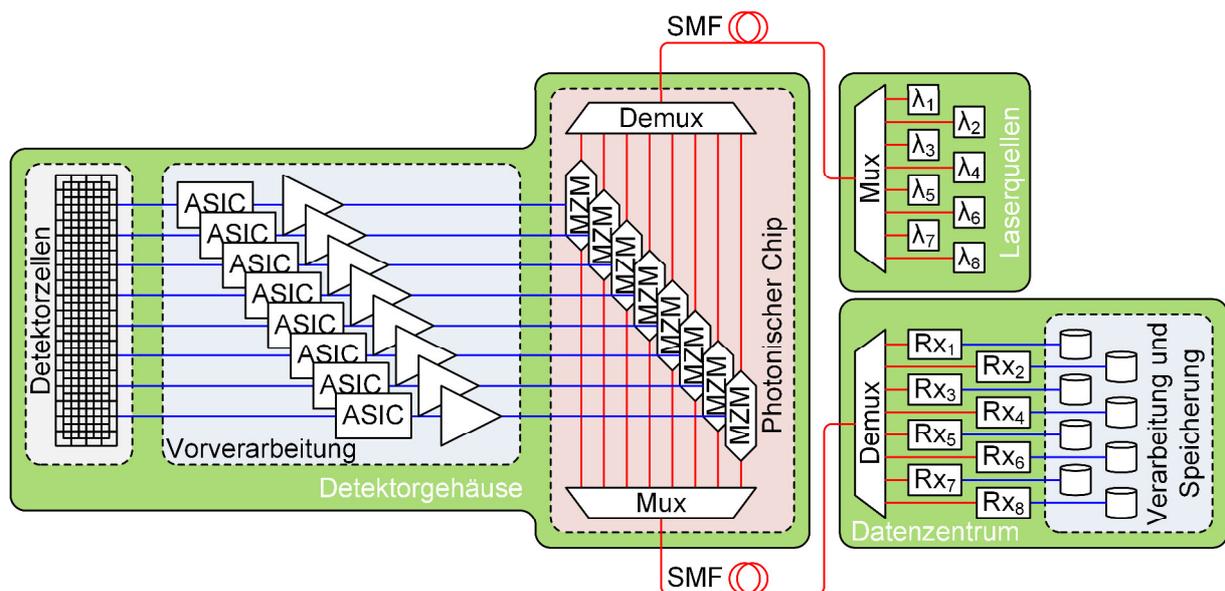


Abbildung 70: Das Konzept eines WDM Datenübertragungssystems für Detektoranwendungen. Nur zwei Glasfasern verbinden den Detektor mit dem Datenzentrum.

Im Folgenden werden die drei wichtigsten Unterschiede des Konzepts vom KIT zu optischen Datenübertragungssystemen mit direkt modulierten Laserdioden erläutert.

6.2.1 Direkt modulierte Laserdioden und externe Modulation

Die in der Technik am häufigsten verwendete Methode, eine elektrische Information auf einen optischen Träger zu übertragen, ist das direkte Modulieren des Lichtes einer Laserdiode. Hierfür wird der elektrische Strom durch die Laserdiode entsprechend dem Datensignal variiert und damit die Intensität des Lichtes direkt moduliert. Eine alternative Methode ist die externe Modulation (Kapitel 2.5), die durch das Verwenden von Dauerstrich-Lasern (cw Lasern) und externen Modulatoren bestimmt ist. Hier wird die Modulation von einer zusätzlichen Komponente übernommen, die das Licht durch Amplituden-, Phasen- oder Frequenzmodulation verändern kann. Nachfolgend werden die wichtigsten Vor- und Nachteile der zwei Systeme, der direkten und externen Modulation diskutiert.

Kostengünstige Laserdioden mit geringen optischen Verlusten

Die Gründe für den Einsatz von direkt modulierten Laserdioden sind geringe Kosten und niedrige optische Verluste. Das Modulieren von Laserdioden ist einfach zu beherrschen, während bei einer externen Modulation mindestens eine zusätzliche Komponente in ein Datenübertragungssystem integriert werden muss. Je weniger Komponenten ein System besitzt, desto günstiger und einfacher beherrschbar wird es. Zusätzlich treten mit jeder optischer Komponente optische Verluste auf. Die Technik der direkten Modulation wird immer dann verwendet, wenn die dadurch entstehenden Nachteile wie geringe Reichweite und limitierte Datenrate vernachlässigbar sind.

Chirp bei Änderung der Laserintensität

Beim Ändern der Laserintensität tritt eine Frequenzverschiebung und eine Aufweitung der benötigten Bandbreite im Wellenlängenspektrum auf, die auch Chirp genannt wird [62]. Durch Chirp kommt es zur verstärkten Dispersion bei langen Glasfaserleitungen. Darüber hinaus würden in WDM-Systemen sehr große Kanalabstände benötigt.

Geringeres Extinktionsverhältnis bei direkter Lasermodulation

Ein weiterer Punkt, der für eine optimale Datenübertragung wichtig ist, ist ein möglichst hohes Extinktionsverhältnis (Kapitel 2.5.3). Sobald die Lebensdauer der freien Ladungsträger in einem Laser die Pulslängen der Datensignale überschreitet, ist ein komplettes Abschalten des Lasers nicht mehr möglich und das Extinktionsverhältnis wird reduziert. Modulatoren können je nach Typ ein bes-

seres Extinktionsverhältnis erreichen als Laser und sind daher für höhere Datenraten besser geeignet [63].

Relaxationsoszillationen bei Änderung der Laserintensität

Wenn bei einem Laser die Lebensdauer der Ladungsträger größer ist als die Zeit, die ein Photon braucht, um die Laserkavität zu durchlaufen, dann führen Änderungen des Betriebsstroms zu gedämpften Schwingungen der Laserintensität. Dies liegt daran, dass die Konzentration der angeregten Ladungsträger einer Änderung des Betriebsstroms nicht schnell genug folgen kann. Dadurch erzeugt ein einzelnes Photon, welches die Kavität und das aktive Medium mehrmals durchwandert, die falsche Anzahl an stimulierten Emissionen, die eine Änderung der Ausgangsamplitude bewirken. Die erzeugten Oszillationen schränken die Qualität des übertragenen Signals deutlich ein [64]. Relaxationsoszillationen treten bei Modulatoren nicht auf.

Phasenmodulation nur durch Modulatoren

Es ist nicht möglich die Phase eines Laserstrahls direkt am Laser zu modulieren, ohne gravierende Änderungen von Amplitude und Frequenz zu erhalten. Durch Modulatoren wie den pn-Modulator oder SOH-Modulator ist eine Phasenmodulation fast vollständig entkoppelt von Amplitude und Frequenz möglich. Durch die Änderungen der Phase sind komplexere Modulationsformate möglich (Kapitel 2.5.6).

DWDM nur bei Modulatoren

Da Modulatoren im Gegensatz zu Lasern bei einer Änderung des Eingangssignals weniger chirpen entspricht im Idealfall die optische Bandbreite der elektrischen. Dadurch können DWDM-Systeme mit dichtem Wellenlängenraster gebaut werden.

Konsequenzen für das Systemdesign

In Tabelle 2 sind die wichtigsten Unterschiede zwischen direkt modulierten Laserdioden und externer Modulation aufgelistet [65].

Tabelle 2: Tabellarische Auflistung der Unterschiede zwischen direkter Modulation und externer Modulation. In grün sind die positiven Unterschiede. In rot sind die negativen Unterschiede dargestellt.

Direkte Modulation	Externe Modulation
Kostengünstig	Optische Verluste
Chirp	Phasenmodulation
Geringeres Extinktionsverhältnis	Dichtes WDM
Relaxationsoszillationen	

Die externe Modulation findet im Besonderen in den folgenden Fällen ihren Einsatz: lange Glasfaserleitungen, höhere Modulationsformate, DWDM-Systeme und hohe elektrische Datenraten über 25 Gbit [66]. In den meisten anderen Fällen sind direkt modulierte Laserdioden einfacher zu beherrschen und kostengünstiger. Da mit dem vorgeschlagenen Konzept eine möglichst hohe optische Datenrate erzielt werden soll, werden externe Modulatoren verwendet.

6.2.2 Externes Lasersystem

Mit der Methode des externen Lasersystems wird das benötigte Licht nicht mehr im Sender selbst erzeugt, sondern räumlich getrennt in einem separaten Modul. Dieses Prinzip ist analog zu einer externen Versorgung mit unterschiedlichen elektrischen Versorgungsspannungen. Diese Methode ist immer dann von Vorteil, wenn an der Datenquelle Platzmangel, Energiemangel, niedrige Temperaturen oder extreme Zustände herrschen. Dabei muss es möglich sein, die Laser außerhalb der Datenquelle aufzustellen, wo diese Bedingungen nicht vorherrschen. Das Entfernen des Lasers vom Sender bietet einige Eigenschaften die nachfolgend beschrieben werden.

Zusätzliche Glasfaser durch externe Laser

Ein Nachteil der externen Laser ist die Notwendigkeit einer zusätzlichen Glasfaser, die der Sender benötigt. Mit dieser Glasfaser wird der Sender mit dem benötigten Licht der entsprechenden Wellenlängen versorgt.

Geringeres Energiebudget und geringerer Wärmeeintrag

Ein Modulator verbraucht weniger Energie als ein Laser, da er Licht nur moduliert und nicht zusätzlich erzeugt. Der geringere Energieverbrauch führt zu einem geringeren Wärmeeintrag ins System.

Geringere Kosten

Bisher existieren keine zuverlässig nutzbaren und kommerziell erhältlichen Silizium-Laserdioden. Deshalb müssen teure Materialien verwendet werden, um kompakte Laser herzustellen und in aufwendigen Prozessschritten mit dem System zu integrieren. Durch das Integrieren der Laser in ein Siliziumsystem und die kompakte Strom und Temperaturkontrolle auf engem Raum wird das System kostenintensiver im Vergleich zu einer externen Laserversorgung. In einem externen Lasermodul darf hingegen jedes beliebige Materialsystem mit beliebigem Platzbedarf ohne Einschränkungen durch eine Systemintegration verwendet werden.

Höhere Modulationsformate durch homodyne Datenübertragung

Für eine homodyne optische Datenübertragung werden am optischen Sender und am Empfänger Laserquellen gleicher Frequenz und Phasenlage benötigt. Dies macht den Einsatz von höheren Modulationsformaten durchführbar. Liegt die Laserquelle bereits außerhalb des Senders, ist es kein zusätzlicher Aufwand mehr, eine homodyne Datenübertragung zu realisieren, da für den Empfänger die gleiche Laserquelle zur Verfügung stehen kann wie für den Sender.

WDM durch stabilisierte externe Laser

Wenn Laser nicht mehr mit dem Sender integriert werden müssen, können Technologien verwendet werden, die ein engeres und stabileres optisches Spektrum emittieren. Je geringer die optische Bandbreite des Lasers, desto dichter kann das Kanalaraster eines WDM-Systems werden.

Einsatz unter extremen Bedingungen

Modulatoren in einer Mach-Zehnder-Konfiguration reagieren nur sehr gering auf Temperaturschwankungen. Im Gegensatz dazu müssen Laser temperaturstabilisiert werden, damit sie eine stabile Wellenlänge emittieren können. Außerdem sind die meisten Arten von Modulatoren strahlungshärter als Laser, da es weniger Mechanismen gibt, die die Modulatoren beeinflussen können. Mit der

Auslagerung der Laser erhält man somit ein System, welches resistenter gegenüber extremen Bedingungen ist.

Konsequenzen für das Systemdesign

Die Methode der externen Laserversorgung bietet bei extremen Umgebungsbedingungen und der Forderung nach geringem Energieverbrauch fast nur Vorteile und wird deshalb im Konzept eingesetzt.

6.2.3 Wellenlängen-Multiplex-Verfahren

Durch den Einsatz von WDM-Systemen können elektrische Daten mit praktisch beliebig hoher elektrischer Bandbreite auf jeweils eine optische Trägerwellenlänge aufmoduliert werden. Diese Trägerwellenlängen werden zum Transport auf eine Glasfaser kombiniert und zur Weiterverarbeitung wieder aufgespalten. Damit lassen sich Bandbreiten bis zu einigen Tbit/s erreichen [67].

Zusätzliche Komponenten

Für die Realisierung von WDM-Systemen werden zusätzliche Komponenten benötigt die das Wellenlängen(de)multiplexing übernehmen. Dadurch steigen Systemkomplexität, optische Verluste und optisches Übersprechen.

Einsparung von Glasfasern

Je mehr Wellenlängenkanäle zur Datenübertragung genutzt werden, desto weniger Glasfasern müssen zur Übertragung genutzt werden. Wenn große Entfernungen zurückgelegt werden sollen, hat dies den Vorteil, dass weniger Glasfaserkabel gelegt werden müssen. Bei Teilchendetektoren wird erheblich an Masse gespart, an welchen Teilchen gestreut werden können. Ebenso wird Bauraum frei, der für weitere Detektorelemente verwendet werden kann. Bei einem Einsatz von Vakuum wird die Anzahl von möglichen Leckstellen verringert und damit die Qualität des Vakuums erhöht.

Kombinierte optische Verstärkung

Durch erbiumdotierte Faserverstärker (EDFA) können Wellenlängen um 1550 nm effizient verstärkt werden [68]. Durch Kombination aller Wellenlängen auf eine Faser wird nur ein einziger EDFA benötigt um alle Wellenlängen gleichzeitig zu verstärken. Dies reduziert Kosten und die Anzahl der Komponenten im Datenübertragungssystem.

Reduzierung von Steckverbindungen

Eine der größten Herausforderungen in der Datenkommunikation, sowohl elektrischer als auch optischer, sind Steckverbindungen. Diese sollen in der Regel so klein wie möglich sein, müssen jedoch groß genug bleiben, um Stabilität und Handhabbarkeit zu garantieren. In stark miniaturisierten Systemen sind sie oftmals der begrenzende Faktor. Durch eine Reduktion der Fasern wird ebenfalls die Anzahl an Steckverbindungen reduziert.

Konsequenzen für das Systemdesign

Durch die Kombination vieler Datenkanäle pro Glasfaser würden in der Verbindung zwischen Sender und Empfänger erheblich Komponenten und Masse gespart. An den Modulen würde die Anzahl an Steckern deutlich reduziert. Die genannten Vorteile würden den Aufwand, der durch den Einsatz eines WDM-Systems entsteht überwiegen, weshalb dieses Prinzip im Konzept favorisiert wird.

6.3 Technische Realisierung und zukünftige Entwicklung des Konzepts

Die Anforderungen der Experimente an die Datenübertragungstechnik werden auch in Zukunft immer weiter steigen. Deshalb werden bereits jetzt die modernsten Techniken ausgewählt, die in absehbarer Zukunft serienreif erscheinen. Doch auch das gegenwärtig vorgeschlagene Konzept wird in seiner angestrebten Datenübertragungsgeschwindigkeit nach dem Gesetz von Moore irgendwann nicht mehr ausreichen. Aus diesem Grund werden vielversprechende Erweiterungen des aktuellen Konzepts, die gegenwärtig noch nicht möglich sind, eingeplant. Nachfolgend werden die Techniken zur Verwirklichung der abstrakten Baugruppen des Konzepts diskutiert und auf mögliche Nachfolger hingewiesen. Im Besonderen wird der Fokus auf optische Modulatoren und Multiplexer gelegt, alle anderen Technologien werden nur kurz skizziert, da ihre Entwicklung nicht Teil dieser Arbeit ist.

6.3.1 Modulatoren für die elektrooptische Konversion

Modulatoren ändern die Phase oder die Amplitude von Licht in Abhängigkeit einer angelegten Spannung oder eines Stroms. Da in Zukunft höhere Modulationsformate benutzt werden sollen, um die Datenrate weiter zu erhöhen, entfallen alle Modulatoren die ausschließlich die Amplitude modulieren. In Tabelle 3 werden die in dieser Arbeit beschriebenen, siliziumbasierten Arten an Phasen-

modulatoren aufgelistet und miteinander verglichen. Die Zahlen sind nur als Richtwerte zu verstehen, da in vielen wissenschaftlichen Veröffentlichungen nur die Datenrate angegeben wird und nicht die eigentlichen Parameter des verwendeten Modulators. Im Folgenden wird die Bedeutung der wichtigsten Merkmale erläutert:

- Mit der Grenzfrequenz wird die in Publikationen physikalisch und technisch ausnutzbare Maximalfrequenz verstanden.
- $V_{\pi L}$ ist die Spannung, die notwendig ist, um eine Phasenverschiebung von π in einem MZM zu erhalten. Bei stromgesteuerten Modulatoren, wie dem pin-Modulator, wird der Arbeitspunkt so gewählt, dass die Impedanz des Modulators 50Ω entspricht.
- Die tatsächliche Lebensdauer von Silizium-Modulatoren wurde bisher nicht untersucht. Abgesehen von der Alterung des Polymers bei SOH-Modulatoren gibt es keine Mechanismen, die eine messbare Alterung von unter einem Jahrzehnt bewirken sollten.
- Die Linearität eines Modulators gibt an, wie linear die Abhängigkeit der Phasenverschiebung von der angelegten Spannung ist.
- Bei manchen Modulatoren tritt eine unerwünschte Amplitudenmodulation zusammen mit der Phasenmodulation auf.
- Bestimmte Modulatoren benötigen zusätzliche Prozessschritte, die zur Fertigung von photonischen Komponenten aus Silizium benötigt werden.

Tabelle 3: Vergleich von vier Typen von Phasenmodulatoren aus Silizium.

	SOH-Modulator	pn-Modulator	pin-Modulator	thermischer Modulator
Grenzfrequenz	100 GHz ^[69]	50 GHz ^[70]	50 GHz ^[24]	1 MHz ^[25]
$V_{\pi L}$ (50 Ω)	1 Vmm	5,2 Vmm	0,2 Vmm	0,005 Vmm (DC)
Lebensdauer	unbekannt	Jahre	Jahre	Jahre
Linearität	Hoch	Mittel	Niedrig	Mittel
Amplitudenmodulation	nein	Ja	Ja	nein
Zusätzliche Prozessschritte	n-Dotierung 160 nm Spalt Polymer	n-Dotierung p-Dotierung	n-Dotierung p-Dotierung	resistive Schicht oder Dotierung

Im Folgenden werden die verschiedenen Modulatoren näher behandelt.

SOH-Modulator

Der SOH-Modulator ist von allen aufgelisteten Modulatoren der mit den besten Werten in den Kategorien Bandbreite, $V_{\pi}L$, Linearität und Unabhängigkeit der Phasen- von einer Amplitudenmodulation [6]. Die Lebensdauer des Polymers, welches für die elektrooptische Modulation verantwortlich ist, ist bisher derzeit noch auf nur wenige Monate beschränkt [71]. Dies macht den gegenwärtigen Einsatz von Systemen im mehrjährigen Betrieb unmöglich. Durch Optimierung des Polymers und durch Regeneration der molekularen Ausrichtung im Betrieb könnte in Zukunft die Lebensdauer erheblich verlängert werden. Wenn ein langzeitstabiles Polymer entwickelt werden kann, ist der SOH-Modulator aufgrund seiner vielversprechenden Effizienz und Linearität ein möglicher Kandidat für einen Siliziummodulator der Zukunft.

pn-Modulator

Der pn-Modulator ist in der Siliziumphotonik der bevorzugte Modulatortyp für den Einsatz bei hohen elektrischen Bandbreiten von bis zu 50 GHz, der auch jahrelang stabil betrieben werden kann [23]. Der Hauptgrund ist die geringe Frequenzabhängigkeit von $V_{\pi}L$. Zum Betrieb bedarf es eines Spannungshubs von mehreren Volt, der von einem vorgeschalteten, elektronischen Verstärker bereitgestellt werden muss. Bei der Verwendung von höheren Modulationsformaten fällt die Nichtlinearität des Modulators ins Gewicht, der mit einer zusätzlichen Pulsformung begegnet werden kann.

pin-Modulator

Das gegenüber dem pn-Modulator geringere $V_{\pi}L$ ermöglicht dem pin-Modulator eine effizientere Datenübertragung von Datensignalen mit Bandbreiten unter einem Gigahertz [72]. Ab Frequenzen über einem Gigahertz ist ein starker Anstieg von $V_{\pi}L$ aufgrund der größeren Lebensdauer der freien Ladungsträger als der Periodendauer der Datensignale zu messen. Die starke Frequenzabhängigkeit von $V_{\pi}L$ bei hohen Frequenzen macht einen Einsatz im System unzulässig, wenn keine Vorverzerrung verwendet werden soll. Die hohe Nichtlinearität spielt bei einer digitalen Signalübertragung ohne höhere Modulationsformate, wie es bei Steuer- und Kontrollsignalen der Fall ist, kaum eine Rolle. Eine Kointegration mit pn Modulatoren ist ohne zusätzlichen Aufwand möglich, da die notwendigen Prozessschritte gleich sind.

Thermischer Modulator

Der thermische Modulator [25] ist aufgrund seiner hohen Effizienz und der sehr geringen parasitären Amplitudenmodulation im statischen Betrieb der ideale Kandidat für eine Arbeitspunktregelung von MZ- und IQ-Strukturen. Die Anforderungen an die Herstellung beschränken sich auf eine zusätzliche resistive Schicht in der Nähe eines Wellenleiters oder eine Dotierung des Wellenleiters. Aufgrund seiner geringen Geschwindigkeit ist er für die Modulation von Datensignalen ungeeignet.

Konsequenzen für das Systemdesign

Unter den diskutierten Modulatoren werden aus Gründen der Langlebigkeit und Bandbreite die pn-Modulatoren für die schnelle Datenübertragung ausgewählt. Der thermische Modulator wird wegen seines geringen Leistungsbedarfs und sehr geringen parasitären Amplitudenmodulation für eine Arbeitspunktregelung verwendet. Der pin-Modulator kann aufgrund seines geringen Leistungsbedarfs bei geringen Bandbreiten für langsamere Kontroll- und Steuersignale verwendet werden. Die SOH-Modulatoren bleiben unter Beobachtung und können in Zukunft bei einer ausreichenden Lebensdauer die vorhandenen pn- und pin-Modulatoren ersetzen.

6.3.2 Optische De-Multiplexer

AWGs und PCG werden zum Multiplexen und Demultiplexen von optischen Trägersignalen unterschiedlicher Wellenlängen genutzt. Beide Komponenten nutzen dafür Mehrweginterferenzen. Der Unterschied zwischen AWDs und PCG ist die abweichende Implementierung der Ausbreitungspfade für das Licht und die damit verbundene Erzeugung einer ortsabhängigen Phasendifferenz. In einem AWD werden unterschiedlich lange Wellenleiter verwendet, während in einem PCG die Phasendifferenzen durch eine Reihe von unterschiedlich positionierten Reflektoren erzielt werden.

Kompakte Multiplexer mit geringer Kanalanzahl

Die Größe von Multiplexern skaliert mit der Anzahl ihrer Wellenlängenkanäle. Bei einer Kanalanzahl von unter 16-32 Kanälen ermöglicht die unterschiedliche Geometrie von PCG und AWDs eine optimale Auslegung für bestimmte Parameter. AWDs ermöglichen einen geringen Kanalabstand bei einem kleinen Spektralbereich. PCG sind optimal für einen großen Kanalabstand bei einem großen Spektralbereich. Die Grenze zwischen beiden Techniken ist fließend und

zwischen fünf und zwanzig Nanometern an Wellenlängenabstand zwischen den Kanälen nach [5], in Abhängigkeit der Kanalanzahl angelegt.

Multiplexer mit hoher Kanalanzahl

Der hohe Brechungsindexunterschied zwischen Silizium und Siliziumdioxid ermöglicht zwar kleinere Strukturen, allerdings fallen auch kleine Produktionsabweichungen vom Ideal in Form von Phasenfehlern einzelner Lichtpfade schnell stark ins Gewicht. Dies wird besonders bei Multiplexern mit mehr als 16 Kanälen entscheidend. Bei AWGs bewirken Seitenwandrauigkeiten und Größenabweichungen der Wellenleiter Phasenfehler. Bei den PCG sind es hauptsächlich Abweichungen in der Geometrie von Reflektoren und die allgemeine Dickenvariation des Schichtwellenleiters. Die Stärken eines Halbleiterwerks zusammen mit dessen Beherrschung spezifischer Produktionstoleranzen entscheidet die Wahl zwischen einem PCG oder einem AWG mit über 20 Kanälen.

Resonatoren

Durch Resonatorstrukturen, wie z. B. Ringresonatoren können im Vergleich zu PCG und AWGs vergleichsweise kompakte Multiplexer hergestellt werden [73]. Zum gegenwärtigen Zeitpunkt ist es jedoch noch nicht möglich, kontrolliert zwei Resonatoren mit gleichen Parametern herzustellen. Dies liegt vor allem an der zu großen Dickenvariation der obersten Siliziumschicht des SOI-Wafers, der großen Kantenrauigkeit der Siliziumstrukturen und der zu großen Herstellungstoleranzen. Werden diese Herausforderungen gelöst, werden Resonatorstrukturen mit hoher Güte in Zukunft PCG und AWGs auf Siliziumdioxid als kompaktere Multiplexer ersetzen.

6.3.3 Laserquelle

Die Laserquelle erzeugt kohärentes Licht bei definierten Wellenlängen und Ausgangsleistungen, um das benötigte Lichtspektrum für das WDM-System des Senders zu erzeugen. Damit das WDM-System optimal funktionieren kann, liegen die Bandbreiten der Spektrallinien mindestens eine Größenordnung unter der Kanalbreite des WDM-Systems. Um durch Strahlenschäden oder Temperaturschwankungen entstandene Verschiebungen der Kanalwellenlänge auszugleichen, ist die Möglichkeit einer Nachjustierung der Laserquelle wünschenswert. Diese Anforderungen können durch eine Reihe von kommerziell erhältlichen Lasern mit verteilter Rückkopplung (DFB-Laser) [74] erfüllt werden. Durch eine verstellbare Temperaturstabilisierung und eine stabilisierte Stromquelle kön-

nen sowohl die schmalen Spektrallinien, als auch die Verstimmbarkeit der Wellenlänge eingehalten werden.

Aus nichtlinearen Mikroresonatoren aufgebaute Frequenzkammgeneratoren, die von einem einzigen Laser gepumpt werden, ermöglichen ein klar definiertes Spektrum mit äquidistantem Frequenzabstand [75]. Diese Technologie ermöglicht eine Einsparung von Komponenten und verhindert eine zufällige Abweichung einer einzelnen Spektrallinie von der geforderten Wellenlänge. Mit Erhöhung der Stabilität und der Ausgangsleistung der Spektrallinien können Frequenzkammgeneratoren in Zukunft Anordnungen aus einzelnen, kostenintensiven Lasern ersetzen.

6.3.4 Optische Konfektionierung von photonischen Komponenten

Die optische Konfektionierung in der Siliziumphotonik befasst sich mit der optischen Kopplung von Glasfasern an Siliziumwellenleiter. Die häufigste Form der Kopplung ist zurzeit die Nutzung von Gitterkopplern. Diese nutzen diffraktive Elemente die Gittereffekte nutzen um Licht aus der Chipebene heraus zu beugen. Diese Form der Kopplung besitzt durchschnittlich 3-5 dB optische Verluste bei einer mechanischen Toleranz von ca. 1 μm in alle Richtungen [76].

Neuere Entwicklungen nutzen Apodisation und Rückseitenmetallisierung der Gitterkoppler um die Verluste bis auf 0,58 dB zu minimieren [77]. Apodisation ist eine Technik in der Siliziumphotonik bei der höhere Beugungsordnungen unterdrückt werden, indem die Gitterelemente nicht mehr äquidistant sind, sondern entsprechend der Glasfaseraustrittsmoden berechnet werden. Ein alternativer Weg ist das photonische Bonden, hierbei werden Polymer-Wellenleiter durch 3D Laser-Lithographie hergestellt, die Glasfasern und Siliziumwellenleiter direkt miteinander verbinden. Gegenwärtig sind Verluste von nur 1,6 dB publiziert worden [78]. Bisherige Entwicklungen in der optischen Konfektionierung von Siliziumphotonik versprechen optische Verluste von unter 1 dB.

6.3.5 Elektronische Konfektionierung von Modulatoren

Optische Modulatoren sind sehr effizient und erreichen einen Energiebedarf von unter 1 fJ/bit, der durch Umladungsverluste der Modulatorkapazität dominiert wird. Diese geringen Verluste können bei einer Einbettung in ein 50 Ω System nicht erreicht werden, da die Energie in einem 50 Ω Widerstand verheizt wird und damit Verluste des Gesamtsystems je nach Spannung auf über 1 mW steigen.

Zukünftige Entwicklungen könnten optische Modulatoren und elektrische Verstärker nicht mehr separiert, sondern zusammen in einer Einheit behandelt werden. Dadurch können wesentlich effizientere Treiberkonzepte verwendet werden. Eine weitere Möglichkeit ist eine Kaskadierung des Modulators in mehrere kleine Komponenten. Dadurch wird die Kapazität der Einzelkomponenten verringert und die elektrische Bandbreite des gesamten kaskadierten Modulators vergrößert, indem an jede Einzelkomponente ein separater Verstärker verbunden wird [79]. Zukünftige Entwicklungen bei der elektrischen Konfektionierung von elektrooptischen Komponenten werden den tatsächlichen Leistungsbedarf von eingebetteten Modulatoren senken und die elektrische Bandbreite erhöhen.

6.3.6 Empfänger

Der Empfänger teilt empfangene optische Signale in die enthaltenen Wellenlängenkanäle auf und wandelt sie in elektrische Signale um. Im einfachsten Fall wird eine Photodiode mit hoher Bandbreite und ein Transimpedanzverstärker verwendet. In der kommerziellen Nachrichtentechnik werden Small Form-factor Pluggable Module (SFP Module) genutzt, die Sender und Empfänger in einem Steckmodul vereinen [80]. Diese sollen empfängerseitig auch für das vorgestellte System verwendet werden.

6.3.7 Weitere Entwicklungen

Höhere Modulationsformate ermöglichen durch Phasen- und Amplitudenkodierung höhere Datenraten [67]. Um die dafür erforderliche bessere Auflösung von Amplitude und Phase zu erreichen, ist ein beherrschbares und zuverlässiges Zusammenspiel von allen Komponenten des Kommunikationssystems unabdingbar. Durch eine kontinuierliche Entwicklung von Komponenten und Systemen in der Siliziumphotonik wird die Qualität stetig erhöht und damit der Einsatz von höheren Modulationsformaten ermöglicht. Für eine weitere Steigerung der Datenrate können zusätzlich Polarisationsmultiplexing und Glasfasern mit mehreren Kernen genutzt werden [81].

6.4 Zusammenfassung

Die Gründe für ein Datenübertragungssystem in Siliziumphotonik, welches das Potential hat Terabit pro Sekunde zu übertragen, sind in diesem Kapitel vorgestellt worden. Einen Bedarf an dieser Technologie zeigt unter anderen die Röntgenkamera AGIPD von DESY, wo die zurzeit niedrige Datenrate einen Flaschenhals in der weiteren Entwicklung der Kameras darstellt. Das neuartige

Konzept zur Umsetzung der siliziumphotonischen Technologie in einem Demonstrator beinhaltet Elemente, wie optische Modulatoren, externe Laserversorgung und optisches Multiplexverfahren. Der für einen Demonstrator entwickelte photonische integrierte Chip enthält vier SOH-Modulatoren die mit zwei optischen Multiplexern verbunden sind.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Im Folgenden werden die wichtigsten Ergebnisse dieser Arbeit zusammengefasst. Weiterhin wird ein Ausblick auf zukünftige Entwicklungen gegeben.

In aktuellen Datenkommunikationssystemen am CERN oder DESY werden Datenraten von 5 Gbit/s bis 10 Gbit/s genutzt. Diese Datenraten reichen bei weitem nicht aus um die volle Leistungsfähigkeit der Detektoren zu entfalten, da die anfallenden Datenmengen nicht mehr vollständig aus den Detektoren ausgelesen werden können. Die vorliegende Arbeit legt den Grundstein für eine Tbit/s-schnelle, elektro-optische Datenübertragungsstrecke, die auf Wellenlängenmultiplexverfahren (WDM) beruht. Dieses System soll zukünftigen physikalischen Experimenten, die unter Extrembedingungen auf engstem Raum hohe Datenraten übermitteln müssen, als Kommunikationsschnittstelle zwischen Experiment und Datenzentrum dienen. Das Kommunikationssystem muss zuverlässig über mindestens 10 Jahre die Daten vom Detektor übermitteln können. Im Einzelnen werden energieeffiziente, optische Komponenten sowie das Zusammenspiel im kompletten optischen Datenübertragungssystem vorgestellt.

Planare konkave Gittermultiplexer

Maßgeschneiderte planare konkave Gittermultiplexer (PCG) ermöglichen effiziente optische Multiplexer. Die Konstruktion der PCG wird durch ein selbstgeschriebenes Programm durchgeführt, welches Multiplexer mit den gewünschten Parametern berechnet. Über unterschiedliche CMOS-Fertigungsanlagen werden diverse PCG konstruiert, hergestellt und vermessen. Das kompakteste PCG besitzt lediglich eine Größe von $180\ \mu\text{m} \times 400\ \mu\text{m}$. Mit neun Kanälen und einem Kanalraster von 10 nm ist es für Laserquellen mit breiten Spektrallinien gut geeignet. Die Transmissionsverluste betragen lediglich 1 dB bei einem Übersprechen von -26 dB. Dieses PCG ist mit seiner geringen Größe und anderen Eigenschaften, vergleichbar mit anderen PCG in der Literatur. Das PCG mit der größten Kanalanzahl nimmt eine Fläche von $1050\ \mu\text{m} \times 550\ \mu\text{m}$ ein. Gleich 45 Kanäle mit einem Kanalraster von nur 2,2 nm wurden hier realisiert. Die Transmissionsverluste betragen weniger als 5 dB bei einem Übersprechen von -16 dB. Verglichen mit anderen PCG aus diversen Publikationen mit einer ähnlich hohen Kanalanzahl besitzt das 45-kanalige PCG die geringste Größe.

SOH-Modulatoren

SOH-Modulatoren nutzen die Polymere mit einem ausgeprägten Pockels-Effekt, sind besonders geeignet für eine Datenübertragungsrate im dreistelligen Gigahertz Bereich unter einer minimalen Leistungsaufnahme von 0,6 fJ/bit. Hierfür wird eine Mach-Zehnder-Konfiguration im Gegentakt betrieben, um die notwendige Spannung zu halbieren. Für die optischen Komponenten wurde in Kooperation mit IMS Chips ein Prozessablauf entwickelt. Dafür wurden anschließend konkrete SOH-Modulatoren entworfen und simuliert. Erstmals wurden vier unterschiedliche Schlitzbreiten (60 nm, 90 nm, 120 nm und 160 nm) für die SOH-Modulatoren miteinander direkt vergleichbar produziert. Die Auswertung mit dem Polymer SEO100 ergibt ein Optimum der Modulationseffizienz bei 120 nm mit einer notwendigen Spannung von $V_{\pi}L$ von 1,0 V für eine π -Verschiebung bei einer Modulatorlänge von 1,0 mm. Die SOH-Modulatoren haben das Potential in optischen Datenübertragungstrecken der nächsten Generation eingesetzt zu werden, sobald die Stabilität des Polymers den Voraussetzungen der Telekommunikationsdienste entspricht.

pn-Modulatoren

pn-Modulatoren können effizient mit CMOS-Techniken realisiert werden. Sie liefern Bandbreiten im zweistelligen Gigahertz-Bereich mit einer Leistungsaufnahme unter einem pJ/bit. Die pn-Modulatoren sind vielversprechende Kandidaten für ein optisches Datenübertragungssystem in einem Umfeld mit intensiver Strahlenbelastung, wie es z.B. in Teilchendetektoren an Kolliderexperimenten der Fall ist. Off-Situ Messungen haben ergeben, dass die bei OpSIS hergestellten pn-Modulatoren bei gegebenem Spannungshub und nach einer Strahlendosis von 1 MGy an ionisierender Röntgenstrahlung eine Halbierung der Phasenauslenkung zeigen. Eine weitere Bestrahlung mit $2,5 \times 10^{11}$ Nickelatomen mit einer Energie von 1,5 GeV zeigt keine messbaren Veränderungen. Eine möglicher Schadensmechanismus erklärt die Abnahme der Modulationseffizienz durch eine stabile Akkumulation von positiven Ladungsträgern an der Grenzfläche zwischen Silizium und Siliziumdioxid. Das elektrische Feld der angesammelten Ladungsträger beeinflusst die Ausbildung der Raumladungszone, die für die Modulation verantwortlich ist. Simulationen von Strahlenschäden wurden an pn-Modulatoren durchgeführt. Einige experimentelle Ergebnisse konnten durch die Simulation bereits gut nachvollzogen werden. Für genauere Simulationen sind jedoch noch weitergehende Untersuchungen notwendig.

Systemdesign

Der erste Schritt für ein Tbit/s-schnelles Datenübertragungssystem ist ein Demonstrator mit einer Bandbreite von 40 Gbit/s. Dieser Demonstrator besitzt bereits die meisten Aspekte, die für einen Tbit/s-schnellen Demonstrator notwendig sind, ist aber günstiger, schneller und übersichtlicher in der Herstellung und Charakterisierung. Die Grundlage des Demonstrators stellt ein optischer Chip mit vier SOH-Modulatoren dar, welche zu einem WDM-System über zwei PCG verbunden sind. Das WDM-System besitzt geringe Grundfläche von $35 \text{ mm} \times 25 \text{ mm}$. Das $V_{\pi L}$ der SOH-Modulatoren beträgt 1 V bei einem Extinktionsverhältnis von 20 dB. Dies ist soweit bekannt, das erste integrierte WDM-System mit SOH-Modulatoren. Es ist weiterhin das erste System in der Siliziumphotonik mit derart geringem $V_{\pi L}$ und gleichzeitig großem Extinktionsverhältnis. Schließlich ist es das erste integrierte WDM-System, welches mit PCG aus Silizium realisiert ist.

Ausblick

Durch das Optimieren einzelner Komponenten und dem Integrieren weiterer Techniken aus der Nachrichtentechnik, wie höhere Modulationsformate oder Polarisationsmultiplexing ist ein System mit einer Bandbreite von Tbit/s in naher Zukunft erreichbar. Die PCG haben das Potential, die Anzahl an parallelen Kanälen auf über hundert zu steigern und die optischen Verluste weiter zu minimieren. Bei den pn-Modulatoren stehen weite Experimente unter Strahlenbelastung und Simulationen an. Mit dem Verständnis der Strahlenschäden durch Simulationen wären Designs mit einer höheren Strahlenresistenz möglich. Dadurch könnten pn-Modulatoren auch in Detektoren mit hoher Strahlenbelastung eingesetzt werden. Erste Simulationen zeigen sogar, dass die durch Bestrahlung hervorgerufene Oxidladung effizientere Modulatoren ermöglichen könnte. In fünf weiteren Jahren soll es einen 5 Tbit/s-schnellen Demonstrator geben. Um die Datenrate noch weiter zu steigern, ist der Einsatz von höheren Modulationsformaten und Polarisationsmultiplexing, wobei zwei verschiedene Polarisationen in einer Glasfaser kombiniert werden, vielversprechend. Mit Abschluss des letzten Demonstrators sollten maßgeschneiderte, elektro-optische, Tbit/s-schnelle Datenübertragungssysteme für die Forschung unter Extrembedingungen verfügbar sein.

8 Literaturverzeichnis

- [1] Cisco, „Cisco Global Cloud Index: Forecast and Methodology“, http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/global-cloud-index-gci/Cloud_Index_White_Paper.html, 2015.
- [2] F. Vasey, „Optical links for LHC: experience from the CMS project and future prospects“, *CERN*, **2004. Jg.**, 2004.
- [3] C. D. Anderson, R. F. Gleason, P. T. Hutchison und P. K. Runge, „An undersea communication system using fiberguide cables“, *Proc. IEEE*, **68. Jg.**, Nr. 10, S. 1299–1303, 1980.
- [4] G. T. Reed, G. Mashanovich, F. Y. Gardes und D. J. Thomson, „Silicon optical modulators“, *Nat. Photonics*, **4. Jg.**, Nr. 8, S. 518–526, 2010.
- [5] S. Pathak, P. Dumon, D. van Thourhout und W. Bogaerts, „Comparison of AWGs and Echelle Gratings for Wavelength Division Multiplexing on Silicon-on-Insulator“, *IEEE Photonics J.*, **6. Jg.**, Nr. 5, S. 1–9, 2014.
- [6] J. Leuthold, W. Freude, J.-M. Brosi, R. Baets, P. Dumon, I. Biaggio, M. L. Scimeca, F. Diederich, B. Frank und C. Koos, „Silicon Organic Hybrid Technology—A Platform for Practical Nonlinear Optics“, *Proc. IEEE*, **97. Jg.**, Nr. 7, S. 1304–1316, 2009.
- [7] T. W. Baehr-Jones und M. J. Hochberg, „Polymer Silicon Hybrid Systems: A Platform for Practical Nonlinear Optics“, *J. Phys. Chem. C*, **112. Jg.**, Nr. 21, S. 8085–8090, 2008.
- [8] K. Izumi, Y. Ōmura und T. Sakai, „Simox technology and its application to CMOS LSIS“, *JEM*, **12. Jg.**, Nr. 5, S. 845–861, 1983.
- [9] *Soitec - Revolutionary semiconductor materials for energy and electronics*. Verfügbar unter: <http://www.soitec.com/de/>, (20.03.2015).
- [10] R. Palmer, „Silicon Photonic Integrated Circuits for Low - power Applications“, IPQ, KIT, Karlsruhe, 2014.
- [11] C. G. Poulton, C. Koos, M. Fujii, A. Pfrang, T. Schimmel, J. Leuthold und W. Freude, „Radiation Modes and Roughness Loss in High Index-Contrast Waveguides“, *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, **12. Jg.**, Nr. 6, S. 1306–1321, 2006.
- [12] S. Selvaraja, W. Bogaerts, P. Absil, D. van Thourhout und R. Baets, „Record low-loss hybrid rib/wire waveguides for silicon photonic circuits“, *IEEE*, 2010.

- [13] M. Bachmann, P. A. Besse und H. Melchior, „General self-imaging properties in $N \times N$ multimode interference couplers including phase relations“, *Applied optics*, **33. Jg.**, Nr. 18, S. 3905–3911, 1994.
- [14] D. Taillaert, F. van Laere, M. Ayre, W. Bogaerts, D. van Thourhout, P. Bienstman und R. Baets, „Grating Couplers for Coupling between Optical Fibers and Nanophotonic Waveguides“, *Jpn. J. Appl. Phys.*, **45. Jg.**, 8A, S. 6071–6077, 2006.
- [15] L. Chrostowski, J. Flueckiger, C. Lin, M. Hochberg, J. Pond, J. Klein, J. Ferguson und C. Cone, „Design methodologies for silicon photonic integrated circuits“ in *SPIE OPTO: SPIE*, S. 89890G, 2014.
- [16] A. Banerjee, Y. Park, F. Clarke, H. Song, S. Yang, G. Kramer, K. Kim und B. Mukherjee, „Wavelength-division-multiplexed passive optical network (WDM-PON) technologies for broadband access: A review [Invited]“, *J. Opt. Netw.*, **4. Jg.**, Nr. 11, S. 737, 2005.
- [17] R. Roka, „The utilization of the DWDM/CWDM combination in the metro/access networks“ in *SympoTIC'03. Joint 1st Workshop on Mobile Future and Symposium on Trends in Communications*, S. 160–162.
- [18] W. Bogaerts, S. K. Selvaraja, P. Dumon, J. Brouckaert, K. de Vos, D. van Thourhout und R. Baets, „Silicon-on-Insulator Spectral Filters Fabricated With CMOS Technology“, *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, **16. Jg.**, Nr. 1, S. 33–44, 2010.
- [19] V. Veerasubramanian, G. Beaudin, A. Giguère, B. Le Drogoff, V. Aimez und A. G. Kirk, „Waveguide-coupled drop filters on SOI using quarter-wave shifted sidewalled grating resonators“, *Optics express*, **20. Jg.**, Nr. 14, S. 15983–15990, 2012.
- [20] M. R. Pearson, A. Bezinger, A. Delage, J. W. Fraser, S. Janz, P. E. Jessop und D.-X. Xu, „Arrayed waveguide grating demultiplexers in silicon-on-insulator“ in *Symposium on Integrated Optoelectronics: SPIE*, S. 11–18, 2000.
- [21] R. J. Lycett, D. F. G. Gallagher und V. J. Brulis, „Perfect Chirped Echelle Grating Wavelength Multiplexor: Design and Optimization“, *IEEE Photonics J.*, **5. Jg.**, Nr. 2, S. 2400123, 2013.
- [22] S. Xiao, M. H. Khan, H. Shen und M. Qi, „Multiple-channel silicon micro-resonator based filters for WDM applications“, *Opt. Express*, **15. Jg.**, Nr. 12, S. 7489, 2007.
- [23] M. Streshinsky, R. Ding, Y. Liu, A. Novack, Y. Yang, Y. Ma, X. Tu, Chee, Edward Koh Sing, A. E.-J. Lim, P. G.-Q. Lo, T. Baehr-Jones und M. Hochberg, „Low power 50 Gb/s silicon traveling wave Mach-Zehnder

- modulator near 1300 nm“, *Optics express*, **21. Jg.**, Nr. 25, S. 30350–30357, 2013.
- [24] S. Akiyama, M. Imai, T. Baba, T. Akagawa, N. Hirayama, Y. Noguchi, M. Seki, K. Koshino, M. Toyama, T. Horikawa und T. Usuki, „Compact PIN-Diode-Based Silicon Modulator Using Side-Wall-Grating Waveguide“, *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, **19. Jg.**, Nr. 6, S. 74–84, 2013.
- [25] G. Cocorullo, M. Iodice, I. Rendina und P. M. Sarro, „Silicon thermo-optical micromodulator with 700-kHz -3-dB bandwidth“, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, **7. Jg.**, Nr. 4, S. 363–365, 1995.
- [26] Zhuang Li, Yongqi He, B. F. Jorgensen und R. J. Pedersen, „Extinction ratio effect for high-speed optical fiber transmissions“ in *ICCT'98. 1998 International Conference on Communication Technology. Proceedings*, S. 5, 1998.
- [27] P. J. Winzer und R.-J. Essiambre, „Advanced Modulation Formats for High-Capacity Optical Transport Networks“, *J. Lightwave Technol.*, **24. Jg.**, Nr. 12, S. 4711–4728, 2006.
- [28] H. A. Rowland, „LXI. Preliminary notice of the results accomplished in the manufacture and theory of gratings for optical purposes“, *Philosophical Magazine Series 5*, **13. Jg.**, Nr. 84, S. 469–474, 1882.
- [29] H. A. Rowland, „XXIX. On concave gratings for optical purposes“, *Philosophical Magazine Series 5*, **16. Jg.**, Nr. 99, S. 197–210, 1883.
- [30] F. Horst, W. M. J. Green, B. J. Offrein und Y. Vlasov, „Echelle grating WDM (de-)multiplexers in SOI technology, based on a design with two stigmatic points“ in *Photonics Europe: SPIE*, S. 69960R-69960R-8, 2008.
- [31] Kane Yee, „Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media“, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, **14. Jg.**, Nr. 3, S. 302–307, 1966.
- [32] M. H. Nazari und A. Emami-Neyestanak, „A 15-Gb/s 0.5-mW/Gbps Two-Tap DFE Receiver With Far-End Crosstalk Cancellation“, *IEEE J. Solid-State Circuits*, **47. Jg.**, Nr. 10, S. 2420–2432, 2012.
- [33] P. Dumon, W. Bogaerts, R. Baets, J.-M. Fedeli und L. Fulbert, „Towards foundry approach for silicon photonics: Silicon photonics platform ePIXfab“, *Electron. Lett.*, **45. Jg.**, Nr. 12, S. 581, 2009.
- [34] P. Skwierawski, M. Schneider, D. Karnick, L. Eisenblätter und M. Weber, „A silicon photonic wavelength division multiplex system for high-speed data transmission in detector instrumentation“, *J. Inst.*, **11. Jg.**, Nr. 01, S. C01045-C01045, 2016.

- [35] J.-M. Brosi, C. Koos, L. C. Andreani, M. Waldow, J. Leuthold und W. Freude, „High-speed low-voltage electro-optic modulator with a polymer-infiltrated silicon photonic crystal waveguide“, *Opt. Express*, **16. Jg.**, Nr. 6, S. 4177, 2008.
- [36] C. Bosshard, R. Spreiter, U. Meier, I. Liakatas, M. Bösch, M. Jäger, S. Manetta, S. Follonier und P. Günter, „Organic Materials for Second-Order Nonlinear Optics“ in *Crystal Engineering: From Molecules and Crystals to Materials*, D. Braga, F. Grepioni, and A. G. Orpen, Eds., Dordrecht: Springer Netherlands, 1999, S. 261–278.
- [37] C. Koos, J. Leuthold, W. Freude, M. Kohl, L. Dalton, W. Bogaerts, A. L. Giesecke, M. Lauermann, A. Melikyan, S. Koeber, S. Wolf, C. Weimann, S. Muehlbrandt, K. Koehnle, J. Pfeifle, R. Palmer, L. Alloatti, D. Elder, T. Wahlbrink und J. Bolten, „Silicon-Organic Hybrid (SOH) and Plasmonic-Organic Hybrid (POH) Integration“ in *Proceedings Optical Fiber Communication Conference*, Washington, DC: OSA The Optical Society, S. Tu2A.1, 2015.
- [38] M. Kaschel, F. Letzkus, J. Butschke, P. Skwierawski, M. Schneider, M. Weber, „Echelle grating for Silicon Photonics applications: integration of Electron Beam Lithography in the process flow and first results“, *Photonics Europe*, 2016.
- [39] R. Palmer, L. Alloatti, D. Korn, W. Heni, P. C. Schindler, J. Bolten, M. Karl, M. Waldow, T. Wahlbrink, W. Freude, C. Koos und J. Leuthold, „Low-Loss Silicon Strip-to-Slot Mode Converters“, *IEEE Photonics J.*, **5. Jg.**, Nr. 1, S. 2200409, 2013.
- [40] L. Alloatti, D. Korn, R. Palmer, D. Hillerkuss, J. Li, A. Barklund, R. Dinu, J. Wieland, M. Fournier, J. Fedeli, H. Yu, W. Bogaerts, P. Dumon, R. Baets, C. Koos, W. Freude und J. Leuthold, „42.7 Gbit/s electro-optic modulator in silicon technology“, *Optics express*, **19. Jg.**, Nr. 12, S. 11841–11851, 2011.
- [41] H. Spieler, „Introduction to radiation-resistant semiconductor devices and circuits“ in *Beam instrumentation*, S. 23–49.
- [42] S. Seif El Nasr-Storey, F. Boeuf, C. Baudot, S. Detraz, J. M. Fedeli, D. Marris-Morini, L. Olantera, G. Pezzullo, C. Sigaud, C. Soos, J. Troska, F. Vasey, L. Vivien, M. Zeiler und M. Ziebell, „Effect of Radiation on a Mach–Zehnder Interferometer Silicon Modulator for HL-LHC Data Transmission Applications“, *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, **62. Jg.**, Nr. 1, S. 329–335, 2015.

- [43] P. Dumon, R. Kappeler, D. Barros, I. McKenzie, D. Doyle und R. Baets, „Measured radiation sensitivity of silica-on-silicon and silicon-on-insulator micro-phonic devices for potential space application“ in *Optics & Photonics 2005*: SPIE, S. 58970D-58970D-10, 2005.
- [44] E. Holmström, A. Kuronen und K. Nordlund, „Threshold defect production in silicon determined by density functional theory molecular dynamics simulations“, *Phys. Rev. B*, **78. Jg.**, Nr. 4, 2008.
- [45] R. Siemieniec, F.-J. Niedernostheide, H.-J. Schulze, W. Südkamp, U. Kellner-Werdehausen, J. Lutz, „Radiation-Induced Defects in Silicon“
- [46] R. Soref und B. Bennett, „Electrooptical effects in silicon“, *IEEE J. Quantum Electron.*, **23. Jg.**, Nr. 1, S. 123–129, 1987.
- [47] C. Kittel und H. Kroemer, *Thermal physics*, 2. Aufl. New York: W.H. Freeman and Company, 1998.
- [48] T. Baehr-Jones, R. Ding, A. Ayazi, T. Pinguet, M. Streshinsky, N. Harris, J. Li, L. He, M. Gould, Y. Zhang, A. E.-J. Lim, T.-Y. Liow, S. H.-G. Teo, G.-Q. Lo und M. Hochberg, „A 25 Gb/s Silicon Photonics Platform“, <http://arxiv.org/abs/1203.0767v1>, 2012.
- [49] T.P. Ma und P.V. Dressendorfer, Hg., *Ionizing radiation effects in MOS devices and circuits*. New York: Wiley, 1989.
- [50] T. R. Oldham, F. B. McLean, H. E. Boesch und J. M. McGarrity, „An overview of radiation-induced interface traps in MOS structures“, *Semicond. Sci. Technol.*, **4. Jg.**, Nr. 12, S. 986–999, 1989.
- [51] J. Zhang, E. Fretwurst, R. Klanner, I. Pintilie, J. Schwandt und M. Turcato, „Investigation of X-ray induced radiation damage at the Si-SiO₂ interface of silicon sensors for the European XFEL“, *J. Inst.*, **7. Jg.**, Nr. 12, S. C12012-C12012, 2012.
- [52] S. Seif El Nasr-Storey, F. Boeuf, C. Baudot, S. Detraz, J. M. Fedeli, D. Marris-Morini, L. Olantera, G. Pezzullo, C. Sigaud, C. Soos, J. Troska, F. Vasey, L. Vivien, M. Zeiler und M. Ziebell, „Modeling TID Effects in Mach-Zehnder Interferometer Silicon Modulator for HL-LHC Data Transmission Applications“, *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, **62. Jg.**, Nr. 6, S. 2971–2978, 2015.
- [53] P. Fernandez-Martinez, I. Cortes, S. Hidalgo, D. Flores und F. R. Palomo, „Simulation of Total Ionising Dose in MOS capacitors“ in *2011 Spanish Conference on Electron Devices (CDE)*, S. 1–4.
- [54] G. Keiser, „Optical Fiber Communications“ in *Encyclopedia of Telecommunications*, J. G. Proakis, Ed., New York: Wiley-Interscience, 2008.

- [55] N. Izhaky, M. T. Morse, S. Koehl, O. Cohen, D. Rubin, A. Barkai, G. Sarid, R. Cohen und M. J. Paniccia, „Development of CMOS-Compatible Integrated Silicon Photonics Devices“, *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, **12. Jg.**, Nr. 6, S. 1688–1698, 2006.
- [56] K. Debnath, H. Arimoto, M. K. Husain, A. Prasmusinto, A. Al-attili, R. Petra, H. M. H. Chong, G. T. Reed und S. Saito, „Low-Loss Silicon Waveguides and Grating Couplers Fabricated Using Anisotropic Wet Etching Technique“, *Front. Mater.*, **3. Jg.**, S. 401, 2016.
- [57] I. Frohlich, M. Kajetanowicz, K. Korcyl, W. Krzemien, M. Palka, P. Salabura, C. Schrader, P. Skott, H. Strobele, J. Stroth, A. Tarantola, M. Traxler, R. Trebacz und S. Yurevich, „A General Purpose Trigger and Readout Board for HADES and FAIR-Experiments“, *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, **55. Jg.**, Nr. 1, S. 59–66, 2008.
- [58] R. Ballabriga, M. Campbell, E. H. M. Heijne, X. Llopart und L. Tlustos, „The Medipix3 Prototype, a Pixel Readout Chip Working in Single Photon Counting Mode with Improved Spectrometric Performance“ in *2006 IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record*, S. 3557–3561.
- [59] D. Pennicard, S. Lange, S. Smoljanin, H. Hirsemann, H. Graafsma, M. Epple, M. Zuvic, M.-O. Lampert, T. Fritzscht und M. Rothermund, „The LAMBDA photon-counting pixel detector“, *J. Phys.: Conf. Ser.*, **425. Jg.**, Nr. 6, S. 062010, 2013.
- [60] D. Pennicard, S. Lange, S. Smoljanin, H. Hirsemann und H. Graafsma, „LAMBDA — Large Area Medipix3-Based Detector Array“, *J. Inst.*, **7. Jg.**, Nr. 11, S. C11009-C11009, 2012.
- [61] D. Pennicard, S. Lange, S. Smoljanin, J. Becker, H. Hirsemann, M. Epple und H. Graafsma, „Development of LAMBDA: Large Area Medipix-Based Detector Array“, *J. Inst.*, **6. Jg.**, Nr. 11, S. C11009-C11009, 2011.
- [62] C. del Río Campos, P. R. Horche und A. Martin-Minguez, „Interaction of Semiconductor Laser Chirp with Fiber Dispersion: Impact on WDM Directly Modulated System Performance“, *CENICS*, S. 17–22, 2011.
- [63] E. L. Wooten, K. M. Kissa, A. Yi-Yan, E. J. Murphy, D. A. Lafaw, P. F. Hallemeier, D. Maack, D. V. Attanasio, D. J. Fritz, G. J. McBrien und D. E. Bossi, „A review of lithium niobate modulators for fiber-optic communications systems“, *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, **6. Jg.**, Nr. 1, S. 69–82, 2000.
- [64] R. Lang und K. Kobayashi, „Suppression of the relaxation oscillation in the modulated output of semiconductor lasers“, *IEEE J. Quantum Electron.*, **12. Jg.**, Nr. 3, S. 194–199, 1976.

- [65] C. R. Pollock und M. Lipson, *Integrated Photonics*. Boston: Springer US, 2003.
- [66] J. Guenter, B. Hawkins, R. Hawthorne und G. Landry, „Reliability of VCSELs for >25Gb/s“ in *Optical Fiber Communication Conference*, S. M3G.2.
- [67] D. Hillerkuss, R. Schmogrow, M. Meyer, S. Wolf, M. Jordan, P. Kleinow, N. Lindenmann, P. C. Schindler, A. Melikyan, X. Yang, S. Ben-Ezra, B. Nebendahl, M. Dreschmann, J. Meyer, F. Parmigiani, P. Petropoulos, B. Resan, A. Oehler, K. Weingarten, L. Altenhain, T. Ellermeyer, M. Moeller, M. Huebner, J. Becker, C. Koos, W. Freude und J. Leuthold, „Single-Laser 325 Tbit/s Nyquist WDM Transmission“, *J. Opt. Commun. Netw.*, **4. Jg.**, Nr. 10, S. 715, 2012.
- [68] J. L. Zyskind, „Erbium-doped fiber amplifiers“ in *Fiber Laser Sources and Amplifiers III*: SPIE, S. 14–23, 1992.
- [69] L. Alloatti, R. Palmer, S. Diebold, K. P. Pahl, B. Chen, R. Dinu, M. Fournier, J.-M. Fedeli, T. Zwick, W. Freude, C. Koos und J. Leuthold, „100 GHz silicon–organic hybrid modulator“, *Light Sci Appl*, **3. Jg.**, Nr. 5, S. e173, 2014.
- [70] F. Y. Gardes, G. T. Reed, N. G. Emerson und C. E. Png, „A sub-micron depletion-type photonic modulator in Silicon On Insulator“, *Opt. Express*, **13. Jg.**, Nr. 22, S. 8845, 2005.
- [71] J. Luo, S. Huang, Z. Shi, B. M. Polishak, X.-H. Zhou und A. K. Jen, „Tailored Organic Electro-optic Materials and Their Hybrid Systems for Device Applications“ (en), *Chem. Mater.*, **23. Jg.**, Nr. 3, S. 544–553, 2011.
- [72] W. M. Green, M. J. Rooks, L. Sekaric und Y. A. Vlasov, „Ultra-compact, low RF power, 10 Gb/s silicon Mach-Zehnder modulator“, *Opt. Express*, **15. Jg.**, Nr. 25, S. 17106, 2007.
- [73] W. Bogaerts, P. de Heyn, T. van Vaerenbergh, K. de Vos, S. Kumar Selvaraja, T. Claes, P. Dumon, P. Bienstman, D. van Thourhout und R. Baets, „Silicon microring resonators“, *Laser & Photon. Rev.*, **6. Jg.**, Nr. 1, S. 47–73, 2012.
- [74] M. Osinski und J. Buus, „Linewidth broadening factor in semiconductor lasers--An overview“, *IEEE J. Quantum Electron.*, **23. Jg.**, Nr. 1, S. 9–29, 1987.
- [75] J. Pfeifle, V. Brasch, M. Lauermann, Y. Yu, D. Wegner, T. Herr, K. Hartinger, P. Schindler, J. Li, D. Hillerkuss, R. Schmogrow, C. Weimann, R. Holzwarth, W. Freude, J. Leuthold, T. J. Kippenberg und C. Koos,

- „Coherent terabit communications with microresonator Kerr frequency combs“, *Nature photonics*, **8. Jg.**, Nr. 5, S. 375–380, 2014.
- [76] Y. Wang, J. Flueckiger, C. Lin und L. Chrostowski, „Universal grating coupler design“ in *Photonics North 2013*: SPIE, S. 89150Y, 2013.
- [77] Y. Ding, C. Peucheret, H. Ou und K. Yvind, „Fully etched apodized grating coupler on the SOI platform with -0.58 dB coupling efficiency“, *Optics letters*, **39. Jg.**, Nr. 18, S. 5348–5350, 2014.
- [78] N. Lindenmann, S. Dottermusch, M. L. Goedecke, T. Hoose, M. R. Billah, T. P. Onanuga, A. Hofmann, W. Freude und C. Koos, „Connecting Silicon Photonic Circuits to Multicore Fibers by Photonic Wire Bonding“, *J. Lightwave Technol.*, **33. Jg.**, Nr. 4, S. 755–760, 2015.
- [79] L. Zimmermann, "Next generation More than Moore – monolithic integration of silicon photonics and highperformance SiGe:C BiCMOS", personal communication, Jan. 2016.
- [80] S. Bhoja, A. Ghiasi, Y. Chang, B. Mayampurath, M. Dudek, S. Inano und E. Tsumura, „Next-generation 10 GBaud module based on emerging SFP+ with host-based EDC [Topics in Optical Communications]“, *IEEE Commun. Mag.*, **45. Jg.**, Nr. 3, S. S32-S38, 2007.
- [81] K. Igarashi, T. Tsuritani, I. Morita, Y. Tsuchida, K. Maeda, M. Tadakuma, T. Saito, K. Watanabe, K. Imamura, R. Sugizaki und M. Suzuki, „Super-Nyquist-WDM transmission over 7,326-km seven-core fiber with capacity-distance product of 1.03 Exabit/s · km“, *Optics express*, **22. Jg.**, Nr. 2, S. 1220–1228, 2014.