

Untersuchungen zur Strahlenhärte des optischen Datenübertragungssystems für den ATLAS-Pixeldetektor

Diplomarbeit
zur Erlangung des akademischen Grades
Diplom-Physiker

dem Fachbereich Physik der
Universität Siegen

vorgelegt von
Axel Roggenbuck

Dezember 2005

Inhaltsverzeichnis

| | | |
|----------|--|-----------|
| 1 | Einleitung | 1 |
| 1.1 | Die Physik am LHC | 1 |
| 1.2 | Das ATLAS-Experiment | 2 |
| 1.3 | Der Pixeldetektor | 4 |
| 2 | Die optische Datenverbindung des Pixeldetektors | 6 |
| 2.1 | Gründe für eine optische Datenübertragung | 6 |
| 2.2 | Überblick über die optische Übertragungsstrecke | 7 |
| 2.3 | Das Opto-Board | 9 |
| 2.4 | Der VCSEL | 10 |
| 2.5 | Die PIN-Diode | 13 |
| 2.6 | Die ASICs | 14 |
| 2.6.1 | Der VDC | 14 |
| 2.6.2 | Der DORIC | 15 |
| 2.7 | Die optischen Fasern | 16 |
| 2.8 | Die Komponenten auf der Kontrollraumseite | 17 |
| 2.8.1 | Die BPM-Karte | 17 |
| 2.8.2 | Die DRX-Karte | 17 |
| 2.9 | Messungen zur Qualitätssicherung | 18 |
| 3 | Das Siegener Opto-Board-Testsystem | 20 |
| 3.1 | Beschreibung des Testsystems | 20 |
| 3.2 | Kalibrierung der Dioden | 23 |
| 3.3 | Messung optischer Leistungen | 27 |
| 4 | Strahlenshärte der optischen Datenübertragungsstrecke | 34 |
| 4.1 | Strahlenschäden in Halbleitern | 35 |
| 4.1.1 | Ionisationsschäden | 35 |
| 4.1.2 | Versetzungsschäden | 36 |
| 4.1.3 | Auswirkungen auf den VCSEL | 37 |
| 4.1.4 | Auswirkungen auf die PIN-Diode | 38 |
| 4.1.5 | Auswirkungen auf die ASICs | 39 |
| 4.1.6 | Auswirkungen auf die optischen Fasern | 40 |
| 4.1.7 | Annealing | 40 |
| 4.2 | Strahlungsumgebung im Inneren Detektor | 41 |
| 4.3 | Ergebnisse früherer Messungen | 42 |
| 4.3.1 | Der VCSEL | 42 |
| 4.3.2 | Die PIN-Diode | 43 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| 4.3.3 | Die ASICs | 43 |
| 4.3.4 | Die optischen Fasern | 43 |
| 4.4 | Opto-Board-Bestrahlung CERN 2004 — Aufbau | 45 |
| 4.5 | Opto-Board-Bestrahlung CERN 2004 — Auswertung und Ergebnisse | 50 |
| 4.5.1 | Leistungsaufnahme der Opto-Boards | 50 |
| 4.5.2 | Optische Ausgangsleistung der VCSEL | 51 |
| 4.5.3 | Qualität der optischen Signale | 55 |
| 4.5.4 | Responsivität der PIN-Dioden | 56 |
| 4.5.5 | Dunkelstrom der PIN-Dioden | 57 |
| 4.5.6 | QA-Messungen an den DORIC-Signalen | 58 |
| 4.5.7 | Bitfehlerschwellen | 62 |
| 4.5.8 | Single Event Upsets | 64 |
| 5 | Zusammenfassung | 66 |
| A | Die FPGA-Konfiguration der Steuerkarte | 68 |
| A.1 | Die Steuerkarte | 68 |
| A.2 | Die Programmierung des FPGAs | 68 |
| A.2.1 | Die GPIB-Befehle | 71 |
| A.2.2 | Beschreibung der Funktionen | 72 |
| A.3 | VHDL-Code-Beispiel | 77 |
| B | Laserschwellen (zu Abschnitt 3.3) | 79 |
| C | Diagramme zu Abschnitt 4.5.2 | 82 |
| D | Verwendete Abkürzungen | 86 |
| | Literaturverzeichnis | 87 |
| | Danksagung | 91 |
| | Erklärung | 92 |

1 Einleitung

Das Hochenergiephysikexperiment ATLAS (A Toroidal LHC Apparatus) ist eines von vier Experimenten am neuen Beschleunigerring LHC (Large Hadron Collider) des europäischen Forschungszentrums für Teilchenphysik (CERN).

Diese Diplomarbeit beschäftigt sich mit der optischen Datenübertragungstrecke des Pixeldetektors, der innersten Komponente des ATLAS-Detektors. Die detektorseitige Datenübertragungseinheit (Opto-Board) befindet sich derzeit in der Produktionsphase.

Der Schwerpunkt dieser Arbeit liegt auf der Untersuchung der Strahlenhärte der optischen Verbindung anhand der Bestrahlung von vier Opto-Boards aus der Vorproduktion. Außerdem wird das Testsystem beschrieben, das zur Untersuchung der Qualität der Opto-Boards während der Produktion und beim Einbau in den Detektor entwickelt wurde.

Dieses einführende Kapitel gibt einen Überblick über den LHC und das ATLAS-Experiment [1].

1.1 Die Physik am LHC

Am CERN wird derzeit der Large Hadron Collider (LHC) gebaut. Er soll im Jahre 2007 seinen Betrieb aufnehmen. In diesem neuen Beschleuniger werden Protonen gegenläufig beschleunigt und an vier Wechselwirkungspunkten mit Schwerpunktsenergien von bis zu 14 TeV zur Kollision gebracht. Dabei treffen alle 25 ns zwei Protonen-Pakete aufeinander (bunch crossing), wobei es bei der vorgesehenen Luminosität von $10^{34} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ im Mittel zu etwa 23 Wechselwirkungen kommt. Der LHC übertrifft damit alle bisherigen Beschleuniger und ermöglicht, eine Reihe offener Fragen in der Hochenergiephysik zu untersuchen.

Das prominenteste Thema ist die Suche nach dem — vom Standardmodell vorhergesagten, jedoch bisher nicht entdeckten — Higgs-Boson, dessen Massenuntergrenze derzeit bei $114 \text{ GeV}/c^2$ liegt [2].

Weiterhin wird mit dem LHC ein Energiebereich erreicht, in dem von supersymmetrischen Erweiterungen des Standardmodells vorhergesagte Teilchen erwartet werden.

Ein anderer Schwerpunkt ist die Untersuchung des B-Mesonensystems, z.B. der CP-Verletzung, da bei den Proton-Proton-Zusammenstößen sehr viele Paare von Bottom-Quark und Anti-Bottom-Quark entstehen.

Weitere wichtige Punkte des LHC-Physik-Programms sind präzise Messungen fundamentaler Parameter des Standardmodells wie den Massen des W-Bosons oder des Top-Quarks.

1.2 Das ATLAS-Experiment

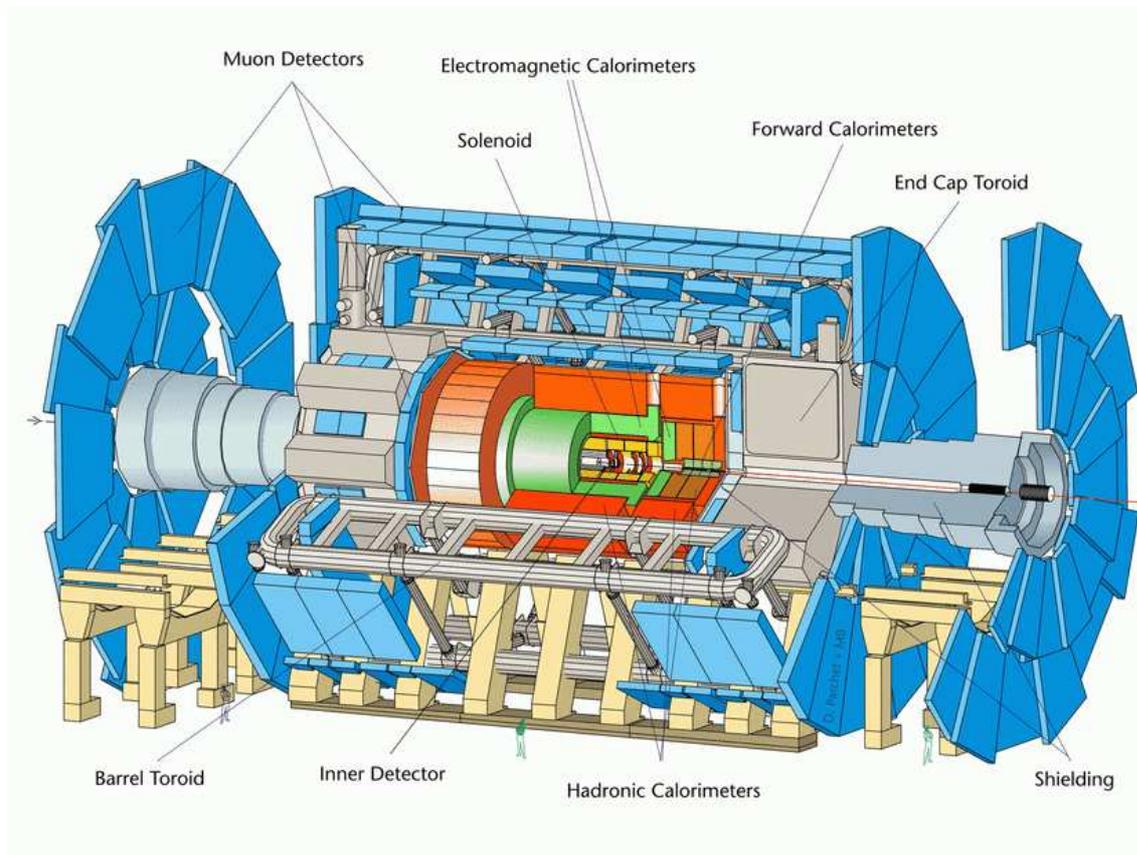


Abb. 1.1: Der ATLAS-Detektor (schematisch)[1]

Der ATLAS-Detektor ist einer der beiden 4π -Vielzweckdetektoren des LHC. Seine Länge wird 42 m, sein Durchmesser 22 m und sein Gewicht 7000 t betragen. Der Aufbau ist in Abbildung 1.1 schematisch dargestellt.

Der Detektor besitzt den für Kollisionsexperimente typischen zwiebelschalenartigen Aufbau und besteht aus drei Komponenten: dem Inneren Detektor zur Spur- und Vertexrekonstruktion, den elektromagnetischen und hadronischen Kalorimetern zur Energiebestimmung und dem äußeren Myon-Spektrometer.

Der Innere Detektor setzt sich aus drei verschiedenen Spurdetektoren zusammen (Abb. 1.2).

Im Innersten, den Wechselwirkungspunkt umschließend, befindet sich der Pixel-detektor, der besonders für die Spurrekonstruktion und Sekundärvertexermittlung kurzlebiger Teilchen wie dem B-Meson oder dem τ -Lepton wichtig ist. Er besteht im Zentralbereich (Barrel-Bereich) aus drei zylinderförmigen Lagen und jeweils drei Scheiben in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung (Disk-Bereich). Sein Aufbau wird im nächsten Abschnitt ausführlicher beschrieben.

Daran schließt sich der Streifendetektor SCT (Semiconductor Tracker) an, mit 4 Lagen bei Radien von 30, 37, 45 und 52 cm und je 9 Scheiben an beiden Enden. Das sensitive Material ist in Streifen von 12.8 cm Länge und $80\ \mu\text{m}$ Breite unterteilt. Jede

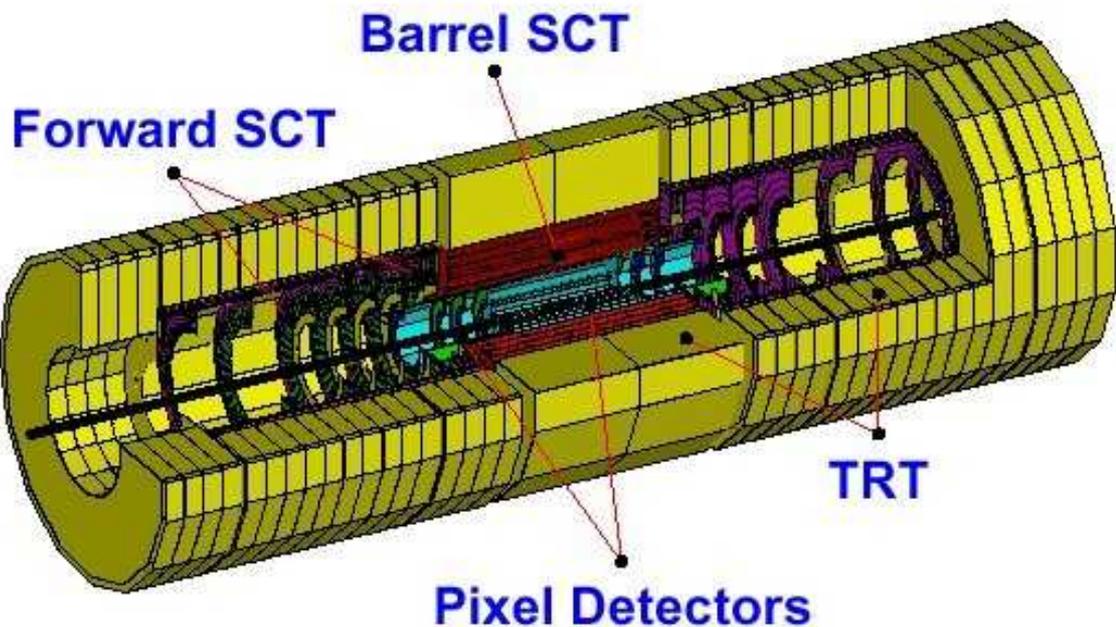


Abb. 1.2: Der Innere Detektor von ATLAS (schematisch)[3]

Detektorlage wird von zwei Streifenlagen gebildet, die um 40 mrad gegeneinander gedreht sind und so auch in Längsrichtung der Streifen eine gute Auflösung von etwa 580 nm ermöglichen. Pixel- und Streifendetektor sind Halbleiterdetektoren und benutzen ähnliche optische Systeme zur Datenauslese.

Der äußere Teil des Inneren Detektors ist der Übergangstrahlungsdetektor TRT (Transition Radiation Tracker) mit einem äußeren Radius von etwa 1.1 m. Er besteht aus etwa 420 000 Drahtkammern von 4 mm Durchmesser. Durch Driftzeitmessung besitzen diese eine Auflösung von $170 \mu\text{m}$ in $r-\phi$ im Barrel-Bereich (Die z -Richtung ist entlang des Strahlrohrs). Mit Hilfe zweier verschiedener Schwellen kann zwischen Treffern durch hindurchtretende Teilchen und durch Übergangstrahlung unterschieden werden. Dies liefert Informationen zur Identifizierung von Elektronen.

Um eine Impulsbestimmung zu ermöglichen, wird der Innere Detektor von einem supraleitenden Solenoid-Magneten umgeben, der ein Magnetfeld von 2 T parallel zur Strahlachse erzeugt.

Das Kalorimetersystem besteht aus zwei Teilsystemen, dem elektromagnetischen und dem hadronischen Kalorimeter. Die Kalorimeter befinden sich innerhalb des Myonspektrometers in einem 11 m langen Support-Zylinder mit 8.5 m Durchmesser. Es handelt sich dabei um Sampling-Kalorimeter, die aus abwechselnden Schichten eines aktiven Mediums und eines passiven Absorbermaterials bestehen. Abhängig von den verschiedenen Anforderungen und Strahlenbelastungen werden mehrere unterschiedliche Techniken eingesetzt. Als aktives Medium wird bei beiden Kalorimetern hauptsächlich flüssiges Argon verwendet. Das Absorbermaterial ist im elektromagnetischen Kalorimeter Blei, im Vorwärts- und Endkappenbereich des Hadronkalorimeters Kupfer oder Wolfram. Im Barrel-Bereich des Hadron-Kalorimeters (Tile-Kalorimeter) werden Plastikszintillatoren mit Eisenabsorber eingesetzt.

Das Myon-Spektrometer Im äußeren Teil des ATLAS-Detektors befinden sich drei Lagen Myon-Kammern. Es werden verschiedene Detektortypen eingesetzt. Monitored Drift Tubes (MDT) und im Vorwärtsbereich Cathode Strip Chambers (CSC) dienen der Orts- und Impulsmessung der Myonen, während Resistive Plate Chambers (RPC) und Thin Gap Chambers (TGC) als Triggerkammern eingesetzt werden, der zweiten wichtigen Funktion des ATLAS-Myon-Systems. Supraleitende Toroidmagnete erzeugen ein Magnetfeld ringförmig um die Strahlachse und ermöglichen so eine gute Impulsauflösung der Myonen.

1.3 Der Pixeldetektor

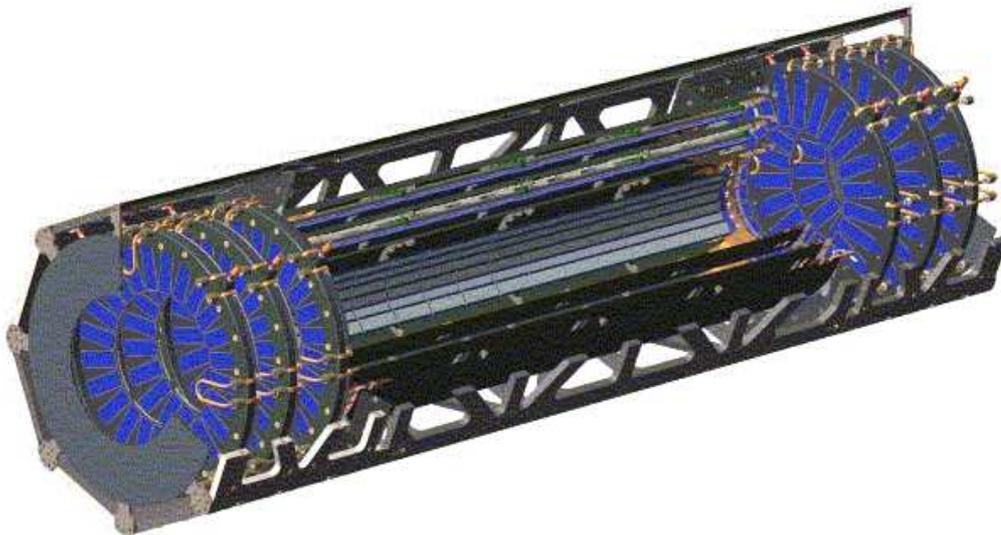


Abb. 1.3: Der Pixeldetektor (schematisch) [4]

Der ATLAS-Pixeldetektor (Abb. 1.3) ist ausgelegt für eine hohe Ortsauflösung der Teilchenbahnen möglichst nahe am Wechselwirkungspunkt. Er besteht aus drei zylinderförmigen Lagen mit Radien von 5 cm, 9 cm und 12 cm ([5], geändert seit dem TDR) sowie jeweils drei Scheiben zwischen Radien von 9-15 cm auf jeder Seite. Dies ergibt eine gesamte Länge von 1.3 m. Die innerste Lage wird als B-Lage, die beiden folgenden als Lage 1 und Lage 2 bezeichnet.

Die Sensoren bestehen aus Silizium und sind in $50\ \mu\text{m} \times 400\ \mu\text{m}$ große Pixel segmentiert. Es handelt sich dabei im Prinzip um einen in Sperrichtung betriebenen PN-Übergang. Ein durchfliegendes geladenes Teilchen erzeugt in der Verarmungszone Elektron-Loch-Paare, die von der angelegten Spannung abgesaugt werden und zu einem Ladungssignal führen. Der Pixeldetektor liefert neben der Information, welcher Pixel angesprochen wurde, auch eine Information darüber, wieviel Ladung in dem Pixel deponiert wurde.

Jeweils 2880 Pixel sind über Bump-Bonds mit einem Front-End-Chip (FE) verbunden, von denen wiederum 16 auf einem Modul zusammengefasst sind und von einem Module-Control-Chip (MCC) gesteuert und ausgelesen werden. Jedes Modul

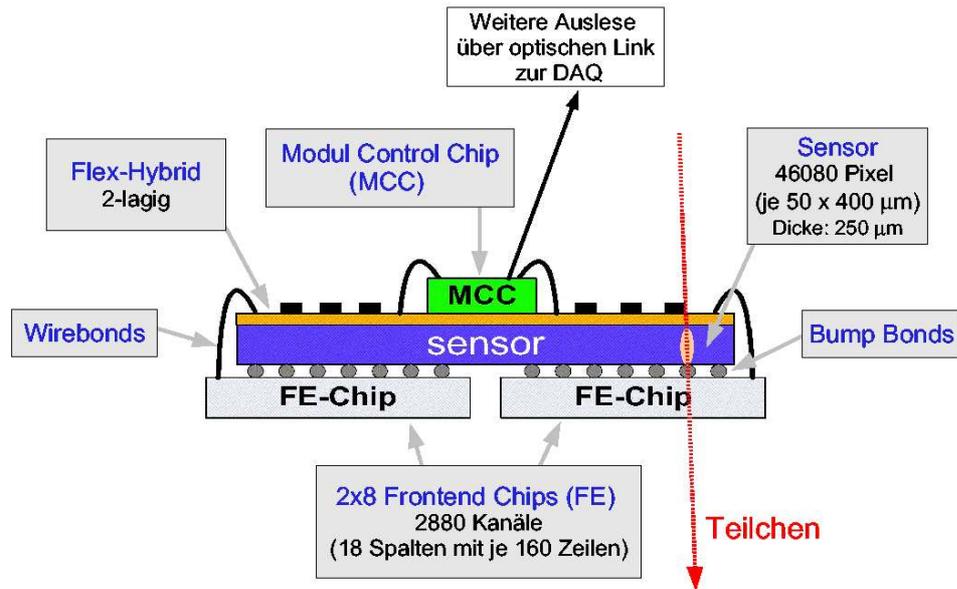


Abb. 1.4: Der Aufbau eines Pixel-Moduls (schematisch)[6]

enthält somit 46 080 Kanäle. Es besitzt eine Länge von 62 mm und eine Breite von 21 mm. Abbildung 1.4 zeigt schematisch den Aufbau eines Moduls.

Im Barrel-Bereich werden jeweils 13 Module zusammen auf einem Stave, einem Trägerstreifen aus Kohlenstofffaser, montiert. Die Disks bestehen aus je 8 gleichen Sektoren, die mit jeweils 6 Modulen (3 auf jeder Seite) bestückt werden. Die Module überlappen leicht, um eine vollständige räumliche Abdeckung zu gewährleisten. Der gesamte Pixeldetektor besitzt 1744 Module, davon sind 1456 Barrel- und 288 Disk-Module.

2 Die optische Datenverbindung des Pixeldetektors

Die auszulesenden Messdaten und die Steuerdaten (Trigger, Timing and Control, TTC) werden beim ATLAS-Pixeldetektor optisch übertragen. Auch alle anderen Teildetektoren des ATLAS-Detektors außer dem Übergangsstrahlungsdetektor (TRT) benutzen eine optische Datenübertragung. Die optische Datenübertragung bietet gegenüber der elektrischen Datenübertragung eine Reihe von Vorteilen, die im Folgenden zunächst kurz aufgeführt werden. Anschließend wird die Datenübertragungstrecke des Pixeldetektors beschrieben und näher auf die einzelnen Komponenten eingegangen.

2.1 Gründe für eine optische Datenübertragung

Im Folgenden sind die Gründe für die Auswahl einer optischen Datenübertragung beim Pixeldetektor sowie beim Streifendetektor (SCT) zusammengestellt [7].

- Die optischen Signale in den einzelnen Lichtleitern beeinflussen sich gegenseitig fast nicht. Dadurch können optische Fasern auch über lange Distanzen auf engem Raum geführt werden, ohne dass zwischen den Fasern ein Übersprechen auftritt.
- In elektrischen Leitungen können durch das starke Magnetfeld elektromagnetische Störungen induziert werden. Umgekehrt verändert auch der Strom durch die Kabel das Magnetfeld. Bei Lichtleitern treten diese Wechselwirkungen nicht auf.
- Die Abschwächung der Signale in optischen Fasern ist mit etwa 2 dB/km (bei $\lambda = 850$ nm, entspricht ≈ 40 %/km) viel kleiner als die ohmschen Verluste in elektrischen Leitungen.
- Da die optische Übertragung potentialfrei ist, haben unterschiedliche Massepotentiale in Kontrollraum und Detektor keinen Einfluss auf die Signale.
- Optische Fasern bestehen aus Materialien mit kleinen Massenzahlen (Elemente Si, O, C, H) verglichen mit denjenigen elektrischer Leitungen (Cu, Al). Damit ist die Strahlungslänge größer und die Bahnen und Energien der zu detektierenden Teilchen werden weniger stark beeinflusst.

Die optische Datenübertragung bedingt aber auch einige Herausforderungen.

- Eine grundsätzliche Schwierigkeit ist die Einkopplung des Lichts vom Sender in die Faser und von der Faser in den Empfänger sowie der Übergang zwischen zwei Fasern. Damit die Verluste an diesen Übergängen nicht zu groß werden, müssen die Fasern sehr genau positioniert werden.
- Werden die Fasern stärker als mit einem Biegeradius von etwa 2 cm gebogen, so treten Mikrobrüche auf. Unter Bestrahlung lagern sich Störstellen an den Mikrobrüchen an. An diesen Stellen nimmt die Dämpfung stark zu.
- Der Umgang mit Lasern erfordert einige Sorgfalt. Zum Schutz der Augen darf das Laserlicht nicht unkontrolliert emittiert werden.

2.2 Überblick über die optische Übertragungsstrecke

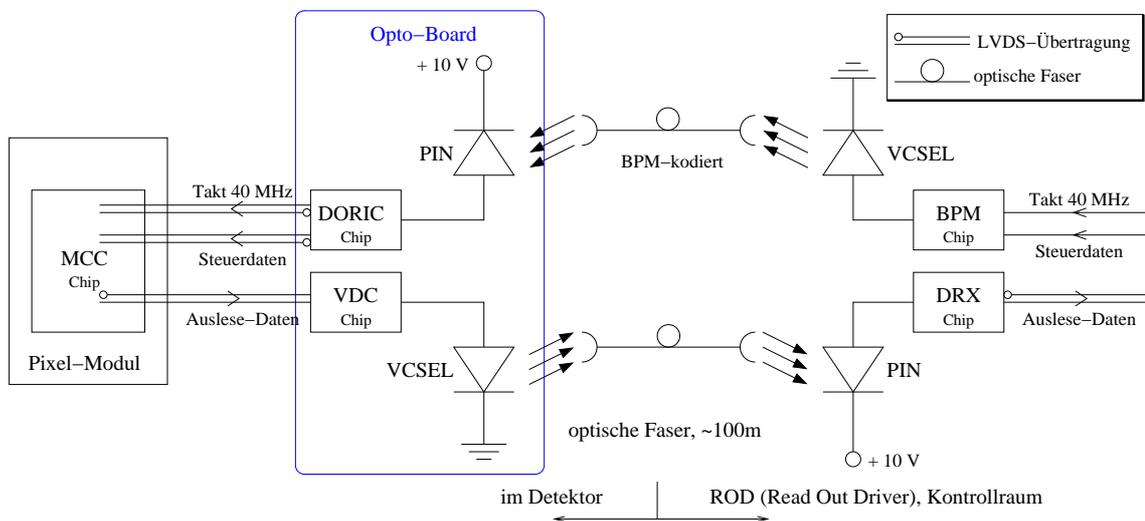


Abb. 2.1: Die Datenübertragungsstrecke des ATLAS-Pixeldetektors für einen Kanal in beiden Richtungen (schematisch)

Es müssen in der einen Richtung Steuerdaten (Trigger, Timing and Control, TTC) in den Detektor und in der anderen Richtung die im Detektor gesammelten Daten an das Auslesezentrum in etwa 100 m Entfernung übertragen werden. Der Pixeldetektor und der SCT benutzen dafür sehr ähnliche, bidirektionale optische Datenübertragungssysteme.

Abbildung 2.1 zeigt den schematischen Aufbau der optischen Datenübertragungsstrecke des Pixeldetektors.

Sowohl im Detektor als auch außerhalb des Detektors im ROD (Read Out Driver) geschieht die Umwandlung von optischen in elektrische Signale mit Hilfe von PIN-Dioden (Positiv Intrinsic Negativ). Als Lichtquelle werden VCSEL (Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser) verwendet. Im Pixeldetektor sind die optischen Komponenten mit den zugehörigen Dekodierchips (DORIC, Digital Opto-Receiver Integrated Circuit) und Treiberchips (VDC, VCSEL Driver Chip) auf dem Opto-Board zusammengefasst.

Die im Pixel-Modul ausgelesenen Daten werden vom MCC (Module Control Chip) durch Aluminiumkabel (Type0-Kabel) als LVDS-Signal (Low Voltage Differential

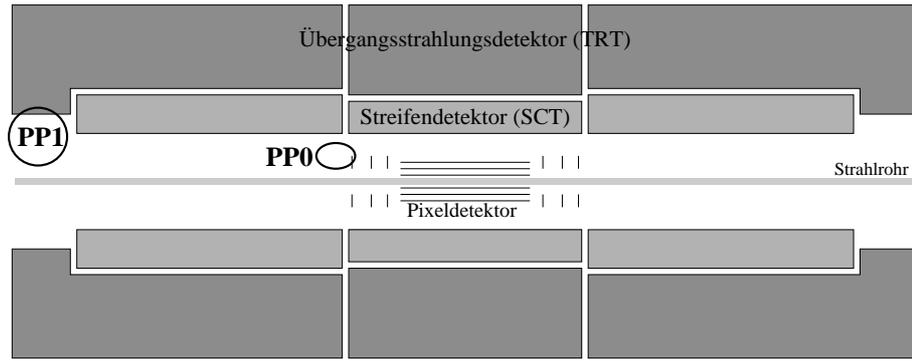


Abb. 2.2: Querschnitt durch den Inneren Detektor (nicht maßstabgetreu) und die Lage der Opto-Boards (bei PP0)

Signaling) an den VDC gesendet. Dieser treibt einen VCSEL. Das vom VCSEL emittierte Lichtsignal wird durch ca. 100m optische Fasern zum ROD übertragen. Im ROD wird das Lichtsignal von einer PIN-Diode umgewandelt und vom DRX-Chip weiter verarbeitet.

In der umgekehrten Richtung werden vom Kontrollraum aus ein 40 MHz-Takt und Steuerdaten als BPM-kodiertes Signal (Bi-Phase Mark) in den Detektor gesendet. Auf dem Opto-Board wird das optische Signal durch eine PIN-Diode in ein elektrisches umgewandelt. Aus dem elektrischen, BPM-kodierten Signal werden dann durch den DORIC wieder der Takt und die Steuerdaten rekonstruiert und als LVDS-Signal an den MCC gesendet.

Die Opto-Boards befinden sich auf dem Steckplatz PP0 (Patch Panel 0) an den Außenseiten des Pixeldetektors etwa auf dem Radius der äußeren Detektorlage (Abb. 2.2). Das PP0 dient als Schnittstelle zwischen den Opto-Boards und den Type0-Kabeln. Jedes Opto-Board überträgt die Daten der Module eines Halb-Staves (6 oder 7 Module) oder Disk-Sektors (6 Module) (siehe Abschnitt 1.3).

Vom Opto-Board auf dem PP0 wird das Lichtsignal zunächst durch 3m strahlenharte Stufenindex-Fasern bis zum PP1 und von dort über weitere 9m bis zum PP2 übertragen. Dort wird das Licht in strahlentolerante Gradientenindex-Fasern gekoppelt und über weitere 70m zum ROD übertragen (Abb. 2.3 und siehe auch Abschnitt 2.7).

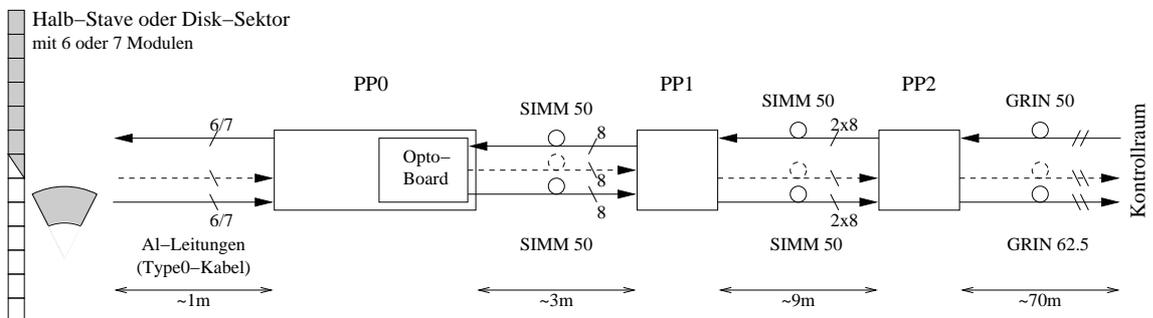


Abb. 2.3: Die Abschnitte der optischen Datenübertragungsstrecke des Pixeldetektors
 SIMM50 = Step-Index Multi-Mode, 50 μm Kerndurchmesser
 GRIN50/62.5 = Graded-Index, 50/62.5 μm

2.3 Das Opto-Board

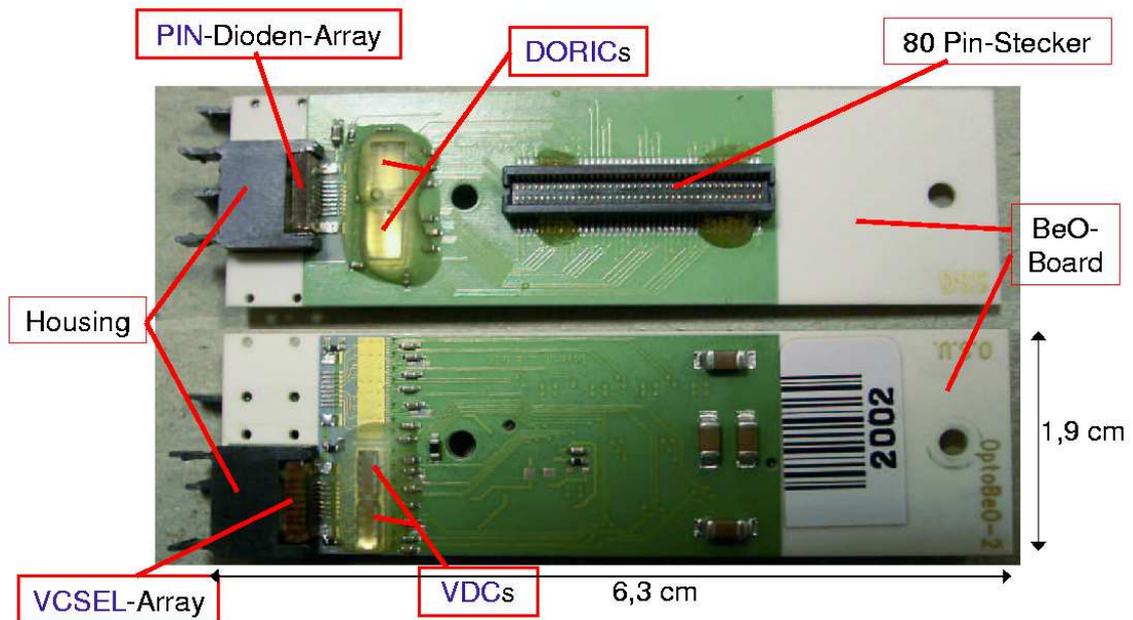


Abb. 2.4: Foto eines fertig aufgebauten Opto-Boards. Oben: Unterseite, unten: Oberseite

Die detektorseitigen Sende- und Empfangseinheiten des ATLAS-Pixeldetektors sind die Opto-Boards. Diese bestehen aus einem $1.9\text{ cm} \times 6.2\text{ cm}$ großen Keramikträger, auf dem die optischen Komponenten montiert werden. Die Trägerplatine besteht aus Wärmeleitgründen aus Berylliumoxid. Die Opto-Boards existieren in zwei Ausfertigungen. Opto-Boards, die die Daten eines Moduls aus Lage 1, 2 oder einer Disk übertragen, besitzen auf ihrer Oberseite ein VCSEL-Array, das sich links (vierstellige Seriennummer beginnend mit 2) oder rechts (Seriennummer beginnend mit 3) befinden kann. Wegen der höheren Trefferdichte bei den B-Lagen-Modulen und der daraus resultierenden höheren Datenrate, sind hierfür Opto-Boards mit zwei VCSEL-Arrays vorgesehen (Seriennummer beginnend mit 1). Vor jedem VCSEL-Array werden je zwei VDCs angebracht. Auf der Unterseite der Opto-Boards befinden sich ein PIN-Array und zwei DORICs. Außerdem befinden sich auf dem Opto-Board ein temperaturabhängiger Widerstand NTC (Negative Temperature Coefficient) zur Bestimmung der Temperatur auf dem Opto-Board, ein 80-Pin-Stecker zum Anschluss an das PP0 sowie weitere passive Komponenten. Das eine Ende des Opto-Boards ist frei von Komponenten, um einen guten thermischen Kontakt mit den Kühlröhrchen zu ermöglichen. Die Opto-Boards müssen im Betrieb im Detektor gekühlt werden, um eine hohe Lebensdauer und damit niedrige Ausfallrate der VCSEL zu garantieren. Die Temperatur der Opto-Boards wird etwa 0 bis 10°C betragen.

Die Montage der Opto-Packs (PIN-Array und VCSEL-Array) mittels Mikrolöten und das Aufkleben der Chips geschieht an der Universität Siegen und der Ohio State University. Die in Siegen aufgebrachten Chips werden an der Universität Bonn durch Bonddrähte ($\varnothing = 22\ \mu\text{m}$) elektrisch mit dem Opto-Board verbunden.

Abbildung 2.4 zeigt ein fertig aufgebautes Opto-Board.

2.4 Der VCSEL

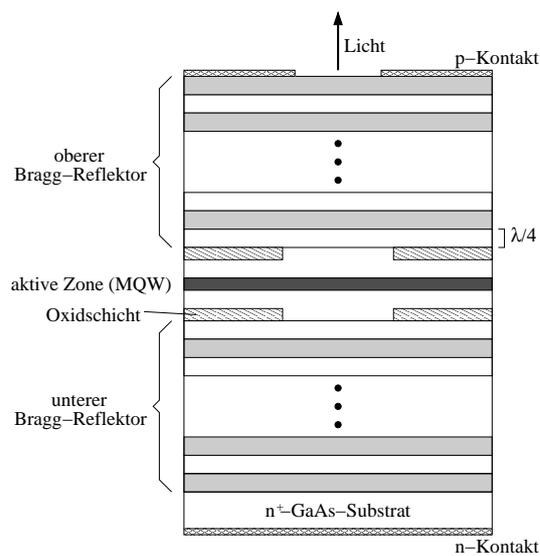


Abb. 2.5: Schematischer Aufbau eines exemplarischen VCSELs

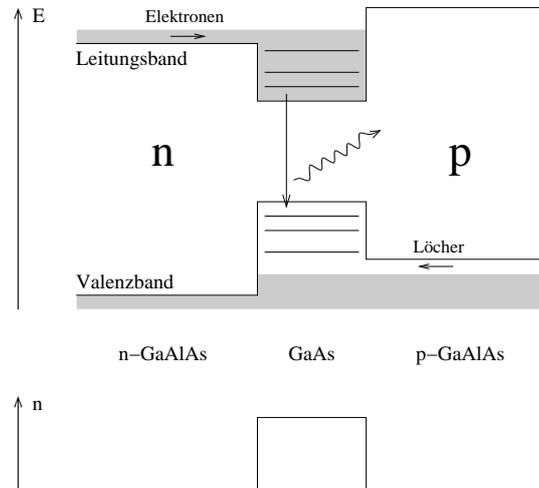


Abb. 2.6: Energiebänder und Brechungsindexprofil einer Doppelheterostruktur. Im oberen Bild sind von Elektronen besetzte Zustände grau markiert (bei Stromfluss in Durchlassrichtung).

Für die Erzeugung der optischen Signale werden VCSEL eingesetzt. VCSEL sind Halbleiterlaser, bei denen das Licht senkrecht zur Wafer-Ebene emittiert wird, im Gegensatz zum herkömmlichen Kantenemitter, bei dem das Licht an ein oder zwei Flanken des Chips austritt. Durch diese Bauform können VCSEL in ein- und zweidimensionalen Anordnungen (Arrays) angeordnet und bereits auf dem Wafer getestet werden.

Ein VCSEL besteht aus einer dünnen Schicht aktiven Mediums zwischen zwei DBR-Spiegeln (Distributed Bragg-Reflector) (Abb. 2.5). Die DBR-Spiegel bestehen aus Schichten mit abwechselnd niedrigem und hohem Brechungsindex, die eine Dicke von genau einem Viertel der Laserwellenlänge haben. Durch eine große Anzahl von Schichten (etwa 50) erreichen die Spiegel Reflektivitäten von über 99%.

Die aktive Zone besteht aus mehreren Quantum Wells (Multi-Quantum Well, MQW) und zwei Distanzschichten, die so bemessen sind, dass eine stehende Welle im Laser entsteht. Quantum Wells (englisch für Quantentopf) sind Halbleiter-Doppelheterostrukturen (Abb. 2.6) mit einer extrem dünnen mittleren Schicht. Die mittlere, intrinsische Schicht besitzt eine kleinere Bandlücke als die beiden dotierten Bereiche. Dadurch sind die Löcher im Valenzband und die Elektronen im Leitungsband wie in einem Potentialtopf auf die mittlere Zone beschränkt.

In Lasern wird Licht durch stimulierte Emission erzeugt. Beim Halbleiterlaser führen Elektronenübergänge vom Leitungs- ins Valenzband zur Emission von Lichtquanten. Die Übergänge können durch spontane oder stimulierte Emission der Lichtquanten erfolgen. Außerdem können Lichtquanten absorbiert werden (Abb. 2.7). Bei der stimulierten Emission induziert ein einfallendes Photon die Emission eines zweiten Photons gleicher Phase und Energie, bei der spontanen Emission sind die Phase und Energie zufällig. Natürlich muss ein Elektronenübergang dieser Energie überhaupt möglich sein.

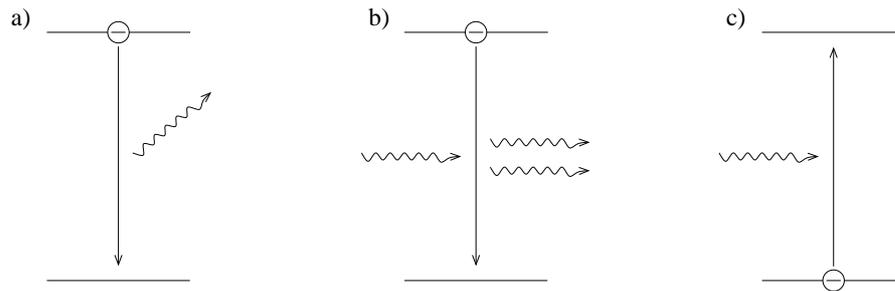


Abb. 2.7: a) Spontane Emission, b) Stimulierte Emission, c) Absorption

Um den Laserbetrieb zu erreichen, muss die stimulierte Emission die Absorption und die spontane Emission übertreffen.

Damit es mehr Emission als Absorption gibt, muss man eine Besetzungsinversion herstellen: Es müssen mehr Elektronen im Leitungsband als im Valenzband sein. Dies erreicht man durch Pumpen. Im VCSEL geschieht das Pumpen, indem man in Durchlass-Richtung des pn-Übergangs eine Spannung anlegt. Dadurch werden Elektronen und Löcher aus den n- und p-dotierten Bereichen in die Rekombinationszone indiziert (Abb. 2.6). Durch die Form der Energiebänder der Doppelheterostruktur zusätzlich begünstigt, befinden sich dann in der mittleren Schicht besonders viele Elektronen im Leitungsband und Löcher im Valenzband.

Können die Photonen einer bestimmten Wellenlänge nicht aus der aktiven Zone entweichen — im VCSEL wegen der DBR-Spiegel —, dann stimulieren diese die Emission immer weiterer Photonen gleicher Energie und Phase, und die stimulierte Emission überwiegt gegenüber der spontanen. Der Teil der Photonen, der nicht von den Spiegeln reflektiert wird, verlässt den Laser und bildet das Laserlicht.

Abbildung 2.8 zeigt die Leistung-Strom- sowie die Spannung-Strom-Kennlinie eines der VCSEL, die im Experiment eingesetzt werden. Ab einem bestimmten Schwellenstrom dominiert die stimulierte Emission und der Laserbetrieb tritt ein. Die op-

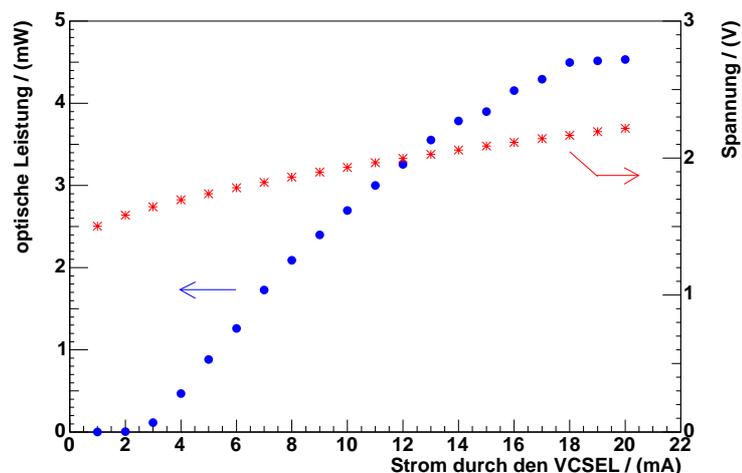


Abb. 2.8: Typische Leistung-Strom- und Spannung-Strom-Kennlinie eines VCSELs der Datenübertragungstrecke des Pixeldetektors (Details zur Messung optischer Leistungen siehe Kapitel 3)

tische Ausgangsleistung wächst dann näherungsweise linear mit dem Strom durch den VCSEL.

Die VCSEL [8] der Datenübertragungsstrecke des Pixeldetektors besitzen eine aktive Zone aus GaAs. Sie emittieren Licht mit einer Wellenlänge von 850 nm. Die Austrittsöffnung der VCSEL besitzt einen Durchmesser von etwa $15 \mu\text{m}$. Die VCSEL sind in eindimensionalen Arrays mit je acht Kanälen angeordnet. Das Licht wird über MT-Stecker (siehe Abschnitt 2.7) in die optische Faser eingekoppelt. Jedes Array besitzt zwei Führungsstifte, die genau in die Löcher eines MT-Steckers passen. Die Abbildungen 2.9 und 2.10 zeigen ein VCSEL-Array als schematische Darstellung und als Foto.

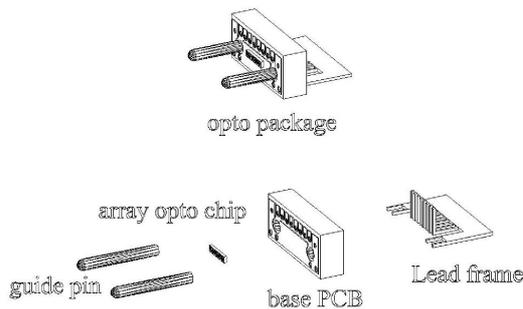


Abb. 2.9: Skizze eines Opto-Packs (VCSEL- oder PIN-Array) [9]

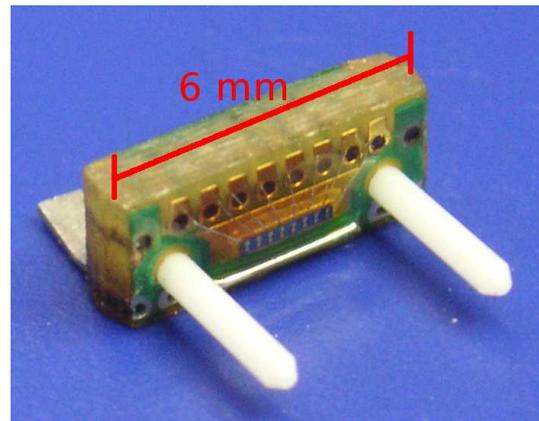


Abb. 2.10: Foto eines VCSEL-Arrays

Temperaturabhängigkeit [10–14] Die Lichtverstärkung durch stimulierte Emission ist nur in einem bestimmten Wellenlängenbereich möglich, der durch die Bandlücke der aktiven Schicht des Lasers bestimmt wird. Die Bandlücke von GaAs bei 300 K ist $E_{G,\text{GaAs}} = 1.43 \text{ eV}$. Der Verstärkungsbereich liegt dann bei $\lambda \lesssim \frac{hc}{E_{G,\text{GaAs}}} \approx 870 \text{ nm}$.

Die Photonen werden durch die DBR-Spiegel auf die aktive Zone beschränkt und bilden stehende Wellen. Die kurze vertikale Ausdehnung der aktiven Zone beim VCSEL führt zu einem großen Frequenzabstand der longitudinalen Schwingungsmoden. Deshalb liegt nur eine dieser Resonator-Schwingungsmoden innerhalb des Verstärkungsbereichs des aktiven Materials.

Die Resonator-Moden und das Verstärkungsspektrum besitzen unterschiedliche Temperaturabhängigkeiten. Die Temperaturabhängigkeit der Resonator-Moden beruht auf einer Brechungsindexänderung und Ausdehnung des Materials. Die Temperaturabhängigkeit des Verstärkungsspektrums resultiert aus Änderungen in der Bandstruktur und der Ladungsträgerverteilung. Bei einer Temperaturänderung verschiebt sich das Verstärkungsspektrum gegenüber dem Resonanzspektrum. Wegen des großen Abstands der Resonator-Moden kann die Lasermode im Unterschied zum kantenemittierenden Laser nicht zu einer längerwelligen (oder kürzerwelligen) Mode springen und verbleibt in der selben Mode. Der Überlapp dieser Schwingungsmoden mit dem Verstärkungsspektrum hat entscheidenden Einfluss auf die Laserschwelle und damit auf die optische Ausgangsleistung des VCSELs. Die Laserschwelle nimmt bei einer bestimmten Temperatur ein Minimum an (wenn die Lasermode und das Verstärkungsspektrum übereinstimmen).

2.5 Die PIN-Diode

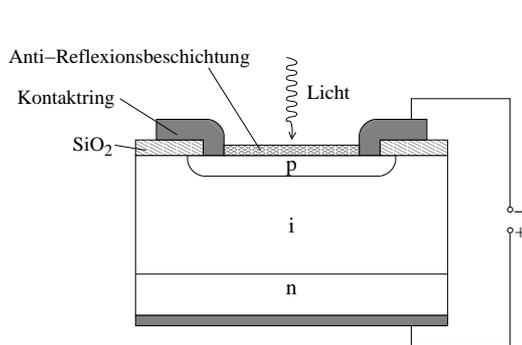


Abb. 2.11: Schematischer Aufbau einer PIN-Diode

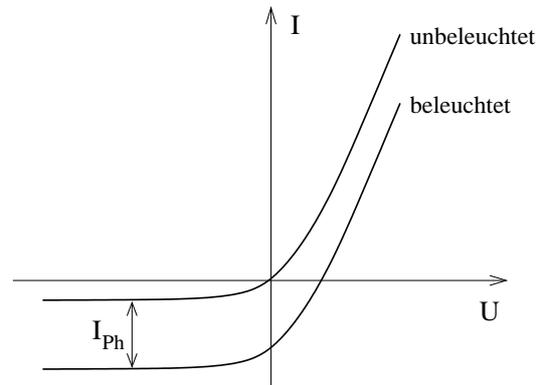


Abb. 2.12: Skizze der Kennlinie einer Photodiode

Als opto-elektrische Wandler werden beim ATLAS-Pixeldetektor PIN-Photodioden aus Silizium eingesetzt. Eine gewöhnliche Halbleiter-Photodiode besteht aus einem in Sperrrichtung betriebenen PN-Übergang. Bei der PIN-Diode wird die Verarmungszone durch eine zusätzliche intrinsische (bzw. sehr schwach dotierte) Schicht vergrößert (Abb. 2.11). Photonen mit einer Energie größer als die Bandlücke des Halbleitermaterials der Diode können in der Verarmungszone Elektron-Loch-Paare erzeugen. Die Leitfähigkeit der Photodiode steigt dadurch proportional zur einfallenden Lichtleistung. Das Verhältnis aus dem resultierenden Photostrom I_{Ph} und der eingekoppelten Lichtleistung P heißt Responsivität

$$R = \frac{I_{\text{Ph}}}{P} \quad \left[\frac{\text{A}}{\text{W}} \right] .$$

Abbildung 2.12 zeigt eine typische Diodenkennlinie. In Sperrrichtung setzt sich der Gesamtstrom aus dem Photostrom und einem Dunkelstrom zusammen. Er ist ab einer bestimmten Depletionsspannung, die nötig ist, um die gesamte i-Schicht zu depletieren, von der Gegenspannung $V_{\text{PIN}} (= -U$ in Abb. 2.12) nahezu unabhängig. Durch eine stärkere Gegenspannung verkürzen sich aber die Driftzeiten der Ladungsträger.

Der Dunkelstrom beträgt weniger als $1 \mu\text{A}$ (bei $V_{\text{PIN}} = 10 \text{V}$) und spielt für das Experiment keine Rolle. Die Responsivität der PIN-Dioden des Pixeldetektors beträgt ungefähr 0.6A/W . Die Dioden sind in Arrays mit acht Kanälen angeordnet (Abb. 2.9).

2.6 Die ASICs

Die beiden Chips der detektorseitigen Übertragungseinheit sind ASICs (Application Specific Integrated Circuit). Sie wurden in Zusammenarbeit an der Universität Siegen und an der Ohio State University entwickelt [15]. Wegen der hohen Anforderungen an die Strahlenhärte der Chips wurden diese in Deep-Submicron ($0.25\ \mu\text{m}$) CMOS Technologie realisiert.

2.6.1 Der VDC

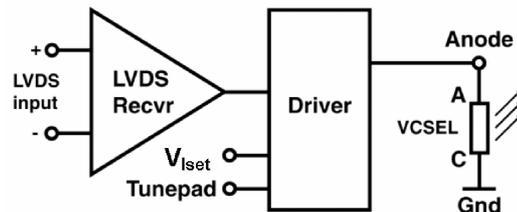


Abb. 2.13: Blockdiagramm des VDC-Schaltkreises [15]

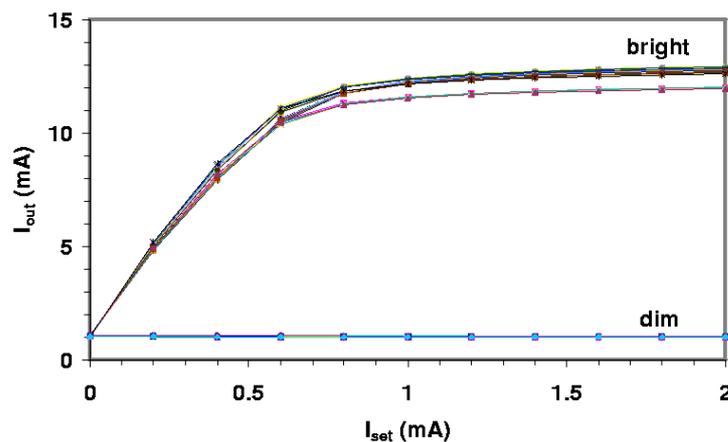


Abb. 2.14: VCSEL-Strom als Funktion des VDC-Steuerstroms I_{set} für acht VDCs [15]

Der VDC (VCSEL Driver Chip) konvertiert ein LVDS-Eingangssignal in ein unipolares Ausgangssignal, das geeignet ist, einen VCSEL zu betreiben. Der Ausgangsstrom des VDCs kann durch einen externen Steuerstrom I_{set} zwischen 1 mA und etwa 15 mA variiert werden. Um schnelle VCSEL-Schaltzeiten zu ermöglichen, fließt ein permanenter Gleichstrom von etwa 1 mA. Abbildung 2.13 zeigt ein stark vereinfachtes Blockschaltbild des VDCs.

Die Anstiegs- und Abfallzeiten des Ausgangssignals betragen weniger als 1 ns. Der VDC besitzt einen parallelen Schaltkreis, durch den ein Strom fließt, wenn der VCSEL kein Licht sendet. Dadurch bleibt der Stromverbrauch konstant und das Rauschen in der Spannungsversorgung des Opto-Boards wird minimiert.

Abbildung 2.14 zeigt den Ausgangsstrom des VDC als Funktion von I_{set} . Im normalen Betrieb im Experiment wird $I_{\text{set}} = 0.55\ \text{mA}$ betragen. Somit fließt durch die VCSEL ein Strom von etwa 10 mA.

Jeder VDC hat vier Kanäle. Pro VCSEL-Array sind damit zwei VDCs erforderlich.

2.6.2 Der DORIC

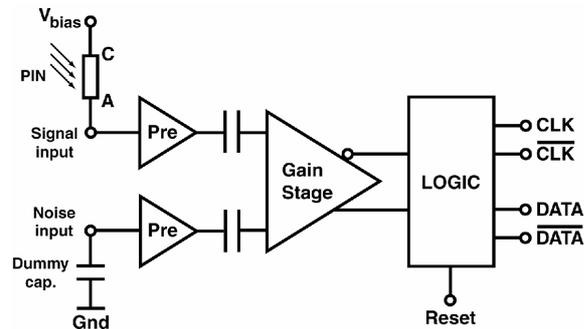


Abb. 2.15: Blockdiagramm des DORIC-Schaltkreises [15]

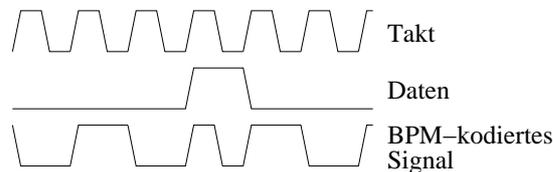


Abb. 2.16: Beispiel eines BPM-kodierten Signals

Der DORIC (Digital Opto-Receiver Integrated Circuit) [15, 16] dient dazu, die von den PIN-Dioden empfangenen, BPM-kodierten Daten zu dekodieren. Ein BPM-kodiertes Signal (Bi-Phase Mark) ändert bei jeder steigenden Flanke des Taktes seinen logischen Zustand. Ein zusätzlicher Übergang bei fallender Takt-Flanke erfolgt, wenn das Datensignal Logisch 1 ist. Bei einem Daten-Bit Logisch 0 erfolgt kein zusätzlicher Übergang (Abb. 2.16). Durch die BPM-Kodierung werden Takt und Daten zu einem Signal zusammengefasst und es entsteht keine Phasenverschiebung bei der Übertragung. Außerdem liegt das Tastverhältnis (engl. duty cycle) eines BPM-Signals unabhängig von den gesendeten Daten stets bei 50%.

Abbildung 2.15 zeigt ein Blockschaltbild des DORIC-Schaltkreises. Der Photostrom der PIN-Diode wird durch einen Vorverstärker verstärkt und über eine Entkopplungskapazität in einen Differenzverstärker gegeben. Ein solcher unipolarer Verstärkerkanal reagiert empfindlich auf Rauschen in der Spannungsversorgung. Deshalb wird in einem zweiten, identischen Verstärkerkanal das Rauschen aufgenommen und ebenfalls verstärkt. Dieses wird im Differenzverstärker vom eigentlichen Signal subtrahiert. Das Ausgangssignal des Differenzverstärkers ist dann das Eingangssignal der Dekodierlogik des DORIC.

Die Dekodierlogik des DORIC rekonstruiert aus dem BPM-kodierten Eingangssignal den Takt und die Daten. Sie enthält dazu eine Verzögerungsschaltung DLL (Delay Locked Loop). Diese filtert mit Hilfe von Verzögerungsgliedern und logischen Verknüpfungen aus dem kodierten Eingangssignal das Taktsignal heraus. Mit dem Taktsignal lassen sich dann auch die Daten rekonstruieren.

Wie der VDC besitzt auch der DORIC vier Kanäle, so dass pro PIN-Array zwei DORICs benötigt werden.

2.7 Die optischen Fasern

Glasfaserkabel bestehen aus Quarzglas (SiO_2). Man unterscheidet zwischen Stufenindex- und Gradientenindexfasern. Stufenindexfasern bestehen aus einem Kern mit Brechungsindex n_1 und einem Mantel mit Brechungsindex $n_2 > n_1$. Das Licht wird durch Reflexion an der Grenzschicht der beiden Materialien in der Faser gehalten. Bei Gradientenindexfasern ändert sich der Brechungsindex nicht sprunghaft, sondern kontinuierlich (Abb. 2.17). Dadurch wird die Moden-Dispersion reduziert, und die Fasern eignen sich für die Übertragung über längere Strecken besser als Stufenindexfasern. Die Brechungsindexunterschiede erzeugt man durch Dotierung mit Fremdatomen. Wegen der höheren Strahlenhärte (siehe Abschnitt 4.1.6) besitzen die Stufenindexfasern im Pixeldetektor einen undotierten Kern (pure silica core).

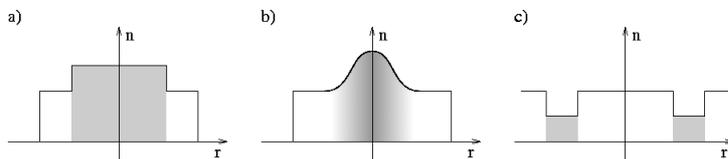


Abb. 2.17: Profil des Brechungsindex für a) Stufenindexfasern, b) Gradientenindexfasern und c) die Stufenindexfaser des Pixeldetektors mit undotiertem Kern. Graue Schattierungen kennzeichnen dotierte Bereiche.

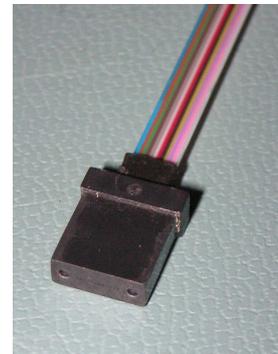


Abb. 2.18:
Foto eines MT-Steckers

Stufenindexfasern gibt es als Singlemode- und Multimode-Fasern. Bei Multimode-Fasern sind mehrere optische Moden an der Datenübertragung beteiligt, bei Singlemode-Fasern dagegen nur eine, was bei der Übertragung über längere Strecken von Vorteil ist, da keine Modendispersion auftreten kann. In der Datenübertragungsstrecke des Pixeldetektors werden wegen des größeren Kerndurchmessers und der damit verbundenen leichteren Lichteinkopplung jedoch nur Multimode-Fasern eingesetzt (Multimode $\approx 50 \mu\text{m}$, Singlemode $\approx 5 \mu\text{m}$ Kerndurchmesser).

Im Inneren bis zum PP2 werden wegen der höheren Strahlenhärte Stufenindexfasern verwendet. Für die Übertragung zwischen dem PP2 und dem Kontrollraum werden Gradientenindexfasern eingesetzt. Der Innenradius aller Fasern beträgt $50 \mu\text{m}$. Lediglich die Gradientenindexfasern für die Übertragung vom PP2 zum Kontrollraum besitzen einen Innenradius von $62.5 \mu\text{m}$, da der Übergang von Stufenindexfasern zu Gradientenindexfasern mit gleichem Innenradius hohe Verluste verursacht [17].

Abbildung 2.3 zeigt, wo welcher Fasertyp eingesetzt wird. Zwischen PP0 und PP1 sind jeweils acht Fasern zu einem Flachbandkabel zusammengefasst. Diese sind mit einem MT-Stecker, mit dem sie mit dem Opto-Board verbunden werden, abgeschlossen (Abb. 2.18). Ab PP1 werden 2×8 Fasern in einem Kabel geführt. Bei PP2 werden die Stufenindex- und Gradientenindexfasern miteinander verschweißt, um eine weitere abschwächende Steckverbindung zu vermeiden.

2.8 Die Komponenten auf der Kontrollraumseite

Im Auslesezentrum werden zum Senden und Empfangen der optischen Signale zwei von der SCT-Gruppe entwickelte Karten verwendet. Die Sende-Karte ist die BPM-Karte, die Empfänger-Karte heißt DRX-Karte [18].

2.8.1 Die BPM-Karte

Auf der BPM-Karte befindet sich als Lichtsender ein VCSEL-Array mit 8 oder 12 Kanälen. Beim SCT werden Kabel mit 12 Fasern, beim Pixeldetektor mit 8 Fasern verwendet. Die VCSEL werden vom BPM12-Chip gesteuert. Der BPM12-Chip besitzt 12 Dateneingänge. Die Eingangsdaten werden durch den Chip BPM-kodiert und dann an den entsprechenden Kanal des VCSEL-Arrays angelegt. Die Höhe des VCSEL-Stromes kann für jeden Kanal einzeln eingestellt werden. Dazu befinden sich auf der BPM-Karte zwei DAC-Chips (Digital to Analog Converter) mit je acht Kanälen (nicht alle genutzt), die einen digitalen 8-Bit-Wert (DAC-Wert, 0-255) in ein analoges Ausgangssignal umwandeln. Dieser DAC-Wert und ein Adressbyte, das den einzustellenden DAC-Chip und Kanal identifiziert, wird als Bit-Sequenz an die BPM-Karte gesendet.

Die Signalqualität ist nur gut für DAC-Werte größer als 110. Für kleinere DAC-Werte sind die Anstiegs- und Abfallzeiten sehr groß und das Tastverhältnis (duty cycle) ist zu klein.

2.8.2 Die DRX-Karte

Die DRX-Karte enthält als Lichtempfänger ein PIN-Dioden-Array mit 12 Kanälen. Die PIN-Photoströme bilden die Eingangssignale für den DRX-Chip. Dieser Chip formt die Eingangssignale und gibt sie als LVDS-kompatible Signale wieder aus. Für jeden Eingangskanal des DRX-Chips kann ein Schwellenstrom eingestellt werden, der zwischen dem High- und Low-Zustand des Eingangssignals unterscheidet. Dazu wird wie bei der BPM-Karte ein digitaler Byte-Wert (0-255) zusammen mit einem Adressbyte zur Identifizierung des Kanals seriell an den DRX-Chip gesendet. Dieser Wert wird dann durch zwei DAC-Chips in ein analoges Stromsignal umgewandelt.

2.9 Messungen zur Qualitätssicherung

Nach dem Zusammenbau durchlaufen die Opto-Boards einen 72-stündigen Burn-In. Dabei werden die Opto-Boards bei 50 °C Umgebungstemperatur mit Spannung versorgt und alle VCSEL senden Licht. Anschließend werden opto-elektrische Messungen durchgeführt. Danach durchlaufen die Opto-Boards zehn Temperaturzyklen zwischen -25 °C und 50 °C und werden dann erneut vermessen. Die Temperaturzyklen und die weiteren Messungen mit den in Siegen zusammengebauten Opto-Boards finden an der Universität Wuppertal statt. Ein Opto-Board muss die in Tabelle 2.1 angegebenen Spezifikationen erfüllen, um den Qualitätsanforderungen für den Einbau in den Detektor zu genügen [19, 20].

| Messgröße | Anforderung | Kommentar |
|--|------------------------|---|
| Stromverbrauch | 245 – 265 mA | Opto-Board aus Lage 1, 2, Disk, $I_{\text{set}} = 0.55 \text{ mA}$, alle LVDS-Ausgänge abgeschlossen |
| VCSEL-Ausgangssignale | | |
| Optische Leistung | $\geq 500 \mu\text{W}$ | $I_{\text{set}} = 0.55 \text{ mA}$, |
| Anstiegs- und Abfallzeit | $\leq 1 \text{ ns}$ | 40 MHz bei $I_{\text{set}} = 0.55 \text{ mA}$ |
| DORIC-Ausgangssignale | | |
| Anstiegs- und Abfallzeit | $\leq 1 \text{ ns}$ | PRBS bei $I_{\text{PIN}} = 100 \mu\text{A}$ |
| Jitter | $\leq 1 \text{ ns}$ | PRBS bei $I_{\text{PIN}} = 50, 1000 \mu\text{A}$ |
| Duty-Cycle | 46 – 54 % | PRBS bei $I_{\text{PIN}} = 50, 1000 \mu\text{A}$ |
| Takt und Daten Mittelwert (LVDS+/-) | 0.9 – 1.5 V | PRBS bei $I_{\text{PIN}} = 100 \mu\text{A}$ |
| Takt und Daten Amplitude (LVDS+/-) | 0.2 – 0.5 V | PRBS bei $I_{\text{PIN}} = 100 \mu\text{A}$ |
| Dunkelstrom (PIN-Diode) | $\leq 1 \mu\text{A}$ | $V_{\text{PIN}} = +10 \text{ V}$ |
| Bitfehler | 0 | PRBS bei $I_{\text{PIN}} = 50, 1000 \mu\text{A}$, 60 min mit allen Kanälen aktiv |

Tab. 2.1: Messungen zur Qualitätssicherung in der Opto-Board-Produktion (PRBS = Pseudo-Random Bit Sequence, zufällige Datensequenz optisch ans Opto-Board gesendet)

Der Duty-Cycle (engl. für Tastverhältnis) bezeichnet das Verhältnis der Dauer des eingeschalteten Zustands zur Periodendauer bei einem Rechtecksignal. Er wird bei der halben Pulshöhe gemessen. Der Mittelwert und die Amplitude des DORIC-Ausgangssignals werden am rekonstruierten Takt- und Datensignal jeweils an beiden Signalen des LVDS-Signalpaars (+ und -) gemessen. Der Jitter (engl. für Fluktuation, Schwankung) bezeichnet hier die Standardabweichung der Dauer des 1-Zustands (oder des 0-Zustands) des Taktsignals.

Diese Messungen wurden mit dem Siegener Opto-Board-Testsystem (Kapitel 3) auch an den bestrahlten Opto-Boards (Kapitel 4) durchgeführt und werden in den entsprechenden Kapiteln genauer beschrieben.

3 Das Siegener Opto-Board-Testsystem

An der Universität Siegen wurde ein Testsystem entwickelt, mit dem die Funktionalität eines Opto-Boards überprüft und die zur Qualitätssicherung vorgeschriebenen Messungen weitgehend automatisiert durchgeführt werden können. Dazu kann das Testsystem

- optisch verschiedene, BPM-kodierte Bit-Sequenzen an ein Opto-Board senden,
- optisch oder elektrisch vom Opto-Board empfangene Daten mit den gesendeten Daten vergleichen, die Bitfehler zählen und den PIN-Schwellenstrom für einen bitfehlerfreien Betrieb ermitteln,
- die Qualität (Anstiegs- und Abfallzeiten, Duty-Cycle des Takts, ...) der rekonstruierten DORIC-Signale messen,
- verschiedene Bit-Sequenzen als LVDS-Signale an die VDCs des Opto-Boards senden,
- die optischen Ausgangsleistungen der Opto-Board-VCSEL messen.

Ein ähnliches Testsystem existiert an der Ohio State University. Dies benutzt aber einzelne VCSEL und PIN-Dioden mit ST-Steckern (Single Tube), während im Siegener System die BPM- und DRX-Karten (siehe Abschnitt 2.8) mit Opto-Arrays für MT-Stecker (Multi Tube) eingesetzt werden. Daher ist das Siegener System kompakter. Auch an der Universität Wuppertal gibt es zur Produktionskontrolle ein vergleichbares Testsystem, das aber weniger gut transportabel ist als das Siegener System. Für Funktionalitätsüberprüfungen während des Einbaus der Opto-Boards in den Detektor wird deshalb ein zweites Exemplar des Siegener Testsystems gebaut.

Diese Diplomarbeit dient zusammen mit [21] zur Dokumentation des Testsystems. Daher wird in diesem Kapitel das Testsystem ausführlich beschrieben.

3.1 Beschreibung des Testsystems

Das komplette Testsystem ist in Abbildung 3.1 schematisch dargestellt. Abbildung 3.2 zeigt, stark vereinfacht, die Aufbauten des Testsystems für verschiedene Messungen.

Das Herzstück des Testsystems ist die Steuerkarte, auf der sich ein FPGA (Field Programmable Gate Array) befindet. Die Steuerkarte kann über eine GPIB-Schnittstelle (General Purpose Interface Bus) von einem Computer aus angesprochen werden. Sie besitzt Anschlüsse für je eine BPM- und DRX-Karte. Im FPGA werden

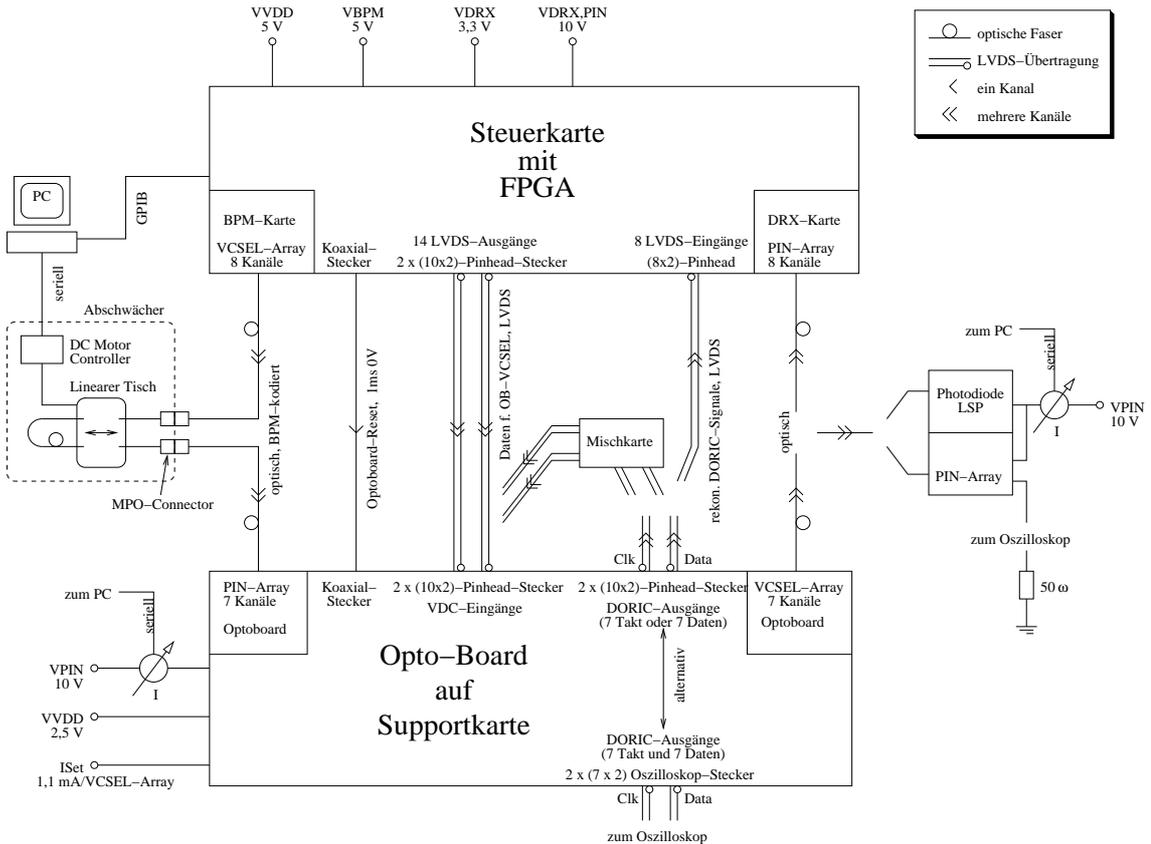


Abb. 3.1: Das Siegener Opto-Board-Testsystem (schematisch)

Bit-Sequenzen erzeugt und optisch über die BPM-Karte oder elektrisch über LVDS-Treiber ausgegeben. Details zur Steuerkarte und zur FPGA-Konfiguration finden sich in Anhang A.

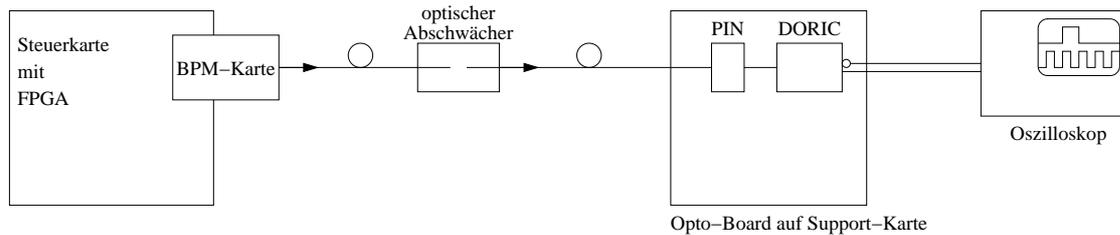
Die Opto-Boards werden über den 80-Pin-Stecker mit einer Support-Karte verbunden und mit Spannung versorgt. Auf der Support-Karte befinden sich diverse Anschlüsse, die mit den Ein- und Ausgängen des Opto-Boards verbunden sind. Dies sind zwei 10×2 -Pinhead-Stecker, die mit den VDC-Dateneingängen verbunden sind, ein Koaxial-Stecker, der mit dem Temperaturwiderstand NTC verbunden ist, ein weiterer Koaxial-Stecker, über den ein Reset-Signal an das Opto-Board gesendet werden kann, sowie Anschlüsse für die DORIC-Ausgangssignale. Es existieren zwei verschiedene Support-Karten. Bei der einen werden die LVDS-Ausgangssignale des DORICs auf Oszilloskop-Stecker ausgegeben, bei der zweiten Support-Karte auf zwei 10×2 -Pinhead-Stecker. Von letzteren können die Signale über Flachbandkabel zur Bitfehlerzählung an die Steuerkarte zurück gesendet werden oder über eine Mischkarte als Eingangssignale für die VDCs verwendet werden (Feedback-Modus).

Zur Messung der Qualität der DORIC-Ausgangssignale dient ein vierkanaliges Oszilloskop [22]. Das Oszilloskop kann über GPIB vom Computer aus eingestellt und ausgelesen werden.

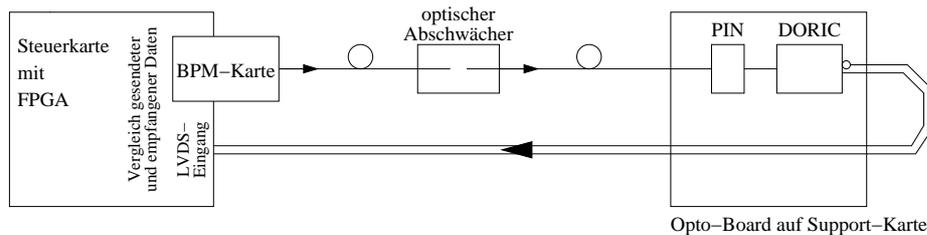
Der Strom durch das PIN-Array des Opto-Boards wird mit einem Multimeter gemessen. Dieses kann über eine serielle Schnittstelle vom Computer ausgelesen werden.

Für einige Messungen ist es notwendig, den Opto-Board-PIN-Strom einstellen

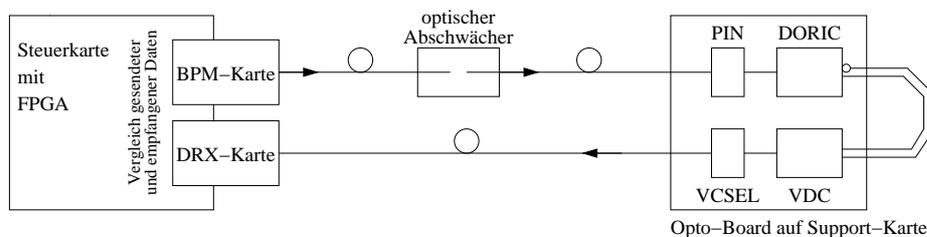
Untersuchung der DORIC-Ausgangssignale:



Bitfehlermessung:



Bitfehlermessung mit optischer Rückführung:



Messung der optischen Leistung:

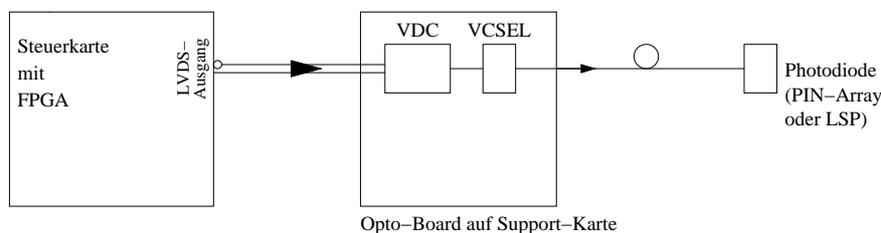


Abb. 3.2: Schematischer Aufbau des Opto-Board-Testsystems bei verschiedenen Messungen (stark vereinfacht)

zu können, indem die an das Opto-Board gesendete Lichtleistung variiert wird. Dies kann auf der Steuerkarte durch Einstellung der Lichtleistung der BPM-Karte erfolgen. Die Qualität des Ausgangssignals der BPM-Karte ist aber nur bei hohen optischen Ausgangsleistungen gut. Deshalb kann die Leistung der Lichtsignale durch einen zusätzlichen Abschwächer reduziert werden. Dieser besteht aus zwei MT-MT-Übergängen. Mit Hilfe eines Mikropositioniersystems wird zwischen den MT-Steckern ein Abstand zwischen 0 und etwa 1 mm eingestellt. Das Mikropositioniersystem besteht aus einem Lineartisch, einem Linearaktuator und einer Motorsteuerung, die über die serielle Schnittstelle vom Computer aus gesteuert werden kann.

Zur Messung der optischen Ausgangsleistungen des Opto-Boards dienen eine groß-

flächige Photodiode LSP (Large Surface Photodiode) und ein PIN-Dioden-Array. Beide werden mit 10 V Gegenspannung betrieben. Beim PIN-Array wird mit einem Drehschalter der gewünschte Kanal ausgewählt. Der Photostrom wird mit einem Multimeter gemessen, das über die serielle Schnittstelle vom Computer ausgelesen werden kann. Die Lichtankopplung an das PIN-Array erfolgt mit einem MT-Stecker, an die Großflächendiode können ein MT- oder ST-Stecker angeschlossen werden. Wird an die Großflächendiode ein MT-Stecker angeschlossen, dann misst diese die gesamte Lichtleistung aller Kanäle. Außerdem existiert ein kommerzielles Optometer, das aber nicht automatisch ausgelesen werden kann und nur zur Kalibrierung der LSP und des PIN-Arrays (Abschnitt 3.2) und sporadisch für Kontrollmessungen eingesetzt wird.

Um mechanische Belastungen des 80-Pin-Steckers durch häufiges Umstecken zu vermeiden und die Opto-Boards vor Beschädigung zu schützen, werden die aufgebauten Opto-Boards auf Trägerkarten mit Schutzdeckel gesteckt. Bei den Messungen zur Qualitätssicherung wird dann nur die Trägerkarte umgesteckt. Auch zur Produktionskontrolle an der Universität Wuppertal bleibt jedes Opto-Board auf seiner Trägerkarte und wird erst nach Abschluss aller Tests wieder abgenommen.

3.2 Kalibrierung der Dioden

Zur Messung von optischen Leistungen dienen im Siegener Testsystem eine großflächige Photodiode LSP (Large Surface Photodiode) und ein PIN-Dioden-Array mit acht Kanälen. Das PIN-Array entspricht demjenigen, das auch in den Detektor eingebaut wird (Abschnitt 2.5). Außerdem steht ein kommerzielles, geeichtes Optometer zur Verfügung. Die beiden Dioden müssen zunächst mit Hilfe des kommerziellen Optometers kalibriert werden.

Der in den Dioden erzeugte Photostrom ist proportional zur Lichtleistung P :

$$I_{\text{LSP}} = R_{\text{LSP}} \cdot P \quad \text{bzw.} \quad I_{\text{PIN}} = R_{\text{PIN}} \cdot P \quad .$$

Zu bestimmen sind die Responsivitäten R_{LSP} bzw. R_{PIN} . Dazu wird mit einem VCSEL Licht gesendet und jeweils der in der PIN-Diode und in der LSP erzeugte Photostrom gemessen und mit der vom Optometer ermittelten Lichtleistung verglichen.

Die optische Ausgangsleistung der VCSEL schwankt bei gegebenem VCSEL-Strom und normalen Laborbedingungen um etwa 20%. Diese Änderungen in der Ausgangsleistung geschehen aber nicht plötzlich, sondern erfolgen auf einer Zeitskala von ≈ 30 min. Misst man innerhalb weniger Minuten mehrmals nacheinander ohne die äußeren Bedingungen (Temperatur, Aufbau) zu verändern, so ändert sich die gemessene optische Leistung nur um wenige Prozent (siehe Abschnitt 3.3). Außerdem ist die optische Ausgangsleistung des VCSELS — sofern man eine Rückkopplung von der Faser auf den VCSEL ausschließt — von der angeschlossenen Faser und dem Lichtdetektor unabhängig. Durch wiederholte Messungen kann also die Genauigkeit (im Vergleich zweier Lichtdetektoren) erhöht werden. Der VCSEL ist damit eine geeignete Lichtquelle für diese Kalibrierung.

Durch das Abziehen und Wiederanstecken eines MT- oder ST-Steckers sowie durch das Ändern der Lage der Faser ändert sich der Verlust bei der Einkopplung des Lichts. Bei der Durchführung der Messung wurde bewusst darauf geachtet,

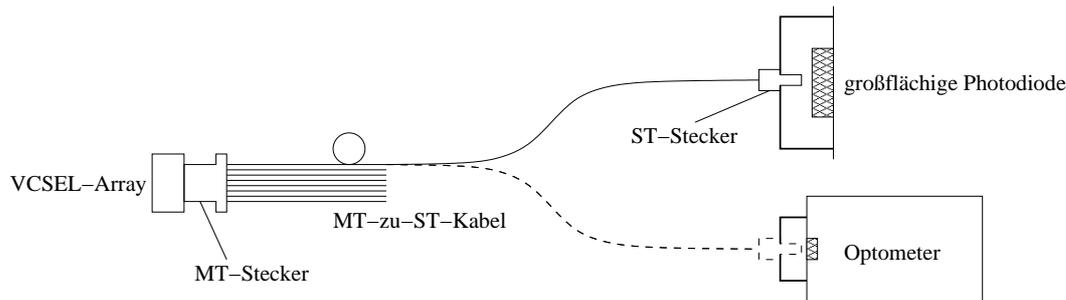


Abb. 3.3: Der Aufbau zur Kalibrierung der großflächigen Photodiode LSP. Die Spannungsversorgungen von VCSEL und Diode sind nicht gezeichnet.

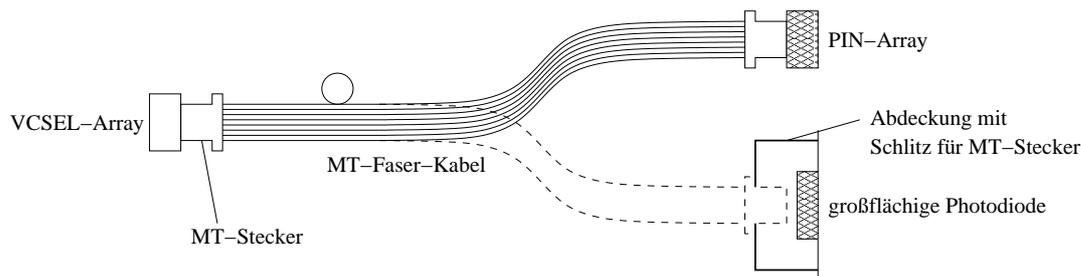


Abb. 3.4: Der Aufbau zur Kalibrierung des PIN-Dioden-Arrays (ohne Spannungsversorgung). Immer nur ein Kanal des VCSEL-Arrays sendet Licht.

die Faser in verschiedenen Verdrillungen und Verbiegungen an die Lichtdetektoren anzuschließen. Auf diese Weise wird verhindert, dass aufgrund der geometrischen Lage von Lichtquelle und -detektor die Faser immer in einer Lage an eine bestimmte Lichtquelle angeschlossen wird, in der die Verluste besonders hoch oder niedrig sind.

Die Großflächendiode befindet sich lichtgeschützt in einem Gehäuse, in dem sich entweder eine Öffnung für einen ST- oder einen MT-Stecker eines Lichtleiterkabels befindet. An das PIN-Array kann nur ein MT-Stecker angeschlossen werden. Für das Optometer existiert nur ein Aufsatz für ST-Kabel. Daher müssen für die Messungen mit dem Optometer und dem PIN-Dioden-Array verschiedene Fasern verwendet werden. Durch die unterschiedliche, unbekannte Abschwächung verschiedener Fasern entsteht aber ein systematischer Fehler ($\approx 10\%$). Deshalb wird zunächst die LSP mit Hilfe des Optometers kalibriert und dann die PIN-Dioden durch den Vergleich mit der LSP.

Bestimmung der Responsivität der großflächigen Photodiode (LSP) Zur Kalibrierung der Großflächendiode LSP wird der Aufbau aus Abbildung 3.3 benutzt. Das ST-Ende der optischen Faser wird abwechselnd in das Optometer und die LSP gesteckt und die optische Leistung bzw. der Photostrom notiert. Dieses wird mehrmals hintereinander durchgeführt.

Diese Messungen wurden mit zwei Kanälen des VCSEL-Arrays für VCSEL-Ströme von 3.5 und 4 mA sowie 3.5, 4 und 5 mA und damit für verschiedene optische Leistungen durchgeführt. Die Gegenspannung der LSP betrug 10 V. Die Ergebnisse zeigt Abbildung 3.5.

Die Streuung der gemessenen Lichtleistungen und Photoströme um die Gerade ist

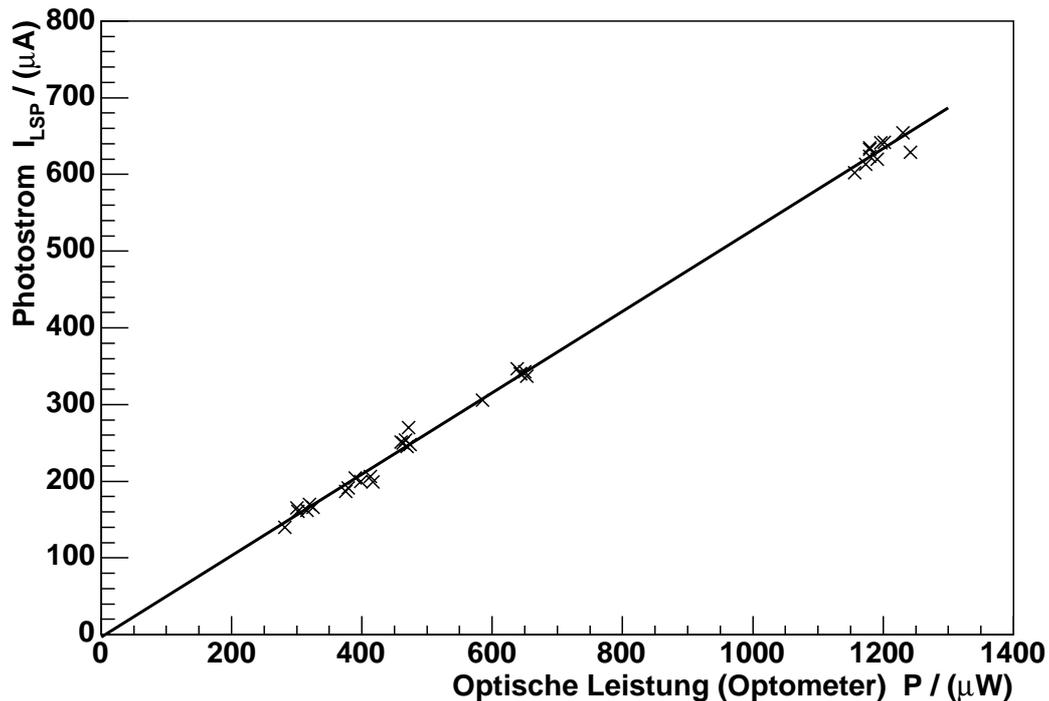


Abb. 3.5: Zur Kalibrierung der großflächigen Photodiode LSP im Siegener Testsystem: Der Photostrom als Funktion der optischen Leistung.

ein Maß für die Stabilität der Ausgangsleistung des VCSELs und für durch das Umstecken der Faser verursachte Änderungen in der Abschwächung durch die optische Verbindung.

Die Steigung der Geraden entspricht der Responsivität der LSP. Lineare Regression liefert

$$I_{LSP} = (0.531 \pm 0.005) \text{ A/W} \cdot P + (-3.0 \pm 3.6) \mu\text{A} \quad .$$

Der Achsenabschnitt ist innerhalb des Fehlers mit Null verträglich. Als Ergebnis wird festgehalten

$$R_{LSP} = (0.53 \pm 0.01) \text{ A/W} \quad \text{oder} \quad R_{LSP}^{-1} = (1.89 \pm 0.04) \text{ W/A} \quad . \quad (3.1)$$

Für eine weitere großflächige Photodiode gleichen Typs wurde

$$R_{LSP2} = (0.52 \pm 0.01) \text{ W/A}, \quad R_{LSP2}^{-1} = (1.91 \pm 0.04) \text{ W/A}$$

ermittelt.

Bestimmung der Responsivität des PIN-Dioden-Arrays Mit Hilfe der Großflächendiode LSP wird nun auch das PIN-Array kalibriert. Abbildung 3.4 zeigt den Messaufbau. Immer ein Kanal des VCSEL-Arrays emittiert Licht in eine MT-Faser. Das andere Ende der Faser wird abwechselnd in die LSP und auf das PIN-Array gesteckt. Für jeden Kanal des PIN-Arrays wurden jeweils fünf Messwertpaare (LSP- und PIN-Strom) aufgenommen. Der VCSEL-Strom betrug konstant 5 mA

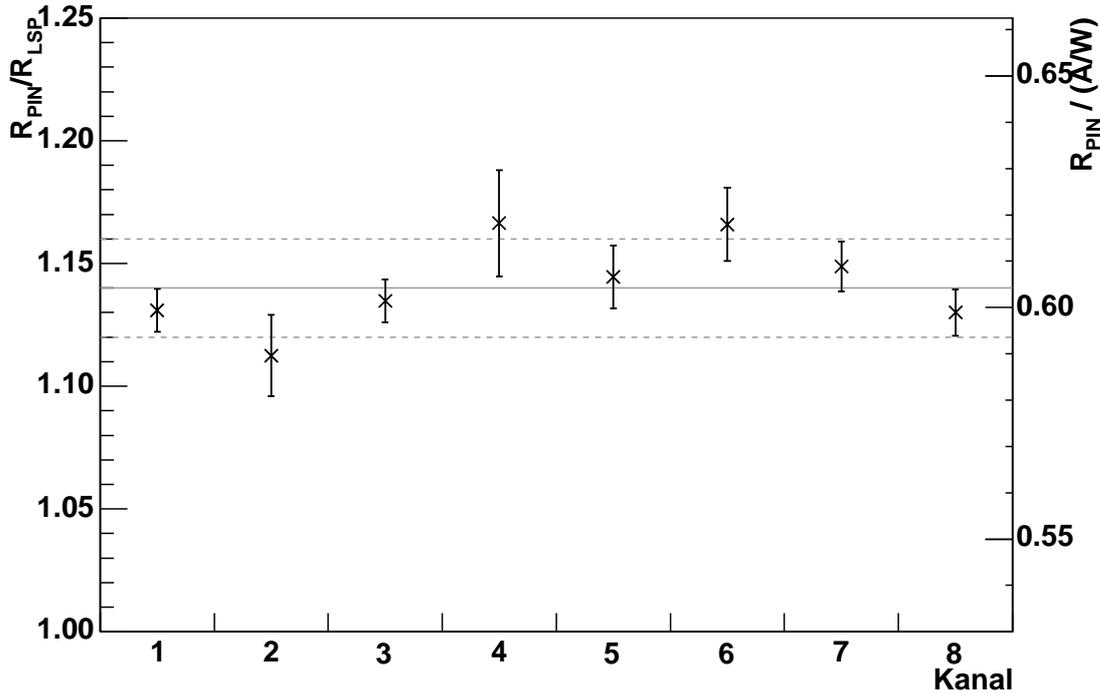


Abb. 3.6: Verhältnis der Responsivitäten des PIN-Arrays und der LSP. Die Messpunkte sind Mittelwerte aus fünf Messungen, die Fehlerbalken entsprechen dem Fehler des Mittelwerts. Die horizontalen Linien kennzeichnen den Mittelwert und die Standardabweichung der acht Kanäle (Gl. (3.2)). Die rechte Ordinatenachse wurde mit Gl. (3.1) erstellt.

($\Rightarrow P = 0.5$ bis 1 mW), die Gegenspannungen der beiden Photodioden 10 V. Abbildung 3.6 zeigt das Verhältnis der Photoströme und damit der Responsivitäten des PIN-Arrays und der LSP.

Der Unterschied zwischen den verschiedenen Kanälen beträgt weniger als 5% und ist etwa so groß wie die Einzelfehler. Damit kann als gemeinsamer Wert für alle Kanäle der Mittelwert

$$\frac{R_{PIN}}{R_{LSP}} = \frac{I_{PIN}}{I_{LSP}} = 1.14 \pm 0.02 \quad (3.2)$$

benutzt werden. Als Fehler wurde die Standardabweichung, also die Streuung zwischen den Kanälen, eingesetzt. Mit der Responsivität der LSP aus Gl. (3.1) erhält man dann

$$R_{PIN} = (0.61 \pm 0.02) \text{ A/W} \quad \text{oder} \quad R_{PIN}^{-1} = (1.65 \pm 0.04) \text{ W/A} \quad .$$

Für ein weiteres PIN-Dioden-Array wurde

$$R_{PIN2} = (0.58 \pm 0.02) \text{ A/W}, \quad R_{PIN2}^{-1} = (1.73 \pm 0.04) \text{ W/A}$$

ermittelt.

Diese Werte werden bei den Messungen zur Qualitätssicherung und allen weiteren Untersuchungen benutzt. Man benötigt dann die inverse Responsivität, um aus einem Photostrom die optische Leistung zu berechnen.

3.3 Messung optischer Leistungen

In Kapitel 4 werden die Messungen der optischen Leistungen und der DORIC-Signale von Opto-Boards vor und nach einer Bestrahlung miteinander verglichen. Diese Messungen wurden an verschiedenen Orten und mit verschiedenen Messsystemen durchgeführt. In diesem Abschnitt wird die Genauigkeit und Vergleichbarkeit der Messung der optischen Leistungen detailliert untersucht. Eine fundierte Bestimmung der Messunsicherheiten bei den DORIC-QA-Messungen mit dem Siegener Testsystem findet sich in [21].

Um Messungen miteinander vergleichen zu können, müssen alle relevanten äußeren Parameter konstant gehalten oder zumindest beobachtet werden. Die Messung der optischen Leistung der VCSEL wird von der Temperatur der VCSEL und der optischen Verbindung zwischen der Lichtquelle (VCSEL) und dem Lichtmessgerät (Photodiode) beeinflusst.

Verluste durch die optische Verbindung Das Licht wird auf dem Weg von der Lichtquelle zum Empfänger durch Dämpfung im Lichtleiter sowie Verluste bei der Ein- und Auskopplung des Lichts und an den Übergängen zweier Fasern abgeschwächt. Die Abschwächung hängt vom Fasertyp und -durchmesser ab. Im Experiment und bei den Messungen zur Qualitätssicherung während der Opto-Board-Produktion werden immer SIMM-Fasern mit einem Kerndurchmesser von $50\ \mu\text{m}$ an die VCSEL angeschlossen. Die tatsächliche gesamte Ausgangsleistung der VCSEL ohne Faser ist deshalb weniger interessant und auch schwieriger zu messen. Alle optischen Leistungen in diesem Abschnitt wurden mit einer $50\ \mu\text{m}$ SIMM-Faser von 1 oder 2 Meter Länge zwischen VCSEL und Photodiode gemessen. Befinden sich mehrere Übergänge und verschiedene Fasertypen in der optischen Übertragungsstrecke, so ist dies bei der Berechnung der optischen Leistungen zu berücksichtigen. Untersuchungen der Verluste beim Übergang zwischen SIMM50, GRIN50 und GRIN62.5-Fasern mit MT-Stecker finden sich in [17]. Der Verlust pro Übergang liegt in der Größenordnung von 10%.

In der endgültigen Version des Testsystems befindet sich ein PIN-Dioden-Array als Lichtdetektor in einem abgeschlossenen Metallkasten. Innerhalb des Metallkastens verbindet ein $0.5\ \mu\text{m}$ langes MT-Kabel das PIN-Array mit einem MPO-Faserteckverbinder an der Außenseite des Kastens. Hier kann ein mit einem Opto-Board verbundenes MT-Kabel eingesteckt werden. Gegenüber den hier dargestellten Messungen befindet sich also ein zusätzlicher MT-MT-Übergang zwischen Lichtquelle und -empfänger, und die gemessenen Lichtleistungen sind systematisch etwa 10% niedriger, als wenn nur eine Faser verwendet wird.

Im Testsystem wird das Licht nur über wenige Meter gesendet. Deshalb kann die Dämpfung in der Faser gegenüber den Verlusten an den Übergängen vernachlässigt werden.

Stabilität der VCSEL-Ausgangsleistung Um die Stabilität der optischen Ausgangsleistung eines VCSELs zu untersuchen, wurde viermal ein Kanal eines VCSEL-Arrays ohne Opto-Board über mehrere Stunden betrieben und jede Minute die optische Leistung gemessen. Der Strom durch den VCSEL betrug konstant $I_{\text{VCSEL}}=8\ \text{mA}$,

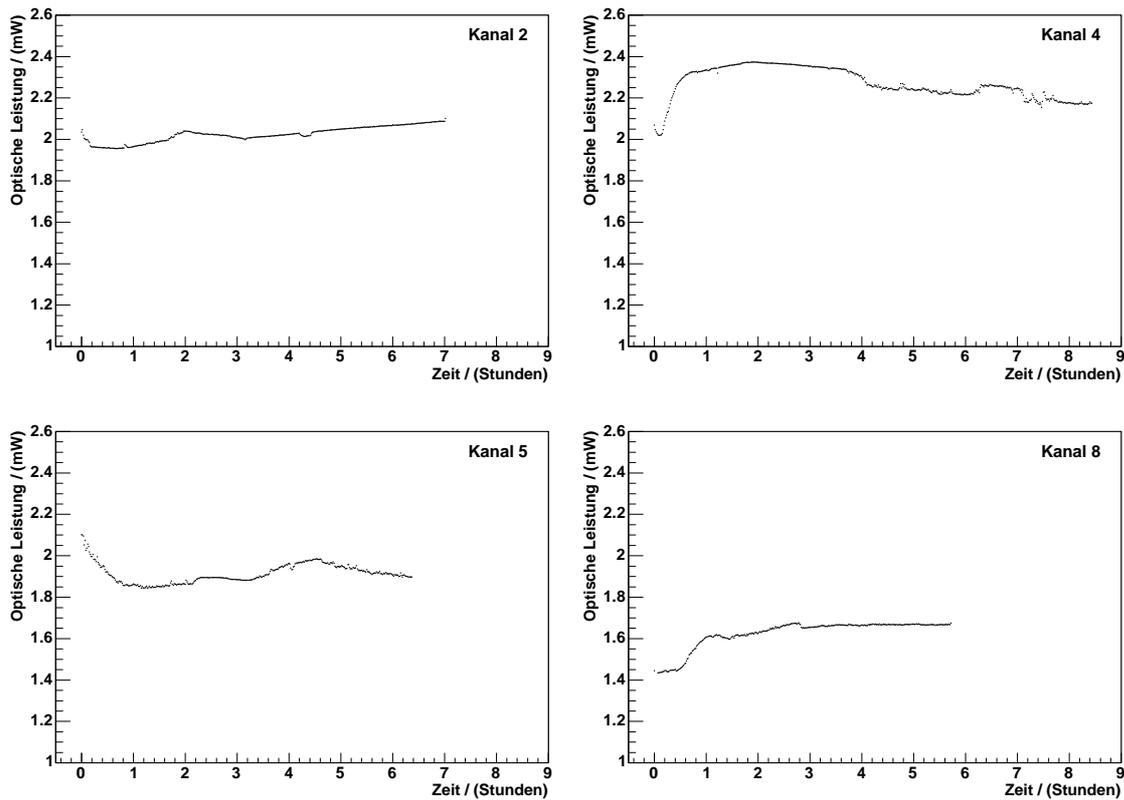


Abb. 3.7: Optische Ausgangsleistungen von vier Kanälen eines VCSEL-Arrays. Die Umgebungstemperatur betrug $(23 \pm 1)^\circ\text{C}$, der Strom durch den VCSEL 8 mA. Während der Messung wurde der Aufbau nicht verändert. Die vier Kanäle sind nicht parallel gemessen worden, sondern an verschiedenen Tagen.

was etwa demjenigen im Experiment entspricht ($I_{\text{set}} = 0.55 \text{ mA}$, $I_{\text{VCSEL}} \approx 14 \cdot I_{\text{set}}$). Die Umgebungstemperatur betrug $(23 \pm 1)^\circ\text{C}$, die Temperatur direkt auf dem VCSEL kann nicht gemessen werden. Als Lichtdetektor diente die großflächige Photodiode LSP. VCSEL und Photodiode waren durch ein 2 m langes SIMM50-Kabel verbunden. Während der Messung wurde dieser Aufbau nicht verändert.

Das Ergebnis der Messungen zeigt Abbildung 3.7. Die optische Ausgangsleistung der VCSEL beträgt ungefähr 2 mW. Sie ändert sich am stärksten innerhalb der ersten Stunde und variiert bei einem Kanal um bis zu 0.4 mW (d.h. etwa $\pm 10\%$). Die Abweichung zweier unmittelbar nacheinander durchgeführter Messungen ($\Delta t = 1 \text{ min}$) ist jedoch wesentlich kleiner. Die optische Leistung zeigt eine kontinuierliche Entwicklung mit der Zeit. Dieser Verlauf deutet auf einen Temperatureffekt hin.

Das VCSEL-Array befand sich nicht in einem abgeschlossenen Gehäuse. Beispielsweise durch Luftzug im Raum kann der VCSEL zu verschiedenen Zeiten unterschiedlich stark gekühlt werden, ohne dass sich die Umgebungstemperatur deutlich verändert. Dies entspricht der üblichen Laborumgebung. Temperaturänderungen führen zu einer Verschiebung der Laserschwelle und damit zu einer Änderung der optischen Ausgangsleistung. Auch die Anregung verschiedener transversaler Schwingmoden im VCSEL kann sich auf die optische Leistung auswirken [23].

Der VCSEL ist ein komplexes Bauteil. Die Besetzungszahlen der Niveaus im Valenz- und Leitungsband, die Anregung bestimmter Schwingungsmoden in der aktiven Zone oder die spektrale Reflektivität der DBR-Spiegel jeweils als Funktion der Temperatur können nicht leicht berechnet oder mit einfachen Hilfsmitteln bestimmt werden. Die Ursache für die Schwankungen der optischen Ausgangsleistung kann daher nicht genau identifiziert werden.

Als Ergebnis dieser Messung wird festgehalten: Unter Standardlaborbedingungen wird die optische Leistung der VCSEL durch einen gegebenen VCSEL-Strom bei fester Umgebungstemperatur und unverändertem Aufbau nicht genauer als auf $\pm 10\%$ festgelegt.

Stabilität der VCSEL-Ausgangsleistung auf dem Opto-Board Die gleiche Messung wie mit dem einzelnen VCSEL-Array (voriger Abschnitt) wurde auch mit einem Opto-Board durchgeführt. Dabei gab es folgende Unterschiede: Der VCSEL-Strom wird auf dem Opto-Board durch den VDC generiert, die VCSEL wurden nicht permanent im An-Zustand betrieben, sondern sendeten Zufallsdaten (40 MHz), alle VCSEL des Arrays sendeten gleichzeitig Licht und als Detektor diente ein PIN-Dioden-Array mit Drehschalter. Dadurch konnten alle sieben Kanäle gleichzeitig gemessen werden, lediglich der Drehschalter am PIN-Array musste immer umgeschaltet werden.

Abbildung 3.8 zeigt die optischen Leistungen der VCSEL des Opto-Boards als Funktion der Zeit. Der Verlauf der Kurven ist ähnlich denen des einzelnen VCSEL-Arrays. Einige Kanäle sind sehr stabil, bei anderen beträgt die Variation der Leistungen bis zu $\pm 15\%$. Die maximal beobachtete Schwankung ist damit beim Opto-Board etwas größer als beim freien VCSEL-Array. Ob dieses allgemein gilt oder hier beispielsweise durch Fertigungsunterschiede zwischen den beiden VCSEL-Arrays begründet wird, kann mit der geringen Anzahl untersuchter Kanäle nicht entschieden werden.

Für den Betrieb im Detektor sind die Schwankungen der optischen Ausgangsleistung unproblematisch, da sie den logischen Bit-Zustand des Signals nicht beeinflussen.

Wiederholte Messung der optischen Ausgangsleistung eines Opto-Boards In den Messungen zur Qualitätssicherung der Opto-Board-Produktion wird die optische Ausgangsleistung überprüft. Dabei sind die Messbedingungen die Folgenden:

- Umgebungstemperatur $\approx 22^\circ\text{C}$, wird nicht kontrolliert,
- 1 m SIMM50-Faser zwischen VCSEL und Photodiode, inzwischens geändert: 2×0.5 m SIMM50-Faser, d.h. ein zusätzlicher MT-MT-Übergang,
- Signalform: zufällige 40 MHz Bitfolge, 20 MHz Takt, 40 MHz Takt oder permanent High.

Für die Reproduzierbarkeit der Messergebnisse spielt hier neben der Stabilität der Ausgangsleistung des VCSELs die Ankopplung der Faser eine wichtige Rolle. Zur

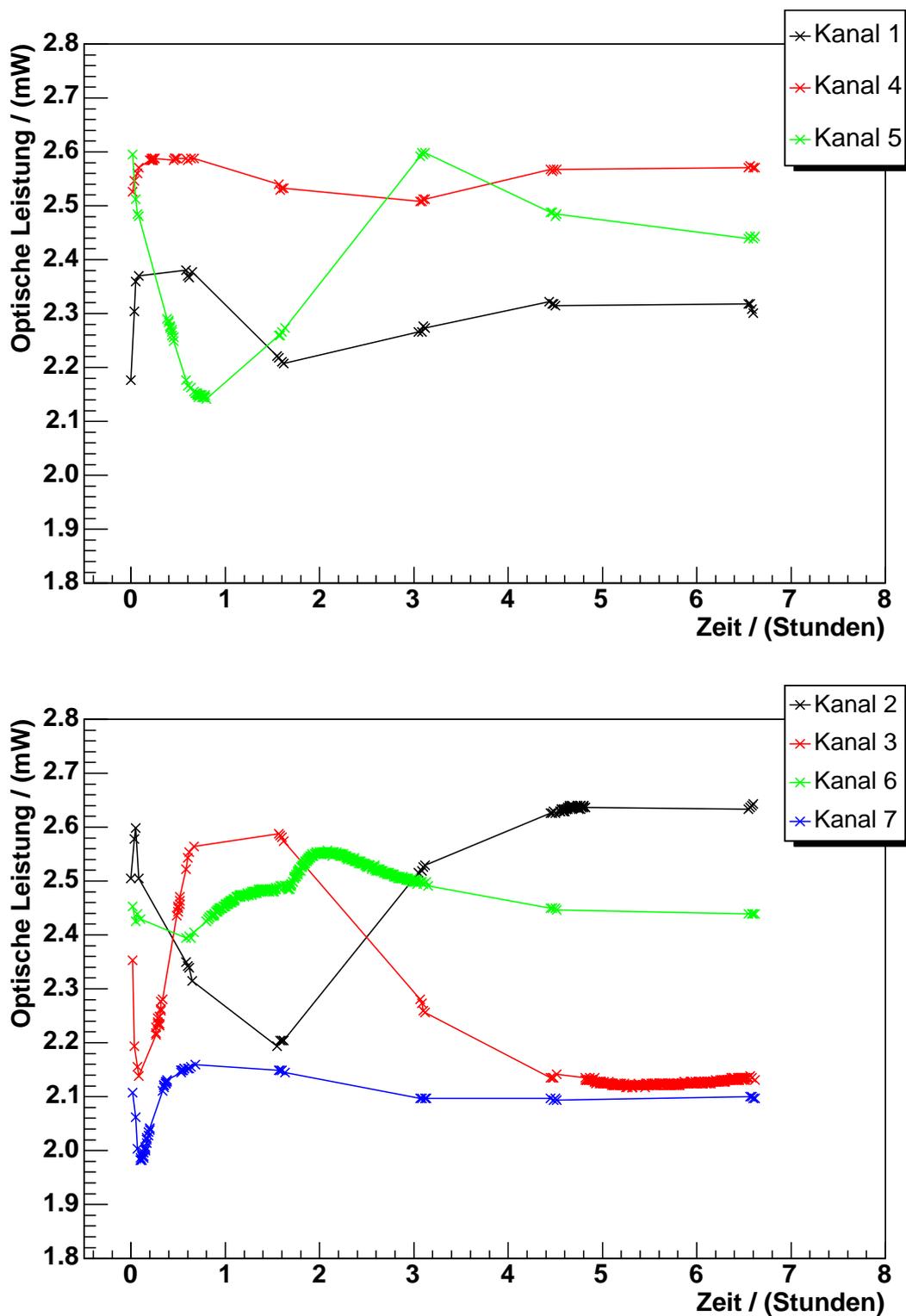


Abb. 3.8: Optische Ausgangsleistungen der sieben VCSEL-Kanäle eines Opto-Boards, über mehrere Stunden beobachtet. Da manuell zwischen den Kanälen umgeschaltet werden musste, wurden nur etwa jede Stunde Messpunkte für alle Kanäle aufgenommen. Die Messpunkte sind durch Linien verbunden und auf zwei Diagramme aufgeteilt, um die Kanäle besser zuordnen zu können.

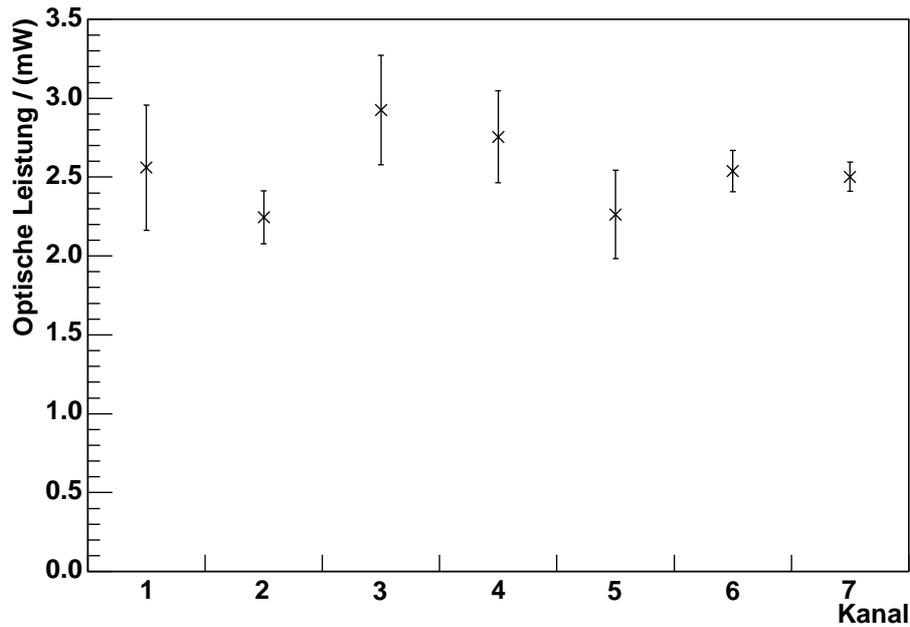


Abb. 3.9: Die optische Ausgangsleistung der sieben VCSEL-Kanäle eines Opto-Boards. Dargestellt sind die aus 31 Messwerten pro Kanal bestimmten Mittelwerte mit ihren Standardabweichungen (siehe Text).

Untersuchung dieses Effekts wurde die optische Leistung eines Opto-Boards mehrmals gemessen und zwischendurch die optische Faser immer abgenommen und wieder eingesetzt. Das Herausnehmen und auch das Einsetzen der Faser sind aufwändig. Die Führungstifte am Opto-Package und die Klammerärmchen des Gehäuses (housing) können dabei abbrechen (siehe Abb. 2.10 und Abb. 2.4). Deshalb konnte nur eine begrenzte Zahl von Messungen durchgeführt werden. Der VDC-Steuerstrom betrug $I_{\text{set}} = 0.55 \text{ mA}$ ($\Rightarrow I_{\text{VCSEL}} \approx 8 \text{ mA}$). Mit Hilfe des Testsystems wurden verschiedene Datensequenzen (permanent High, 40 MHz Takt, 40 MHz Zufallsdaten) an die VDCs gesendet. Mit einer einmal eingesetzten Faser wurden mehrere Messungen durchgeführt. Die optische Ausgangsleistung der VCSEL zeigt keine signifikante Abhängigkeit von der gewählten Signalform.

Insgesamt wurde die optische Leistung jedes Kanals 31-mal gemessen, wobei die optische Faser viermal aus- und wiedereingebaut wurde (verschiedene Tage). Abbildung 3.9 zeigt die mittleren optischen Leistungen jedes Kanals mit der Standardabweichung als Fehler. Messungen an weiteren Opto-Boards liefern ähnliche Ergebnisse. Die Standardabweichung beträgt bis zu 20% vom Mittelwert. Eine gemessene optische Leistung ist also innerhalb von $\pm 20\%$ reproduzierbar. Dies ist die für die Messungen zur Qualitätssicherung in der Opto-Board-Produktion angenommene Genauigkeit.

Temperaturabhängigkeit der Laserschwelle Im Detektor werden die Opto-Boards auf etwa 0 bis 10°C gekühlt (siehe Abschnitt 2.3). Deshalb ist neben der Reproduzierbarkeit des Ergebnisses einer Messung der optischen Ausgangsleistung unter Laborbedingungen auch die Temperaturabhängigkeit der VCSEL von Bedeutung. Zur Untersuchung der Temperaturabhängigkeit ist eine Messung des Schwellenstroms

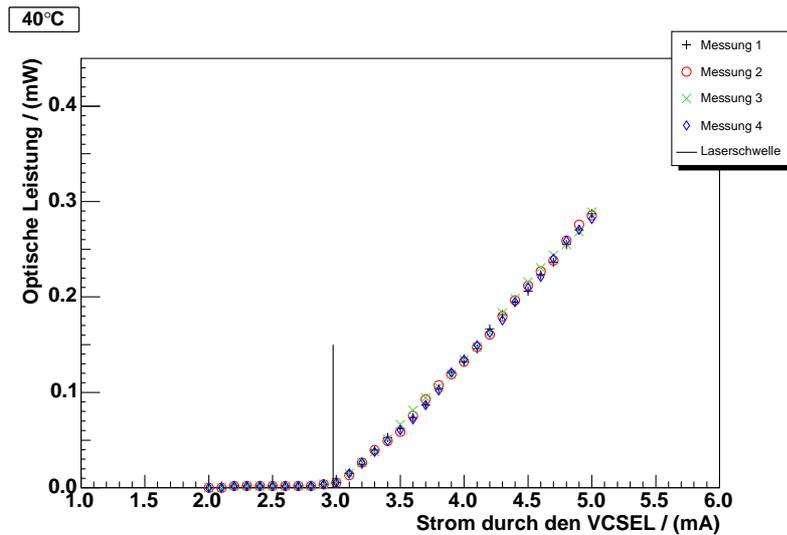


Abb. 3.10: Leistung-Strom-Kurven bei 40°C. Diagramme für die anderen Temperaturen finden sich in Anhang B. Zwischen dem VCSEL in der Klimakammer und der PIN-Photodiode befanden sich drei Faserübergänge, die zu einer Abschwächung der optischen Leistung führen. Der Schwellenstrom wird dadurch jedoch nicht beeinflusst.

geeignet, da die Laserschwelle, im Unterschied zur Ausgangsleistung, nicht von der Abschwächung durch die optische Verbindung abhängt.

Wie in Abschnitt 2.4 erläutert, besitzt die Laserschwelle bei einer bestimmten Temperatur ein Minimum. Zur Untersuchung dieses Sachverhalts wurde ein Kanal eines VCSEL-Arrays bei Umgebungstemperaturen zwischen -20°C und $+60^{\circ}\text{C}$ in einer Klimakammer betrieben. Bei jeder Temperatur wurde der VCSEL-Strom zwischen 2 und 5 mA in Schritten von 0,1 mA variiert und jeweils die optische Leistung gemessen. Aus den Leistung-Strom-Diagrammen wurde dann der Schwellenstrom ermittelt. Bei jeder Temperatur wurden immer drei oder vier Kurven kurz nacheinander aufgenommen. Ihre Schwellen stimmen innerhalb von etwa 0,1 mA überein. Abbildung 3.10 zeigt die Messung bei 40°C . Die Leistung-Strom-Diagramme für die anderen Temperaturen und Details zur Bestimmung des Schwellenstroms finden sich in Anhang B.

Zwischen zwei Messungen bei verschiedener Temperatur wurde mindestens 20 Minuten gewartet (Ausnahme: 65°C) und die Temperaturänderung wurde nie größer als 20°C gewählt, damit sich auch im VCSEL eine konstante Temperatur einstellen konnte. Die VCSEL wurden nur während der Aufnahme der Kurven betrieben. Einige Temperaturen wurden mehrmals eingestellt.

Abbildung 3.11 zeigt die Laserschwelle als Funktion der Temperatur. In Übereinstimmung mit der Theorie weist die Laserschwelle ein Minimum auf. Dieses liegt bei etwa 30°C . Die niedrigste gemessene Schwelle beträgt 2,8 mA, die höchste 3,6 mA. Diese Differenzen sind für das Experiment akzeptabel (0 bis 10°C). Bei einer bestimmten Temperatur streut die Laserschwelle um etwa 0,4 mA. Dies ist deutlich mehr als die Genauigkeit von 0,1 mA bei der Bestimmung der Schwellen. Ein offensichtlicher Grund dafür liegt nicht vor.

Diese Messung ist nur eine grobe Überprüfung der Temperaturabhängigkeit der Laserschwelle. Für genauere Untersuchungen müsste man die Temperatur direkt

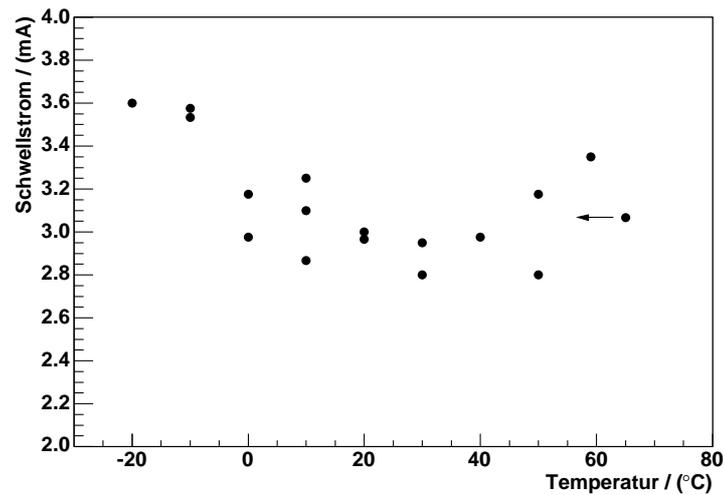


Abb. 3.11: Temperaturabhängigkeit der Laserschwelle eines VCSELs. Die angegebenen Temperaturen sind Umgebungstemperaturen in der Klimakammer. Der 65 °C-Messpunkt wurde nur wenige Minuten nach dem 50 °C-Messpunkt aufgenommen, die Temperatur liegt daher vermutlich unter 65 °C.

am VCSEL messen und im Pulsbetrieb arbeiten, um eine Erwärmung des VCSELs durch den Stromfluss zu vermeiden. Da dieses für den Betrieb im Detektor aber irrelevant ist und beim Opto-Package (Abb. 2.9) die Temperatur auch nicht direkt am VCSEL gemessen werden kann, wurde hier darauf verzichtet.

4 Strahlenhärte der optischen Datenübertragungsstrecke

Die hohe Rate, mit der in den Proton-Proton-Kollisionen des LHCs Teilchen produziert werden, führt zu einer hohen Strahlenbelastung innerhalb des Detektors. Die Sensoren und die Elektronik werden durch die Strahlung geschädigt und aktiviert. Der Zugang zu den inneren Komponenten des ATLAS-Detektors ist sehr aufwändig. Deshalb müssen die Bauteile die komplette LHC-Betriebsdauer von 10 Jahren überstehen, lediglich die Module der B-Lage des Pixeldetektors sollen nach 5 Jahren ausgetauscht werden. Es werden daher besondere Anforderungen an die Strahlenhärten der eingesetzten Komponenten gestellt.

Die Opto-Boards befinden sich auf dem PP0 (Patch Panel 0) direkt an den Enden des Pixeldetektors in einem Abstand von nur 20 cm von der Strahlachse und etwa 1 m vom Wechselwirkungspunkt entfernt (siehe Kapitel 2). Die hinsichtlich der Strahlenbelastung kritischen Bauteile sind die optischen Komponenten (VCSEL und PIN-Diode), die Treiber- bzw. Dekodierchips (VDC und DORIC) sowie die optischen Fasern.

Zahlreiche Untersuchungen haben zum endgültigen Design des optischen Links und zur Auswahl der eingesetzten Komponenten geführt. Die Strahlenhärte der einzelnen, oben genannten Bauteile ist in Bestrahlungen getestet worden. Im Rahmen dieser Arbeit wurden im Juni 2004 vier vollständig aufgebaute Opto-Boards bestrahlt. Die bestrahlten Opto-Boards entsprechen in ihrem Layout bis auf wenige Änderungen (Vergrößerungen von Bond-Pads, Entfernung einer bondfähigen Goldschicht unter einer Lötgoldschicht) denjenigen der endgültigen Produktion. Das Ziel dieser Bestrahlung ist eine abschließende Bestätigung der Funktionstüchtigkeit des kompletten Opto-Boards während und nach Bestrahlung. Für eine Untersuchung des Einflusses der Bestrahlung auf bestimmte Parameter einzelner Komponenten ist eine Bestrahlung nur dieser Komponenten besser geeignet. Beispielsweise lässt sich auf dem Opto-Board der Strom durch den VCSEL nicht direkt messen, so dass die Änderung der Laserschwelle mit der Strahlendosis nicht ermittelt werden kann (höchstens indirekt über I_{set}).

In diesem Kapitel werden zunächst die Grundlagen von Strahlenschäden in Halbleitern beschrieben sowie simulierte Flüsse und Fluenzen im ATLAS-Detektor für den optischen Link zusammengestellt. Anschließend werden kurz Ergebnisse aus früheren Bestrahlungen (vor dieser Arbeit) aufgeführt. Zuletzt folgt eine ausführliche Beschreibung der Bestrahlung vom Juni 2004 und eine Analyse der aufgenommenen Daten.

4.1 Strahlenschäden in Halbleitern

Die Strahlenschäden in Halbleitern können grob in Ionisations- und Versetzungsschäden aufgeteilt werden ([24–27] und Referenzen darin).

4.1.1 Ionisationsschäden

Ionisation, d.h. die Erzeugung von Elektron-Loch-Paaren, wird durch geladene Teilchen und Photonen verursacht. Sie kann zu vorübergehenden Effekten oder zu Langzeitschäden durch den Aufbau von Raumladungen führen. Letzteres tritt auf, wenn die bestrahlte Probe isolierende Strukturen enthält, wie beispielsweise das SiO_2 in MOS-Bauelementen (Metal Oxide Semiconductor).

Die Entstehung von Oxidladungen und Grenzflächenladungen an der Halbleiter-Oxid-Grenzschicht einer MOS-Struktur lässt sich mit Abbildung 4.1 erklären [28]. Die in der Oxidschicht durch Ionisation erzeugten Elektronen und Löcher (a) werden durch eine äußere Spannung getrennt und rekombinieren daher nicht vollständig (b). Die Elektronen mit ihrer hohen Beweglichkeit werden schnell von der Anode abgesaugt (c). Die Löcher wandern langsamer in Richtung Kathode und können in einer Grenzschicht von etwa 5-10 nm Dicke vor der Kathode eingefangen werden (d). Dort bilden sie eine positive Oxidladung. Einige dieser eingefangenen Ladungen diffundieren mit der Zeit (Millisekunden bis Jahre) in den Halbleiter und erzeugen durch den Aufbruch chemischer Bindungen stabile Grenzflächenzustände. Dadurch werden Energieniveaus in der Silizium-Bandlücke induziert. In einer NMOS-Struktur verhalten sich diese als negativ geladene Akzeptorzustände (e). Sie kompensieren (oder überkompensieren) die positiven Oxidladungen.

Die Langzeitschäden hängen näherungsweise nicht vom einfallenden Teilchen oder seiner Energie, sondern nur von der gesamten durch Ionisation im Material deponierten Energie, d.h. von der totalen Ionisationsdosis D ab ($[D] = \text{Gy} = 1 \text{ J/kg} = 100 \text{ rad}$). Auch die Dosisrate (Gy/s) spielt eine Rolle: Je größer die Dosisrate, desto größer die Elektron-Loch-Dichte und damit auch der Anteil der Elektronen und Löcher die wieder rekombinieren. Die Dosis muss immer auf das Absorbermaterial bezogen werden, z.B. $\text{Gy}(\text{Si})$.

Im Halbleitermaterial rekombinieren Elektron-Loch-Paare einfach wieder mit einander. Daher ist die Ionisation dort vollständig reversibel und hinterlässt keine bleibenden Schäden. Die erzeugten Ladungsträgerpaare ändern aber kurzzeitig den elektrischen Zustand eines Bauteils und können zu Änderungen des logischen Bit-Zustands des Bauteils führen (Single-Event Upsets, SEU).

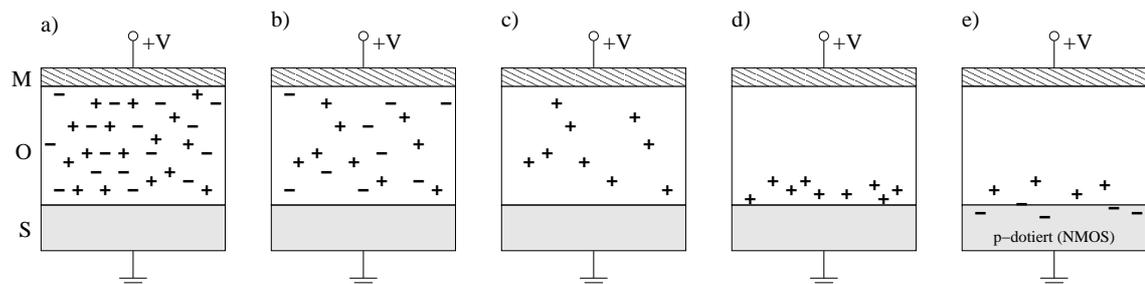


Abb. 4.1: Entstehung von Oxidladungen und Grenzflächenladungen in einer MOS-Struktur (z.B. nach [26])

4.1.2 Versetzungsschäden

Als Versetzungsschäden bezeichnet man Kristalldefekte, die durch das Entfernen von Kristallatomen aus ihren normalen Gitterplätzen entstehen. Sie werden sowohl durch neutrale als auch durch geladene Teilchen verursacht, wenn auch für geladene Teilchen der Energieverlust durch Ionisation überwiegt.

Ein einfallendes, energiereiches Teilchen kann mit einem Atom des Halbleiters kollidieren und dieses aus seinem Gitterplatz heraus schlagen. Dieses PKA (Primary Knock-on Atom) wird schnell durch Ionisation und, sofern es genügend Energie erhalten hat, durch Herausschlagen weiterer Gitteratome seine Energie verlieren. Es entsteht eine Kaskade von Kollisionsprozessen, die zu einer baumartigen Struktur von Punktdefekten (Leerstellen und Zwischengitteratome) und abschließenden Clustern hoher Defektdichte führt. Die Clusterbildung am Ende der Teilchenspuren ist eine Folge des erhöhten Wirkungsquerschnitts für elastische Streuung bei Kollisionsenergien unter ≈ 10 keV.

Diese anfängliche Defektkaskade entsteht innerhalb von 10^{-14} s bis 10^{-12} s. Anschließend findet innerhalb von $\lesssim 1$ s durch thermische Bewegung eine Umordnung der Atome statt und ein großer Teil der entstandenen Frenkelpaare (Leerstelle + Zwischengitteratom) rekombiniert wieder miteinander, ohne dass ein Schaden zurück bleibt. Übrig bleiben thermisch stabile Defekte (z.B. Di-Vakanzen, Leerstelle-Verunreinigung-Komplexe, größere Cluster), die die elektrischen Eigenschaften des Halbleiters beeinflussen.

Um ein PKA zu erzeugen, müssen in Si etwa 25 eV und in GaAs etwa 10 eV auf das Atom übertragen werden. Für die Erzeugung eines Defekt-Clusters ist ein größerer Energieübertrag erforderlich, in Si ungefähr 5 keV. Die von der Masse abhängige Mindestenergie eines einfallenden Teilchens zur Erzeugung eines Frenkelpaares oder Clusters kann mit Hilfe der Näherung für die maximal auf ein Target-Atom übertragene Energie

$$E_{\text{kin,Si/Ga}} = 2E \frac{E + 2m}{M}$$

berechnet werden. Darin ist E die kinetische Energie und m die Masse des Teilchens und M die Masse eines Si-Atoms ($M_{\text{Si}} = 26.3 \text{ GeV}/c^2$) oder Ga-Atoms ($M_{\text{Ga}} = 66 \text{ GeV}/c^2$). Die Näherung erhält man mit $m \ll M$ und $E_{\text{kin,Si/Ga}} = p^2/2M$. Für Protonen, Neutronen und Pionen kann alternativ die nicht-relativistische Beziehung

$$E_{\text{kin,Si/Ga}} = E \frac{4mM}{(m + M)^2}$$

benutzt werden. Tabelle 4.1 gibt diese Energien für verschiedene Teilchen an.

Die Wechselwirkungen mit dem PKA hängen von der Art und Energie des einfallenden Teilchens ab und die Beziehung zwischen der primären Versetzung und dem endgültigen Defektzustand ist nicht einfach. Es zeigt sich jedoch, dass die Degradation eines Halbleiterbauelements näherungsweise nur von der Energiedeposition in nichtionisierenden Stößen bestimmt wird — unabhängig von den Eigenschaften der einfallenden Teilchen. Dies wird als NIEL-Hypothese (Non-Ionising Energy Loss) bezeichnet. Der NIEL, also der Energieverlust durch nichtionisierende Stöße, wird meist auf die Dichte des Targetmaterials bezogen und in $\text{keV}/(\text{g cm}^{-2})$ angegeben.

| Teilchen | Silizium | | Galliumarsenid | |
|-----------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| | E_{Frenkel} | E_{Cluster} | E_{Frenkel} | E_{Cluster} |
| Elektron | 260 keV | 8 MeV | 260 keV | |
| Pion | 1.2 keV | 235 keV | 1.2 keV | |
| Proton, Neutron | 0.18 keV | 35 keV | 0.18 keV | |
| Si-Atom | 25 eV | 5 keV | | |
| Ga-Atom | | | 10 eV | nicht bekannt |

Tab. 4.1: Minimale kinetische Energien einiger Teilchen zur Erzeugung eines Frenkel-paares oder Clusters in Si und GaAs. Die Daten aus den beiden letzten Zeilen stammen aus [24, 29] und Referenzen darin. Alle anderen Energien wurden daraus berechnet (siehe Text).

| | 1 MeV Neutronen | | 24 GeV/c Protonen | | 300 MeV/c Pionen | | 200 MeV Protonen | | 30 MeV Protonen | |
|----------------------------------|--------------------|------|----------------------|------|---------------------|------|---------------------|------|--------------------|------|
| | Si | GaAs | Si | GaAs | Si | GaAs | Si | GaAs | Si | GaAs |
| NIEL (keV cm ² /g) | 1.7 | 0.55 | 1.0 | 2.9 | 1.9 | 3.6 | 1.9 | 3.9 | 4.8 | 4.0 |
| Verhältnis zu 1 MeV Neutronen | 1 | 1 | 0.59 | 5.3 | 1.1 | 6.5 | 1.1 | 7.1 | 2.8 | 7.3 |

Tab. 4.2: NIEL-Werte in Si und GaAs für verschiedene Teilchensorten und Energien [30, 31]. Die Angaben für Neutronen sind auf etwa 10% genau. Die Werte für Protonen und Pionen in GaAs besitzen Unsicherheiten in der Größenordnung eines Faktors 2.

Mit der NIEL-Hypothese lassen sich die durch Teilchen verschiedenen Typs und verschiedener Energie produzierten Strahlenschäden miteinander vergleichen. Üblicherweise werden Teilchenfluenzen auf eine äquivalente 1 MeV Neutronenfluenz bezogen, die in einem bestimmten Material den selben Versetzungsschaden, d.h. den selben NIEL, verursacht. In Tabelle 4.2 sind die NIEL-Werte für verschiedene Teilchensorten in Si und GaAs angegeben.

Die Fluenz Φ ist der über die Zeit integrierte Teilchenfluss ϕ . Die Einheit der Fluenz ist damit $[\Phi] = \text{cm}^{-2}$, die des Flusses ist $[\phi] = \text{cm}^{-2}\text{s}^{-1}$.

4.1.3 Auswirkungen auf den VCSEL

Beim VCSEL sinkt durch Bestrahlung die optische Ausgangsleistung. Verantwortlich dafür sind Versetzungsschäden.

Die durch Bestrahlung entstandenen Defekte führen zu zusätzlichen Energieniveaus in der Bandlücke des Halbleiters. Über diese Energiezustände erfolgt eine nicht-radiative Rekombination (d.h. ohne Emission von Photonen mit der Laserwellenlänge), die mit den radiativen Laserübergängen konkurriert.

Durch die zusätzlichen Übergänge verringert sich die Lebensdauer der Minoritätsladungsträger (Elektronen im Leitungsband und Löcher im Valenzband). Die Le-

bensdauer nach der Bestrahlung kann man schreiben als

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_0} + \sum_i \sigma_i v_{\text{th}} n_i \quad , \quad (4.1)$$

worin τ_0 die Lebensdauer vor der Bestrahlung, v_{th} die mittlere thermische Geschwindigkeit der Minoritätsladungsträger, σ_i der Wirkungsquerschnitt für den Ladungsträgereinfang und n_i die Dichte der durch die Bestrahlung induzierten Rekombinationszentren vom Typ i sind.

Wenn sich die Regionen, in denen Defekte vorliegen, nicht signifikant überschneiden, dann ist die Defektdichte proportional zur Fluenz Φ . Also

$$n_i = C_i \Phi$$

wobei C_i eine Konstante ist, die die Wahrscheinlichkeit zur Erzeugung eines Defekts pro Einheit der Fluenz angibt. Mit der Schadenskonstanten

$$K = \sum_i \sigma_i v_{\text{th}} C_i$$

kann für die Lebensdauer dann geschrieben werden

$$\frac{\tau_0}{\tau} = 1 + \tau_0 K \Phi \quad . \quad (4.2)$$

Bei VCSELn wird die Minoritätslebensdauer im Laserbereich (d.h. oberhalb der Laserschwelle) durch stimulierte Emission bestimmt. Sie ist daher mehrere Größenordnungen kleiner als bei LEDs (Light-Emitting Diode) und es werden wesentlich höhere Fluenzen benötigt, um signifikante Änderungen in τ/τ_0 zu erzeugen. Deshalb sind Laser strahlenhärter als LEDs.

Unterhalb der Laserschwelle wird die Minoritätsladungsträgerlebensdauer durch spontane Emission bestimmt. Strahlungsinduzierte nicht-radiative Rekombinationszentren führen dort zu einer erniedrigten Lichtausbeute. Beim VCSEL nimmt dadurch die Laserschwelle mit der Bestrahlung zu. Neben der Zunahme der Laserschwelle kann sich auch der differentielle Wirkungsgrad oberhalb der Schwelle (engl. slope efficiency, Steigung der Leistung-Strom-Kurve) verringern. Insgesamt nimmt bei gegebenem VCSEL-Strom die optische Ausgangsleistung ab.

4.1.4 Auswirkungen auf die PIN-Diode

Die Bestrahlung mit geladenen und ungeladenen Teilchen führt in der PIN-Diode zu mehreren Effekten.

Responsivität Durch Bestrahlung erzeugte Defekte führen zu zusätzlichen Energieniveaus in der Bandlücke. In diesen Niveaus können erzeugte Ladungsträger eingefangen werden. Dadurch erhöht sich die Wahrscheinlichkeit für Rekombination und der Photostrom verringert sich. Dies bedeutet eine Abnahme der Responsivität der Diode.

Die vorhandenen Akzeptor- und Donatoratome können durch strahlungsinduzierte Defekte deaktiviert werden und neue Akzeptor- und Donatorzustände können erzeugt werden [27]. Bei der sehr schwach dotierten i-Schicht der PIN-Diode kann dies

zur Typinversion, d.h. zur Änderung der effektiven Doping-Konzentration führen. Die Verarmungszone wächst dann von der anderen Seite der Diode. Falls die Diode nicht komplett depletiert ist, muss das Licht dann eine größere Strecke zurücklegen und wird stärker absorbiert, bevor es die Verarmungszone erreicht.

Dunkelstrom Die zusätzlichen Niveaus in der Bandlücke bewirken eine erhöhte Generation von Elektron-Loch-Paaren und damit eine Erhöhung des Dunkelstroms. Für den Dunkelstrom gilt

$$I_{\text{dc}} = \frac{eVn_i}{2\tau} \quad .$$

Darin ist e die Elementarladung, V das depletierte Volumen, n_i die Ladungsträgerkonzentration der intrinsischen Schicht und τ die Lebensdauer der Minoritätsladungsträger.

Die Lebensdauer ändert sich durch die Bestrahlung. Es gelten die selben Überlegungen wie in Abschnitt 4.1.3. Für die Änderung des Dunkelstroms gilt mit Gleichung (4.2)

$$\Delta I_{\text{dc}} = \frac{eVn_i}{2} \left(\frac{1}{\tau} - \frac{1}{\tau_0} \right) = \text{const} \cdot \Phi$$

mit $\text{const} = eVn_iK/2$.

Anstiegs- und Abfallzeiten Durch Einfang und verzögertes Freisetzen von Ladungsträgern in den Defektniveaus erhöhen sich die Anstiegs- und Abfallzeiten der Photodiode.

Single Event Upset Geladene Teilchen erzeugen beim Durchtritt durch die Verarmungszone Elektron-Loch-Paare. Dadurch kann die Diode auch im unbeleuchteten Zustand kurzfristig leitend werden und ein 0-Bit durch die anschließende Elektronik als 1-Bit fehlinterpretiert werden.

4.1.5 Auswirkungen auf die ASICs

Für die Degradation der Chips sind hauptsächlich Ionisationsschäden verantwortlich. Durch den Aufbau von Raumladungen in den Isolierschichten und an der Isolator-Halbleiter-Grenzschicht verändern sich die Ladungsträgerkonzentrationen des angrenzenden Halbleitergebiets.

Als Folge kann der Gesamtstromverbrauch ansteigen, die Anstiegs- und Abfallzeiten der Signale können zunehmen und Transistoren aufgrund der Änderung der Schwellenspannung aufhören zu schalten.

Das Verhalten eines komplexen Chips unter Bestrahlung ist schwer vorherzusagen. Deshalb ist es notwendig, die Strahlenhärte in Bestrahlungen zu testen.

Die beiden ASICs des Opto-Boards sind im Deep-Submicron Prozess (CMOS 0.25 μm) realisiert. Diese Technologie ist aufgrund der sehr dünnen Oxidschichten (Gateoxiddicke $\approx 5 \text{ nm}$) besonders resistent gegenüber Ionisationsschäden, da in der Oxidschicht weniger Ladungen erzeugt werden, und für diese Tiefen Elektronen aus dem Halbleiter in die Oxidschicht tunneln und den Aufbau von Oxidladungen verhindern.

4.1.6 Auswirkungen auf die optischen Fasern

Bei optischen Fasern nimmt unter Bestrahlung die Dämpfung zu. Durch Ionisation und durch Versetzungen brechen die Bindungen zwischen den Atomen auf und es entstehen Farbzentren. Diese Defekte absorbieren und streuen einfallende Photonen und erhöhen damit die Dämpfung der Faser.

Die Schäden können teilweise wieder ausheilen, wenn Licht durch die Faser gesendet wird (photo-bleaching, englisch für: photobleichen).

Die Farbzentren entstehen insbesondere an den Si-Ge-Bindungen und die Wirkung der Strahlung nimmt mit der Ge-Dopingkonzentration zu. Deshalb besitzt die strahlenharte Stufenindexfaser des Pixeldetektors einen undotierten Kern (pure silica core), siehe Abbildung 2.17. Um das Brechungsindexprofil einer Gradientenindexfaser zu erzeugen, muss der Kern Dotieratome (Ge) erhalten. Daher sind diese Fasern inhärent weniger strahlenhart als Stufenindexfasern mit undotiertem Kern.

4.1.7 Annealing

Als Annealing (engl. für Glühen, Ausglühen) bezeichnet man das Ausheilen von (Strahlen-)Schäden im Halbleitermaterial. Defekte im Halbleiter können ausheilen, indem Fehlstellen wieder durch Zwischengitteratome besetzt werden. Eine erhöhte Temperatur führt zu einer größeren Beweglichkeit der Atome und beschleunigt damit das Annealing. Ebenso fördert ein Stromfluss durch das geschädigte Material das Ausheilen der Schäden, da Elektron-Loch-Rekombinationen an der Defektstelle die Annealingrate erhöhen [32].

Neben dem Ausheilen von Defekten kann das Annealing jedoch auch zur Veränderung bestehender Defekte führen, die dann stabiler sind und negativere Auswirkungen auf die Eigenschaften eines Bauteils haben können als die ursprünglichen Defekte.

4.2 Strahlungsumgebung im Inneren Detektor

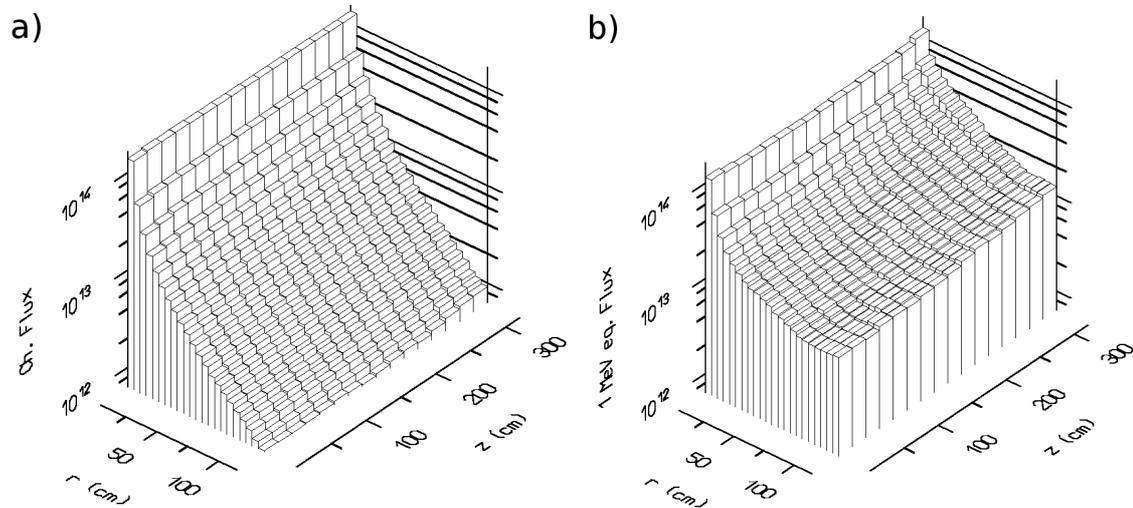


Abb. 4.2: a) Jährliche Fluenz ($\text{cm}^{-2}\text{yr}^{-1}$) geladener Hadronen im Inneren Detektor, b) Jährliche äquivalente 1 MeV Neutronenfluenz für Silizium im Inneren Detektor (Neutronen und geladene Hadronen) [33].

r bezeichnet den Abstand von der Strahlachse, z den Abstand vom Wechselwirkungspunkt in Strahlrichtung. Die dargestellten Simulationsergebnisse basieren noch auf dem Pixeldetektorlayout des Pixel-TDR.

Die im ATLAS-Detektor erwarteten Strahlungslevel sind simuliert worden [33]. Dabei wurde das ATLAS-Luminositätsszenario angenommen. Dieses sind drei Jahre niedriger Luminosität ($L = 10^{33} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$), gefolgt von sieben Jahren hoher Luminosität ($L = 10^{34} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$) mit jeweils $10^7 \text{ s/Jahr} = 116 \text{ Tage/Jahr}$. Diese Berechnungen wurden nachträglich für die geänderten Radien des Pixeldetektors und andere Annahmen über Wirkungsquerschnitte in den Proton-Proton-Kollisionen angepasst [25, 34, 35].

Der Teilchenfluss wird nahe des Wechselwirkungspunktes von geladenen Hadronen aus den pp-Reaktionen dominiert. Er nimmt quadratisch mit dem Abstand von der Strahlachse ab (Abb. 4.2 a)). Der Neutronenfluss stammt hauptsächlich von in den Kalorimetern zurückgestreuten Neutronen. Abbildung 4.2 b) zeigt für Silizium die jährliche Fluenz von Neutronen und geladenen Hadronen, ausgedrückt in 1 MeV Neutronen-Äquivalent.

Für die Opto-Boards ist die Strahlenbelastung am Patch Panel 0 entscheidend. Dieses entspricht etwa der Lage 2 des Pixeldetektors. Die berechneten Fluenzen inklusive eines Sicherheitsaufschlags von 50% sind in Tabelle 4.3 angegeben. Dieses sind die für den Opto-Link verwendeten Zahlen.

Für Ionisationsschäden ist die gesamte deponierte Energie relevant. Für die Lage der PP0s wird eine Gesamtdosis von etwa $200 \text{ kGy}(\text{Si}) = 20 \text{ Mrad}$ erwartet [25].

Zur Berechnung von Single-Event Upsets benötigt man die Teilchenflüsse, insbesondere die Flüsse geladener Hadronen. Im Inneren Detektor handelt es sich dabei hauptsächlich um Pionen ($\gtrsim 90\%$, [36]). Für das PP0 werden $2 \cdot 10^6 \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ Pionen und $3 \cdot 10^5 \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ Neutronen erwartet [25].

| | |
|---|--|
| NIEL für 10 Jahre LHC, angegeben in äquivalenten Teilchenfluenzen | |
| GaAs: | $2.0 \cdot 10^{15} n_{1\text{MeV}} \text{ cm}^{-2} \hat{=} 3.8 \cdot 10^{14} p_{24\text{GeV}/c} \text{ cm}^{-2}$ |
| Si: | $3.7 \cdot 10^{14} n_{1\text{MeV}} \text{ cm}^{-2} \hat{=} 6.3 \cdot 10^{14} p_{24\text{GeV}/c} \text{ cm}^{-2}$ |
| Ionisationsdosis für 10 Jahre LHC | |
| Si, SiO ₂ : | 200 kGy |
| Teilchenflüsse | |
| geladene Hadronen (Pionen): | $2 \cdot 10^6 \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ |
| Neutronen: | $3 \cdot 10^5 \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ |

Tab. 4.3: Erwartete Strahlenbelastung am PP0

4.3 Ergebnisse früherer Messungen

In diesem Abschnitt werden Ergebnisse aus Bestrahlungen, die vor dieser Diplomarbeit durchgeführt wurden, zusammengestellt.

4.3.1 Der VCSEL

Bestrahlungen mit Neutronen und Protonen verschiedener Energien¹ (z.B. Neutronen mit 1 MeV [25], Protonen mit 30 MeV [37], 200 MeV [25, 38] und 24 GeV/c [25, 39–41]) zeigen, dass sich durch die Bestrahlung die Schwellenströme von VCSELn vergrößern. Außerdem verringert sich der differentielle Wirkungsgrad (slope efficiency), jedoch ist die relative Änderung wesentlich geringer als beim Schwellenstrom.

Gammastrahlung nicht zu hoher Energie, z.B. ⁶⁰Co-Gammastrahlung bis zu einer Dosis von 600 kGy [42], führt zu keinem signifikanten Rückgang der optischen Leistung und zu keiner Änderung des Schwellenstroms. Dies ist leicht verständlich, da die Compton-Elektronen der 1.33 MeV bzw. 1.17 MeV ⁶⁰Co-Gammaquanten Maximalenergien von etwa 1 MeV besitzen und damit nicht in der Lage sind, Defektcluster zu erzeugen.

Die für die Datenübertragungsstrecke des Pixeldetektors ausgewählten VCSEL-Arrays [8] wurden mit 200 MeV Protonen und mit 24 GeV/c Protonen bestrahlt.

Bei der Bestrahlung mit 200 MeV Protonen wurden vier VCSEL-Arrays mit je 12 Kanälen innerhalb von vier Stunden bis zu Fluenzen von $4 \cdot 10^{14} p_{200\text{MeV}}/\text{cm}^2 = 3 \cdot 10^{15} n_{1\text{MeV}}/\text{cm}^2$ (1.5-fache LHC-Erwartung) bestrahlt [38]. Messungen bei 2, 3 und $4 \cdot 10^{14} p/\text{cm}^2$ lieferten bei 10 mA VCSEL-Strom eine Verringerung der optischen Leistung um 20, 25 und 30%. Der Schwellenstrom stieg von 2.5 auf 3.5, 3.8 und 4.2 mA.

Die Bestrahlungen mit 24 GeV/c Protonen bestanden aus einem Wechsel von Bestrahlungs- und Annealingphasen. Sie sind der im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Bestrahlung ähnlich (Abschnitt 4.4 und 4.5).

¹Alle angegebenen Energien sind kinetische Energien. Lediglich für die 24 GeV/c Protonen ist der Impuls angegeben, um die kinetische Energie und die Gesamtenergie nicht zu verwechseln. Die kinetische Energie dieser Protonen beträgt ungefähr 23 GeV.

In allen Untersuchungen zeigen die VCSEL positives Annealing-Verhalten. Nach einigen Tagen Annealings, in denen die VCSEL mit erhöhtem Strom (10 bis 20 mA) betrieben werden, erreichen die VCSEL nahezu die ursprüngliche Ausgangsleistung.

4.3.2 Die PIN-Diode

Die PIN-Dioden der Datenübertragungsstrecke des Pixeldetektors wurden mit Protonen mit 30 MeV und 200 MeV bis zu Fluenzen von $2.1 \cdot 10^{14} \text{ p}_{30 \text{ MeV}}/\text{cm}^2$ ($5.7 \cdot 10^{14} \text{ n}_{1 \text{ MeV}}/\text{cm}^2$) und $4 \cdot 10^{14} \text{ p}_{200 \text{ MeV}}/\text{cm}^2$ ($4.6 \cdot 10^{14} \text{ n}_{1 \text{ MeV}}/\text{cm}^2$) bestrahlt [43]. Bei der ersten Messung wurden die Dioden mit 5 V Gegenspannung betrieben, bei der zweiten Messung mit 10 V.

Vor und nach der 30 MeV-Bestrahlung wurden die Anstiegs- und Abfallzeiten für verschiedene Gegenspannungen gemessen. Die Anstiegs- und Abfallzeiten steigen von etwa 0.5 ns bei den unbestrahlten Dioden für Gegenspannungen größer als etwa 5 V auf etwa 2 ns bei den bestrahlten Dioden.

Die Responsivität nimmt zu Beginn der Bestrahlung sehr schnell ab (10-20% während der ersten $\approx 0.2 \cdot 10^{14} \text{ n}_{1 \text{ MeV}}/\text{cm}^2$) und dann mit zunehmender Fluenz nur noch sehr langsam. Dies wurde auch bei der Bestrahlung anderer Dioden beobachtet (z.B. [44]) und kann durch Typinversion der intrinsischen Schicht erklärt werden (siehe Abschnitt 4.1.4). Die Abnahme der Responsivität ist bei 5 V Gegenspannung stärker als bei 10 V.

Messungen vor und nach Bestrahlungen mit etwa $1.2 \cdot 10^{15} \text{ p}_{24 \text{ GeV}/c}/\text{cm}^2$ ($7.1 \cdot 10^{14} \text{ n}_{1 \text{ MeV}}/\text{cm}^2$) zeigen eine Abnahme der Responsivität um etwa 40% bei einer Gegenspannung von 4.5 V [40] bzw. 10 V [41].

4.3.3 Die ASICs

Die ASICs der optischen Datenübertragungsstrecke des Pixeldetektors wurden ursprünglich im DMILL 0.8 μm Prozess entworfen (Durcie Mixte sur Isolant Logico-Linéaire). Diese Technologie hat sich aber in Bestrahlungen als nicht strahlenhart genug für die Anforderungen im Pixeldetektor erwiesen. Deshalb wurde ein Übergang zur Deep-Submicron 0.25 μm Technologie erforderlich.

Die im Deep-Submicron-Prozess implementierten VDCs und DORICs wurden am CERN Protonen-Synchrotron mit 24 GeV/c Protonen bis zu einer Fluenz von etwa $2 \cdot 10^{15} \text{ p}/\text{cm}^2$ bestrahlt [15,40,41]. Dies entspricht einer Ionisationsdosis von ungefähr 600 kGy(Si) (Erwartung für PP0: 200 kGy). Bei diesen Bestrahlungen wurden die Chips auch in einer Kühlbox bei etwa -5 °C betrieben, was etwa der Betriebstemperatur im Detektor entspricht.

Die Chips zeigen nur eine sehr geringe Veränderung ihrer Eigenschaften. Sie erfüllen auch nach der Bestrahlung alle Spezifikationen.

4.3.4 Die optischen Fasern

Im Gegensatz dazu ist die Gradientenindexfaser für den Einsatz innerhalb des Inneren Detektors nicht geeignet. Die Gamma-Bestrahlung (330 kGy) führte zu Dämpfungen von 0.5 dB/m, die Neutronenbestrahlung ($10^{15} \text{ n}_{1 \text{ MeV}}/\text{cm}^2$) zu mehr als 1 dB/m.

Die Strahlenhärte der optischen Fasern ist mit Gamma- und Neutronen-Bestrahlungen getestet worden [45].

Bei der Gamma-Bestrahlung der Stufenindexfaser wurde bei einer Gesamtionisationsdosis von 330 kGy (Erwartung für PP0: 200 kGy) eine induzierte Abschwächung von etwa 0.05 dB/m gemessen.

Die Bestrahlung mit Neutronen führte bei der Stufenindexfaser bis zu Fluenzen von $10^{15} \text{ n}_{1\text{MeV}}/\text{cm}^2$ (Erwartung für PP0: $0.4 \cdot 10^{15} \text{ n}_{1\text{MeV}}/\text{cm}^2$) nicht zu einer signifikanten Zunahme der Dämpfung.

Die Stufenindexfaser ist damit für die Datenübertragung im Inneren Detektor geeignet. Zum Vergleich: der Kopplungsverlust eines Standard-Fasersteckverbinders beträgt etwa 0.5 dB.

| Dämpfung D | Verlust $1 - \frac{P}{P_0}$ |
|-----------------|--------------------------------|
| 3 dB | 50% |
| 2 dB | 37% |
| 1 dB | 11% |
| 0.1 dB | 2.3% |
| 0.01 dB | 0.23% |
| 0 dB | 0% |

Tab. 4.4: Die Dämpfung einer Faser ist $T = 10 \log(P_0/P)$, $[T] = \text{dB}$. Darin ist P_0 die Eingangs- und P die Ausgangsleistung.

Für das Strahlungsniveau des SCT (100 kGy und $2 \cdot 10^{14} \text{ n}_{1\text{MeV}}/\text{cm}^2$) wurden induzierte Dämpfungen von 0.4 dB/m bei der Gamma-Bestrahlung und 0.3 dB/m (extrapoliert) bei der Neutronen-Bestrahlung gemessen. Für die geschätzten Dosen und Fluenzen des elektromagnetischen Kalorimeters (0.8 kGy und $2 \cdot 10^{13} \text{ n}_{1\text{MeV}}/\text{cm}^2$) sind die induzierten Dämpfungen wesentlich niedriger (0.07 dB/m und 0.06 dB/m). Die Gradientenindexfasern sind damit ausreichend strahlentolerant für den vorgesehenen Einsatz zwischen dem PP2 und dem Kontrollraum.

Alle angegebenen Dosen und Fluenzen beziehen sich auf Silizium. Optische Fasern bestehen aus SiO_2 . Die absorbierten Dosen in Si und SiO_2 sind jedoch innerhalb von 2% gleich.

4.4 Opto-Board-Bestrahlung CERN 2004 — Aufbau

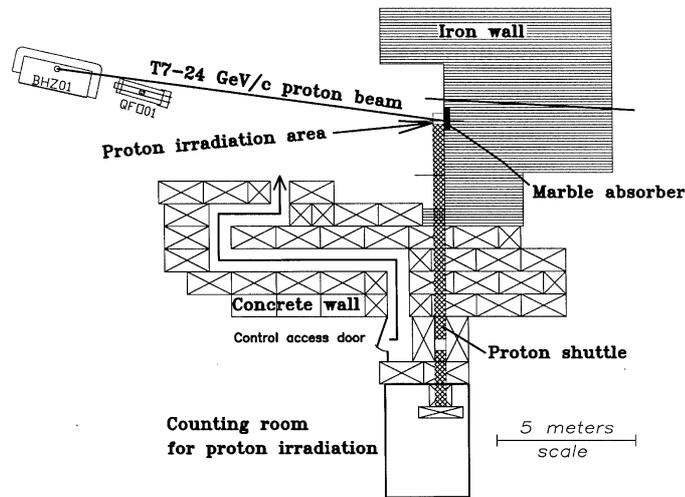


Abb. 4.3: Die Protonenbestrahlungszone am CERN PS [46]

Im Rahmen dieser Arbeit wurden im Juni 2004 vier komplett bestückte Opto-Boards bestrahlt. Die Opto-Boards wurden an der Ohio State University (OSU) zusammengesetzt und vor der Bestrahlung dort vermessen. Nach der Bestrahlung wurden je zwei Opto-Boards zur weiteren Untersuchung nach Siegen und nach Ohio geschickt.

Die Bestrahlung fand am T7-Teststrahl des CERN Protonen-Synchrotrons (PS) statt (East Hall). Die Protonen des PS besitzen einen Impuls von 24 GeV/c. Die Höhe und Breite des Strahls beträgt etwa $2\text{ cm} \times 2\text{ cm}$. Der Zugang zum Strahl erfolgt mit Hilfe eines automatisch gesteuerten Shuttles (Abb. 4.3). Der PS lieferte alle 12s zwei- bis viermal etwa $3 \cdot 10^{10}$ Protonen cm^{-2} . Die Dauer eines Spills (engl. für Ausschüttung) beträgt 400 ms. Die Intensität des Strahls wird während der Bestrahlung durch eine Sekundäremissionskammer (Secondary Emission Chamber, SEC) gemessen. Die gesamte Fluenz wird zusätzlich durch die Aktivierung von an der Vorder- und Hinterseite der bestrahlten Probe angebrachten Al-Folien bestimmt. Diese Messung besitzt eine Genauigkeit von 7% [46, 47].

Tabelle 4.5 zeigt für alle vier Opto-Boards die Ergebnisse der Auswertung der aktivierten Aluminiumfolien. Die Opto-Boards wurden bis zu Fluenzen von

| OB-Nr. | vorne (10^{15} p/cm 2) | hinten (10^{15} p/cm 2) |
|--------|----------------------------------|-----------------------------------|
| 1002 | 0.97 | 1.12 |
| 2004 | 1.12 | 1.15 |
| 2002 | 0.82 | 0.78 |
| 3003 | 0.89 | 0.84 |

Tab. 4.5: Aus der Aktivierung von Al-Folien ermittelte Fluenzen für die bestrahlten Opto-Boards [48]

| | Testbestrahlung | 10 Jahre LHC |
|-----------------------|---|---|
| Φ_p | $1 \cdot 10^{15} \text{ p/cm}^2$ | |
| NIEL (GaAs) | $5 \cdot 10^{15} n_{1 \text{ MeV}}/\text{cm}^2$ | $2 \cdot 10^{15} n_{1 \text{ MeV}}/\text{cm}^2$ |
| NIEL (Si) | $6 \cdot 10^{14} n_{1 \text{ MeV}}/\text{cm}^2$ | $4 \cdot 10^{14} n_{1 \text{ MeV}}/\text{cm}^2$ |
| Ionisationsdosis (Si) | 300 kGy | 200 kGy |

Tab. 4.6: Vergleich der in der Testbestrahlung erreichten und für die Opto-Boards in 10 Jahren LHC-Betrieb erwarteten Fluenzen und Ionisationsdosen

$\Phi \approx 1 \cdot 10^{15} \text{ p/cm}^2$ bestrahlt. Dies entspricht einem mittleren Protonenfluss während der Bestrahlungsphasen von $\phi \approx 2 \cdot 10^{13} \text{ p/cm}^2/\text{h}$.

Der resultierende NIEL der 24 GeV/c Protonen entspricht einer äquivalenten 1 MeV Neutronenfluenz von $\Phi_{\text{GaAs}} \approx 5.3 \cdot 10^{15} n_{1 \text{ MeV}}/\text{cm}^2$ in Galliumarsenid und $\Phi_{\text{Si}} \approx 6 \cdot 10^{14} n_{1 \text{ MeV}}/\text{cm}^2$ in Silizium. Dieses ist mehr als die in 10 LHC-Betriebsjahren erwartete Fluenz (Abschnitt 4.2).

Die durch Ionisation deponierte Energie erhält man, indem man für die 24 GeV/c Protonen den Energieverlust minimal ionisierender Teilchen, $2 \frac{\text{MeV}}{\text{g/cm}^2}$, annimmt. Dieses ergibt eine Gesamtdosis von $300 \text{ kGy} = 30 \text{ Mrad}$, also ebenfalls mehr als die im Experiment erwartete Gesamtdosis.

In Tabelle 4.6 sind noch einmal die äquivalenten Fluenzen und die Ionisationsdosen aus der Testbestrahlung denjenigen im Experiment gegenübergestellt.

Die Opto-Boards waren so ausgerichtet, dass sich die optischen Komponenten (VCSEL und PIN-Dioden) zentral im Protonenstrahl befanden. Die Chips (VDC und DORIC) lagen weiter am Rand des Strahls. Dadurch ist es möglich, dass die Chips nicht mit der gesamten genannten Fluenz bestrahlt wurden. Die Strahlenhärte der Chips ist jedoch ohnehin bereits nachgewiesen (siehe Abschnitt 4.3.3).

Während der Bestrahlung wurden die Opto-Boards betrieben. Dazu waren die Opto-Boards sowohl optisch über ein 25 m langes Lichtwellenleiterkabel als auch elektrisch mit dem Kontrollraum verbunden. Im Kontrollraum befand sich das OSU-Testsystem. Dieses ist dem Siegener Testsystem (Kapitel 3) funktionsmäßig sehr ähnlich. Ein FPGA generiert verschiedene Datensequenzen, die mit Hilfe von VCSELn mit ST-Gehäuse optisch an das Opto-Board übertragen werden. Durch den Einsatz der ST-Lösung ist für jeden optischen Kanal eine Steuerkarte mit FPGA erforderlich. Die auf dem Opto-Board vom DORIC rekonstruierten Daten wurden als Ein-

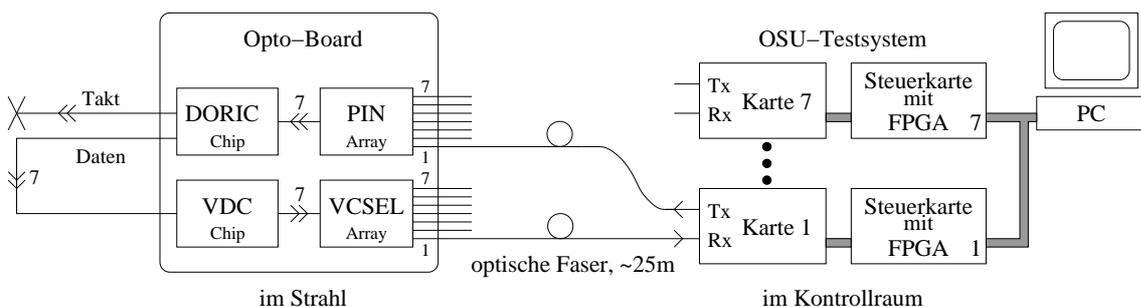


Abb. 4.4: Schematischer Messaufbau während der Bestrahlung

gangsdaten für die Sendeeinheit des Opto-Boards (VDC und VCSEL) verwendet (Feedback-Modus, siehe Abb. 4.4). Mit Hilfe von kalibrierten PIN-Dioden wurde laufend (ca. alle 5 Minuten) die optische Leistung der vom Opto-Board gesendeten Signale gemessen. Zusätzlich wurden die optischen Leistungen zwischen den Bestrahlungs- und Annealingphasen manuell mit einem kommerziellen Optometer gemessen.

Die Gesamtdosis von 300 kGy wurde auf ca. 5 Bestrahlungsphasen von jeweils ungefähr 60 kGy aufgeteilt. Dazu wurden, abhängig von der Anzahl der zur Verfügung stehenden Spills und Ausfallzeiten des PS-Strahls, jeweils etwa 10 Stunden benötigt. Zwischen den Bestrahlungsphasen wurden die Boards für den Rest des Tages aus dem Strahl herausgefahren und die VCSEL für das Annealing mit erhöhtem Strom betrieben (permanent High, $I_{\text{set}} = 1.5 \text{ mA} \rightarrow I_{\text{VCSEL}} \approx 14 \text{ mA}$). Tabelle 4.7 zeigt den Zeitplan der Bestrahlung, Abbildung 4.5 den Protonenfluss.

| OB-Nr. | Beginn | Ende | SEC _{ges} (10 ⁷) | SEC _{Diff} (10 ⁷) | Φ _{Diff} (10 ¹³ p/cm ²) | Φ _{ges} (10 ¹³ p/cm ²) | n _{eq,1MeV} (Si) (10 ¹³ cm ⁻²) | n _{eq,1MeV} (GaAs) (10 ¹³ cm ⁻²) | Dosis (kGy) |
|---------------|---------------|---------------|--|---|--|---|---|---|----------------|
| 1002, 2004 | 15.6.04 11:19 | 15.6.04 12:01 | 0.20 | 0.20 | 1.2 | 1.2 | 0.7 | 6 | 3 |
| | 15.6.04 12:59 | 15.6.04 13:23 | 0.12 | 0.12 | 0.7 | 1.9 | 1.1 | 10 | 5 |
| | 15.6.04 16:32 | 16.6.04 1:02 | 2.56 | 2.43 | 14.6 | 16.5 | 9.8 | 87 | 44 |
| | 16.6.04 9:40 | 17.6.04 0:06 | 6.44 | 3.88 | 23.2 | 39.7 | 23.4 | 209 | 106 |
| | 17.6.04 9:52 | 18.6.04 1:18 | 10.36 | 3.92 | 23.5 | 63.2 | 37.3 | 333 | 168 |
| | 18.6.04 9:32 | 18.6.04 18:22 | 14.80 | 4.43 | 26.5 | 89.7 | 52.9 | 473 | 239 |
| 3003, 2002 | 19.6.04 10:16 | 19.6.04 23:40 | 19.09 | 4.29 | 25.7 | 115.3 | 68.1 | 608 | 308 |
| | 20.6.04 9:00 | 20.6.04 12:16 | 20.14 | 1.05 | 6.3 | 121.6 | 71.8 | 641 | 324 |
| | 22.6.04 12:01 | 22.6.04 13:15 | 0.36 | 0.36 | 2.2 | 2.2 | 1.3 | 11 | 6 |
| | 23.6.04 20:15 | 24.6.04 10:08 | 3.87 | 3.87 | 23.1 | 25.3 | 14.9 | 133 | 68 |
| | 24.6.04 19:25 | 25.6.04 11:15 | 4.06 | 4.06 | 24.3 | 49.6 | 29.3 | 261 | 132 |
| | 25.6.04 20:02 | 27.6.04 4:08 | 5.34 | 5.34 | 31.9 | 81.5 | 48.1 | 430 | 217 |
| 29.6.04 11:25 | 27.6.04 15:15 | 28.6.04 11:15 | 4.61 | 4.61 | 27.6 | 109.1 | 64.4 | 575 | 291 |
| | 29.6.04 1:23 | 29.6.04 10:00 | 3.21 | 3.21 | 19.2 | 128.3 | 75.7 | 676 | 342 |
| | 29.6.04 11:25 | 29.6.04 13:37 | 0.41 | 0.41 | 2.5 | 130.7 | 77.1 | 689 | 349 |

Tab. 4.7: Überblick über den Zeitplan der Bestrahlungsphasen. Die Fluenzen erhält man durch Multiplikation des SEC-Zählerstandes mit $5.98 \cdot 10^6$ p/cm². Der Index „ges“ kennzeichnet die Gesamtdosis, mit „Diff“ wird die zusätzliche Dosis durch die entsprechende Bestrahlungsphase gekennzeichnet. Nach der ersten 42-minütigen Bestrahlung zur Ausrichtung der Opto-Boards im Strahl wurde der SEC-Zähler zurückgesetzt. Die äquivalenten Neutronfluenzen erhält man mit $\text{NIEL}(p_{24 \text{ GeV}/c})/\text{NIEL}(n_{1 \text{ MeV}}) = 0.59$ für Silizium und $\text{NIEL}(p_{24 \text{ GeV}/c})/\text{NIEL}(n_{1 \text{ MeV}}) = 5.27$ für Galliumarsenid (siehe Tabelle 4.2). Die Ionisationsdosis wurde mit $3.75 \cdot 10^{13}$ p/cm² $\hat{=}$ 10 kGy berechnet.

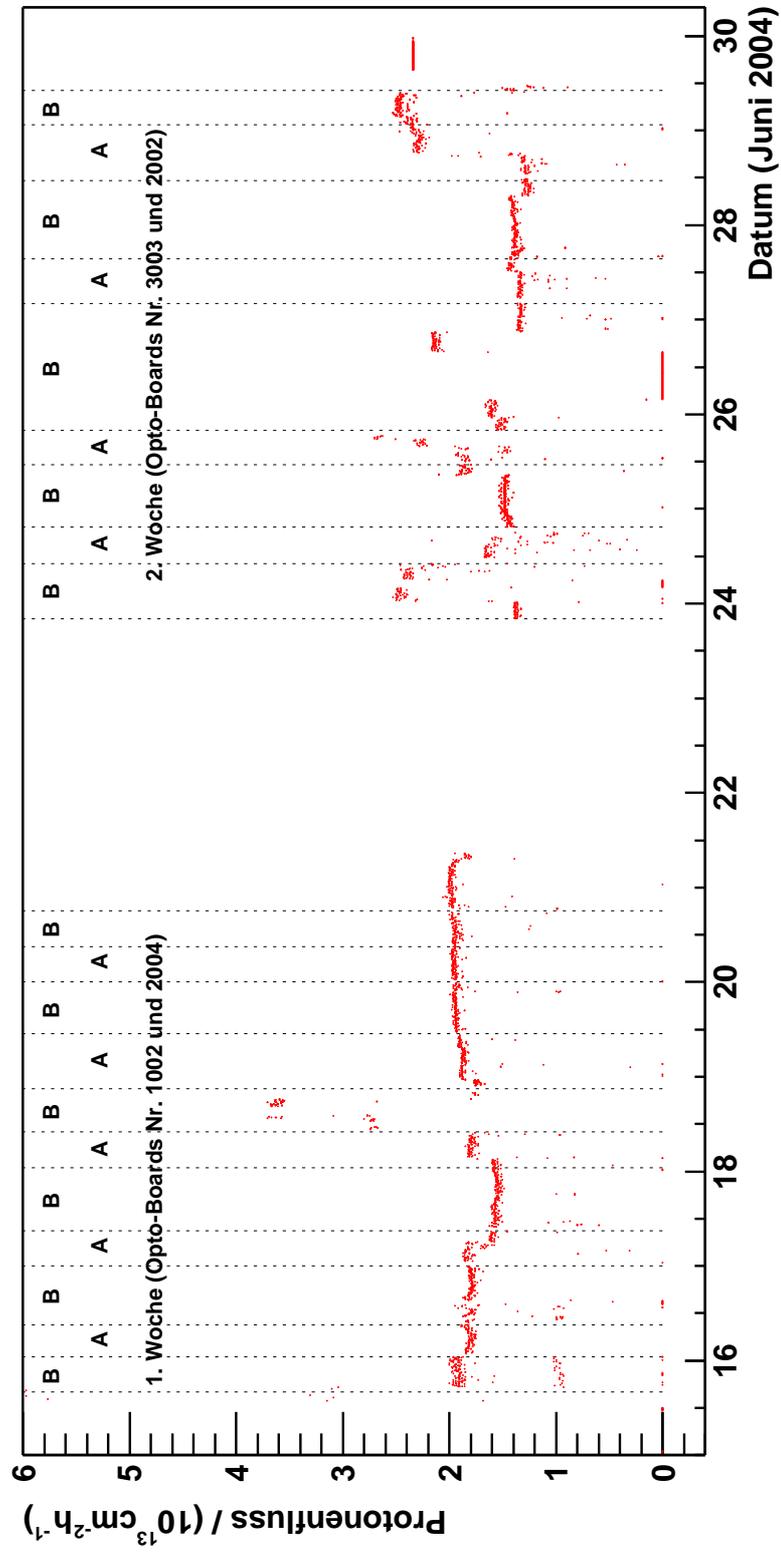


Abb. 4.5: Der Protonenfluss während der Bestrahlung. Jeder Messpunkt stellt den über fünf Minuten gemittelten Fluss dar. Die Bestrahlungs- und Annealingphasen sind mit „B“ und „A“ gekennzeichnet.

4.5 Opto-Board-Bestrahlung CERN 2004 — Auswertung und Ergebnisse

Dieser Abschnitt enthält die Auswertung der während der Bestrahlung aufgenommenen Daten sowie der Messungen vor und nach der Bestrahlung. Die beiden in diesem Abschnitt untersuchten Opto-Boards (Nr. 2002 und 2004) wurden vor der Bestrahlung (an der Ohio State University) und nach der Bestrahlung (an der Universität Siegen) mit verschiedenen Testsystemen vermessen. Dies muss beim Vergleich der Messungen berücksichtigt werden.

4.5.1 Leistungsaufnahme der Opto-Boards

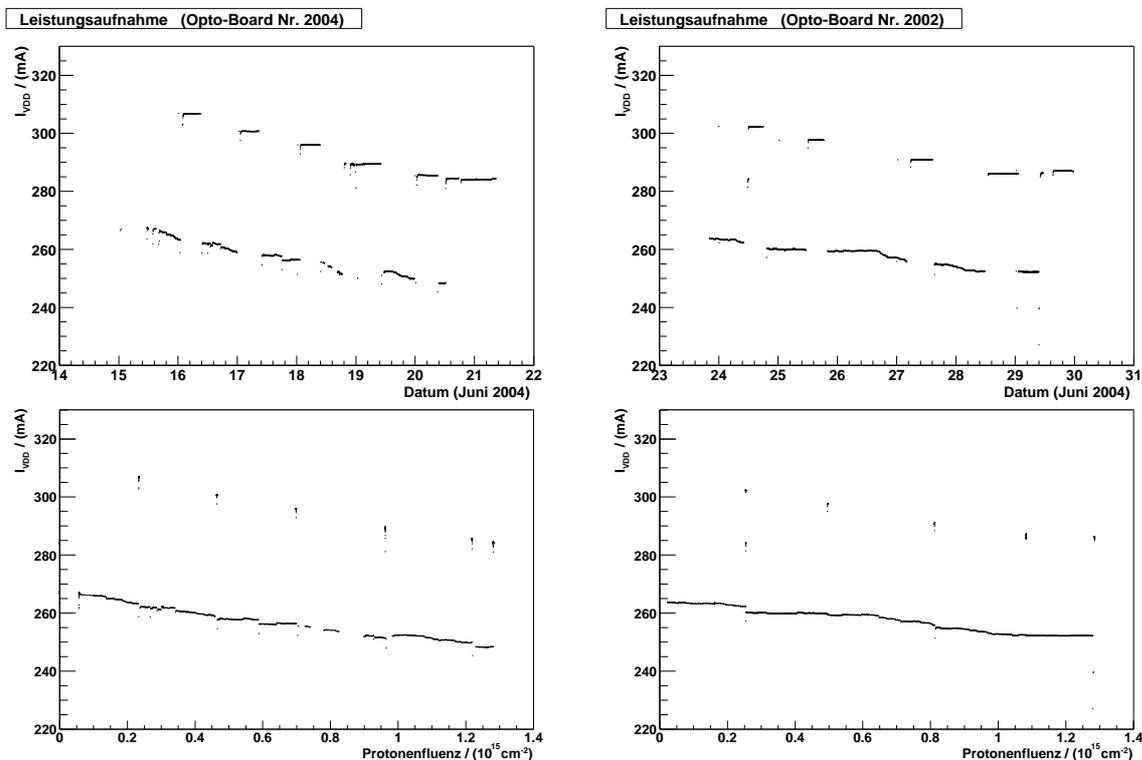


Abb. 4.6: Stromverbrauch von zwei Opto-Boards während der Bestrahlung. Während der Annealingphasen ist der Stromverbrauch höher, da die Opto-Boards mit erhöhtem I_{set} betrieben werden.

Abbildung 4.6 zeigt für die Dauer der Bestrahlung den Gesamtstrom durch das Opto-Board. Die Versorgungsspannung der Opto-Boards beträgt 2.5 V. Während des Annealings wurden die VCSEL mit erhöhtem Strom betrieben (VDC-Steuerstrom $I_{\text{set}} = 1.5 \text{ mA}$ statt 0.55 mA pro VDC). Dadurch erhöht sich der Gesamtstrom um etwa 50 mA. Der Strom nimmt insgesamt leicht ab, um etwa 5%. Dies ist offensichtlich ein Effekt der Bestrahlung, da die Abnahme nur in den Bestrahlungsphasen erfolgt, während der Strom in den Annealingphasen konstant bleibt. Der Grund könnte eine Zunahme der Transistorschwellen sein: Bei gegebener Gate-Spannung fließt dann weniger Strom durch die Transistoren. Für den Betrieb im Detektor ist die Abnahme des Stroms nicht problematisch. Die Gesamtleistungsaufnahme der Opto-Boards ist ausreichend konstant.

4.5.2 Optische Ausgangsleistung der VCSEL

Während der Bestrahlung

Während der Bestrahlung wurde bei allen VCSEL-Kanälen laufend die optische Ausgangsleistung gemessen. Dies geschah mit kalibrierten PIN-Dioden des OSU-Testsystems im Kontrollraum. An den Übergängen im Kontrollraum (eine ST- und eine MT-Verbindung) und im Strahl (zwei MT-Verbindungen) und in den 25 Metern optischer Faser gehen insgesamt etwa 40% der optischen Leistung verloren [49]. Dies ist zu berücksichtigen, wenn absolute Werte der optischen Leistung mit anderen Messungen verglichen werden sollen.

Abbildung 4.7 zeigt die während der Bestrahlung gemessenen optischen Leistungen von zwei Kanälen des Opto-Boards Nr. 2004. Weitere Diagramme für alle Kanäle aller vier bestrahlten Opto-Boards finden sich in Anhang C. Im oberen Diagramm sind die optischen Leistungen als Funktion der Zeit aufgetragen. Die Bestrahlungs- und Annealingphasen sind gekennzeichnet. Im unteren Diagramm sind die optischen Leistungen gegen die Protonenfluenz aufgetragen. Da die Fluenz während des Annealings nicht zunimmt, liegen die Messdaten der Annealingphasen auf Parallelen zur Ordinatenachse.

Die optischen Leistungen liegen während des Annealings insgesamt etwas höher als während der Bestrahlung, da die VCSEL während des Annealings mit höherem Strom betrieben werden. Während der Bestrahlung wurden die Opto-Boards mit dem nominellen $I_{\text{set}} = 0.54 \text{ mA}$ pro VDC betrieben, beim Annealing mit $I_{\text{set}} = 1.5 \text{ mA}$ pro VDC. Die daraus resultierenden VCSEL-Ströme sind $\approx 10 \text{ mA}$ im Normalbetrieb und $\approx 14 \text{ mA}$ beim Annealing (siehe Abschnitt 2.6.1). In den Bestrahlungsphasen wurden Zufallsbitfolgen (PRBS) gesendet, während des Annealings ein permanentes High-Signal. Dies ist in den Diagrammen bereits berücksichtigt, indem die PRBS-Werte mit einem Faktor 2 multipliziert wurden.

Wie erwartet nimmt die optische Leistung während der Bestrahlung ab und nimmt in den Annealingphasen wieder zu. Eine theoretische Funktion für die optische Ausgangsleistung der VCSEL in Abhängigkeit von der Fluenz ist nicht bekannt. Zudem schwankt die optische Leistung der VCSEL bei den hier vorliegenden VCSEL-Strömen von etwa 10 mA und Beobachtungszeiträumen von mehreren Stunden auch ohne Bestrahlung in der Größenordnung von 15% (siehe Abschnitt 3.3). Eine Bestimmung der Laserschwelle ist auf dem fertig zusammengebauten Opto-Boards höchstens indirekt über eine Variation von I_{set} möglich, der Strom durch den VCSEL lässt sich auf dem Opto-Board nicht direkt messen. Eine solche Messung wurde während der Bestrahlung jedoch nicht durchgeführt.

Die Analyse der optischen Leistungen während der Bestrahlung beschränkt sich daher auf die folgenden Aussagen: Bei dem hier durchgeführten Wechsel von Bestrahlung (ca. $2 \cdot 10^{14} \text{ p}_{24 \text{ GeV}/c}/\text{cm}^2$ in 10 h) und Annealing (ca. 10 bis 15 h) nimmt die optische Leistung während einer Bestrahlungsphase um etwa 10 bis 30% ab. In der anschließenden Annealingphase wird nahezu die gesamte optische Leistung zurück gewonnen. Über die gesamte Dauer der Bestrahlung bleibt die optische Leistung praktisch konstant. Die gemessene optische Ausgangsleistung aller VCSEL ist zu jedem Zeitpunkt größer als 0.4 mW. Berücksichtigt man die 40% Verlust durch die 25 m lange optische Verbindung, so ist die Leistung stets größer als 0.65 mW und liegt damit über der geforderten Leistung von 0.5 mW.

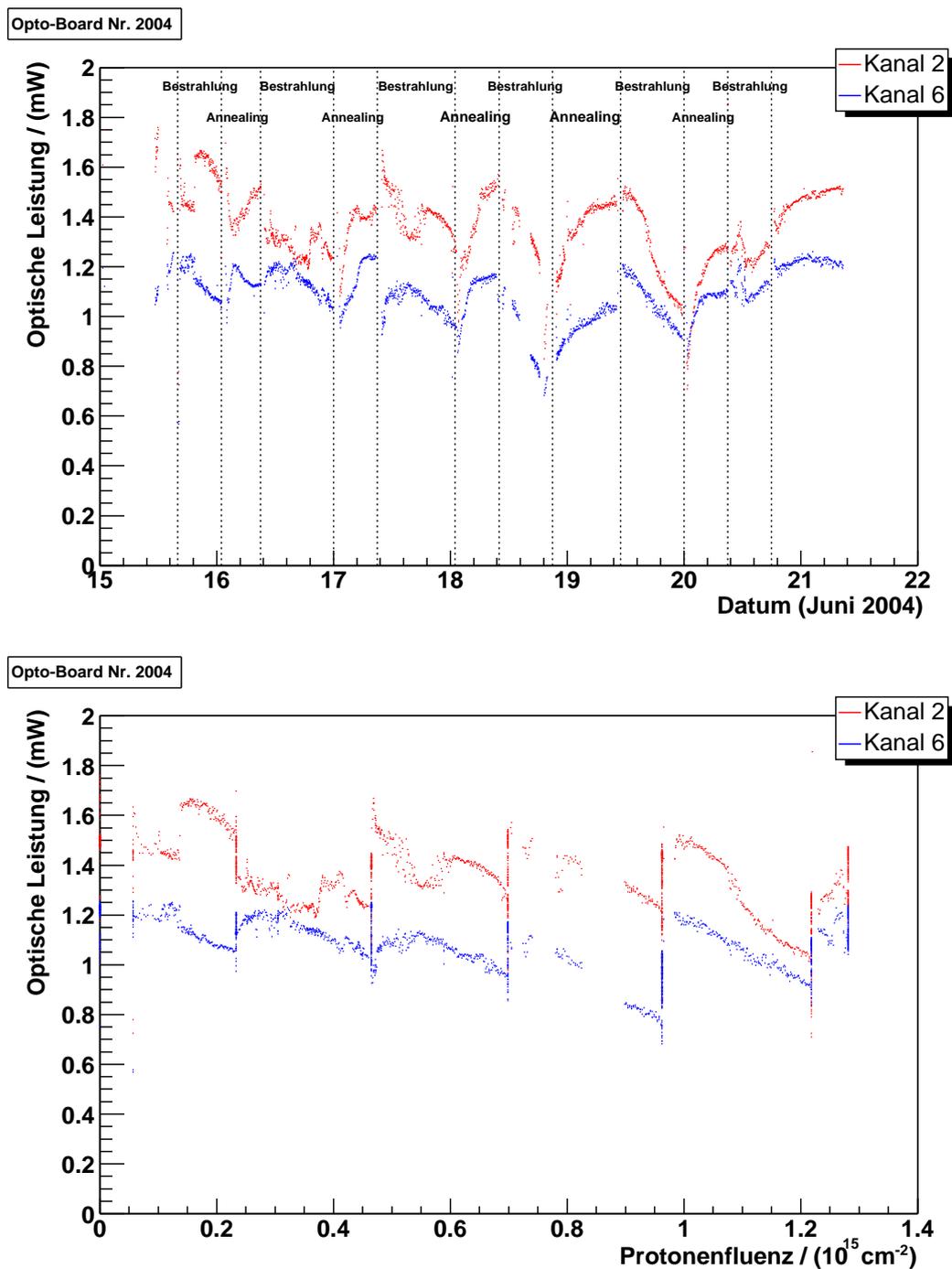


Abb. 4.7: Optische Leistungen zweier Kanäle eines Opto-Boards als Funktion der Zeit und als Funktion der Protonenfluenz

Vorher/Nachher

Abbildung 4.8 zeigt die optischen Leistungen, die vor und nach der Bestrahlung gemessen wurden. Die Leistungen vor der Bestrahlung wurden an der Ohio State University gemessen, die nach der Bestrahlung in Siegen. Bei beiden werden die Opto-Boards über eine 1 oder 2 Meter lange $50 \mu\text{m}$ SIMM-Faser direkt mit einem optischen Empfänger verbunden. Da nicht die selbe optische Faser verwendet wur-

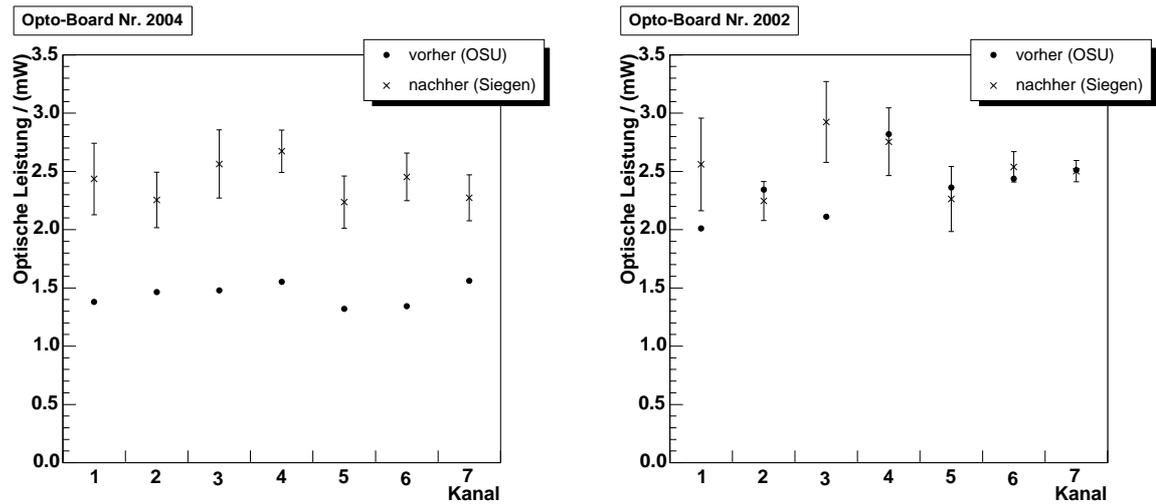


Abb. 4.8: Optische Leistungen vor und nach der Bestrahlung.

de, weisen die Messungen in Ohio und Siegen eine systematische Unsicherheit von etwa 10% zueinander auf. Innerhalb dieser Unsicherheit stimmen die Messungen nach der Bestrahlung mit denen vor der Bestrahlung bei Opto-Board Nr. 2002 überein.

Bei Opto-Board Nr. 2004 liegen die gemessenen Leistungen vor der Bestrahlung deutlich unter denen nach der Bestrahlung. Die Messungen vor der Bestrahlung sind auch nicht konsistent mit denen zu Beginn der Bestrahlung. Vor der Bestrahlung wurden Leistungen von ungefähr 1.5 mW gemessen. Aufgrund der 40% Verlust in der langen optischen Verbindung sollten dann bei der Bestrahlung nur etwa 0.9 mW gemessen werden. Tatsächlich betragen die optischen Leistungen bei der Bestrahlung aber 1.2 bis 1.5 mW. Der Grund für die niedrigen optischen Leistungen vor der Bestrahlung kann nicht mehr nachvollzogen werden. Eine mögliche Ursache ist eine Lücke von einigen $10\ \mu\text{m}$ zwischen VCSEL-Array und Faser, falls der MT-Stecker der Faser nicht richtig aufgesteckt war. Ein besonders kurzer MT-Stecker könnte mit seinem verbreiterten Ende (siehe Abb. 2.18) am Plastikgehäuse (housing, siehe Abb. 2.4) anstoßen bevor das Faserende am VCSEL-Array anliegt. In Siegen gemessene Längen von MT-Steckern streuen um etwa $200\ \mu\text{m}$. Während den Messungen zur Qualitätssicherung werden in Siegen abgeschliffene Stecker verwendet, da diese leichter zu entnehmen sind. Mit diesen kann das geschilderte Problem nicht auftreten.

Die in Siegen durchgeführten Messungen nach der Bestrahlung sind mit denen gegen Ende der Bestrahlung konsistent. Die optischen Ausgangsleistungen nach der Bestrahlung betragen ungefähr 2.5 mW. Dieses entspricht den Ausgangsleistungen unbestrahlter Opto-Boards. Messungen an den beiden anderen Opto-Boards, die vor und nach der Bestrahlung in Ohio durchgeführt wurden, zeigen eine Reduktion der optischen Leistung um weniger als 20% [50].

Konsequenzen für das Experiment

In der hier analysierten Bestrahlung wurden die VCSEL von vier Opto-Boards bestrahlt bis zu Fluenzen, die etwas größer sind, als die im Experiment erwarteten.

Keiner der VCSEL ist durch die Bestrahlung ausgefallen und alle VCSEL zeigen auch nach $5 \cdot 10^{15} \text{ n}_{1 \text{ MeV}(\text{GaAs})}/\text{cm}^2$ sehr gute optische Leistungen.

Im Vergleich mit dem Betrieb im ATLAS-Detektor liegen zwei wesentliche Unterschiede vor: Im Detektor werden die Opto-Boards gekühlt (Detektor: ≈ 0 bis 10°C , Bestrahlung (PS East Hall): $\approx 25^\circ\text{C}$) und die Teilchenflüsse sind wesentlich geringer (die Gesamtfluenz wird in 10 Jahren statt in einer Woche erreicht).

Nach der NIEL-Hypothese ist nur die Fluenz, nicht jedoch der Teilchenfluss relevant für den Schaden im Halbleitermaterial. Für das Annealing sind höhere Temperaturen förderlich. Die Schäden heilen dann schneller aus. Wesentlich für das Annealing ist jedoch, dass die VCSEL betrieben werden. Dies ist auch im Detektor gewährleistet. Es besteht die Möglichkeit, invertierte Daten zu übertragen [51]. Da die meiste Zeit keine Daten gesendet werden, wären die VCSEL dann mehr als 50% der Zeit in Betrieb. In den Nicht-Betriebsphasen des LHC werden die VCSEL mit erhöhtem Strom betrieben. Zudem steht viel mehr Zeit für das Annealing zur Verfügung (10 Jahre zu 1 Woche).

Die Ergebnisse dieser Bestrahlung (und voriger Bestrahlungen) lassen erwarten, dass die VCSEL auch nach 10 Jahren LHC-Betrieb noch ausreichende optische Ausgangsleistungen besitzen, um eine sichere Datenübertragung zu gewährleisten.

4.5.3 Qualität der optischen Signale

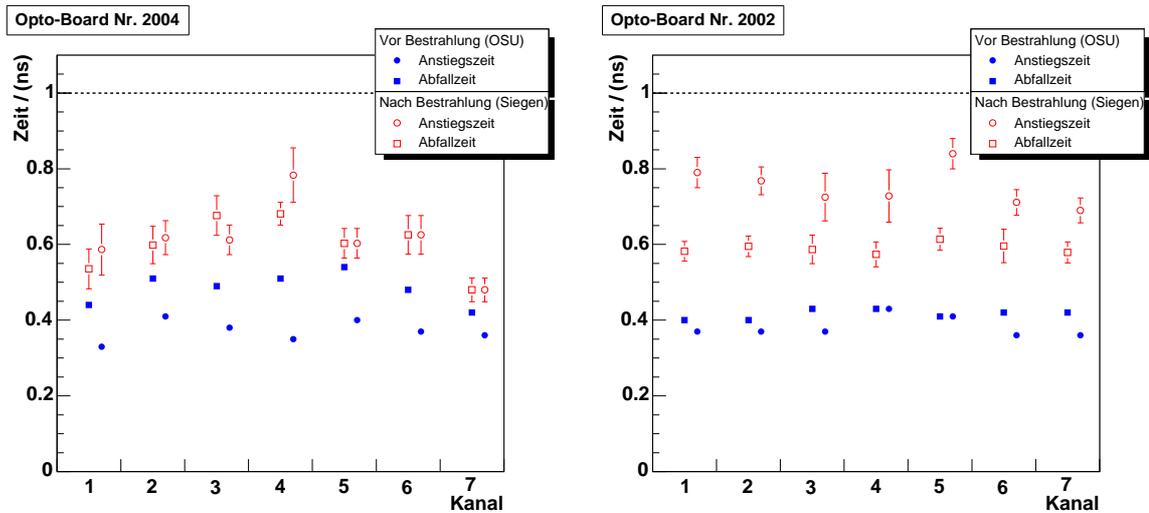


Abb. 4.9: Anstiegs- und Abfallzeiten (20% bis 80%) der optischen Ausgangssignale vor und nach der Bestrahlung. Die Differenz der Messwerte vor und nach der Bestrahlung ist keine Folge der Bestrahlung, sondern der unterschiedlichen Messsysteme (siehe Text). Die Fehlerbalken bei den Messungen mit dem Siegener Testsystem entsprechen der Standardabweichung, die vom Oszilloskop aus vielen Einzelmessungen ($\gtrsim 50\,000$) an einzelnen Signalfanken berechnet wird.

Zu den Messungen zur Qualitätssicherung gehört auch eine Messung der Anstiegs- und Abfallzeiten der optischen Ausgangssignale des Opto-Boards. Abbildung 4.9 zeigt die vor und nach der Bestrahlung gemessenen Zeiten für die beiden in Siegen untersuchten Opto-Boards. Die vor der Bestrahlung gemessenen Anstiegs- und Abfallzeiten betragen etwa 0.4 ns, die nach der Bestrahlung gemessenen Zeiten ungefähr 0.7 ns. Dieser Effekt ist aber durch die unterschiedlichen Messsysteme vor (OSU-Testsystem) und nach (Siegener Testsystem) der Bestrahlung bedingt und kann nicht auf die Bestrahlung zurückgeführt werden, sondern hat zwei Gründe:

Das Oszilloskop in Siegen besitzt eine Bandbreite von 500 MHz. Dieses entspricht einer Anstiegs- oder Abfallzeit von $t_{\text{Osz}} = \frac{0.35}{500\text{ MHz}} = 700\text{ ps}$. Die gemessene Zeit beträgt dann $t_{\text{mess}} = \sqrt{t^2 + t_{\text{Osz}}^2}$, wenn t die wahre Zeit ist [22].

Das LVDS-Eingangssignal wird durch den VDC in ein unipolares Signal und dieses im VCSEL in ein Lichtsignal umgewandelt. Eine Formung des Signals findet auf dem Opto-Board nicht statt. Deshalb hängen die Anstiegs- und Abfallzeiten des optischen Ausgangssignals entscheidend von der Qualität des Eingangssignals ab. Im Siegener Testsystem werden die LVDS-Eingangssignale für das Opto-Board auf der Steuerkarte generiert. Die Anstiegs- und Abfallzeiten dieser Signale betragen bereits etwa 0.7 ns (gleiches Oszilloskop).

Diese beiden Gründe limitieren die Anstiegs- und Abfallzeiten der optischen Ausgangssignale des Opto-Boards. Tatsächlich liegen auch die mit dem Siegener Testsystem gemessenen Zeiten der unbestrahlten Opto-Boards aus der Produktion bei ungefähr 0.7 ns (Details siehe [21]).

Für die Spezifikationen der Qualitätssicherung ist dies ausreichend. Der zulässige Maximalwert von 1 ns wird auch nach der Bestrahlung bei allen Kanälen deutlich unterschritten. Die Bestrahlung führt also nicht zu einer für das Experiment problematischen Zunahme der Anstiegs- und Abfallzeiten von VDC und VCSEL.

4.5.4 Responsivität der PIN-Dioden

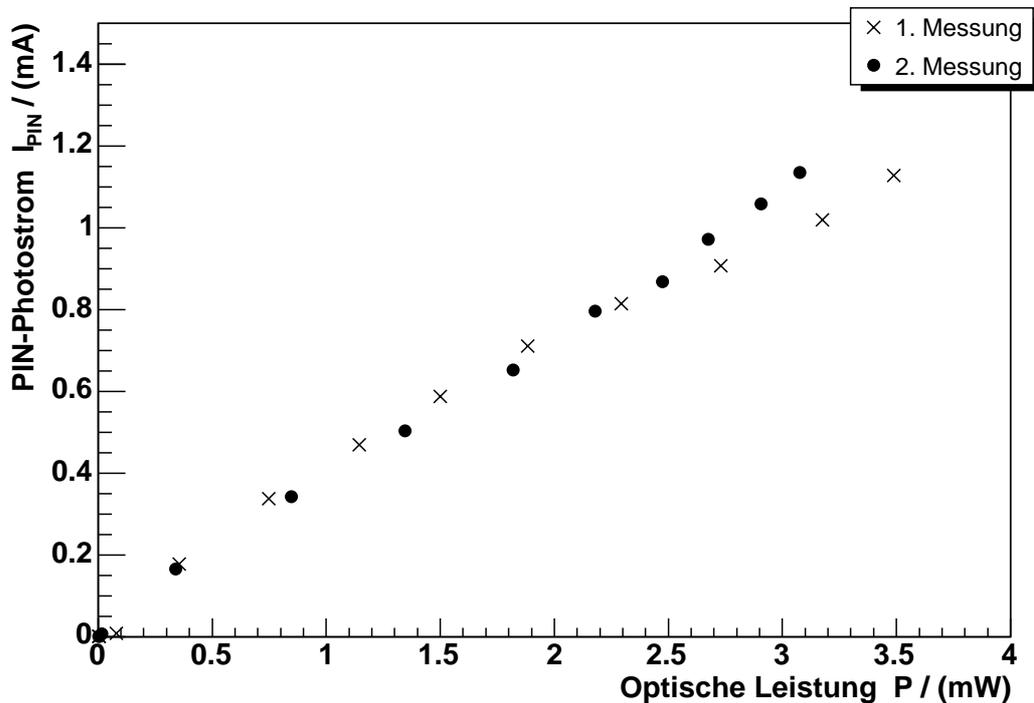


Abb. 4.10: Photostrom eines PIN-Kanals eines bestrahlten Opto-Boards in Abhängigkeit von der optischen Eingangsleistung bei $V_{\text{PIN}} = 10 \text{ V}$

Nach der Bestrahlung wurden die Responsivitäten der PIN-Dioden der beiden bestrahlten Opto-Boards gemessen. Dazu wurde mit einem kalibrierten VCSEL-Array Licht an das Opto-Board gesendet und der resultierende PIN-Strom gemessen. Die Lichteinkopplung erfolgte über eine 1 m lange, $50 \mu\text{m}$ SIMM-Faser mit MT-Steckern auf beiden Seiten. Jeder Kanal des PIN-Arrays wurde bei VCSEL-Strömen von 1 bis 12 mA in Schritten von 1 mA und damit bei optischen Leistungen von 0 bis 3.5 mW gemessen. Um die Statistik zu erhöhen, wurden für jeden Kanal zwei Messungen mit verschiedenen VCSELn durchgeführt (durch Drehen des MT-Steckers auf der VCSEL-Array-Seite). Die Depletionsspannung betrug $V_{\text{PIN}} = 10 \text{ V}$.

Abbildung 4.10 zeigt exemplarisch für einen Kanal eines Opto-Boards die gemessenen PIN-Ströme in Abhängigkeit von der optischen Leistung. Die Messpunkte bilden eine Ursprungsgerade, deren Steigung die Responsivität der Diode ist. Die Streuung um die Gerade beträgt ungefähr 5%. Dies gilt auch für die nicht dargestellten Kanäle. Diese Streuung resultiert aus Schwankungen in der VCSEL-Leistung. Die maximale Schwankung beträgt etwa 10%, in Übereinstimmung mit den Angaben aus Abschnitt 3.3.

Aus den PIN-Strömen I_{PIN} und den optischen Leistungen P lässt sich für jeden Messwert die Responsivität $R = \frac{I_{\text{PIN}}}{P}$ berechnen (Alternativ könnte man einen Geradenfit durchführen.). Die Mittelwerte für jeden Kanal sind in Abbildung 4.11 in ein Histogramm eingetragen. Die Responsivitäten der beiden bestrahlten Opto-Boards betragen etwa 0.3 bis 0.4 mA und sind damit etwa 40% niedriger als diejenigen unbestrahlter Opto-Boards. Dies ist in Übereinstimmung mit den Ergebnissen früherer

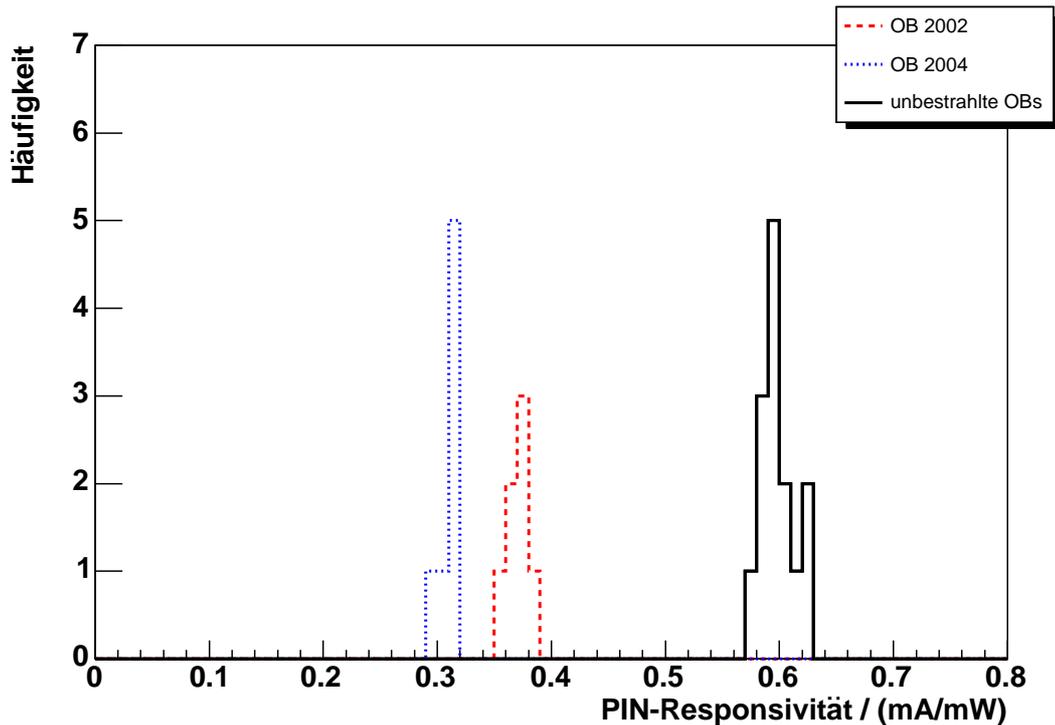


Abb. 4.11: Responsivitäten der PIN-Dioden zweier bestrahlter und zweier unbestrahlter Opto-Boards bei $V_{\text{PIN}} = 10 \text{ V}$

Bestrahlungen.

Bei einer Responsivität von $0,3 \text{ A/W}$ wird eine optische Leistung von $0,3 \text{ mW}$ benötigt, um den nominellen DORIC-Eingangsstrom von $100 \mu\text{A}$ zu erzeugen. Dies ist im Experiment gewährleistet: Die optische Ausgangsleistung der BPM-Karten ist $P_{\text{BPM-Karte}} \gtrsim 1 \text{ mW}$, die Abschwächung durch die 100 m lange optische Verbindung beträgt etwa 50% .

Abbildung 4.12 zeigt für jeweils zwei Kanäle eines bestrahlten und eines unbestrahlten PIN-Arrays den Photostrom I_{PIN} als Funktion der Depletionsspannung V_{PIN} . Die eingestrahlte optische Leistung betrug, abhängig vom VCSEL-Kanal, etwa 1 mW ($I_{\text{VCSEL}} = 5 \text{ mA}$).

Die Responsivität der unbestrahlten Dioden erreicht bereits ab etwa $1,5 \text{ V}$ Gegenspannung ein Plateau. Dagegen wächst die Responsivität der bestrahlten Dioden auch bei 10 V Gegenspannung noch mit zunehmender Gegenspannung an. Dieses kann durch die auf Grund der Bestrahlung erhöhte Ladungsträgerdichte in der intrinsischen Schicht der PIN-Diode erklärt werden. Um die Diode vollständig zu depletieren, ist eine wesentlich höhere Gegenspannung erforderlich als bei einer unbestrahlten Diode.

4.5.5 Dunkelstrom der PIN-Dioden

Der Dunkelstrom liegt auch nach der Bestrahlung deutlich unter $1 \mu\text{A}$ ($< 0,1 \mu\text{A}$ gemessen) und kann damit vernachlässigt werden. Er spielt für den Betrieb im Detektor keine Rolle.

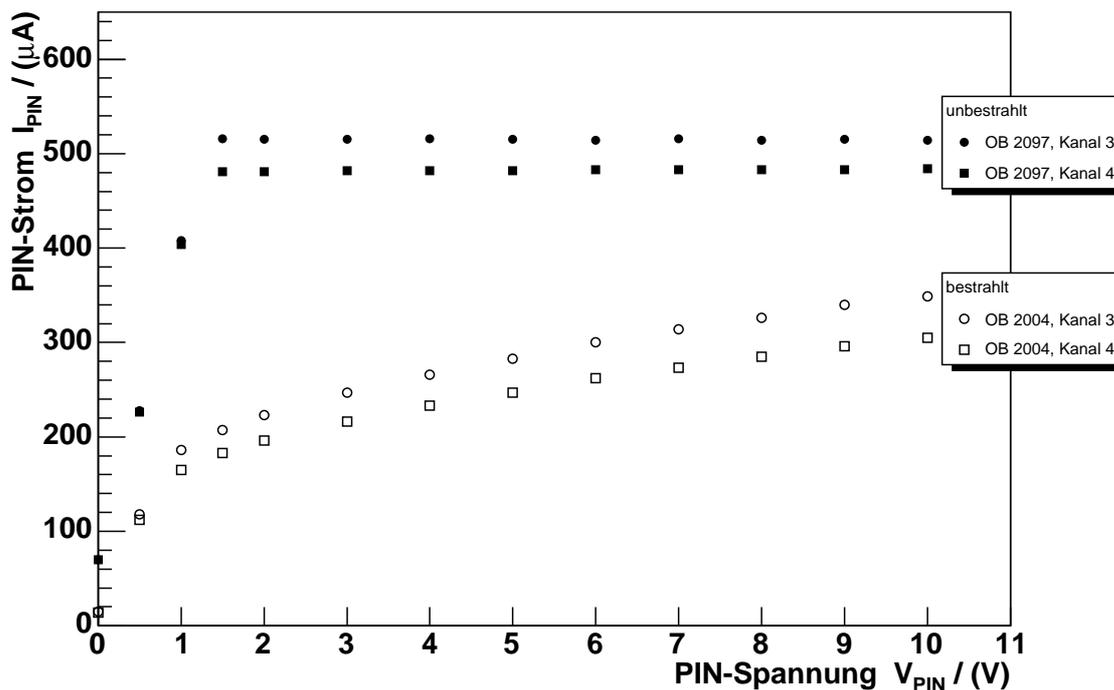


Abb. 4.12: PIN-Strom als Funktion der PIN-Spannung für je zwei Kanäle eines bestrahlten und eines unbestrahlten PIN-Dioden-Arrays. Die optische Leistung betrug etwa 1 mW.

4.5.6 QA-Messungen an den DORIC-Signalen

Nach dem Zusammenbau der Opto-Boards werden zur Qualitätssicherung umfangreiche Messungen an den DORIC-Ausgangssignalen durchgeführt. Dieses sind Messungen der Anstiegs- und Abfallzeiten, des LVDS-Mittelwerts und der Amplitude, des Jitters und des Duty-Cycles des Takts (siehe Abschnitt 2.9). Die Messungen und die zulässigen Grenzwerte werden im Folgenden kurz QA-Messungen und QA-Spezifikationen genannt (Quality Assurance).

Diese QA-Messungen wurden auch vor und nach der Bestrahlung durchgeführt.

Für die Degradation der Chips ist die Ionisationsdosis entscheidend. Die Ionisationsdosis in der Testbestrahlung betrug etwa 300 kGy(Si) pro Opto-Board. Das ist etwas mehr als die für PP0 angenommenen 200 kGy. Allerdings war der Protonenstrahl auf die Opto-Packs zentriert. Die Chips lagen im Randbereich des Strahls, so dass möglicherweise weniger als 300 kGy im DORIC deponiert worden sind.

Die Abbildungen 4.14 bis 4.18 zeigen die Ergebnisse der QA-Messungen vor und nach der Bestrahlung. Bei den Messungen mit dem Siegener Testsystem (nach der Bestrahlung) sind Fehler mit angegeben. Diese entsprechen der Standardabweichung, die das Oszilloskop aus vielen ($\gtrsim 50\,000$) Einzelmessungen berechnet. Wenn keine Fehlerbalken sichtbar sind, dann sind diese kleiner als die Datenpunkt-Symbole. Die Fehlerbalken berücksichtigen keine systematischen Unterschiede zwischen den beiden Testsystemen.

Falls in den Diagrammen nichts anderes angegeben ist, werden die Messungen bei einem DORIC-Eingangstrom von $I_{PIN} = 100 \mu A$ durchgeführt. Der Jitter und

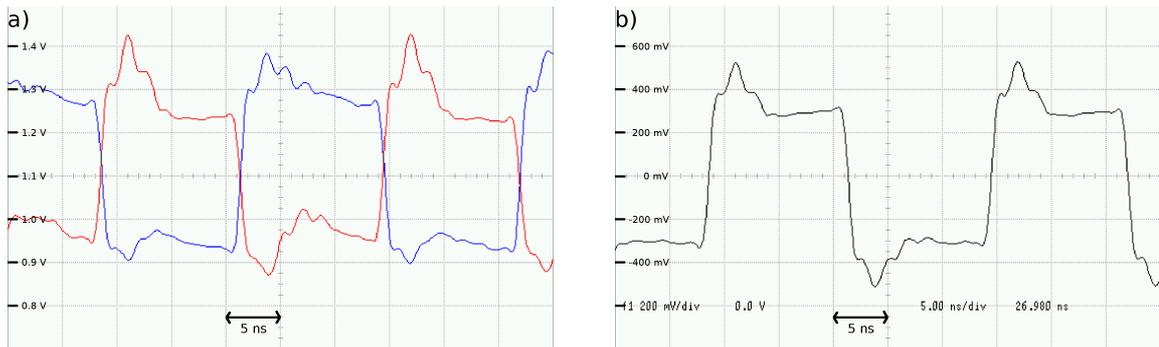


Abb. 4.13: Signalform eines Ausgangstaktsignals des DORIC (Opto-Board Nr. 2004)
 a) Die beiden Polaritäten LVDS pos und LVDS neg
 b) Das rekonstruierte Signal (LVDS pos – LVDS neg)

der Duty-Cycle sollen bei $50 \mu\text{A}$ und $1000 \mu\text{A}$ gemessen werden. Die optischen Ausgangsleistungen der BPM-Karte reichen jedoch nicht aus, um einen PIN-Strom von $1000 \mu\text{A}$ zu erzeugen. Deshalb wurde stattdessen mit dem maximal erreichbaren PIN-Strom gemessen ($\approx 300 \mu\text{A}$). Untersuchungen an unbestrahlten Opto-Boards aus der Produktion zeigen, dass der PIN-Strom keinen Einfluss auf die Messergebnisse hat [21].

Die mittlere Höhe der LVDS-Signale (Abb. 4.14) ist etwas größer als vor der Bestrahlung, sie wächst von etwa 1.05 V auf 1.1 V. Diese Zunahme wurde auch in früheren Messungen beobachtet und kann deshalb auf die Bestrahlung zurückgeführt werden. Für den Betrieb im Detektor ist dieses akzeptabel, alle Messwerte bleiben auch nach der Bestrahlung innerhalb der QA-Spezifikation von 0.9 bis 1.5 V.

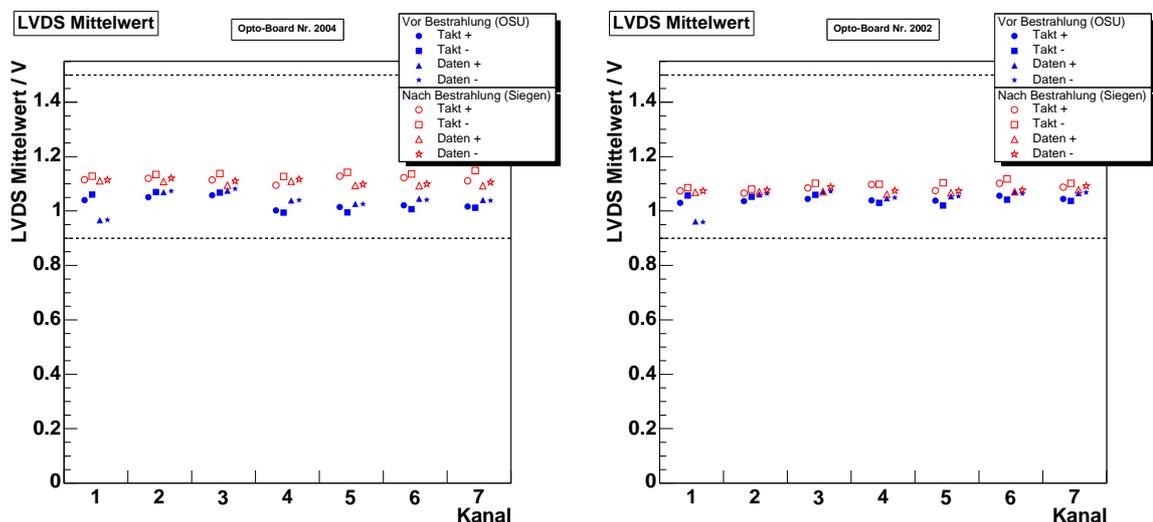


Abb. 4.14: LVDS Mittelwert

Auch die Amplitude der LVDS-Signale (Abb. 4.15) bleibt innerhalb der QA-Spezifikation von 0.2 bis 0.5 V. Eine signifikante Zu- oder Abnahme kann nicht beobachtet werden. Bei einigen Messwerten sind die ermittelten Fehler groß (30%). Dieses liegt am Überschwingen des Signals, siehe Abb. 4.13 a). In einzelnen Fällen ermittelt das Oszilloskop die Spitze des Überschwingens als logisches 1-Niveau. Das

Überschwingen ist kein Effekt der Bestrahlung, sondern tritt auch bei unbestrahlten Opto-Boards auf. Es konnte nicht ermittelt werden, ob das Überschwingen bereits auf den Opto-Boards entsteht oder durch das Testsystem eingebracht wird. Im aus dem positiven und negativen LVDS-Signal durch Subtraktion zurückgewonnenen Signal ist das Überschwingen deutlich reduziert und das Signal hinter dem Überschwingen ist konstanter, siehe Abb. 4.13 b). Die Niveaus Logisch 0 und Logisch 1 werden dort immer richtig ermittelt. Da die Flanken des Signals im Bereich des Nulldurchgangs nicht betroffen sind, ist ein solches Überschwingen für das Experiment nicht problematisch.

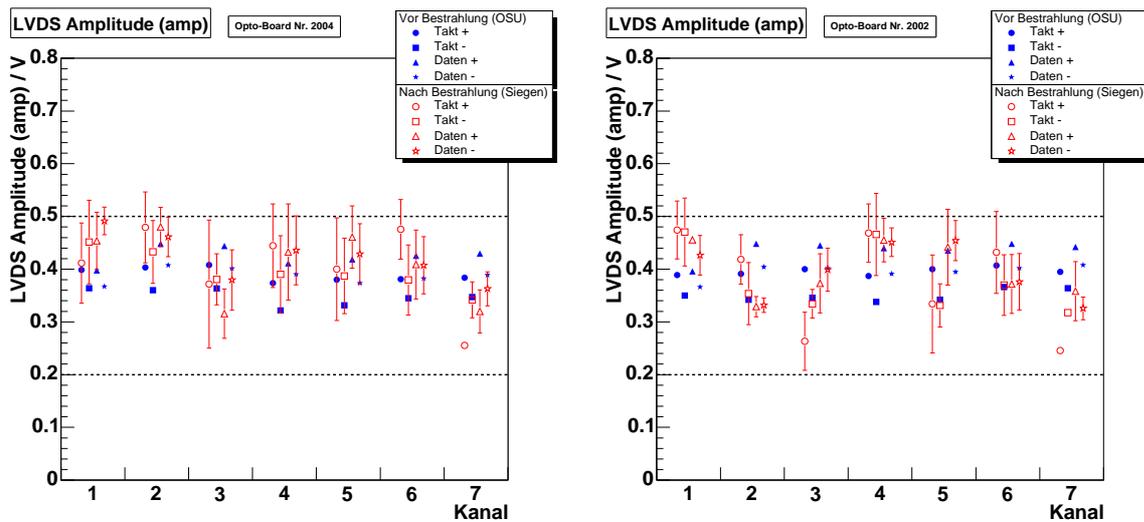


Abb. 4.15: LVDS Amplitude

Die Anstiegs- und Abfallzeiten (Abb. 4.16) sind hier als die Zeiten definiert, in denen das Signal von 20% auf 80% der Signalthöhe ansteigt bzw. von 80% auf 20% abfällt. Sie zeigen vor und nach der Bestrahlung keine signifikanten Unterschiede und liegen unterhalb des zulässigen Wertes von 1 ns.

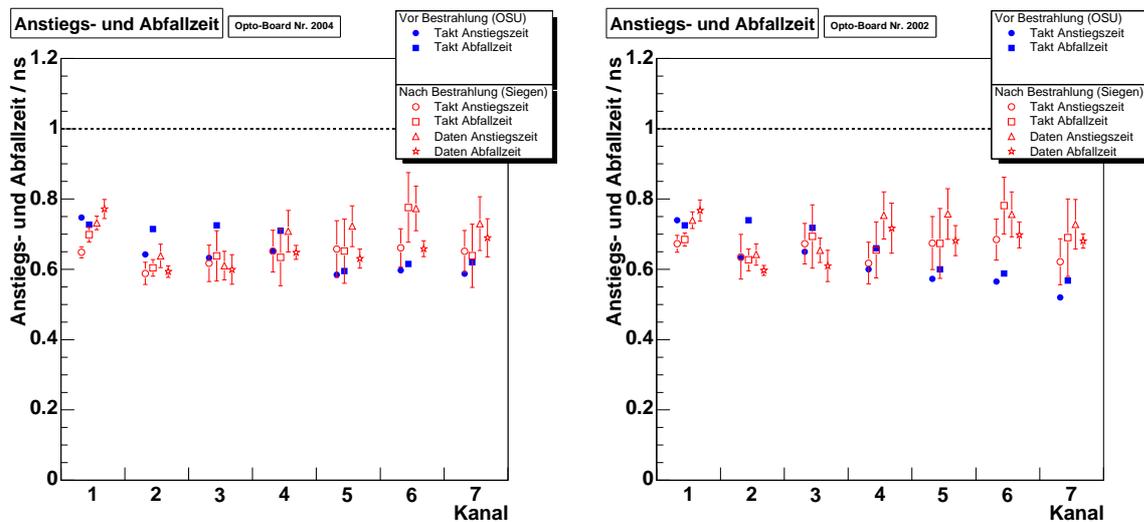


Abb. 4.16: Anstiegs- und Abfallzeiten

Der Jitter (Abb. 4.17) ist ein Maß für die Schwankungen der Signaldauer. Er bezeichnet hier die Standardabweichung der Dauer des 1-Zustands des Takts. Mit dem Siegener Testsystem wurde auch der Jitter des 0-Zustands gemessen. Da der Jitter keine direkt gemessene Größe ist, sondern aus den gemessenen Pulsdauern berechnet wird, sind hier keine Fehler angegeben. Die statistische Unsicherheit der Standardabweichung wird mit der Anzahl der eingehenden Messungen beliebig klein. Der Jitter weist sowohl vor als auch nach der Bestrahlung eine große Streuung zwischen den Kanälen auf. Alle Messwerte liegen aber weit unterhalb des zulässigen Maximalwerts von 1 ns.

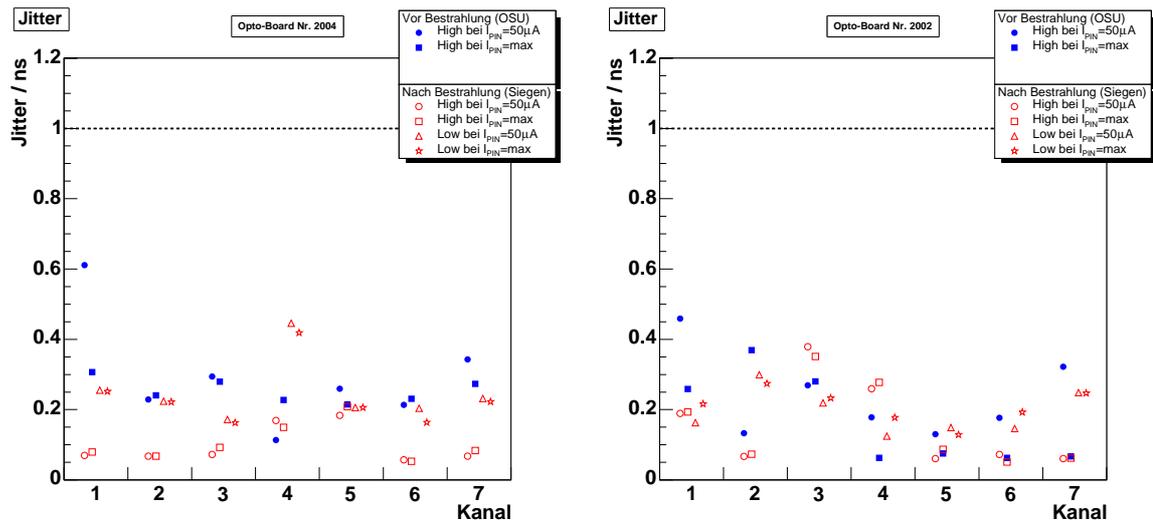


Abb. 4.17: Jitter

Das Tastverhältnis (duty cycle, Abb. 4.18) des Taktsignals hat durch die Bestrahlung im Mittel von etwa 50% auf 48% abgenommen. Bei einem Opto-Board liegt ein Messwert geringfügig unter dem spezifizierten Minimalwert von 46%. Die Änderung des Duty-Cycles durch die Bestrahlung ist nicht dramatisch und für den Betrieb im Detektor noch akzeptabel.

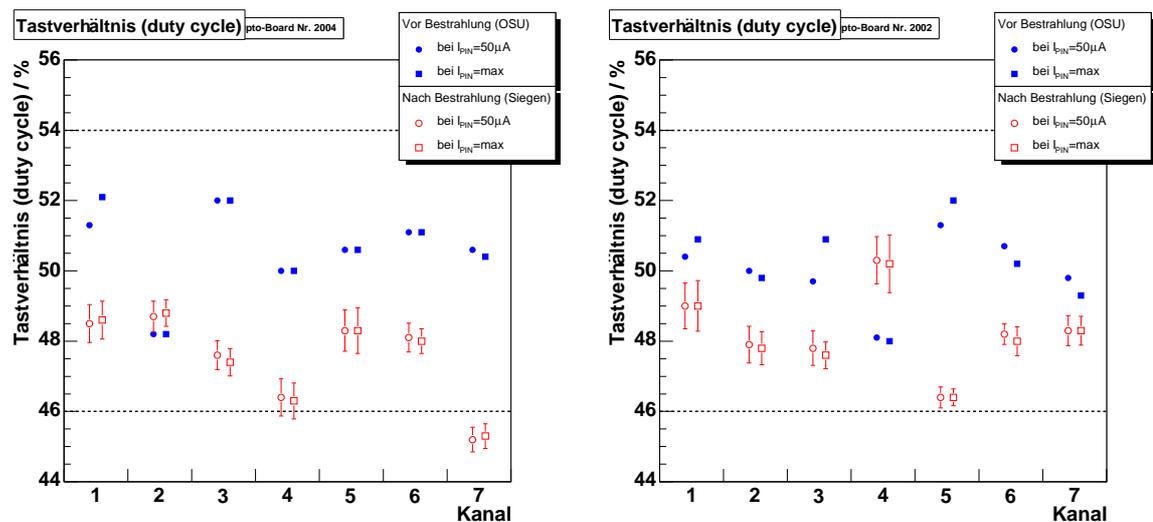


Abb. 4.18: Tastverhältnis (duty cycle)

4.5.7 Bitfehlerschwellen

Der DORIC benötigt einen Mindest-Eingangsstrom, um fehlerfrei zu dekodieren. Der Eingangsstrom des DORICs ist der in der PIN-Diode erzeugte Photostrom. Der Bitfehlerschwellen-PIN-Strom wurde zwischen den Bestrahlungs- und Annealingphasen gemessen. Die Variation des PIN-Stroms erfolgte durch Änderung der an das Opto-Board gesendeten Lichtleistung. Dies geschah manuell mit Hilfe von Potentiometern auf den Testkarten im Kontrollraum. Da die Dioden des PIN-Arrays auf dem Opto-Board parallel an V_{PIN} liegen, lässt sich nur der Gesamtstrom durch alle Dioden messen. Deshalb wurde immer nur auf einem Kanal Licht gesendet, so dass der Gesamtstrom dem Strom durch die zu messende Diode entspricht (bis auf Übersprechen).

Abbildung 4.19 zeigt die Bitfehlerschwellen als Funktion der Zeit. Zusätzlich sind die Bestrahlungs- und Annealingphasen gekennzeichnet und die Gesamtdosen am Ende der Bestrahlungsphasen angegeben. Nimmt man an, dass im DORIC praktisch kein Annealing stattfindet, dann lässt sich aus den Differenzen des Schwellenstroms vor und nach einer Annealingphase die Messgenauigkeit der Messwerte abschätzen. Insgesamt bleiben die ermittelten Schwellen über die gesamte Bestrahlung konstant und liegen stets unter $50 \mu A$. Dieses gilt auch für die drei anderen, hier nicht dargestellten Opto-Boards. Der im Experiment vorgesehene PIN-Strom beträgt $100 \mu A$.

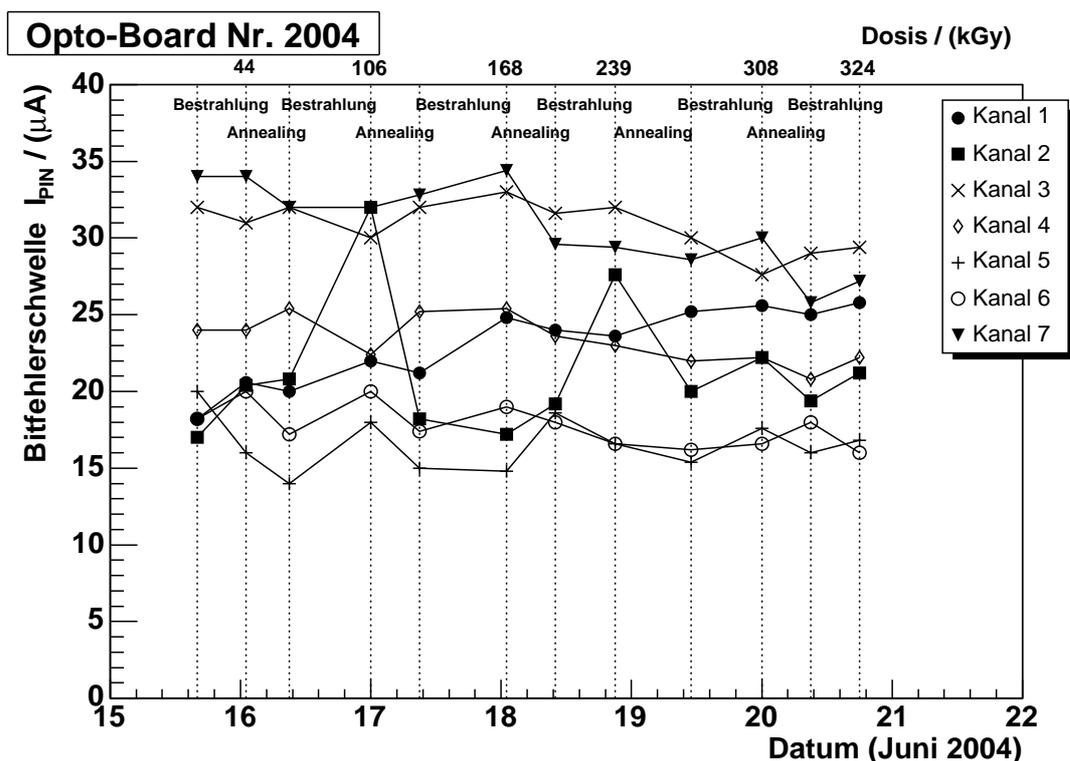


Abb. 4.19: PIN-Schwellenströme als Funktion der Zeit für Opto-Board Nr. 2004 während der Bestrahlung. Die Messpunkte sind mit Linien verbunden worden, um die Zuordnung zu den einzelnen Kanälen zu erleichtern.

Nach der Bestrahlung wurden die Bitfehlerschwellen der Opto-Boards Nr. 2002 und 2004 mit dem Siegener Testsystem gemessen. Die Bitfehler werden dabei automatisch im FPGA der Steuerkarte gezählt und die Abschwächung des gesendeten

Lichts geschieht mit dem Mikropositioniersystem (siehe Kapitel 3). Die so gemessenen Schwellen sind gut reproduzierbar. Abbildung 4.20 zeigt die Schwellen von Opto-Board Nr. 2004. Die Schwelle wurde für jeden Kanal jeweils zehnmals gemessen. Zu den dargestellten statistischen Fehlern kommt noch ein systematischer Fehler von etwa $2 \mu\text{A}$, wenn man als Lichtquelle eine andere BPM-Karte verwendet. In Siegen stehen vier BPM-Karten zur Verfügung, deren Signalqualität sich aufgrund von Fertigungstoleranzen geringfügig unterscheidet (Details siehe [21]).

Die gemessenen Schwellen sind deutlich niedriger als die während der Bestrahlung gemessenen. Der Grund dafür könnten ein stärkeres Umgebungsrauschen bei der Bestrahlung, die vielen Faserübergänge und die größere Länge der optischen Verbindung oder Unterschiede in der Qualität der optischen Ausgangssignale des OSU-Testsystems gegenüber dem Siegener Testsystem sein. Vergleichsmessungen mit dem OSU-Testsystem ohne die 25 m lange optische Verbindung liegen nicht vor.

Die nach der Bestrahlung mit dem Siegener Testsystem gemessenen Schwellen stimmen mit denen unbestrahlter Opto-Boards aus der Produktion überein. Der Mindest-Eingangsstrom des DORICs für bitfehlerfreien Betrieb nimmt durch die Bestrahlung also nicht zu.

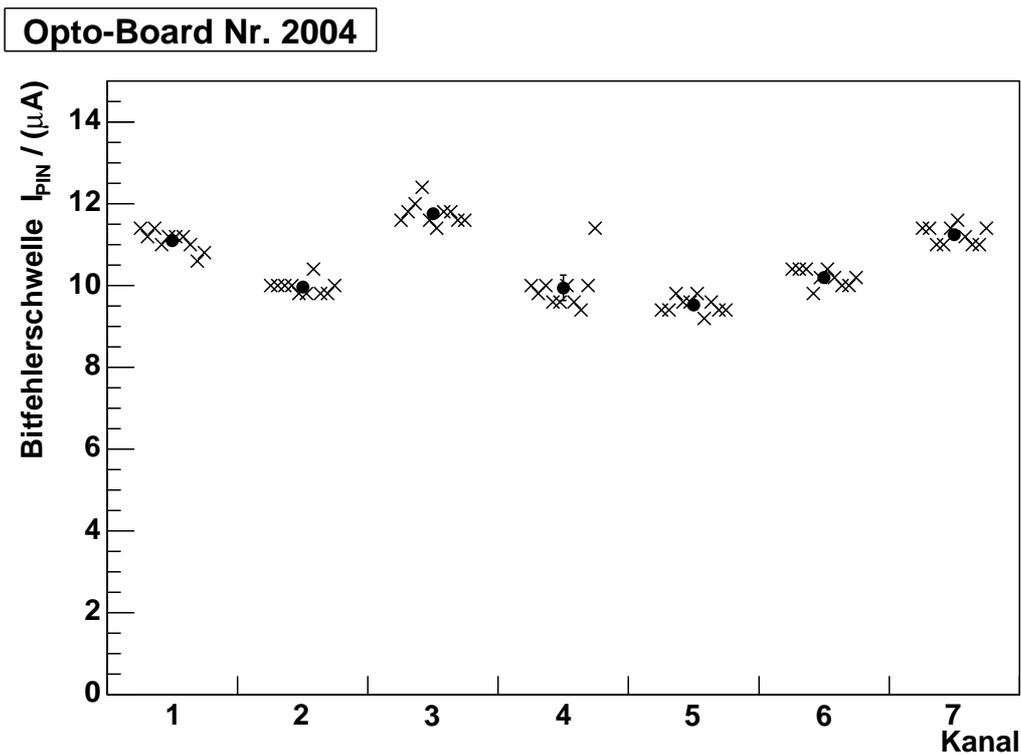


Abb. 4.20: PIN-Schwellenströme für Opto-Board Nr. 2004 nach der Bestrahlung, gemessen mit dem Siegener Testsystem (BPM-Karte 2).

4.5.8 Single Event Upsets

Das empfindlichste Bauteil für Single Event Upsets (SEU, siehe Abschnitt 4.1.1 und 4.1.4) ist die PIN-Diode. Bei zwei Opto-Boards wurde für verschiedene Photoströme I_{PIN} die Bitfehlerrate während der Bestrahlung gemessen. Daraus lässt sich die durch Strahlung verursachte Bitfehlerrate im Experiment abschätzen.

Für die Bitfehlermessung wurden auf dem zu untersuchenden Kanal Pseudozufallsbitsequenzen (Pseudo-Random Bit Sequence, PRBS) gesendet, alle anderen Kanäle waren abgeschaltet. Die Protonen werden beim PS-Beschleuniger in einzelnen Paketen ausgeschüttet (Spills). Für Photoströme von $25 \mu\text{A}$ bis $500 \mu\text{A}$ wurden die Bitfehler während jeweils 4 bis 8 Spills gezählt. Abbildung 4.21 zeigt die Bitfehler pro Spill in Abhängigkeit vom Photostrom durch die Diode.

Die Bitfehlerrate ist das Verhältnis aus der Anzahl der Bitfehler und der Anzahl der übertragenen Bits:

$$\frac{N_{\text{err}}}{N}$$

Hier ist N_{err} die Anzahl der Fehler pro Spill und $N = f \cdot t$ die Anzahl der pro Spill übertragenen Bits, wobei $f = 40 \text{ MHz}$ die Übertragungsfrequenz und $t = 400 \text{ ms}$ die Dauer eines Spills ist [46], d.h. $N = 1.6 \cdot 10^7$.

Aus Abbildung 4.21 entnimmt man $N_{\text{err}} \approx 200$ für $I_{\text{PIN}} = 100 \mu\text{A}$, den im Experiment vorgesehenen PIN-Strom. Die Bitfehlerrate während der Spills ist also

$$\frac{N_{\text{err}}}{N} \approx \frac{200}{1.6 \cdot 10^7} = 1.3 \cdot 10^{-5}$$

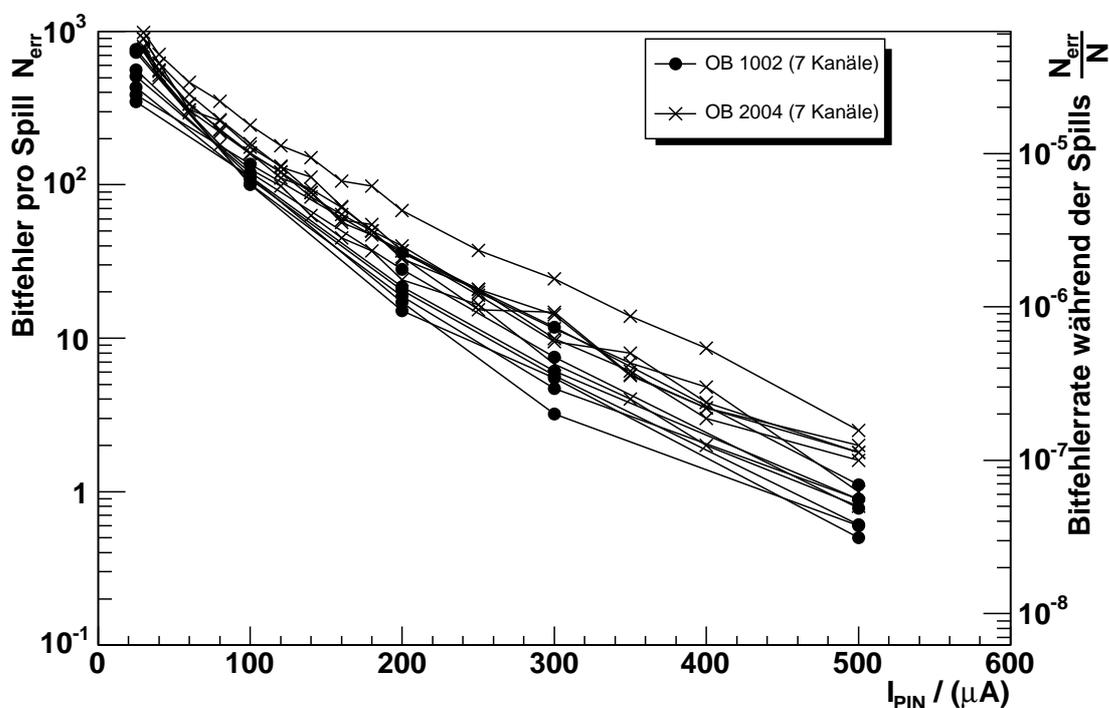


Abb. 4.21: Bitfehler pro Spill. Die Datenpunkte eines Kanals sind durch Linien verbunden.

Der Protonenfluss während der Spills betrug ungefähr $3 \cdot 10^{10} \text{ p cm}^{-2}/400 \text{ ms} \approx 8 \cdot 10^{10} \text{ p cm}^{-2}\text{s}^{-1}$. Im Experiment wird für die Lage der Opto-Boards ein Teilchenfluss von etwa $2 \cdot 10^6 \text{ Teilchen cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ erwartet [25,33]. Mit der Annahme, dass die Anzahl der Bitfehler proportional zum Teilchenfluss ist, ergibt sich dann eine Bitfehlerrate von

$$1.3 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{2 \cdot 10^6 \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}}{8 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}} \approx 3 \cdot 10^{-10}$$

für das Experiment. Dieses entspricht ungefähr

$$1 \text{ Bitfehler} / 80 \text{ s} \quad .$$

Die Annahme, dass die Bitfehlerrate linear mit dem Teilchenfluss zunimmt, lässt sich wie folgt begründen: Mit der Taktperiode von 25 ns (Übertragungsfrequenz $f = 40 \text{ MHz}$) und einer geschätzten Querschnittsfläche der Diode von $(100 \mu\text{m})^2$ ergibt sich ein Protonenfluss durch die Diode von 0.2 Protonen pro Taktzyklus. Die Protonen können also als separierte Teilchen betrachtet werden. Minimal ionisierende Teilchen können keinen SEU erzeugen [52]. Es muss daher zunächst eine Kernreaktion stattfinden, bei der ein stark ionisierendes Ion entsteht, z.B. indem ein Si-Atom aus seinem Gitterplatz geschlagen wird. Die Anzahl solcher Kernreaktionen ist proportional zum Teilchenfluss.

Außerdem wurde vorausgesetzt, dass die Wahrscheinlichkeit, einen Bitfehler zu verursachen, für die Teilchen im Experiment gleich derjenigen von 24 GeV/c Protonen ist. Für die Entstehung eines SEUs sind Hadronen mit kinetischen Energien größer als etwa 20 MeV erforderlich, weil ja zunächst ein Ion erzeugt werden muss. Für die Lage des PP0 wird der Hadronenfluss durch Pionen dominiert. Da das Ion in einer Kernreaktion entsteht, erscheint es sinnvoll, den nicht-ionisierenden Energieverlust (NIEL) von 24 GeV/c Protonen mit dem von weniger energiereichen Pionen und Protonen zu vergleichen. Tabelle 4.2 entnimmt man, dass die NIEL-Werte in der gleichen Größenordnung liegen, z.B. ist der NIEL von 300 MeV/c Pionen ungefähr doppelt so groß wie der von 24 GeV/c Protonen. Dieses rechtfertigt, von den 24 GeV/c Protonen auf die Teilchen im Experiment zu schließen.

Aufgrund der getroffenen Annahmen und der teilweise groben Abschätzungen der eingehenden Größen ist die ermittelte Bitfehlerrate nur eine Abschätzung der Größenordnung der SEU-Rate im Experiment. Die spezifizierte Bitfehlerrate des DORICs ist mit 10^{-11} aber einen Faktor 30 kleiner. Die Bitfehlerrate des optischen Links wird also durch die SEU-Rate begrenzt.

5 Zusammenfassung

Die Daten des ATLAS-Pixeldetektors werden optisch übertragen. Die detektorseitigen Datenübertragungseinheiten sind die Opto-Boards (Kapitel 2). Auf den Opto-Boards befinden sich als Lichtsender ein oder zwei VCSEL-Arrays (Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser) und als Lichtempfänger ein PIN-Dioden-Array, jeweils mit sieben Kanälen. Zur Steuerung der VCSEL und zur Rekonstruktion der empfangenen Daten dienen der VDC (VCSEL Driver Chip) und der DORIC (Digital Opto Receiver Integrated Circuit). Diese sind ASICs, die in Kollaboration an der Universität Siegen und der Ohio State University entwickelt wurden. Die Produktion der Opto-Boards hat begonnen und soll Anfang 2006 abgeschlossen sein.

Zur Qualitätssicherung der Opto-Board-Produktion wurde in Siegen ein Testsystem entwickelt, mit dem umfangreiche Messungen an den Opto-Boards weitgehend automatisiert und gut reproduzierbar durchgeführt werden können. Mit dem Testsystem können für ein komplettes Opto-Board automatisch die DORIC-Bitfehlerschwellen bestimmt, die Qualität der DORIC-Ausgangssignale untersucht und die optischen Ausgangsleistungen gemessen werden.

Das Herzstück des Testsystems ist eine Steuerkarte mit einem FPGA. Die Steuerkarte kann auf acht optischen und 14 elektrischen (LVDS) Ausgängen verschiedene Bitsequenzen senden und mit jeweils acht Eingängen optische und elektrische Signale empfangen. Im FPGA können die gesendeten und die empfangenen Daten verglichen und die Bitfehler gezählt werden. Die Steuerkarte wird vom Computer aus mit Hilfe dazu entwickelter Programme gesteuert. Die Programmierung des FPGAs und die Bedienung der Steuerkarte sowie einige Untersuchungen zur Messung der optischen Leistungen sind in dieser Arbeit beschrieben (Kapitel 3 und Anhang A). Eine ausführliche Beschreibung der anderen Komponenten des Testsystems und eine Dokumentation der Computer-Software zur automatischen Durchführung der Messungen findet sich in [21].

Mit nur einer Steuerkarte für alle sieben Opto-Board-Kanäle ist das Siegener Testsystem besonders kompakt. Es wird deshalb auch für Kontrollmessungen beim Einbau der Opto-Boards in den Detektor eingesetzt werden.

Die Opto-Boards befinden sich nur etwa 20 cm von der Strahlachse entfernt. Sie sind deshalb hohen Strahlenbelastungen ausgesetzt. In dieser Arbeit wurde eine abschließende Untersuchung der Strahlenhärte der Opto-Boards durchgeführt (Kapitel 4). Dazu wurden im Juni 2004 am CERN-Protonensynchrotron vier Opto-Boards innerhalb einer Woche bis zu äquivalenten Teilchenfluenzen bestrahlt, die größer sind als die in 10 Jahren LHC-Betrieb erwarteten. Während der Bestrahlung sowie vorher und nachher wurden umfangreiche Messungen an den Opto-Boards durchgeführt. Die Messungen bestätigen die Eignung aller Komponenten des Opto-Boards für den Einsatz im Pixeldetektor.

Die optische Ausgangsleistung der VCSEL geht in jeder der fünf Bestrahlungsphasen um etwa 20% zurück. In den anschließenden Annealingphasen wird jedoch wieder nahezu die ursprüngliche Ausgangsleistung erreicht. Insgesamt bleibt keine signifikante Verringerung zurück. Die Responsivität der PIN-Dioden verringert sich bei der vorgesehenen Depletionsspannung von 10 V um etwa 40%. Die Strahlenhärte des VDCs und des DORICs ist in früheren Bestrahlungen bereits nachgewiesen worden. Dieses wird noch einmal bestätigt. Der DORIC-Eingangsstrom für bitfehlerfreien Betrieb bleibt während der Bestrahlung konstant. Die Ausgangssignale des DORICs zeigen kaum Verschlechterungen. Alle gemessenen Parameter bleiben innerhalb der Spezifikationen. Lediglich das Tastverhältnis (duty cycle) des Taktsignals nimmt um etwa 2% ab und einzelne Kanäle liegen geringfügig unterhalb der gewünschten Grenze von 46%. Dieses ist aber noch akzeptabel.

Insgesamt lassen die Untersuchungen einen erfolgreichen Einsatz im Detektor erwarten. Alle Kanäle aller vier bestrahlten Opto-Boards sind auch heute, über ein Jahr nach der Bestrahlung, noch voll funktionsfähig.

Beim Betrieb im Detektor muss besonderes Augenmerk auf das Annealing der VCSEL gelegt werden. Frühere Bestrahlungen zeigen, dass die VCSEL betrieben werden müssen, um die Strahlenbelastung in 10 LHC-Jahren zu überstehen. Damit die VCSEL eine hohe Einschaltdauer haben, bietet es sich an, die Logik der übertragenen Daten zu invertieren. In den Nicht-Betriebsphasen des LHC sollten die VCSEL mit einem permanenten High-Signal und dem maximalen Strom von etwa 14 mA betrieben werden ($I_{\text{set}} \geq 1 \text{ mA}$). Eine Überwachung der optischen Leistungen der VCSEL ist wünschenswert. Die Annealing-Vorgehensweise könnte dann daran angepasst werden.

A Die FPGA-Konfiguration der Steuerkarte

A.1 Die Steuerkarte

Zur Qualitätssicherung der Produktion der Opto-Boards für den ATLAS-Pixeldektektor wurde in Siegen ein Testsystem entwickelt. Ein wichtiger Bestandteil dieses Testsystems ist die Steuerkarte (Abb. A.1 und A.2). Die Aufgabe der Steuerkarte besteht darin, bestimmte elektrische oder optische Signale (an das Opto-Board) zu senden und (vom Opto-Board) empfangene Daten mit den gesendeten zu vergleichen. Auf der Steuerkarte befindet sich ein FPGA [53]. Zwei Tochterkarten zum Senden (BPM-Karte mit VCSEL-Array) und Empfangen (DRX-Karte mit PIN-Array) optischer Signale können aufgesteckt werden. Über eine GPIB-Schnittstelle kann die Steuerkarte von einem PC aus angesprochen werden. Das FPGA wird aus einem EPROM oder alternativ während der Programmierphase vom PC aus über ein XChecker-Kabel geladen. Die Programmierung des FPGAs erfolgte mit VHDL (Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language).

A.2 Die Programmierung des FPGAs

Für den hier beschriebenen VHDL-Code der Siegener Steuerkarte wurde als Grundlage der VHDL-Code einer ähnlichen, an der Ohio State University entwickelten Testkarte verwendet.

Von dieser ursprünglichen Konfiguration wurde der Code für die Kommunikation über GPIB weitgehend unverändert übernommen und kann daher hier nicht detailliert dokumentiert werden. Die zur Verfügung gestellten GPIB-Befehle wurden jedoch verändert und erweitert.

Alle anderen Funktionen wurden komplett neu erstellt. Neben der GPIB-Kommunikation sind die vom FPGA zu leistenden, im VHDL-Code implementierten Funktionen

- die Steuerung der BPM- und DRX-Tochterkarten (6)(5) auf der Steuerkarte,
- verschiedene Datensequenzen (Clock, Random, 1 in 16, ...) zu generieren und an die BPM-Karte (6) sowie an die LVDS-Treiber-Kärtchen (10) auszugeben,
- von der DRX-Karte (5) oder den LVDS-Empfängern (15) empfangene Daten mit den gesendeten Daten zu vergleichen und die Bitfehler zu zählen,
- die Fein-Delay-Steuerung eines Clock-Generators (nicht verwendet),
- die Ausgabe eines Opto-Board-Reset-Signals (12).

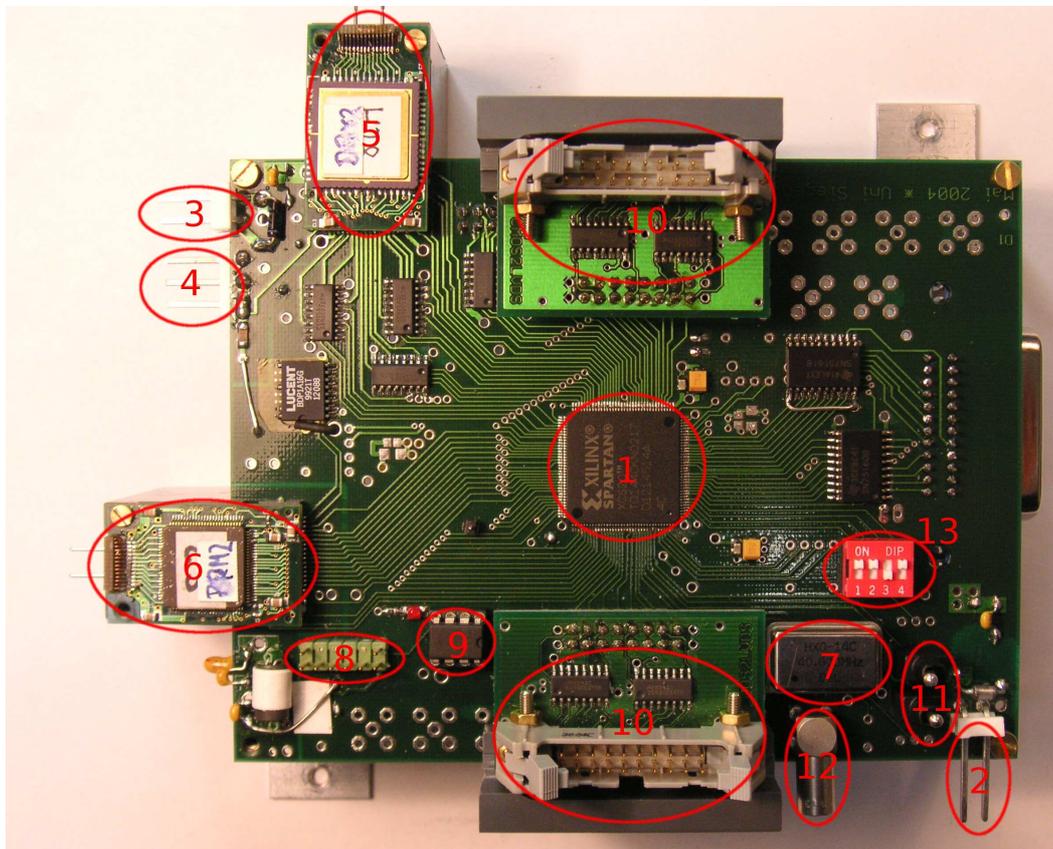


Abb. A.1: Foto der Oberseite der Steuerkarte

- 1 FPGA
- 2 Anschluss für 5 V-Spannungsversorgung der Steuerkarte
- 3 Anschluss für 3.3 V-Spannungsversorgung der DRX-Karte
- 4 Anschluss für 10 V PIN-Spannung auf der DRX-Karte
- 5 DRX-Karte
- 6 BPM-Karte
- 7 40 MHz-Quarz
- 8 Anschluss für XChecker-Kabel
- 9 EPROM
- 10 LVDS-Treiber-Kärtchen mit Flachbandkabelstecker
- 11 2 Schalter, für Belegung des Koaxial-Ausgangs (12)
- 12 Koaxial-Ausgang (Opto-Board-Reset oder Bitfehler)
- 13 4 Schalter, für Delay-Einstellung

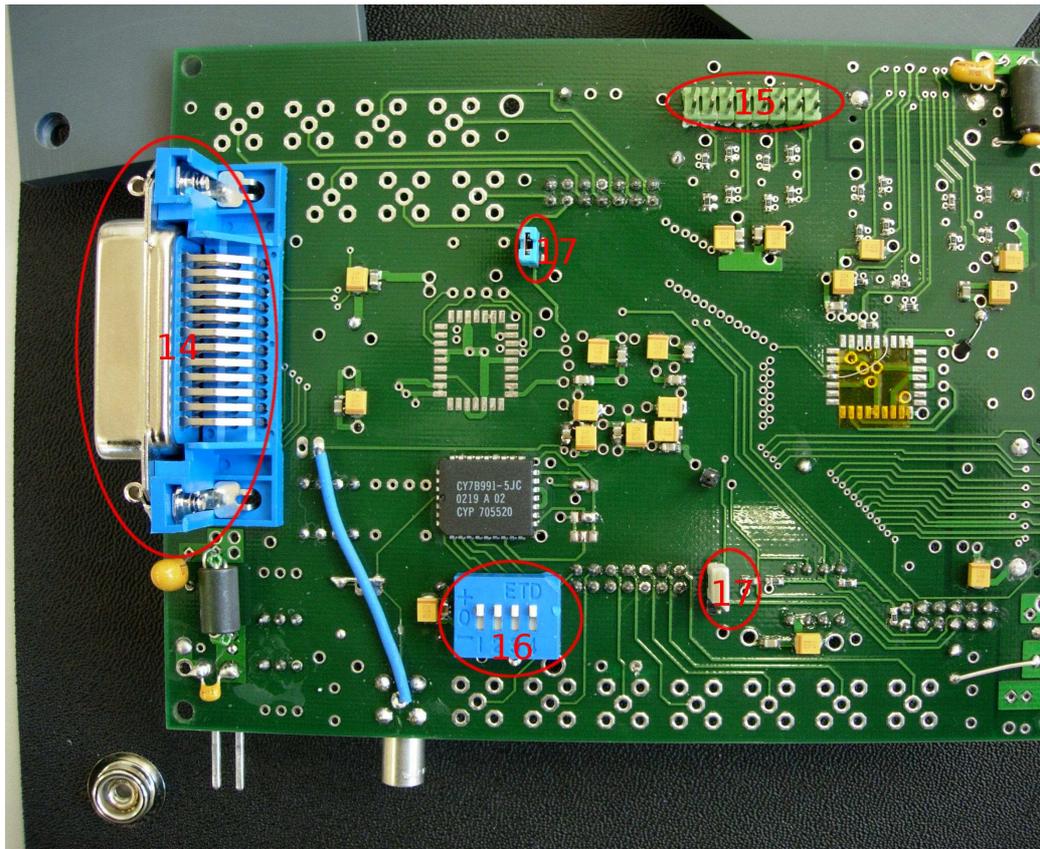


Abb. A.2: Foto der Unterseite der Steuerkarte

- 14 GPIB-Anschluss
- 15 LVDS-Empfänger, Anschluss für Flachbandkabel
- 16 Schalter für Clock-Auswahl
- 17 Jumper, Wahl zwischen EPROM und XChecker

A.2.1 Die GPIB-Befehle

Zur Steuerung der Steuerkarte werden verschiedene Befehle bereitgestellt. Diese werden über GPIB an die Steuerkarte gesendet. Außer dem Standardbefehl `*IDN?` bestehen alle Befehle aus zwei ASCII-Zeichen, von denen das erste das `$`-Zeichen ist. Einige Befehle enthalten zusätzlich ein oder zwei Parameter-Bytes. Auf die Befehle `*IDN?`, `$R` und `$r` sendet die Steuerkarte eine Antwort. Die Befehle sind

`*IDN?` (Gerätbeschreibung abfragen)

Antwort: „SIEGEN“

`$B<byte1>` (BPM-Settings)

`<byte1>`: bits 1..4 (ls) wählen Kanal (0..11), bits 5..7 wählen Modus (Datentyp)

`$c` (count short)

Bitfehler zählen, kurz

`$C` (Count long)

Bitfehler zählen, lang

`$D<byte1><byte2>` (DAC-Settings der Tochterkarten)

`<byte1>`: bit 8 wählt zwischen BPM und DRX, bits 5..7 wählen zwischen 2 DAC-Chips, bits 1..4 wählen Kanal des DAC-Chips

`<byte2>`: DAC-Wert

`$E<byte1>` (Error rate settings)

`<byte1>`: bits 1..4 wählen gesendete-Daten-Kanal (0..11), bits 5..8 wählen DORIC-Kanal (0xxx) (zurückkommende Daten, 1..8) bzw. DRX-Kanal (1xxx) (0..7, 8..11 bisher nicht implementiert)

`$F<byte1>` (Fine Delay)

`<byte1>`: bits 1..5 geben Fine Delay an (bit5 = Vorzeichen)

`$L<byte1>` (automatische Delay-Einstellung)

`<byte1>`: bits 1..3 geben das Delay an

`$O` (Reset Opto-Board)

setzt Optoboard-Reset-Signal (=0)

`$R` (Error rate ausgeben)

Antwort: 4 Bytes (je 2 Bytes gemessen mit steigender und fallender Taktflanke)

`$r` (Error rate clock ausgeben)

Antwort: 1 Byte (bits 1..4 fallende Flanke, bits 5..8 steigende Flanke)

`$V<byte1>` (VDC-Settings)

`<byte1>`: bits 1..4 wählen Kanal (0..13), bits 5..7 wählen Datentyp

Darin ist

`<byte> = [bit8][bit7]...[bit1] = [msb]...[lsb]`

ein Parameter-Byte.

A.2.2 Beschreibung der Funktionen

GPIB-Schnittstelle

Die Steuerkarte kann über GPIB mit einem GPIB-Host kommunizieren. Die entsprechende Schnittstellenfunktionalität ist im FPGA programmiert. Die Grundfunktionalität der GPIB-Schnittstelle wurde von der FPGA-Konfiguration der an der Ohio State University eingesetzten Testkarte übernommen und kann hier nicht weiter dokumentiert werden.

Für das Siegener Testsystem wurden neue GPIB-Befehle zur Steuerung der Karte programmiert.

Die GPIB-Adresse ist fest im Code programmiert. Sie kann dort leicht geändert, jedoch nicht durch Schalter an der Steuerkarte eingestellt werden.

Opto-Board-Reset (\$0)

Das FPGA kann ein „Opto-Board-Reset“-Signal ausgeben. Der GPIB-Befehl dazu ist \$0. Dabei wird ein standardmäßig hochohmiger Ausgang für etwa 0.8 ms auf Masse gelegt. Das Signal wird auf der Steuerkarte auf einen Koaxialstecker (12) ausgegeben und kann über ein Koaxialkabel an eine Opto-Board-Supportkarte gesendet werden. Damit das Opto-Board-Reset-Signal ausgegeben wird, muss der Schalter (11a) mit Masse verbunden sein (linke Stellung in Abb. A.1). Befindet sich der Schalter rechts (+5 V), so wird ein Bitfehlersignal auf den Koaxialstecker ausgegeben (siehe Abb. A.4).

Daten senden (elektrisch) (\$V)

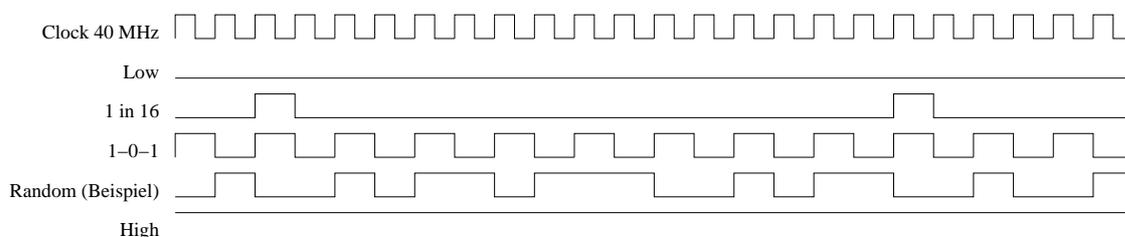


Abb. A.3: Die verschiedenen Ausgabe-Bitsequenzen der Steuerkarte

Über zwei Tochterkarten mit LVDS-Treibern können verschiedene Bitsequenzen auf Flachkabelstecker (10) ausgegeben werden. Jeder der insgesamt 14 Kanäle kann einzeln eingestellt werden. Die Bitsequenzen werden vom FPGA generiert. Zur Verfügung stehen „Low“, „Random“, „1 in 16“, „1-0-1“, „Clock 40 MHz“ und „High“ (siehe Abb. A.3). „Random“ ist eine 2^{32} Bit lange Pseudo-Zufallszahlenfolge (Pseudo-Random Bit Sequence, PRBS).

Der GPIB-Befehl für diese Funktion ist $\$V\langle byte1 \rangle$. Mit den ersten vier Bits des Parameter-Bytes $\langle byte1 \rangle$ wird der Kanal ausgewählt, mit den Bits 5 bis 7 die gewünschte Bitsequenz (siehe auch Tab. A.1). Bit 8 wird nicht benutzt.

Diese Funktion wird verwendet, um Daten an die VDCs des Opto-Boards zu senden.

| <p>\$V $\langle \text{byte1} \rangle$:</p> <p> </p> | <table border="0"> <thead> <tr> <th style="border-bottom: 1px solid black;">Bitsequenz</th> <th></th> <th style="border-bottom: 1px solid black;">Kanal</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>000</td><td>Low</td><td>0000 0</td></tr> <tr><td>001</td><td>Random</td><td>0001 1</td></tr> <tr><td>010</td><td>1 in 16</td><td>0010 2</td></tr> <tr><td>100</td><td>1-0-1</td><td>0011 3</td></tr> <tr><td>101</td><td>Clock 40 MHz</td><td>⋮ ⋮</td></tr> <tr><td>111</td><td>High</td><td>1101 13</td></tr> </tbody> </table> | Bitsequenz | | Kanal | 000 | Low | 0000 0 | 001 | Random | 0001 1 | 010 | 1 in 16 | 0010 2 | 100 | 1-0-1 | 0011 3 | 101 | Clock 40 MHz | ⋮ ⋮ | 111 | High | 1101 13 |
|---|--|---------------|--|------------|-----------|----------------|--------|----------|------------------|--------|-------|----------------|-----------------------|-------|---------------|--------|----------------|--------------|-----|-------|--|---------|
| Bitsequenz | | Kanal | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 000 | Low | 0000 0 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 001 | Random | 0001 1 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 010 | 1 in 16 | 0010 2 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 100 | 1-0-1 | 0011 3 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 101 | Clock 40 MHz | ⋮ ⋮ | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 111 | High | 1101 13 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| <p>\$B $\langle \text{byte1} \rangle$:</p> <p> </p> | <table border="0"> <thead> <tr> <th style="border-bottom: 1px solid black;">Bitsequenz</th> <th></th> <th style="border-bottom: 1px solid black;">Kanal</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>000</td><td>Low</td><td>0000 0</td></tr> <tr><td>001</td><td>Random</td><td>0001 1</td></tr> <tr><td>010</td><td>1 in 16</td><td>0010 2</td></tr> <tr><td>100</td><td>1-0-1</td><td>0011 3</td></tr> <tr><td>111</td><td>High</td><td>⋮ ⋮</td></tr> <tr><td></td><td></td><td>1011 11</td></tr> </tbody> </table> | Bitsequenz | | Kanal | 000 | Low | 0000 0 | 001 | Random | 0001 1 | 010 | 1 in 16 | 0010 2 | 100 | 1-0-1 | 0011 3 | 111 | High | ⋮ ⋮ | | | 1011 11 |
| Bitsequenz | | Kanal | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 000 | Low | 0000 0 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 001 | Random | 0001 1 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 010 | 1 in 16 | 0010 2 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 100 | 1-0-1 | 0011 3 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 111 | High | ⋮ ⋮ | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | 1011 11 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| <p>\$D $\langle \text{byte1} \rangle$:</p> <p> </p> | <table border="0"> <thead> <tr> <th style="border-bottom: 1px solid black;">Karte</th> <th></th> <th style="border-bottom: 1px solid black;">Chip</th> <th style="border-bottom: 1px solid black;">Kanal</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>0</td><td>DRX</td><td>000</td><td>Clear DAC 0000 —</td></tr> <tr><td>1</td><td>BPM</td><td>001</td><td>DAC-Chip 1 0001 DAC A</td></tr> <tr><td></td><td></td><td>010</td><td>DAC-Chip 0 ⋮ ⋮</td></tr> <tr><td></td><td></td><td></td><td>1000 DAC H (Dokumentation DAC-Chip [54])</td></tr> </tbody> </table> | Karte | | Chip | Kanal | 0 | DRX | 000 | Clear DAC 0000 — | 1 | BPM | 001 | DAC-Chip 1 0001 DAC A | | | 010 | DAC-Chip 0 ⋮ ⋮ | | | | 1000 DAC H (Dokumentation DAC-Chip [54]) | |
| Karte | | Chip | Kanal | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0 | DRX | 000 | Clear DAC 0000 — | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 1 | BPM | 001 | DAC-Chip 1 0001 DAC A | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | 010 | DAC-Chip 0 ⋮ ⋮ | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | 1000 DAC H (Dokumentation DAC-Chip [54]) | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| <p>$\langle \text{byte2} \rangle$:</p> <p> </p> | <table border="0"> <thead> <tr> <th style="border-bottom: 1px solid black;">DAC-Wert</th> <th></th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>00000000</td><td>0</td></tr> <tr><td>⋮</td><td>⋮</td></tr> <tr><td>11111111</td><td>255</td></tr> </tbody> </table> | DAC-Wert | | 00000000 | 0 | ⋮ | ⋮ | 11111111 | 255 | | | | | | | | | | | | | |
| DAC-Wert | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 00000000 | 0 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| ⋮ | ⋮ | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 11111111 | 255 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| <p>\$E $\langle \text{byte1} \rangle$:</p> <p> </p> | <table border="0"> <thead> <tr> <th style="border-bottom: 1px solid black;">Empfangskanal</th> <th></th> <th style="border-bottom: 1px solid black;">Sendekanal</th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>0 000</td><td>LVDS-Eingang 1</td><td>0000 0</td></tr> <tr><td>⋮</td><td>⋮</td><td>⋮</td></tr> <tr><td>0 111</td><td>LVDS-Eingang 8</td><td>1000 11</td></tr> <tr><td>1 000</td><td>DRX-Eingang 1</td><td></td></tr> <tr><td>⋮</td><td>⋮</td><td></td></tr> <tr><td>1 111</td><td>DRX-Eingang 8</td><td></td></tr> </tbody> </table> | Empfangskanal | | Sendekanal | 0 000 | LVDS-Eingang 1 | 0000 0 | ⋮ | ⋮ | ⋮ | 0 111 | LVDS-Eingang 8 | 1000 11 | 1 000 | DRX-Eingang 1 | | ⋮ | ⋮ | | 1 111 | DRX-Eingang 8 | |
| Empfangskanal | | Sendekanal | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0 000 | LVDS-Eingang 1 | 0000 0 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| ⋮ | ⋮ | ⋮ | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0 111 | LVDS-Eingang 8 | 1000 11 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 1 000 | DRX-Eingang 1 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| ⋮ | ⋮ | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 1 111 | DRX-Eingang 8 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| <p>\$L $\langle \text{byte1} \rangle$:</p> <p> </p> | <table border="0"> <thead> <tr> <th style="border-bottom: 1px solid black;">Delay</th> <th></th> </tr> </thead> <tbody> <tr><td>000</td><td>1 Periode</td></tr> <tr><td>⋮</td><td>⋮</td></tr> <tr><td>111</td><td>8 Perioden</td></tr> </tbody> </table> | Delay | | 000 | 1 Periode | ⋮ | ⋮ | 111 | 8 Perioden | | | | | | | | | | | | | |
| Delay | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 000 | 1 Periode | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| ⋮ | ⋮ | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 111 | 8 Perioden | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |

Tab. A.1: Bedeutung der Parameter-Bytes der GPIB-Befehle

Daten senden (optisch), Steuerung der BPM-Karte (\$B, \$D)

Mit der Steuerkarte können optisch Bitsequenzen gesendet werden. Dazu wird eine BPM-Karte, auf der sich ein VCSEL-Array und ein BPM-Kodier-Chip befinden, aufgesteckt (6). Diese Karte wurde von der SCT-Gruppe entwickelt und wird auf der Kontrollraumseite in den Datenübertragungsstrecken des Pixeldetektors und des Streifendetektors SCT eingesetzt.

Das FPGA generiert verschiedene Bitsequenzen für die Eingänge der BPM-Karte und sendet Steuerdaten an die BPM-Karte.

Zur Steuerung der BPM-Karte stellt die Steuerkarte den Befehl $\$D\langle byte1\rangle\langle byte2\rangle$ bereit. Mit dem ersten Parameter-Byte wird ausgewählt, welche Tochterkarte (die DRX-Karte wird mit dem selben Befehl gesteuert) und welcher Kanal eingestellt werden sollen. Das zweite Parameter-Byte bestimmt den Strom durch den entsprechenden VCSEL.

Mit dem Befehl $\$B\langle byte1\rangle$ werden die einzelnen Kanäle mit verschiedenen Bitsequenzen belegt. Die Bits 1 bis 4 geben den zu belegenden Kanal an, mit den Bits 5 bis 7 wird eine der Bitsequenzen „Low“, „Random“, „1 in 16“, „1-0-1“ oder „High“ ausgewählt (Abb. A.3). Je nach BPM-Karte gibt es 8 oder 12 Kanäle. Wird an ein Opto-Board gesendet, dann werden nur die mittleren 8 Kanäle verwendet, d.h. die Kanäle 2 bis 9, wenn die Kanäle von 0 bis 11 nummeriert sind.

Daten empfangen (elektrisch)

Auf der Steuerkarte befinden sich acht LVDS-Empfangskanäle. Sie sind als 8×2 -Pinhead zum Anschluss eines Flachbandkabels ausgeführt (15).

Daten empfangen (optisch), Steuerung der DRX-Karte (\$D)

Zum Empfang optischer Daten kann auf die Steuerkarte eine DRX-Karte aufgesteckt werden (5). Die DRX-Karte wurde von der SCT-Gruppe entwickelt und wird auf der Kontrollraumseite in den Datenübertragungsstrecken des Pixeldetektors und des Streifendetektors SCT eingesetzt.

Zur Steuerung der DRX-Karte stellt die Steuerkarte den Befehl $\$D\langle byte1\rangle\langle byte2\rangle$ bereit. Mit dem ersten Parameter-Byte wird ausgewählt, welche Tochterkarte (die BPM-Karte wird mit dem selben Befehl gesteuert) und welcher Kanal eingestellt werden sollen. Das zweite Parameter-Byte bestimmt eine Schwelle, mit der zwischen logischem 1- und 0-Zustand unterschieden wird.

Daten vergleichen, Bitfehler zählen, Fehlerzahl auslesen (\$E, \$c, \$C, \$R, \$r)

Im FPGA können die optisch gesendeten Daten mit den elektrisch oder optisch empfangenen Daten verglichen und die Bitfehler gezählt werden. Jeder Sendekanal kann mit jedem Empfangskanal verglichen werden, aber immer nur ein Kanalpaar gleichzeitig. Mit dem Befehl $\$E\langle byte1\rangle$ werden die beiden zu vergleichenden Kanäle eingestellt. Die Bits 1..4 des Parameter-Bytes $\langle byte1\rangle$ wählen den Gesendete-Daten-Kanal (0..11), mit den Bits 5..8 wird der Empfangskanal ausgewählt, wobei das höchste Bit zwischen elektrisch ($[bit8]=0$) und optisch ($[bit8]=1$) empfangenen Daten unterscheidet.

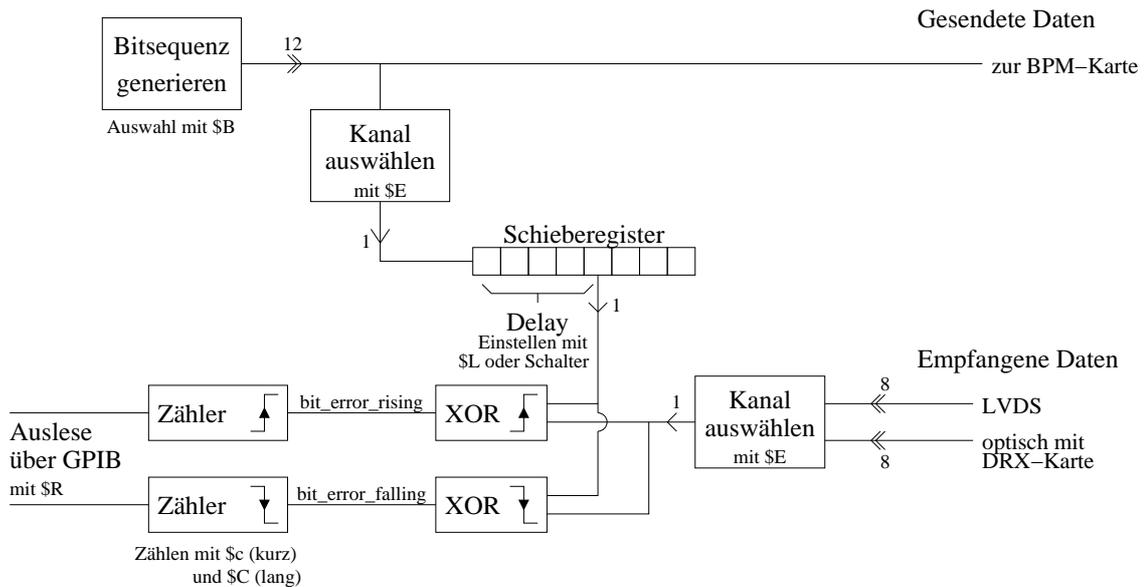


Abb. A.4: Das Prinzip der Bitfehlerzählung. Die beiden Signale `bit_error_rising` und `bit_error_falling` können auf den Koaxialstecker (12) ausgegeben werden. Dazu muss sich der Schalter (11a) in der rechten Position befinden. Mit dem Schalter (11b) kann dann eines der beiden Signale ausgewählt werden (links = `bit_error_falling`, rechts = `bit_error_rising`).

Zum Zählen der Bitfehler dienen die beiden Befehle `$c` und `$C`. Mit `$c` wird 2^{15} Perioden lang gezählt, mit `$C` 2^{25} Perioden lang. Bei einem 40 MHz-Takt (25 ns Periode) entspricht dies 0.8 ms bzw. 0.8 s.

Die Anzahl der gezählten Bitfehler wird im FPGA gespeichert, bis sie durch einen weiteren Zählbefehl (`$c` oder `$C`) überschrieben wird. Die Bitfehlerzahl kann mit den Befehlen `$R` und `$r` ausgelesen werden. `$R` gibt vier Bytes zurück, von denen die ersten beiden Bytes (zu einer 16-stelligen Binärzahl zusammengefasst) die mit steigender Taktflanke gezählte Fehlerzahl darstellen. Die beiden anderen Bytes enthalten die Fehlerzahl bei fallender Taktflanke (siehe Abschnitt „Bitfehlerzählung“ und Abb. A.4).

Parallel zum Vergleich mit den gesendeten Daten wird das empfangene Signal vom FPGA auch als Taktsignal interpretiert und auf Bitfehler untersucht. Dabei wird mit Hilfe eines 80 MHz-Taktes überprüft, ob sich zwei aufeinanderfolgende Bits unterscheiden. Das 80 MHz-Signal wird, wie das 40 MHz-Haupttaktsignal des FPGAs, außerhalb des FPGAs von einem Clock-Regenerator-Chip aus dem 40 MHz-Signal des Quarzes (7) erzeugt. Die entsprechende Bitfehlerzahl wird mit `$r` ausgelesen. Als Antwort wird ein Byte zurück gegeben, das die mit steigender und fallender Taktflanke gezählten Bitfehlerzahlen enthält. Ist die Fehlerzahl größer als $2^4 - 1 = 15$, so wird als Fehlerzahl 15 zurück gegeben.

Delay einstellen (\$L)

Die empfangenen Daten sind gegenüber den gesendeten Daten verzögert. Deshalb müssen zur Bitfehlerzählung die gesendeten Daten gegenüber den empfangenen verzögert werden. Dazu werden die gesendeten Daten in einem Schieberegister zwischengespeichert. Es können Verzögerungen von 1 bis 8 Taktzyklen (je 25 ns) einge-

stellt werden. Durch den Einsatz des Schieberegisters entsteht mindestens ein Taktzyklus Verzögerung. Der Schalter (14) Nr. 4 bestimmt, ob die Verzögerung manuell oder automatisch über GPIB eingestellt wird. Befindet sich der Schalter Nr. 4 in der Stellung ON (verbunden mit Masse), dann wird die Verzögerung mit den Schaltern Nr. 1 bis 3 eingestellt (Nr. 1 = lsb, Nr. 2 = msb, ON = 0). Andernfalls kann die Verzögerung über GPIB mit dem Befehl $\$L\langle byte1 \rangle$ eingestellt werden. Die ersten drei Bits des Parameter-Bytes $\langle byte1 \rangle$ geben dann die Anzahl der Perioden an, um die verzögert wird.

Zur Bitfehlerzählung

Innerhalb des FPGAs werden alle Daten taktsynchron verarbeitet. Entsprechende Vorgaben garantieren, dass die Signallaufzeiten im FPGA für die gegebene Taktfrequenz (40 MHz) ausreichend kurz sind. Ein mit steigender (fallender) Taktflanke gesetzter Wert eines Signals liegt bei der nächsten steigenden (fallenden) Taktflanke stabil an. Dieses gilt insbesondere auch für die gesendeten Daten.

Die empfangenen Daten sind gegenüber den gesendeten Daten um eine unbekannt Zeit verzögert. Im Allgemeinen wird dieses kein ganzes Vielfaches der Taktperiode (25 ns) sein. Neben der Verzögerung der gesendeten Daten um eine bestimmte Anzahl von Taktzyklen (Abschnitt „Delay einstellen“) müssen die empfangenen Daten deshalb auch zum richtigen Zeitpunkt vom FPGA übernommen werden. Problematisch ist eine Übernahme während der Anstiegs- und Abfallzeiten des empfangenen Signals, da das Signal dann nicht eindeutig definiert ist. Deshalb werden zum Bitfehlervergleich die empfangenen Daten sowohl mit steigender als auch mit fallender Taktflanke übernommen und mit den gesendeten Daten verglichen. Auf diese Weise wird sichergestellt, dass mindestens eine der beiden Varianten stabil arbeitet.

Abbildung A.5 zeigt verschiedene mögliche Verschiebungen des empfangenen Signals gegenüber dem Takt im FPGA. Die Signale aus a) und e) sind um genau eine Periode verschoben und deshalb bezüglich des diskutierten Problems gleichwertig. Die dicken, grünen Pfeile geben an, wann eine Übernahme sicher ist, bei den dünnen, roten Pfeilen ist eine Übernahme des Signals unsicher. Für jede mögliche Verschiebung ist mindestens eine Übernahmemöglichkeit sicher. Die Abbildungen b) und d) geben die ungünstigste Variante an: Der kleinste Abstand zwischen Taktflanke und Signalanfang oder -ende beträgt bei steigender und fallender Flanke jeweils nur eine Viertelperiode. Bei jeder anderen Verschiebung ist für eine Flanke der kleinste

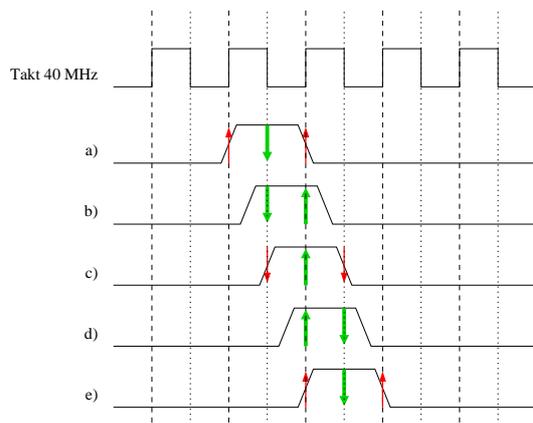


Abb. A.5: Mögliche Phasenverschiebungen zwischen empfangenen Daten und internem Takt. Die empfangenen Daten können mit steigender oder fallender Taktflanke übernommen werden. Mindestens eine dieser beiden Möglichkeiten liefert ein richtiges Ergebnis (dicke, grüne Pfeile). Fällt die Taktflanke mit der Flanke des Datensignals zusammen, dann ist der Zustand des Datensignals nicht eindeutig (dünne, rote Pfeile).

Abstand zu Signalanfang und -ende größer als eine Viertelperiode. Eine Viertelperiode dauert $(25/4) \text{ ns} = 6.25 \text{ ns}$. Die Anstiegs- und Abfallzeiten der Signale sind aber deutlich kürzer ($\approx 1 \text{ ns}$). Also arbeitet mindestens einer der beiden Bitfehlervergleiche (steigende/fallende Taktflanke) fehlerfrei. Für kleine Fehlerraten ist dann die Zählung die richtige, die weniger Fehler anzeigt.

Die Wahl der richtigen Verzögerung ist Aufgabe einer externen Steuerung, z.B. des Programms zur automatisierten Bitfehlermessung [21]. Die Laufzeitdifferenz zwischen den Kanälen hängt von der angeschlossenen Datenübertragungsstrecke ab. Sie beträgt mindestens vier Perioden, da eine Periode für die BPM-Kodierung auf der BPM-Karte benötigt wird, und die Rekonstruktion im DORIC drei Taktzyklen dauert. Bei den Messungen zur Qualitätssicherung mit dem Siegener Testsystem genügt eine gemeinsame Delay-Einstellung für alle Kanäle. Werden die Kanäle nicht parallel in einem Kabel geführt, dann sind möglicherweise verschiedene Einstellungen für die Kanäle erforderlich.

A.3 VHDL-Code-Beispiel

Im Folgenden ist ein kurzes Beispiel des VHDL-Codes wiedergegeben und kommentiert. Der Auszug enthält den Vergleich von gesendeten und empfangenen Daten für die Bitfehlerzählung.

```
-- * select send data channel (set shifty2)
with errortrate_settings(3 downto 0) select
shifty2 <= bpm_d_data(0) when "0000",
           bpm_d_data(1) when "0001",
           bpm_d_data(2) when "0010",
           bpm_d_data(3) when "0011",
           bpm_d_data(4) when "0100",
           bpm_d_data(5) when "0101",
           bpm_d_data(6) when "0110",
           bpm_d_data(7) when "0111",
           bpm_d_data(8) when "1000",
           bpm_d_data(9) when "1001",
           bpm_d_data(10) when "1010",
           bpm_d_data(11) when "1011",
           '0' when others ;
```

Einer der 12 Sendekanäle bpm_d_data(0..11) wird zum Vergleichen ausgewählt und in das Signal shifty2 geschrieben.

```
-- * 8-bit shift register to store send data
process (REESET, klok)
begin
if (REESET = '0') then
    ring2 <= "00000000" ;
elsif rising_edge(klok) then
    ring2(7 downto 0) <= shifty2 & ring2(7 downto 1) ;
end if ;
end process;
```

shifty2 wird in das Schieberegister gefüllt.

```

-- * delay send data
with SW_DELAY(3) select
delay <=  delay_settings(2 downto 0) when '1',
          SW_DELAY(2 downto 0) when others ;
with delay(2 downto 0) select
data_send <=  ring2(7) when "000",
              ring2(6) when "001",
              ring2(5) when "010",
              ring2(4) when "011",
              ring2(3) when "100",
              ring2(2) when "101",
              ring2(1) when "110",
              ring2(0) when "111",
              ring2(7) when others ;

```

Abhängig von den gewählten Delay-Einstellungen wird ein Bit des Schieberegisters zum Vergleich ausgewählt und in das Signal `data_send` geschrieben.

```

-- * compare data (with rising edge)
process (klok, REESET)
begin
if REESET = '0' then
    bit_error_rising <= '0' ;
elsif rising_edge(klok) then
    bit_error_rising <= data_send xor data_returned ;
end if ;
end process ;
-- * compare data (with falling edge)
process (klok, REESET)
begin
if REESET = '0' then
    bit_error_falling <= '0' ;
elsif falling_edge(klok) then
    bit_error_falling <= data_send xor data_returned ;
end if ;
end process ;

```

Das Signal `data_send` wird mit den zurückkommenden Daten `data_returned` verglichen. Sind gesendete und empfangene Daten verschieden, so enthält das Signal `bit_error_rising` eine 1.

Das selbe noch einmal, aber mit fallender statt steigender Taktflanke

`bit_error_rising` und `bit_error_falling` können nun mit Zählern gezählt werden.

B Laserschwellen (zu Abschnitt 3.3)

In Abschnitt 3.3 wird die Temperaturabhängigkeit der Laserschwelle eines VCSELs untersucht. Aus den Leistung-Strom-Kurven wurde die Laserschwelle wie folgt ermittelt: Der Laserschwelldenstrom ist der Strom, ab dem die stimulierte Emission dominiert und die optische Ausgangsleistung stark ansteigt. Dies ist der Punkt der stärksten Zunahme der Steigung, d.h. das Maximum der zweiten Ableitung der Leistung-Strom-Kurve.

Eine einfache numerische Näherung der zweiten Ableitung ist

$$P_i'' \approx \frac{P_{i+1} - 2P_i + P_{i-1}}{(\Delta I)^2} \quad (\text{B.1})$$

wobei die Stützstellen I_i hier durch die Messung gegeben sind, $I_i = 2.0, 2.1, \dots, 5.0$ mA, und damit $\Delta I = I_{i+1} - I_i = 0.1$ mA.

Dieser Ausdruck ist aber sehr empfindlich für Störungen (Rauschen) in den Daten, die bei einer Messung unvermeidlich sind. Deshalb wurde vor der Berechnung des Differenzenquotienten jede gemessene optische Leistung durch den Mittelwert aus drei benachbarten Punkten ersetzt:

$$P_i \rightarrow (P_{i-1} + P_i + P_{i+1})/3 \quad .$$

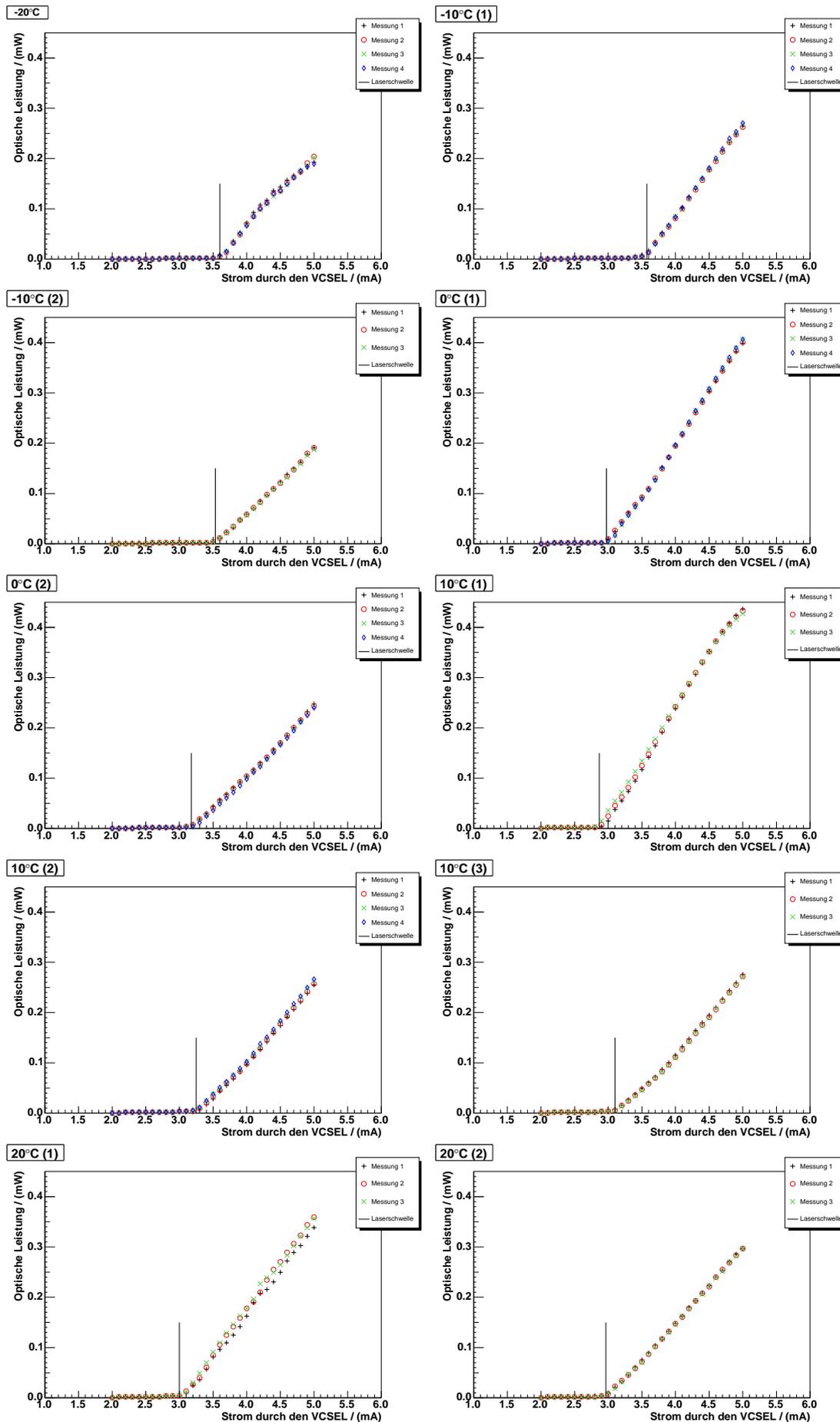
Mit dieser Ersetzung wird Gleichung B.1 dann zu

$$P_i'' \approx \frac{P_{i+2} - P_{i+1} - P_{i-1} + P_{i-2}}{3 \cdot (\Delta I)^2}$$

und den Schwellenstrom I_i erhält man mit

$$\max_i (P_{i+2} - P_{i+1} - P_{i-1} + P_{i-2}) \quad .$$

Alternativ könnte man auch oberhalb der Schwelle eine Gerade an die Kurve anpassen und den Schnittpunkt mit der Stromachse bestimmen. Die oben geschilderte Methode ist jedoch sehr einfach und liefert in allen Fällen ein sinnvolles Ergebnis, wie eine visuelle Überprüfung der Diagramme in Abbildung B.1 zeigt.



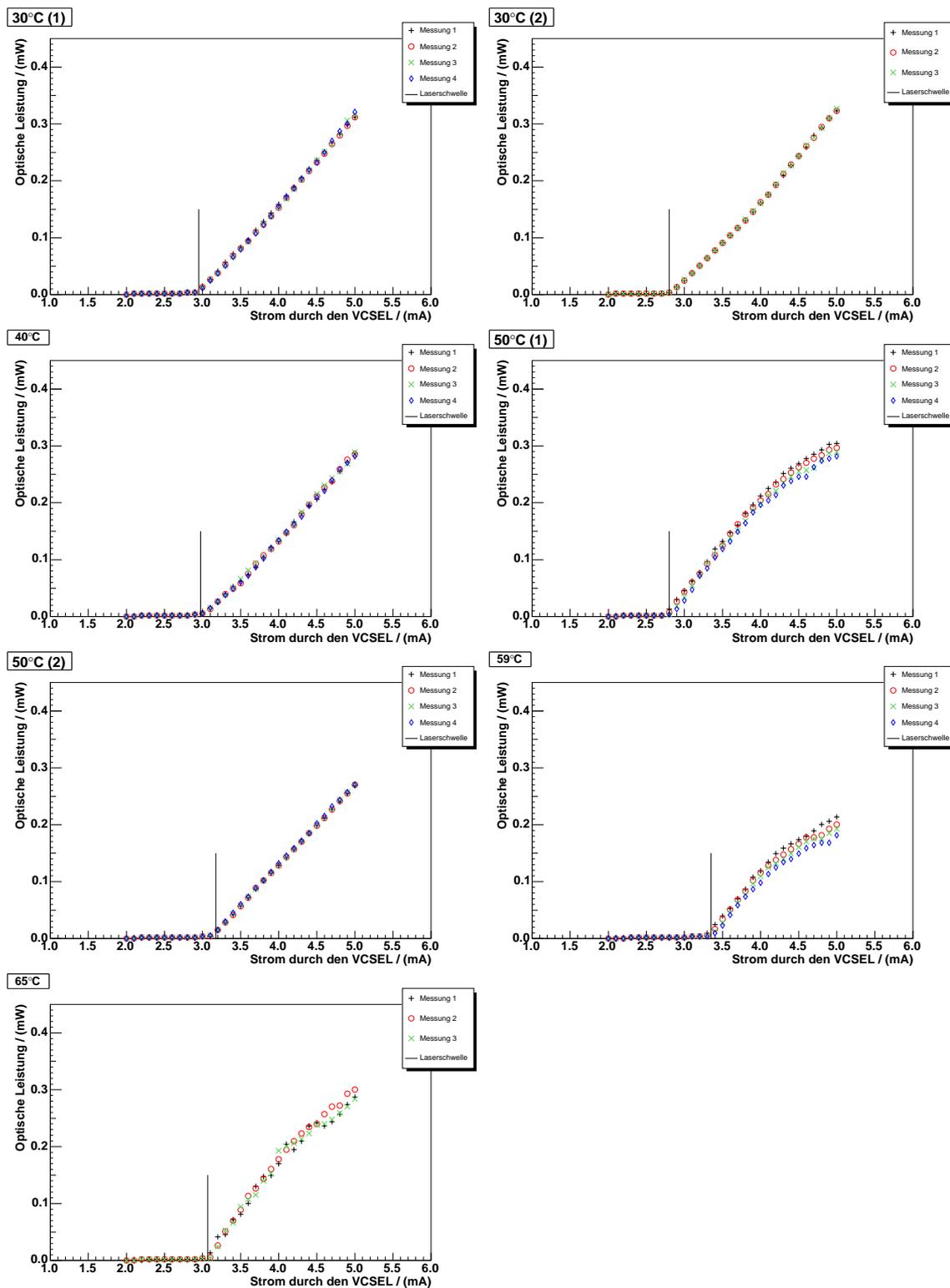
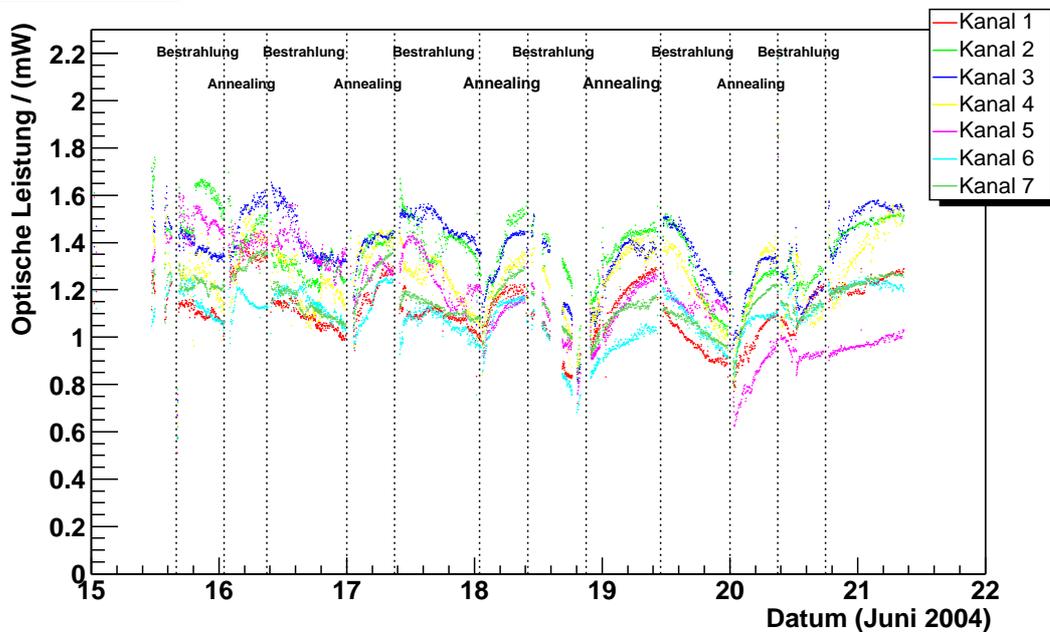


Abb. B.1: Leistung-Strom-Kurven eines VCSELs bei verschiedenen Temperaturen. Die senkrechte Linie markiert den ermittelten Schwellenstrom (siehe Text).

C Diagramme zu Abschnitt 4.5.2

Opto-Board Nr. 2004



Opto-Board Nr. 2004

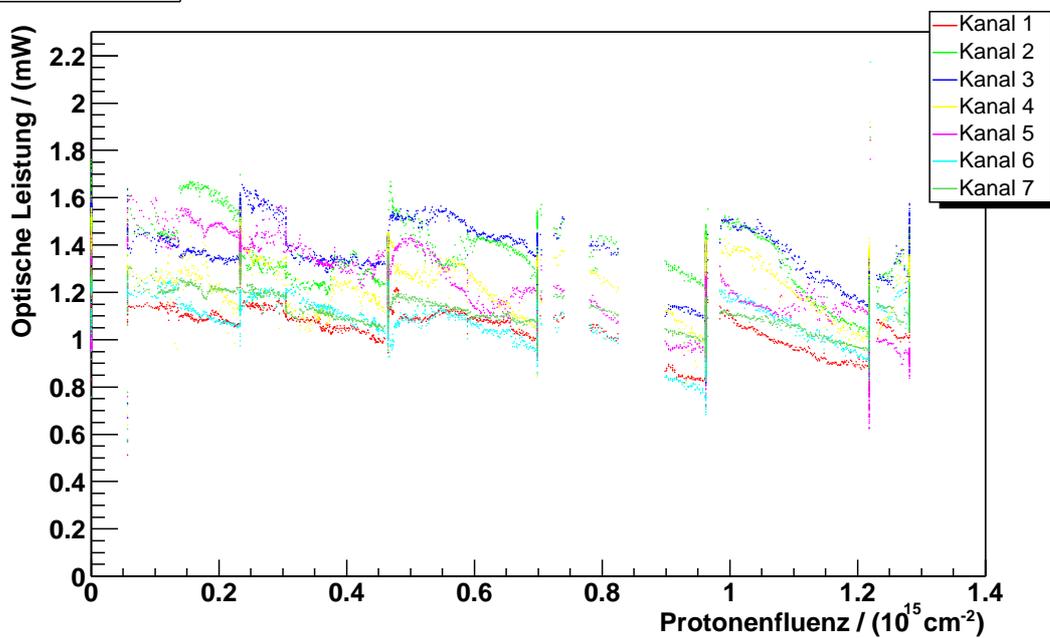


Abb. C.1: Optische Leistungen aller Kanäle von Opto-Board Nr. 2004 als Funktion der Zeit und als Funktion der Protonenfluenz

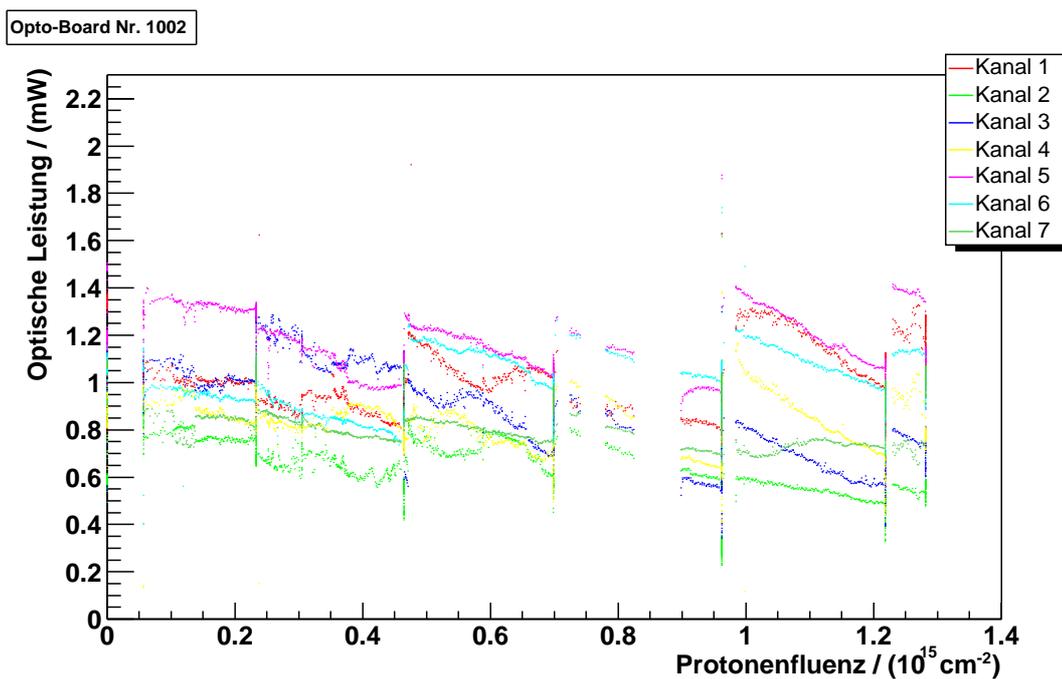
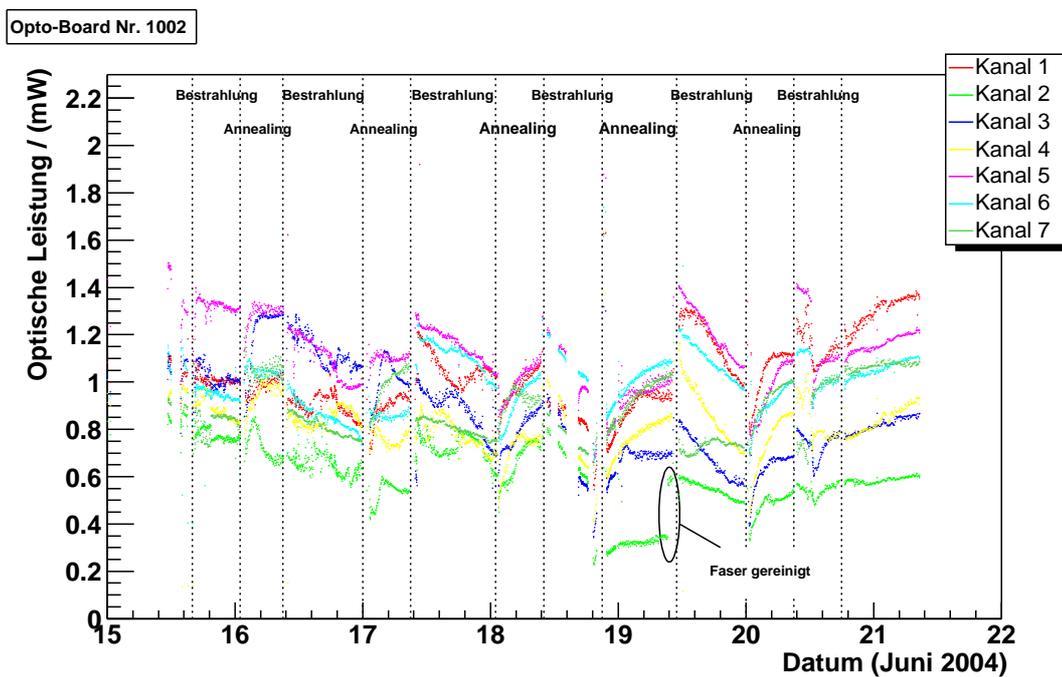


Abb. C.2: Optische Leistungen aller Kanäle von Opto-Board Nr. 1002 als Funktion der Zeit und als Funktion der Protonenfluenz. Bei den Messungen vor der vierten Annealingphase ist der ST-Stecker des 2. Kanals beschmutzt oder nicht richtig in die Empfängerkarte eingesteckt worden. Dadurch ist die gemessene optische Leistung in der 4. Annealingphase zu klein. Das Reinigen und Wiedereinstecken nach der Annealingphase behob das Problem.

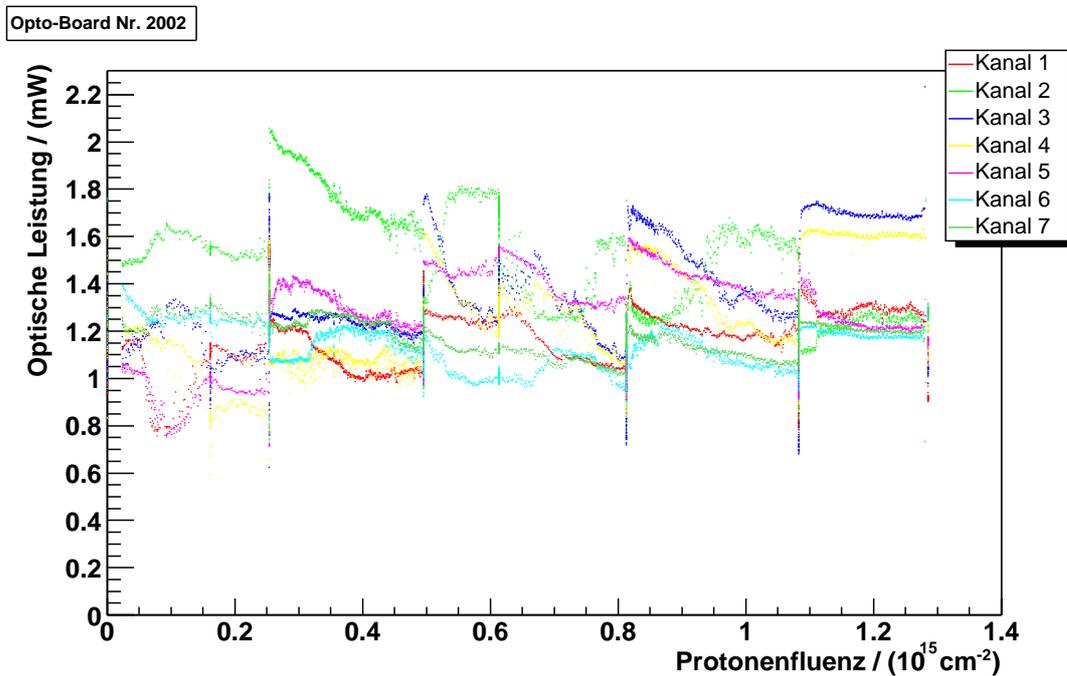
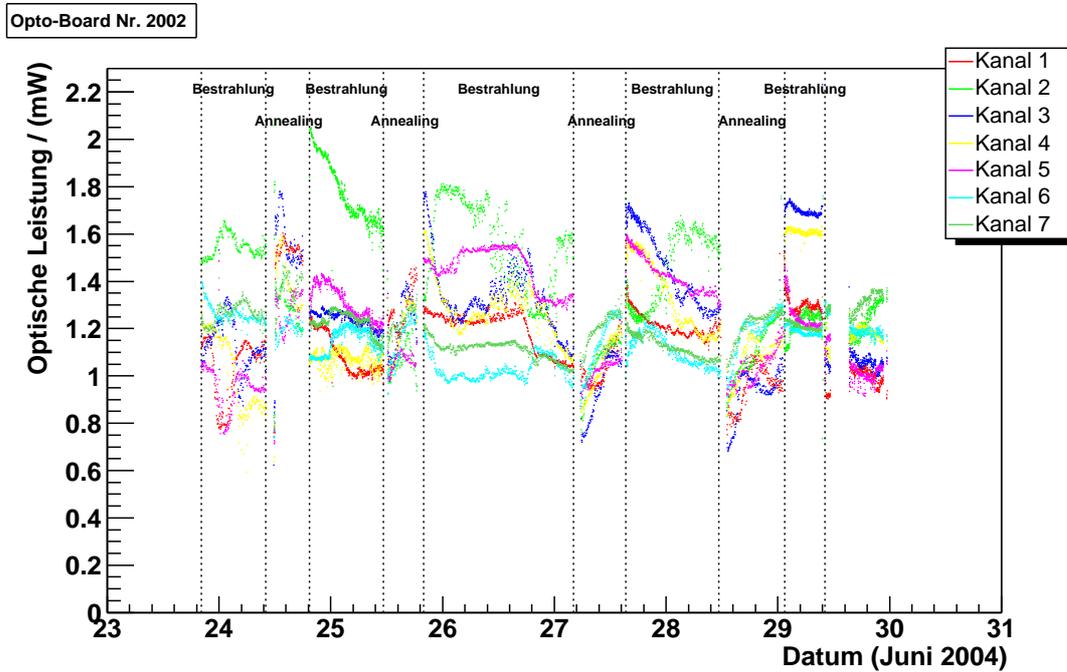


Abb. C.3: Optische Leistungen aller Kanäle von Opto-Board Nr. 2002 als Funktion der Zeit und als Funktion der Protonenfluenz

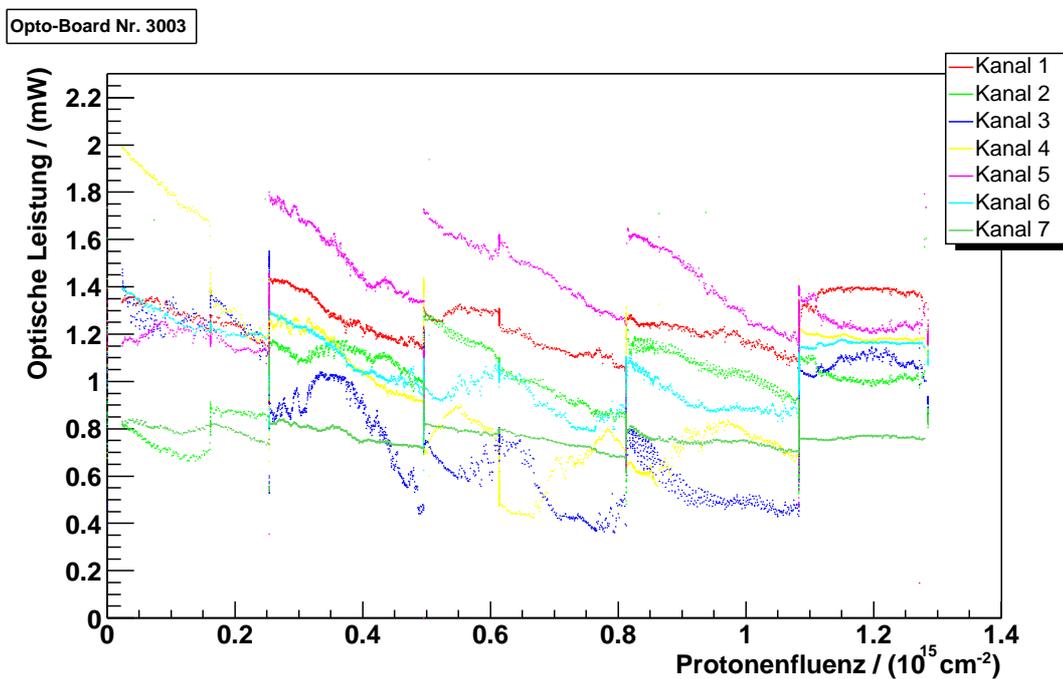
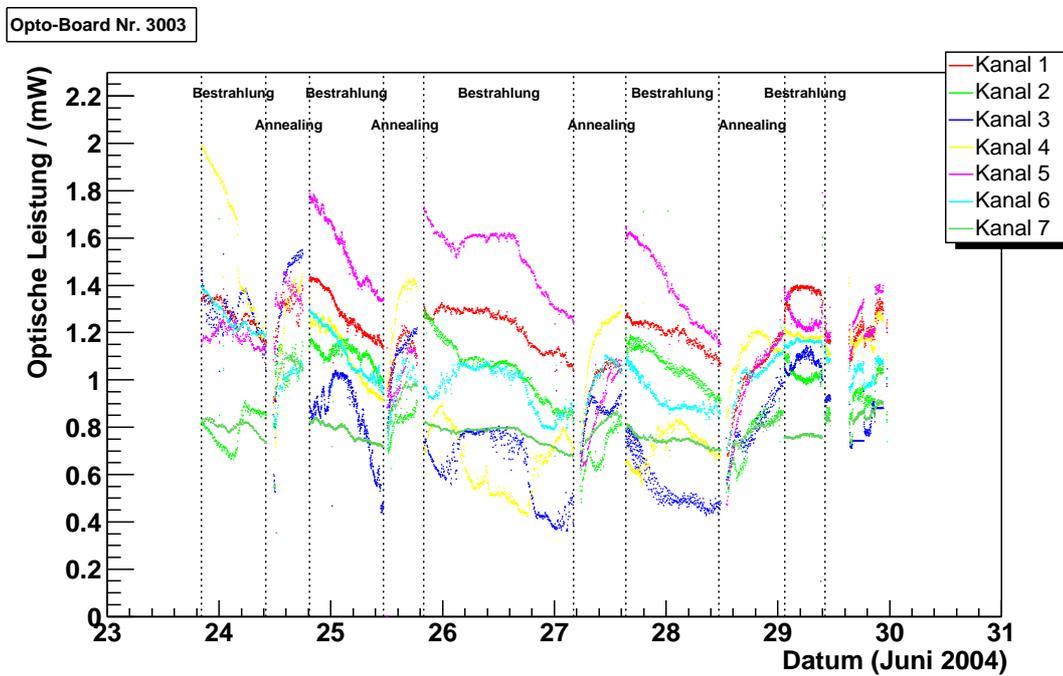


Abb. C.4: Optische Leistungen aller Kanäle von Opto-Board Nr. 3003 als Funktion der Zeit und als Funktion der Protonenfluenz

D Verwendete Abkürzungen

| Abkürzung | Bedeutung |
|---------------|--|
| ASIC | Application Specific Integrated Circuit |
| ATLAS | A Torodial LHC Apparatus |
| BPM | Bi-Phase Mark |
| CERN | Conseil Européen pour la Recherche Nucléaire, Europäisches Forschungszentrum für Teilchenphysik |
| CMOS | Complementary Metal Oxide Semiconductor |
| CSC | Cathode Strip Chambers |
| DAC | Digital to Analog Converter |
| DBR | Distributed Bragg-Reflector |
| DLL | Delay Locked Loop |
| DORIC | Digital Opto-Receiver Integrated Circuit |
| DRX | Data Receiver integrated circuit |
| FE-Chip | Front End Chip |
| FPGA | Field Programmable Gate Array |
| GPIB | General Purpose Interface Bus |
| GRIN | Graded-Index |
| Laser | Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation |
| LHC | Large Hadron Collider |
| LSP | Large Surface Photodiode |
| LVDS | Low Voltage Differential Signaling |
| MCC | Module Control Chip |
| MDT | Monitored Drift Tubes |
| MQW | Multi-Quantum Well |
| MT | Multi Tube |
| NIEL | Non-Ionising Energy Loss |
| NTC | Negative Temperature Coefficient |
| OSU | Ohio State University |
| PIN | P-dotiert intrinsisch n-dotiert |
| PKA | Primary Knock-on Atom |
| PP0, PP1, PP2 | Patch Panel 0, 1, 2 |
| PRBS | Pseudo-Random Bit Sequence |
| PS | Protonensynchrotron |
| QA | Quality Assurance |
| ROD | Read Out Driver |
| RPC | Resistive Plate Chambers |
| SCT | Semiconductor Tracker |
| SEC | Secondary Emission Chamber |
| SEU | Single-Event Upset |
| SIMM | Step-Index Multi-Mode |
| ST | Single Tube oder Straight Tip |
| TDR | Technical Design Report |
| TGC | Thin Gap Chambers |
| TRT | Transition Radiation Tracker |
| TTC | Trigger, Timing and Control |
| VCSEL | Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser |
| VDC | VCSEL Driver Chip |

Literaturverzeichnis

- [1] ATLAS Collaboration. *Detector and Physics Performance Technical Design Report*, CERN/LHCC/99-14 (Vol. I) und CERN/LHCC/99-15 (Vol. II), Mai 1999.
- [2] The DELPHI Collaboration. *Search for the Standard Model Higgs boson at LEP in the year 2000*, CERN-EP/2001-004, Phys. Lett. B499 (2001) 23-37.
- [3] ATLAS Inner Detector Community. *Inner Detector Technical Design Report*, CERN/LHCC/97-16 (Vol. I) und CERN/LHCC/97-17 (Vol. II), April 1997.
- [4] ATLAS-Website.
http://atlas.web.cern.ch/Atlas/SUB_DETECTORS/DetStatus/DetStatus.html,
Januar 2004.
- [5] Fabian Hüggling. *The ATLAS Pixel Detector*, arXiv:physics/0412138v1, Dezember 2004.
- [6] Fabian Hüggling. *Front-End electronics and integration of ATLAS pixel modules*, arXiv:physics/0401106, Januar 2004,
(Grafik bearbeitet von Thorsten Stahl für Vortrag *Elektrische Charakterisierung von Silizium-Pixelmodulen für den ATLAS-Pixeldetektor*, DPG-Frühjahrstagung 2005).
- [7] Lehrbücher zu optischer Datenübertragung, z.B.:
J. Jahns, *Photonik*, Oldenbourg, München 2001
Govind P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, John Wiley & Sons (2. Aufl.), New York 1997
Dieter Meschede, *Optik, Licht und Laser*, Teubner, Stuttgart 1999.
- [8] TrueLight. *TSD-8B12-000 High Performance Oxide-Confined VCSEL*, Datenblatt.
- [9] Minglee Chu. *On detector array opto package for pixel production and quality assurance*.
- [10] P. L. Gourley et al. *Lasing threshold in quantum well surface-emitting lasers: many-body effects and temperature dependence*, Appl. Phys. Lett. 55 (2698-2700), Dezember 1989.
- [11] C. Z. Ning and J. V. Moloney. *Thermal effects on the threshold of vertical-cavity surface-emitting lasers: first- and second-order phase transitions*, Optics Letters Vol. 20, Mai 1995.

-
- [12] C. Z. Ning et al. *Self-consistent approach to thermal effects in vertical-cavity surface-emitting lasers*, J. Opt. Soc. Am. B, Vol. 12, 1995.
- [13] W. W. Show et al. *Many body effects in the temperature dependence of threshold in a vertical-cavity surface-emitting laser*, Appl. Phys. Lett. 66 (19), Mai 1995.
- [14] J. W. Scott et al. *Modeling the current to light characteristics of index-guided vertical-cavity surface-emitting lasers*, Appl. Phys. Lett. 62 (10), März 1993.
- [15] K. E. Arms et al. *ATLAS pixel opto-electronics*, Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A 554 (2005) 458-468.
- [16] Michael Krämer. *Entwicklung eines Dekodierchips für optische Signalübertragung im ATLAS Pixel Detektor*, Diplomarbeit, Universität Siegen, Mai 2002.
- [17] Tobias Flick. *Measurement of the attenuation of fibre-connections (SIMM-GRIN)*, Pixelwoche, Oktober 2002.
- [18] ATLAS Project Document ATL-IP-ER-0007. *Pixel Detector Optolink, On- and off detector optoelectric components*, modified 19.02.2003.
- [19] ATLAS Project Document ATL-IP-QA 0014. *Pixel Opto-Board QA*, modified 09.03.2005.
- [20] K.K. Gan et al. *Opto-Board Test Procedure*, 18.12.2003.
- [21] Peter Schade. *Untersuchungen zur Qualität der optischen Datenübertragungsstrecke des ATLAS-Pixel-Detektors*, Diplomarbeit, Universität Siegen, November 2005.
- [22] HP/Agilent 54825A Infiniium Oscilloscope, 4 Channels, 500 MHz, 2 GSa/s, Online-Dokumentation.
- [23] Adrian Sorin Niculae. *Design and Implementation of an Optical Readout for the ATLAS Pixel Detector*, Diplomarbeit, Universität Siegen, Januar 2000.
- [24] Michael Moll. *Radiation Damage in Silicon Particle Detectors*, Dissertation, Universität Hamburg, 1999.
- [25] Ingrid-Maria Gregor. *Optical Links for the ATLAS Pixel Detector*, Dissertation, Universität Wuppertal, Juli 2001.
- [26] Martin Dentan. *Radiation effects on electronic components and circuits*, April 2000.
- [27] Renate Wunstorf. *Systematische Untersuchungen zur Strahlenresistenz von Si-Detektoren für die Verwendung von HEP-Experimenten*, Dissertation, Universität Hamburg, Oktober 1992.
- [28] T.R. Oldham et. al. *An overview of radiation-induced interface traps in MOS structures*, Semicond. Sci. Technol. 4 (1989) 986-999, August 1989.

- [29] A.M. Ougouag et al. *Differential Displacement Kerma Cross Sections for Neutron Interactions in Si and GaAs*, IEEE Trans. on Nucl. Sci. Vol. 37 No. 6 (1990) 2219-2228, Dezember 1990.
- [30] A. Chilingarov et al. *Radiation Damage due to NIEL in GaAs Particle Detectors*, ATLAS Internal Note INDET-NO-134, Juni 1996 (und Referenzen darin).
- [31] G.P. Summers et al. *Damage Correlations in Semiconductors exposed to Gamma, Electron and Proton Radiations*, IEEE Trans. on Nucl. Sci. Vol. 40 No. 6 (1993) 1372-1379, Dezember 1993.
- [32] D.V. Lang and L.C. Kimerling. *Observation of Recombination-Enhanced Defect Reactions in Semiconductors*, Phys. Rev. Lett. Vol. 33 Nr. 8, 1974.
- [33] A. Ferrari et al. *Radiation Calculations for the ATLAS Detector and Experimental Hall*, CERN-EST 96-01, März 1996.
- [34] Kevin Einsweiler. *Proposal for dose and fluence testing for pixels*, interne Information.
- [35] T. Weidberg I.M. Gregor. *Fluences*, interne Information, Dezember 1999.
- [36] S. Baranov et al. *Estimation of Radiation Background, Impact on Detectors, Activation and Shielding Optimization in ATLAS*, ATL-GEN-2005-001, Januar 2005.
- [37] Ping-Kun Teng et al. *30 MeV Proton Irradiation of Truelight VCSELs*, Oktober 2001.
- [38] Ming-Lee Chu et al. *Radiation Hardness Study of High Power Oxide confined VCSEL with 200 MeV Proton*, Juli 2003.
- [39] Clemens Ringpfeil. *Testsystem für den optischen Link des ATLAS-Pixeldetektors*, Diplomarbeit, Universität Wuppertal, Februar 2003.
- [40] Alexander Ciliox. *Radiation hardness tests of the optical data transmission system of the ATLAS pixel detector*, Diplomarbeit, Universität Siegen, April 2003.
- [41] Simon Kirichu Nderitu. *Evaluation of the Optical Data Transmission System for the ATLAS Pixel Detector*, Diplomarbeit, Universität Siegen, Januar 2004.
- [42] Ping-Kun Teng et al. *Gamma Irradiation of VCSELs*, Okt./Nov. 2000.
- [43] M.L. Chu and P.K. Teng. *Measurements on Truelight Epitaxial Silicon PIN Diode*, Juni 2004.
- [44] J.D. Dowell et al. *Irradiation tests of photodiodes for the ATLAS SCT readout*, Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A 424 (1999) 483-494, Oktober 1998.

-
- [45] G. Mahout. *Irradiation studies of multimode optical fibres for use in ATLAS front-end links*, Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A 446 (2000) 426-434.
- [46] Maurice Glaser et al. *New irradiation zones at the CERN-PS*, Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A 426 (1999) 72-77.
- [47] Maurice Glaser and Michael Moll. *Proton and neutron irradiation facilities in the PS East Hall*, September 2002.
- [48] Maurice Glaser. Mündliche Mitteilungen und Website <http://irradiation.web.cern.ch/irradiation/>, Juni 2004 bis August 2005.
- [49] Amir Rahimi et al. Messdaten zum OSU-Testsystem und für die Opto-Boards Nr. 2002 und 2004 vor der Bestrahlung.
- [50] Paul D. Jackson. *Radiation-Hard Optical Link for the ATLAS Pixel Detector*, Vortrag CAP congress, 8. Juni 2005.
- [51] Michael Ziolkowski. Mündliche Mitteilungen, Juni 2004 bis Dezember 2005.
- [52] J.D. Dowell et al. *Single Event Upset Studies with the Optical Links of the ATLAS Semiconductor Tracker*, Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A 481 (2002) 575.
- [53] Xilinx Spartan XCS20-4tq144.
- [54] Linear Technologiy, LTC1665, Datenblatt der DAC-Chips auf den BPM- und DRX-Karten.

Danksagung

Ich möchte mich bei all denen bedanken, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Mein erster Dank gilt Herrn Prof. Dr. Peter Buchholz für die Möglichkeit in seiner Arbeitsgruppe meine Diplomarbeit schreiben zu dürfen und für die exzellente wissenschaftliche Betreuung.

Herrn Prof. Dr. Martin Holder danke ich dafür, dass er auch nach seiner Emeritierung noch bereit war, meine Arbeit als Zweitkorrektor zu begutachten.

Ganz besonderer Dank gilt meinem direkten Betreuer Dr. Michael Ziolkowski, von dem ich sehr viel gelernt habe. An die Zusammenarbeit im Labor und die gemeinsamen Fahrten nach Bonn und zum CERN erinnere ich mich gerne zurück. Ich hoffe, dass ich auch in Zukunft noch mit der einen oder anderen Frage auftauchen darf, um von seinem Wissen zu profitieren.

Meinem Kollegen Peter Schade danke ich für die gute Zusammenarbeit und das gemeinsame Leiden beim Zusammenschreiben („der Druck, dieser ewige Druck“). Nicht missen möchte ich vor allem unsere tolle, gemeinsame Zeit im Wohnheim, in der ich viel von seiner Offensivstärke lernen konnte. Das 2:1 wird fallen!

Bei allen Mitgliedern der Siegener Arbeitsgruppe Experimentelle Teilchenphysik bedanke ich mich für die Hilfen bei den kleinen Problemen des Alltags, die angenehme Arbeitsatmosphäre und die netten Gesprächsrunden im Kaffeeraum.

Weiterhin danke ich den Mitgliedern der gesamten Opto-Link-Gruppe des ATLAS-Pixeldetektors für die kooperative Zusammenarbeit. Namentlich bedanken möchte ich mich bei Prof. Dr. K.K. Gan, Prof. Dr. Richard D. Kass, Dr. Amir Rahimi und Shane Smith von der Ohio State University für die schöne Zeit am CERN, sowohl bei den Messungen am Protonensynchrotron als auch bei den abendlichen Besuchen französischer Restaurants. Maurice Glaser vom CERN danke ich für die Betreuung während und nach der Bestrahlung.

Robert Feger danke ich für das Korrekturlesen von Teilen meiner Diplomarbeit.

Abschließend möchte ich meinen Eltern an dieser Stelle meinen Dank aussprechen für die Unterstützung während des gesamten Studiums bis hin zum Korrekturlesen der Diplomarbeit.

Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Diplomarbeit selbständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt, sowie Zitate und Ergebnisse Anderer kenntlich gemacht habe.

.....
(Ort) (Datum)

.....
(Unterschrift)