

Fakultät für Physik und Astronomie

Ruprecht-Karls-Universität Heidelberg

Bachelorarbeit

Im Studiengang Physik

vorgelegt von

Benjamin Weinländer

geboren in Heidelberg

2017



**Studien zur optischen  
Takt- und Datenübertragung  
für das Mu3e Experiment**

Die Bachelorarbeit wurde von Benjamin Weinländer

ausgeführt am

Physikalischen Institut

unter der Betreuung von

Prof. Dr. André Schöning



## **Zusammenfassung:**

Das Mu3e-Experiment hat das Ziel, nach dem leptonfamilienzahlverletzenden Zerfall  $\mu^+ \rightarrow e^+e^-e^+$  zu suchen. Dieser besitzt im Standardmodell der Teilchenphysik mit  $< 10^{-54}$  ein stark unterdrücktes Verzweigungsverhältnis. So entspräche ein einzelnes gefundenes Ereignis einem eindeutigen Hinweis auf neue Physik.

Der Mu3e-Detektor benötigt eine sehr gute Impuls- und Zeitauflösung, so dass Signalereignisse von Untergrundprozessen unterschieden werden können. Um das gesamte Detektorsystem, bestehend aus Pixelsensoren, szintillierenden Fasern und Kacheln, sowie der Ausleseelektronik, betreiben zu können, wird ein Taktsignal mit einem Jitter  $< 100$  ps benötigt. Dieses soll teilweise optisch übertragen werden.

Eine Möglichkeit für die optische Übertragung stellt der Firefly, ein aktiver optischer Transceiver, dar. Schwerpunkt dieser Arbeit ist die Herstellung einer Testplatine für diesen sowie die Untersuchung des Fireflys. Im Bereich von 25 MHz bis 3 GHz wird für ein Taktsignal ein periodischer Jitter  $< 1,55$  ps gemessen. Bei einer fehlerfreien Übertragung bei 6,0 Gbit/s kann ein oberes Limit für die Bitfehlerrate von  $\mathcal{O}(10^{-15})$  bei 95 % CL festgelegt werden. Zusätzlich wird die Signalqualität durch die Analyse von Augendiagrammen untersucht. Die Untersuchungen zeigen, dass sich der Firefly für den Einsatz im Mu3e-Detektor eignet.

## **Abstract:**

The Mu3e experiment is aiming to search for the lepton flavour violating decay  $\mu^+ \rightarrow e^+e^-e^+$ . With a branching ratio of  $< 10^{-54}$ , this decay is strongly suppressed in the Standard Model of Particle Physics. Thus, a single signal event would be a clear indicator for new physics.

The Mu3e detector requires very good momentum and time resolution to separate signal events from background processes. To operate the entire detector system including pixel sensors, scintillating fibres and tiles, as well as the readout electronics, a clock signal with a jitter  $< 100$  ps is required. This will partly be transmitted optically.

An option to implement the optical transmission is the Firefly, an active optical transceiver. The main scope of this thesis is the production of an evaluation board for the Firefly and its investigation. In the range of 25 MHz to 3 GHz, a clock signal with a periodic jitter  $< 1,55$  ps is measured. A flawless transmission at 6,0 Gbit/s is performed which results in an upper limit for the bit error rate of  $\mathcal{O}(10^{-15})$  at 95 % CL. In addition, the signal quality is examined by the analysis of eye diagrams. The investigations shows that the Firefly suits the requirements of the Mu3e detector.



# Inhaltsverzeichnis

|           |  |           |
|-----------|--|-----------|
| <b>I</b>  | <b>Einleitung und theoretischer Hintergrund</b>        | <b>11</b> |
| 1         | Einleitung   | 12        |
| 2         | Standardmodell der Teilchenphysik                      | 13        |
| 2.1       | Grenzen des Standardmodells . . . . .                  | 13        |
| 2.2       | Zerfälle des Myons . . . . .                           | 14        |
| 3         | Das Mu3e Experiment                                    | 16        |
| 3.1       | Aktueller Stand der Forschung . . . . .                | 16        |
| 3.2       | Untergrund . . . . .                                   | 17        |
| 3.3       | Detektor . . . . .                                     | 18        |
| 3.4       | MuPix . . . . .  | 19        |
| 3.5       | MuTRIG . . . . .                                       | 21        |
| 3.6       | Verteilung des Taktsignals . . . . .                   | 22        |
| 3.7       | Auslese der Daten . . . . .                            | 24        |
| <b>II</b> | <b>Messgeräte und Komponenten</b>                      | <b>25</b> |
| 4         | Firefly  | 26        |
| 4.1       | Firefly - optischer Transceiver . . . . .              | 26        |
| 4.1.1     | Steuerung . . . . .                                    | 27        |
| 4.1.2     | Speicher . . . . .                                     | 28        |
| 4.2       | Testplatine für den Firefly . . . . .                  | 29        |
| 5         | Messgeräte und Komponenten                             | 32        |
| 5.1       | Elektrische Datenübertragung und Komponenten . . . . . | 32        |
| 5.1.1     | LVDS . . . . .   | 32        |
| 5.1.2     | I <sup>2</sup> C-Übertragungsstandard . . . . .        | 33        |
| 5.1.3     | FT232H . . . . .                                       | 35        |
| 5.1.4     | SMA Kabel . . . . .                                    | 35        |
| 5.2       | Optische Kabel und Komponenten . . . . .               | 36        |
| 5.2.1     | Optische Steckverbindungen . . . . .                   | 36        |
| 5.2.2     | MTP auf MTP Kabel . . . . .                            | 36        |
| 5.2.3     | MTP auf LC Kabel . . . . .                             | 37        |

|       |  |    |
|-------|--|----|
| 5.2.4 | LC auf LC Kabel . . . . .                        | 37 |
| 5.2.5 | Optische Splitter . . . . .                      | 37 |
| 5.3   | Taktsignal Erzeugung . . . . .                   | 39 |
| 5.3.1 | Si5338 . . . . .                                 | 39 |
| 5.3.2 | MG3692C . . . . .                                | 40 |
| 5.4   | Programmierbare Logik-Gatter-Anordnung . . . . . | 40 |
| 5.4.1 | Entwicklerplatine und Stratix V . . . . .        | 40 |
| 5.4.2 | Software Quartus II . . . . .                    | 40 |
| 5.4.3 | Sendeempfänger Werkzeug . . . . .                | 41 |
| 5.5   | Oszilloskop . . . . .                            | 44 |
| 5.6   | Digitales serielles Analysegerät . . . . .       | 44 |
| 5.6.1 | 80SJNB . . . . .                                 | 44 |
| 5.7   | Spannungsquelle . . . . .                        | 44 |

### **III Messungen und Ergebnisse 47**

#### **6 Jitter Messung 48**

|       |  |    |
|-------|--|----|
| 6.1   | Messgröße Jitter . . . . .                                       | 48 |
| 6.1.1 | Umrechnung von RMS Jitter in Pk-Pk Jitter . . . . .              | 49 |
| 6.1.2 | Fehler des RMS Jitters . . . . .                                 | 50 |
| 6.2   | Jitter in mehreren Komponenten . . . . .                         | 50 |
| 6.3   | Messverfahren für periodischen Jitter . . . . .                  | 51 |
| 6.4   | Messaufbau und Durchführung . . . . .                            | 51 |
| 6.5   | Ergebnisse . . . . .   | 53 |
| 6.5.1 | Periodischer Jitter bei verschiedenen optischen Kabeln . . . . . | 53 |
| 6.5.2 | Periodischer Jitter des optischen Splitters . . . . .            | 58 |
| 6.6   | Zusammenfassung . . . . .  | 62 |

#### **7 Bit Fehlerraten Messung 63**

|       |                                       |    |
|-------|---------------------------------------|----|
| 7.1   | Messgröße Bit Fehlerrate . . . . .    | 63 |
| 7.1.1 | Oberes BER Limit . . . . .            | 64 |
| 7.2   | Messaufbau und Durchführung . . . . . | 64 |
| 7.3   | Ergebnisse . . . . .                  | 65 |
| 7.4   | Zusammenfassung . . . . .             | 67 |

#### **8 Untersuchung von Augendiagrammen 70**

|       |   |    |
|-------|---|----|
| 8.1   | Augendiagramme . . . . .                      | 70 |
| 8.2   | Messaufbau und Durchführung . . . . .         | 72 |
| 8.3   | Ergebnisse . . . . .                          | 72 |
| 8.3.1 | Einfluss der Firefly Einstellungen . . . . .  | 75 |
| 8.3.2 | Vertiefte Messungen bei 1,25 Gbit/s . . . . . | 78 |
| 8.4   | Zusammenfassung . . . . .                     | 80 |

|           |  |             |
|-----------|--|-------------|
| <b>9</b>  | <b>Zusätzliche Untersuchungen des Fireflys und des optischen Splitters</b> | <b>82</b>   |
| 9.1       | Ausgangsamplitude des Fireflys . . . . .                                   | 82          |
| 9.1.1     | Messaufbau und Durchführung . . . . .                                      | 82          |
| 9.1.2     | Ergebnisse . . . . .   | 82          |
| 9.2       | Stromverbrauch des Fireflys . . . . .                                      | 83          |
| 9.2.1     | Messaufbau und Durchführung . . . . .                                      | 83          |
| 9.2.2     | Ergebnisse . . . . .   | 83          |
| 9.3       | Optische empfangene Leistung am Firefly . . . . .                          | 85          |
| 9.3.1     | Messaufbau und Durchführung . . . . .                                      | 85          |
| 9.3.2     | Ergebnisse . . . . .   | 85          |
| <br>      |  |             |
| <b>IV</b> | <b>Diskussion und Zusammenfassung</b>                                      | <b>87</b>   |
| <br>      |  |             |
| <b>10</b> | <b>Zusammenfassung</b>   | <b>88</b>   |
| 10.1      | Periodischer Jitter . . . . .  | 88          |
| 10.2      | BERTs . . . . .  | 89          |
| 10.3      | Augendiagramme . . . . .   | 89          |
| 10.4      | Fazit und Ausblick . . . . .   | 89          |
| <br>      |  |             |
| <b>V</b>  | <b>Appendix</b>  | <b>91</b>   |
| <br>      |  |             |
| <b>A</b>  | <b>Appendix</b>  | <b>I</b>    |
| A.1       | Zusätzliche Graphen . . . . .  | I           |
| A.1.1     | Periodischer Jitter für drei unterschiedliche Splitter . . . . .           | I           |
| A.1.2     | Augendiagramme . . . . .   | II          |
| <br>      |  |             |
| <b>B</b>  | <b>Listen und Verzeichnisse</b>  | <b>III</b>  |
| B.1       | Abbildungsverzeichnis . . . . .  | III         |
| B.2       | Tabellenverzeichnis . . . . .  | V           |
| <br>      |  |             |
|           | <b>Abkürzungsverzeichnis</b>   | <b>VI</b>   |
| <br>      |  |             |
| <b>C</b>  | <b>Literaturverzeichnis</b>  | <b>VIII</b> |



# Teil I

## Einleitung und theoretischer Hintergrund

# 1 Einleitung

Diese Arbeit untersucht für das Mu3e-Experiment die Signalqualität von Daten- und Taktsignalen nach einer optischen Übertragung durch den Firefly, einem aktiven Transceiver. Im Vordergrund steht dabei die Frage, ob die Übertragung durch den Firefly den Anforderungen des Mu3e-Experiments entsprechen kann. Es werden verschiedene Messungen zur Bestimmung der Signalqualität, wie Messungen des periodischen Jitters, Messungen der Bitfehlerrate und Analysieren von Augen- und Diagrammen, durchgeführt. In diesem Zusammenhang werden auch optische Splitter untersucht, die ebenfalls im Experiment eingesetzt werden sollen.

Die Arbeit ist in vier Teile gegliedert.

Zu Beginn werden die theoretischen Grundlagen des Standardmodells der Teilchenphysik dargestellt. Außerdem wird das Mu3e-Experiment vorgestellt, das ein Präzisionsexperiment zur Überprüfung von Vorhersagen aus dem Standardmodell ist.

Im zweiten Teil der Arbeit finden sich Erklärungen zu den wichtigsten Komponenten, die für diese Arbeit verwendet wurden. Besonders wird hier der Firefly, das zu untersuchende Bauteil, vorgestellt.

Der dritte Teil enthält drei maßgebliche Messungen zur Untersuchung der Signalqualität. Dazu wird zunächst die jeweilige Messgröße beschrieben, der Versuchsaufbau dargestellt und die Messergebnisse präsentiert. Zusätzlich finden sich hier weitere Messungen, die den Firefly bzw. den optischen Splitter charakterisieren.

Im letzten Teil der Arbeit findet sich eine Zusammenfassung der gefundenen Ergebnisse. Weiter wird ein Ausblick auf weitere mögliche Untersuchungen gegeben.

## 2 Standardmodell der Teilchenphysik

Das Standardmodell (SM) der Teilchenphysik ist eine Zusammenfassung wesentlicher Erkenntnisse über die kleinsten Teilchen und deren Wechselwirkungen in einer Quantenfeldtheorie. Darin enthalten sind die elektromagnetische, die schwache und die starke Wechselwirkung, wobei die Gravitation nicht berücksichtigt wird.

Das SM wurde Mitte des 20. Jahrhunderts entwickelt und besteht in seiner heutigen Form schon seit 1970. Seit seiner Formulierung konnte das Modell immer wieder große Erfolge feiern. So wurden beispielsweise schon 1974 durch die Entdeckung des  $J/\Psi$  [1] das vom SM vorhergesagte charm Quark nachgewiesen. Ein ähnliches Beispiel ist das Higgs-Boson, welches 2012 am LHC entdeckt wurde [2].

Im SM wird alle Materie und die zugehörigen Wechselwirkungen aus drei Klassen von Elementarteilchen aufgebaut: sechs Leptonen, sechs Quarks, vier Austauscheteilchen (Eichbosonen) und das Higgs-Boson. Charakterisiert werden die Elementarteilchen anhand verschiedener Größen und Quantenzahlen. Für die Quarks und Leptonen (und entsprechend deren Antiteilchen) sind das die Masse, der Spin, der schwache Isospin und die Ladung. Dabei besitzen diese den Spin  $s = \frac{1}{2}$  und gehören damit zur Gruppe der Fermionen. Quarks besitzen weiter noch die Quantenzahl der Farbladung. Weiter werden Quarks und Leptonen in 3 Generationen eingeteilt, wie in Abbildung 2.1 zu sehen ist. Alle drei Neutrinos  $\nu$  und die zugehörigen Antiteilchen  $\bar{\nu}$  werden im SM als masselos betrachtet.

Die Austauscheteilchen beschreiben je eine Wechselwirkung. So ist das Photon  $\gamma$  das Austauscheteilchen für die elektromagnetische Kraft, die acht Gluonen für die starke Wechselwirkung und das  $W^+$ -,  $W^-$ - und  $Z$ -Boson für die schwache Wechselwirkung. Dabei besitzen alle Austauscheteilchen den Spin  $s = 1$ . Weiter benennt das SM verschiedene Quantenzahlen, die als Erhaltungsgrößen bei Prozessen und Zerfällen dienen. Dazu gehört unter anderem die Leptonenfamilienzahlerhaltung; gegeben durch die Gleichung  $L_i = n_i - n_{\bar{i}}$ ,  $\Delta L_i = 0 \forall i = e, \mu, \tau$ , wobei die Differenz an Teilchen  $n_i$  und Antiteilchen  $n_{\bar{i}}$  die Leptonenzahl einer Familie darstellt.

### 2.1 Grenzen des Standardmodells

Trotz der großen Erfolge des SM gibt es mehrere Effekte, die es nicht erklären kann. Ein solcher Effekt ist die Neutrino-Oszillation, welche z.B. im Super-Kamiokande Experiment [4] nachgewiesen wurde. Es zeigte sich, dass es eine Überlagerung der drei Eigenzustände  $\nu_e$ ,  $\nu_\mu$  und  $\nu_\tau$  gibt, wodurch Neutrinos zwischen diesen Eigenzuständen oszillieren können. Dies ist unter der Voraussetzung massenbehafteter Neutrinos möglich, was im SM aber nicht vorgesehen ist. Außerdem hat dieser Prozess die Verletzung der Leptonenfamilienzahlerhaltung zur Folge.

Drei Generationen  
der Materie (Fermionen)

|          | I   | II                                    | III                                  | Eichbosonen                     |                         |
|----------|---|---------------------------------------|--------------------------------------|---------------------------------|-------------------------|
| Masse    | 2,3 MeV                                   | 1,275 GeV                             | 173,07 GeV                           | 0                               | 125,9 GeV               |
| Ladung   | $\frac{2}{3}$                             | $\frac{2}{3}$                         | $\frac{2}{3}$                        | 0                               | 0                       |
| Spin     | $\frac{1}{2}$                             | $\frac{1}{2}$                         | $\frac{1}{2}$                        | 1                               | 0                       |
| Name     | <b>u</b><br>up                            | <b>c</b><br>charm                     | <b>t</b><br>top                      | <b>γ</b><br>Photon              | <b>H</b><br>Higgs-Boson |
| Quarks   | <b>d</b><br>down                          | <b>s</b><br>strange                   | <b>b</b><br>bottom                   | <b>g</b><br>Gluon               |                         |
|          | <b>ν<sub>e</sub></b><br>Elektron-Neutrino | <b>ν<sub>μ</sub></b><br>Myon-Neutrino | <b>ν<sub>τ</sub></b><br>Tau-Neutrino | <b>Z<sup>0</sup></b><br>Z Boson |                         |
|          | <b>e</b><br>Elektron                      | <b>μ</b><br>Myon                      | <b>τ</b><br>Tau                      | <b>W<sup>±</sup></b><br>W Boson |                         |
| Leptonen |   |                                       |                                      |                                 |                         |

Abbildung 2.1: Elementarteilchen im Standardmodell [3].

Es gibt verschiedene Erweiterungen, wie beispielsweise das erweitertes Standardmodell ( $\nu$ SM, extended standard model), welche dafür sorgen sollen, dass das SM auch über die bekannten Grenzen hinaus seine Gültigkeit behält. So erklärt das  $\nu$ SM durch Einführen rechtshändiger Neutrinos, die im Experiment beobachtete Neutrino-Oszillation.

Da das SM also eindeutig noch keine allgemeingültige, vereinheitlichte Theorie ist, gibt es verschiedene Ansätze, die über das SM hinausgehen und somit die Physik jenseits des Standardmodells (BSM, beyond the standard model) erklären sollen. Solche Theorien bauen häufig auf der sogenannten Supersymmetrie (SUSY) auf.

Diese benötigen als Voraussetzung einen fermionischen Generator, welcher es erlaubt, Bosonen in Fermionen und umgekehrt umzuwandeln. Vorausgesagt werden für jedes Quark und Lepton ein bosonischer Partner und somit eine Symmetrie zwischen Fermionen und Bosonen. Die Existenz dieser neuen möglichen SUSY-Teilchen muss überprüft werden und die Theorien möglicherweise falsifiziert werden. Zusätzlich geben die Theorien ein Verzweungsverhältnis (BR, branching ratio) für Prozesse an, die im SM verboten sind. Auch an dieser Stelle ist eine experimentelle Überprüfung der Theorien möglich [5, S. 201, 203] [6, S. 1-6].

## 2.2 Zerfälle des Myons

Das (Anti-)Myon  $\mu$  gehört zur Familie der Leptonen und besitzt eine Masse von 105,658 MeV [7]. Es ist ein instabiles Teilchen und zerfällt mit einer Lebensdauer von  $2,197 \times 10^{-6}$  s [7]. Im Folgenden werden einige mögliche Zerfälle des Myons genauer diskutiert. Der Zerfall  $\mu^+ \rightarrow e^+ \nu_e \bar{\nu}_\mu$  ist mit einem Verzweungsverhältnis von  $BR \approx 1$  am wahrscheinlichsten. Dieser Zerfallsprozess ist als Feynman Graph in Abbildung 2.2 dargestellt und wird auch Michel Zerfall genannt. Bereits stark unter-

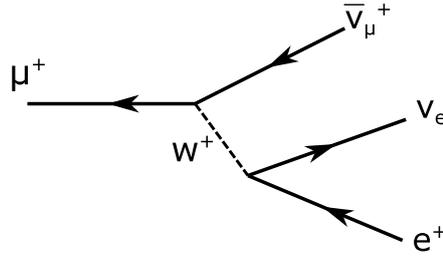
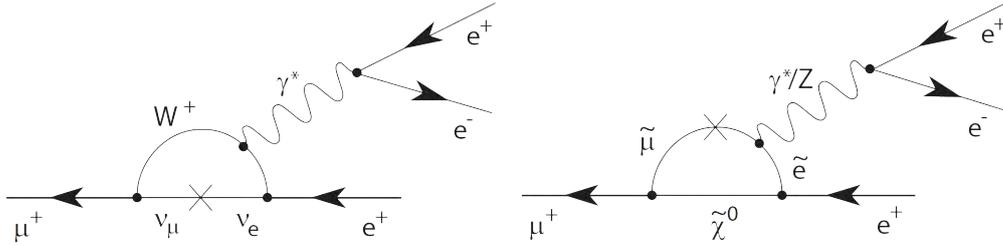


Abbildung 2.2: Feynman Graph für den Zerfall  $\mu^+ \rightarrow e^+ \nu_e \bar{\nu}_\mu$ .



(a) Zerfall im SM mit Neutrino Oszillation (gekennzeichnet durch  $\times$ ). (b) Zerfall im BSM mit SUSY-Teilchen.

Abbildung 2.3: Feynman Graphen zum Zerfall  $\mu^+ \rightarrow e^+ e^+ e^-$  [10].

drückt sind Zerfälle, bei denen ein reales Photon abgestrahlt wird ( $\mu^+ \rightarrow e^+ \nu_e \bar{\nu}_\mu \gamma$ ) oder ein virtuelles abgestrahltes Photon in ein Elektronen-Positronen-Paar konvertiert ( $\mu^+ \rightarrow e^+ \nu_e \bar{\nu}_\mu e^+ e^-$ ) [8, S. 1-2].

Wie schon in Kapitel 2.1 erläutert, existieren Neutrino Oszillationen, welche in Zerfallsprozessen höherer Ordnung stattfinden können. Damit erhält man, wie in Abbildung 2.3(a) zu sehen, den leptonenfamilienzahlverletzenden Zerfall  $\mu^+ \rightarrow e^+ e^+ e^-$ . Unter anderem wegen dem Massenverhältnis  $(\frac{\Delta m_\nu^2}{m_W^2})^2$  ist der Prozess mit einem Verzweigungsverhältnis von  $BR < 10^{-54}$  unterdrückt [9]. Damit ist der Prozess, mit Neutrino-Mischung in der Schleife, experimentell nicht nachweisbar.

Der beschriebene Zerfallsprozess kann auch mit Hilfe der, in Kapitel 2.1 beschriebenen, BSM-Theorien ablaufen. Ein Beispiel dafür ist der Feynman Graph in Abbildung 2.3(b), bei dem die Schleife durch verschiedene super-symmetrische Teilchen ( $\tilde{\mu}$ ,  $\tilde{e}$  und  $\tilde{\chi}^0$ ) beschrieben wird. Durch die Verwendung neuer Teilchen verändert sich das Verzweigungsverhältnis und kann zu einer messbaren Größe werden. Wird der Prozess also beobachtet, ist dies ein eindeutiger Hinweis auf neue Physik und gibt möglicherweise die Richtung für neue Theorien vor [10].

## 3 Das Mu3e Experiment

Das Ziel des Mu3e Experiments ist es, den Zerfall  $\mu^+ \rightarrow e^+e^+e^-$  mit einer Genauigkeit von einem in  $10^{16}$  Zerfällen zu suchen. Es wird am Paul-Scherrer-Institut (PSI) an dem dort vorhandenen Myonenstrahl High Intensity Muon Beamline (HIMB) durchgeführt. Die Myonen werden auf einem Target gestoppt und zerfallen in Ruhe. Die Zerfallsprodukte durchdringen dann mehrere Lagen an dünnen Sensoren, wobei sie durch ein Magnetfeld auf eine Helix gezwungen werden. Grundbaustein des Detektors sind sogenannte hochspannungsbetriebene monolithische aktive Pixel-Sensoren (HV-MAPS, High Voltage - Monolithic Active Pixel Sensors), welche zurzeit durch die Mu3e-Kollaboration entwickelt und untersucht werden [11].

### 3.1 Aktueller Stand der Forschung

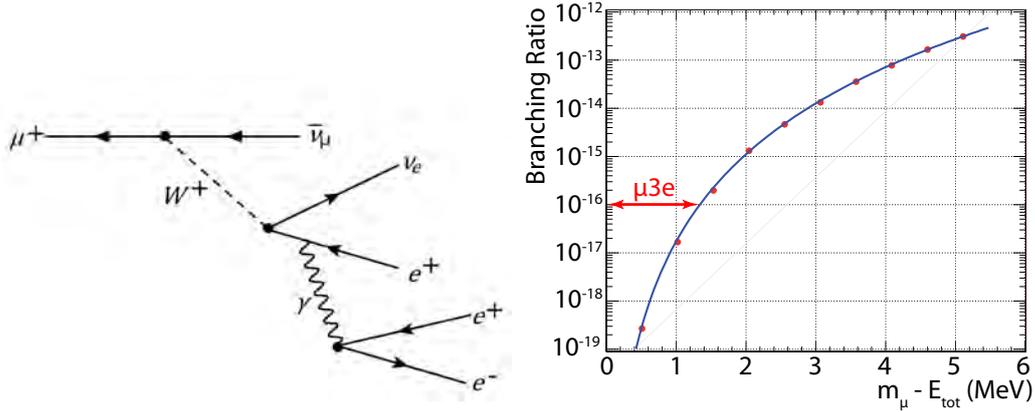
Es bestehen schon einige obere Grenzen für das Verzweigungsverhältnis von leptonenfamilienzahlverletzenden Zerfällen des Myons, die von früheren Experimenten gesetzt wurden.

#### SINDRUM

Im Experiment *SINDRUM*, welches 1985 im PSI ebenfalls an der HIMB stattfand, wurde der Zerfall  $\mu \rightarrow eee$  untersucht. Während des Experiments wurde kein solches Event beobachtet und für das BR konnte ein oberes Limit von  $BR = 10^{-12}$  bei einem Vertrauensniveau (CL, confidence level) von  $CL = 90\%$  festgelegt werden. Bei der Messung wurden Myonen mit einem Impuls von  $28 \text{ MeV}/c$  an einem Target mit doppelter Kegelform gestoppt. Die Zerfallsprodukte wurden mit Hilfe von fünf Drahtkammern (MWPC, multiwire proportional chamber) untersucht, wobei sich der gesamte Detektor in einem Magnetfeld von  $B = 0,334 \text{ T}$  befand. Als Trigger und für Zeitmessungen wurde ein Hodoskop verwendet. [12]

#### MEG

Der leptonenfamilienzahlverletzende Zerfall  $\mu^+ \rightarrow e^+\gamma$  wurde vom Experiment *MEG* am PSI untersucht. Auch hier wurde der Myonenstrahl HIMB verwendet. Der verwendete Detektor untersucht den Positronenimpuls, die Photonenenergie sowie den Winkel und die Zeitdifferenzen zwischen den Zerfallsprodukten. Dafür wurde eine Driftkammer verwendet, um Elektronen zu detektieren und ein flüssig Xenon Kalorimeter, um Photonen zu detektieren [13]. Es wurde kein Ereignis gefunden, sodass ein oberes Limit von  $BR \leq 5,7 \cdot 10^{-13}$  bei  $90\%$  CL festgesetzt werden konnte. Das Experiment wird unter dem Namen *MEG II* weitergeführt [14].



(a) Feynman Graph der inneren Konversion im SM. (b) BR bezüglich der inneren Konversion als Funktion der fehlenden Neutrinoenergie.

Abbildung 3.1: Innere Konversion.

## 3.2 Untergrund

Die Qualität der Ergebnisse hängt stark davon ab, wie sensitiv das Experiment gegenüber den gesuchten Events gestaltet ist. Dazu ist es nötig, alle möglichen Zerfälle und Störquellen zu kennen und zu verstehen, um den sogenannten Untergrund zu isolieren. Im Mu3e Experiment lässt sich der Untergrund in zwei Gruppen einteilen:

### Innere Konversion

Innere Konversion beschreibt den schwachen Zerfall  $\mu^+ \rightarrow e^+ \nu_e \bar{\nu}_\mu e^+ e^-$ , welcher in Abbildung 3.1(a) dargestellt ist. Dieser Prozess besitzt ein BR von  $3,4 \cdot 10^{-5}$  [8]. Der Prozess setzt sich aus zwei Teilprozessen zusammen. Neben dem schwachen Zerfall wird ein zusätzliches virtuelles Photon  $\gamma$  emittiert, welches in ein Elektronen-Positronen-Paar konvertiert. Dadurch ist der Zerfall auf Grund räumlicher und zeitlicher Messungen nicht von dem gesuchten Zerfall zu unterscheiden. Die beiden Neutrinos  $\nu_e \bar{\nu}_\mu$  können vom Detektor nicht beobachtet werden, aber es ist möglich, deren kinetische Energie als fehlenden Beitrag in der Energiebilanz zu messen. In Abbildung 3.1(b) ist das BR für die Innere Konversion in Abhängigkeit zu der fehlenden Energie dargestellt. Dabei wird  $E_{tot}$  beschrieben durch:

$$E_{tot} = \sum_{i=e^+,e^+,e^-} \sqrt{m_i^2 \cdot c^4 + \vec{p}_i^2 \cdot c^2} \quad (3.1)$$

Es zeigt sich, dass eine Energieauflösung pro Teilchen  $< 1$  MeV nötig ist, um eine Sensitivität von  $10^{-16}$  zu erreichen.

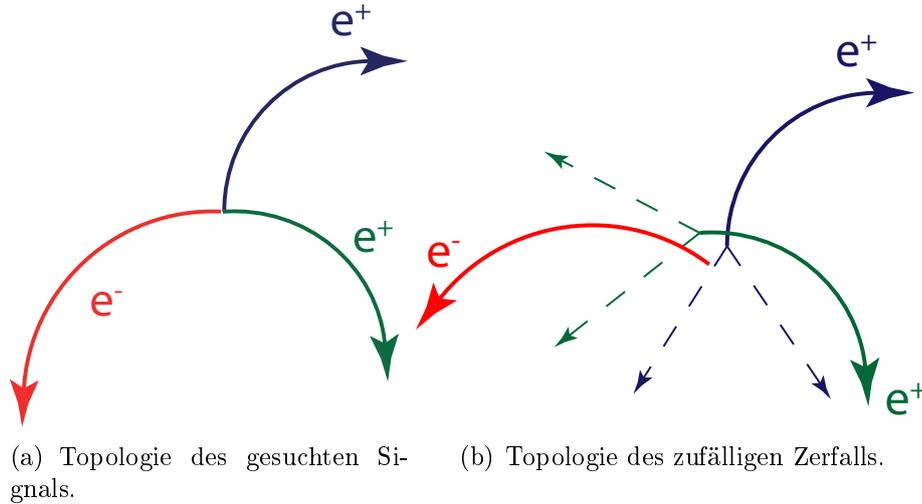


Abbildung 3.2: Signal Topologien.

### Zufälliger Untergrund

Aufgrund der sehr hohen Myonenrate von  $2 \cdot 10^8$  Myonen pro Sekunde können zufällig drei Elektronen innerhalb eines kurzen Zeitintervalls sehr nahe beieinander erzeugt werden. Solche Untergrundprozesse können nur schwer von den gesuchten Signalen unterschieden werden. Die Vertices sind dabei versetzt und die Teilchen treten nicht koinzident auf (siehe Abbildung 3.2(b)). Diese Art des Untergrunds kann also durch eine besonders genaue räumliche und zeitliche Auflösung des Detektors unterdrückt werden [11, S. 9].

## 3.3 Detektor

In Abbildung 3.3 ist eine schematische Darstellung des Mu3e-Detektors zu sehen. Die HIMB stellt Myonen mit einem Impuls  $\approx 28 \text{ MeV}/c$  bei einer Rate von  $2 \cdot 10^8$  Myonen pro Sekunde bereit. Diese Myonen werden am Ende des Strahlrohrs verlangsamt und treffen anschließend auf ein *Mylar*<sup>®</sup>-Target. Das Target besitzt die Form eines doppelten Kegels mit einer Gesamtlänge von 100 mm und einem Radius von 19 mm. Die Myonen geben, trotz minimalem Materialaufkommen, möglichst die gesamte restliche kinetische Energie an das Target ab. Generell muss der Detektor aus möglichst wenig Material bestehen. Grund dafür ist die Coulomb-Vielfachstreuung, welche innerhalb des Detektors stattfindet und einen direkten Einfluss auf die Impulsauflösung hat. Der Streuwinkel  $\Theta_{rms}$  der Coulomb Streuung ist dabei proportional zu  $\sqrt{X/X_0}/p$  [15, S. 11]. Hier beschreibt  $X$  die zurückgelegte Strecke im Material,  $X_0$  dessen Strahlungslänge und  $p$  den Impuls des Teilchens. Durch das verwendete Material bzw. dessen effektiver Strahlungslänge  $X/X_0$ , wird also die Messgenauigkeit beeinflusst. Ziel ist es daher  $X/X_0$  zu minimieren.

Um das Target befindet sich der zylinderförmige Detektor. Er besteht aus insgesamt vier Lagen mit Pixel-Sensoren, welche von einer Kapton-Struktur getragen werden. Die Stromversorgung sowie die Auslese der Daten wird durch dünne Aluminiumleitungen (HDI, high density interconnect) auf der Kapton-Struktur ermöglicht. Durch die Verwendung der sehr dünnen Kapton-Schicht in Verbindung mit den HDIs und den HV-MAPS wird eine Strahlungslänge von  $X/X_0 = 0,115\%$  [11, S. 26] erreicht.

Weiter befindet sich im Detektor eine Lage mit szintillierenden Fasern. Diese bieten eine gute Zeitauflösung. Zu beiden Enden des Detektors sind szintillierende Kacheln angebracht, welche ebenfalls zur Verbesserung der Zeitauflösung beitragen. Da hier die letzte Messung der Zerfallsprodukte stattfindet, ist an dieser Stelle die Materialdicke nicht mehr entscheidend.

Der gesamte Detektor befindet sich innerhalb eines homogenen Magnetfelds mit einer Feldstärke von  $B = 1\text{ T}$ . Daher bewegen sich alle geladenen Zerfallsprodukte auf gekrümmten Flugbahnen und es ist möglich, deren Impuls zu bestimmen.

Um alle elektrischen Komponenten bei optimaler Leistung betreiben zu können, ist im gesamten Detektor eine Kühlung nötig. Dazu wird gasförmiges Helium bei einer Temperatur von  $T_{He} \approx 0\text{ °C}$  verwendet [11].

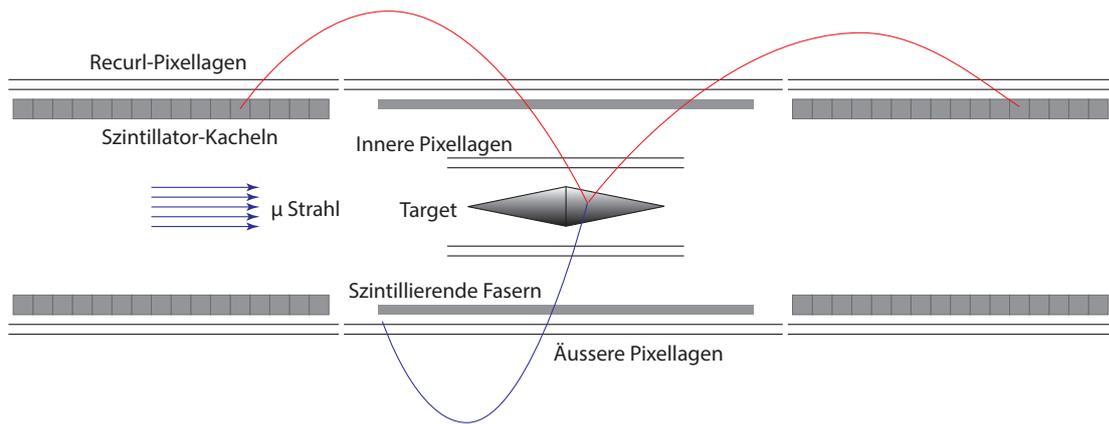


Abbildung 3.3: Schematische Darstellung des Mu3e-Detektors [16].

### 3.4 MuPix

Im Mu3e Detektor wird der MuPix verwendet. Dabei handelt es sich um einen High Voltage - Monolithic Active Pixel-Sensor (HV-MAPS), welcher zur Zeit durch die Mu3e-Kollaboration entwickelt wird. Es besteht die Möglichkeit, die Dicke des Chips auf nur  $50\text{ }\mu\text{m}$  und damit auf eine Strahlungslänge von  $X/X_0 = 0,054\%$  zu reduzieren. Somit wird die Anforderung geringer Materialstärke erfüllt und die Coulomb-Vielfachstreuung minimiert. Zusätzlich ist bei *MAPS* neben der Sensoreigenschaft auch die Auslese mit auf dem Chip implementiert, was einen großen Vorteil darstellt.

Dadurch wird Material für zusätzliche Auslesechips gespart, welche üblicherweise bei Hybridsensoren zum Einsatz kommen.

Der Chip wird  $20 \times 23 \text{ mm}^2$  groß sein, wobei davon  $20 \times 20 \text{ mm}^2$  dem aktiven Teil entsprechen und der Rest der Peripherie und der Pixelauslese vorbehalten ist. Die einzelnen Pixel haben eine Größe von  $80 \times 80 \mu\text{m}^2$ , was 250 Pixeln in beiden Richtungen entspricht. Um den Sensor zu betreiben, werden Versorgungsspannungen sowie eine Hochspannung benötigt. Weiter werden drei serielle Schnittstellen implementiert, die jeweils eine Datenrate von 1,25 Gbit/s unterstützen.

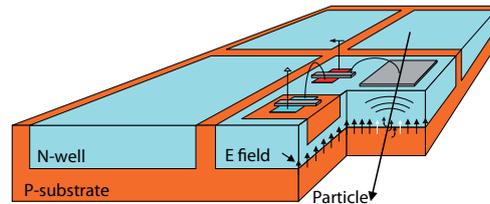


Abbildung 3.4: Schematische Darstellung eines HV-MAPS [16].

Das Grundprinzip ist die CMOS-Technik, die auch kommerziell ein sehr großes Anwendungsgebiet hat. Wie in Abbildung 3.4 dargestellt ist, besteht der MuPix aus p-dotiertem Substrat, in welches n-dotierte Wannen eingelassen sind. Der grundlegende Aufbau entspricht dem einer Diode. Die Diode beinhaltet zusätzlich verschiedene elektrische Komponenten, die als Signalverstärker dienen. Beim Durchgang eines schnellen geladenen Teilchens durch den Chip kommt es in diesem zur Anregung von Elektronen-Loch-Paaren. Im *MAPS* werden die so entstandenen Ladungen durch Ladungsdiffusion gesammelt. Da bei HV-MAPS allerdings zusätzlich eine hohe, in Sperrrichtung geschaltete, externe Spannung anliegt, wird die Ladung mittels Drift abgesaugt. Der Driftprozess ist dabei deutlich schneller. So konnte beim MuPix 7, einem Prototypen des MuPix, eine Zeitauflösung von  $\approx 14 \text{ ns}$  [17] gemessen werden. Weiter wird durch die angelegte Spannung die Verarmungszone zwischen den Dotierungen vergrößert. Diese entspricht dem Detektionsvolumen. Eine Vergrößerung dessen resultiert schlussendlich in einem besseren Signal. Für die räumliche Auflösung konnte beim MuPix 7 eine Genauigkeit  $< 30 \mu\text{m}$  gemessen werden. Teilchendurchgänge wurden mit einer gemessenen Effizienz von 99,5 % bei 20 Hz Rauschen erkannt. [11, S. 40]

### Auslese und Peripherie

Im Folgenden wird das Funktionsprinzip der Auslese und die Peripherie am Beispiel des MuPix 7 beschrieben. Die Peripherie des MuPix 7 wird in ähnlicher Form auch im endgültigen MuPix Verwendung finden.

Abbildung 3.5 zeigt eine schematische Darstellung der Elektronik, welche sich auf dem MuPix 7 befindet. Wie dort angedeutet ist, besteht ein Pixel, bzw. genauer der Sensor aus einer Diode. Es werden  $3 \times 3$  Dioden zu einem Pixel zusammengefasst und teilen sich die angeschlossene Elektronik. Signale von detektierten Elektronen werden zunächst im ladungssensitiven Verstärker (CSA, charge sensitive amplifier)

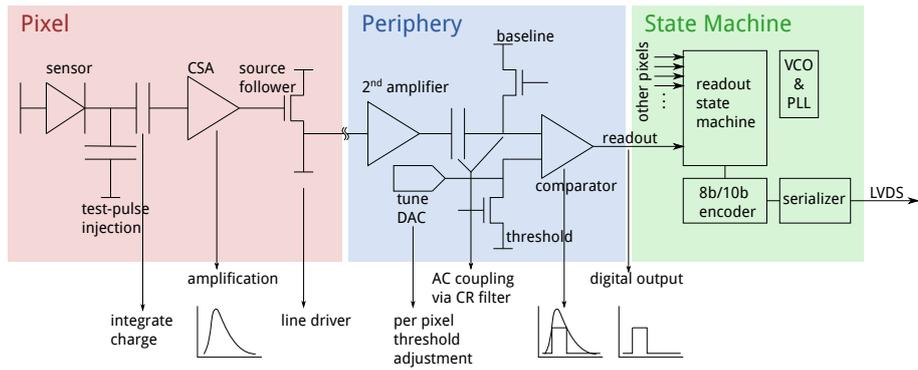


Abbildung 3.5: Schematische Darstellung der Auslese beim MuPix 7.

vergrößert und von einem Quellenfolger (SF, source follower) weiter verarbeitet und zur Peripherie geleitet. Dort gibt es eine zweite Verstärkerstufe und einen Komparator, welcher das analoge Signal in ein digitales umwandelt. Jede steigende Flanke am Ausgang des Komparators sorgt dafür, dass ein Zeitstempel gespeichert wird. Die für die Zeitstempel benutzte Frequenz von 62,5 MHz wird durch einen Regelkreis erzeugt. Dieser besteht aus einem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO, voltage controlled oscillator) und einer Phasenregelschleife (PLL, phase locked loop). Der VCO erzeugt das zuvor erwähnte Taktsignal (Clock) von 625 MHz und die PLL sorgt dafür, dass diese Frequenz auf ein Referenzsignal von 125 MHz gelockt wird. Das Referenzsignal muss von außen an den MuPix 7 angelegt werden und wird zusätzlich auch verwendet, um die Auslese zu steuern [11] [18].

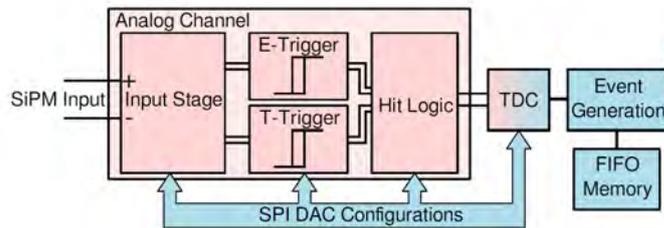


Abbildung 3.6: Schematische Darstellung eines MuTrig Auslesekanals [19].

### 3.5 MuTRIG

Im Detektor werden zusätzlich szintillierende Fasern und Kacheln eingesetzt. Diese sollen eine sehr gute zeitliche Auflösung bei hohen Ereignisraten besitzen. Für die szintillierende Fasern wird eine Zeitauflösung  $< 0,5$  ns erreicht. Die Zeitauflösung einer einzelnen szintillierenden Kachel liegt bei  $\approx 70$  ps [11].

Zum Auslesen der Fasern werden Silizium Photomultiplier (SiPM, silicon photomultiplier) verwendet. Sie bieten die Vorteile, dass sie vom Magnetfeld nicht beein-

flusst werden und auf engstem Raum verwendet werden können. Einzelne Photonen werden mit einer Effizienz von 45 % erkannt und der Jitter des Signals liegt dabei bei  $\approx 200$  ps [11]. Für das weitere Auslesen wird eine anwendungsspezifische integrierte Schaltung (ASIC, application-specific integrated circuit) mit dem Namen MuTRIG [19] durch die Mu3e-Gruppe entwickelt. Dieser besteht aus 32 Auslesekanälen; ein solcher ist in Abbildung 3.6 dargestellt. Das Signal, welches vom SiPM empfangen wird, wird in zwei Zweige aufgespalten. Dort wird das Signal einerseits auf die Ankunftszeit des Teilchens und andererseits auf dessen Energie untersucht. Diese Informationen werden dann als einzelnes Datensignal an den Time-to-Digital Converter (TDC) weitergegeben. Hier werden die Daten mit einem Zeitstempel versehen. Dazu wird mit Hilfe einer PLL der VCO auf eine externe Referenzfrequenz von 625 MHz gelockt. Dabei ist der VCO als 16-stufiger Ringoszillator realisiert. Dieser kann 32 Zustände annehmen und unterteilt damit die Referenzfrequenz in 50 ps lange Zeitabschnitte. Diese Zeitintervalle werden genutzt, um zusätzliche genauere Zeitstempel zu kreieren [19].

### 3.6 Verteilung des Taktsignals

Es werden 2844 Pixel-Sensoren im gesamten Mu3e-Detektor verbaut. Es ist nötig, dass die Sensoren untereinander synchronisiert sind, um die Flugbahn der Teilchen über mehrere Sensoren-Lagen hinweg messen zu können. Dazu wird ein globales Taktsignal, mit besonders hohen Anforderungen an dessen Stabilität, verwendet. Weiter wird im Experiment eine Datenmenge von  $\approx 3,8$  Tbit/s [11, S. 82] allein durch die Pixel-Sensoren erzeugt. Auch um diese Daten fehlerfrei übertragen zu können, wird eine genaue und stabile Taktsignalverteilung benötigt. Für das Starten und Beenden der Datenaufnahme wird ein globales Resetsignal verwendet, welches zusammen mit dem Taktsignal verteilt wird. Zusätzlich werden durch das Resetsignal die Zeitstempel aller Sensoren auf Null gesetzt und somit eine einheitlich Zeitskala geschaffen.

Das Taktsignal besitzt eine Frequenz von 125 MHz und soll die Anforderung einer Phasenstabilität von kleiner 100 ps erfüllen. Die Anforderungen an das globale Resetsignal sind weniger streng. Dieses muss einen Jitter (Definition siehe Kapitel 6.1) von  $\leq 4$  ns besitzen.

In Abbildung 3.7 ist die Taktsignalverteilung schematisch dargestellt. Ausgehend von der Signalerzeugung durch einen kommerziell erhältlichen Oszillator wird das Signal zunächst 16-fach aufgefächert. Anschließend wird das elektrische Taktsignal in ein optisches umgewandelt und über optische Kabel weiter in den Detektor übertragen. Zusätzlich wird das Signal auch optisch an die Datenerfassung außerhalb des Experiments weitergeleitet. Der Vorteil der optischen Übertragung ist, dass der Detektor von der Steuerung elektrisch entkoppelt betrieben wird. So werden Reflexionen und Störungen im Signal minimiert. Im Detektor wird das Taktsignal als elektrisches, differentielles Niedrigspannungssignal (LVDS, low voltage differential signal) übertragen. Die, im Schaubild 3.7 zu sehende, Komponente „Jitter Cleaner“

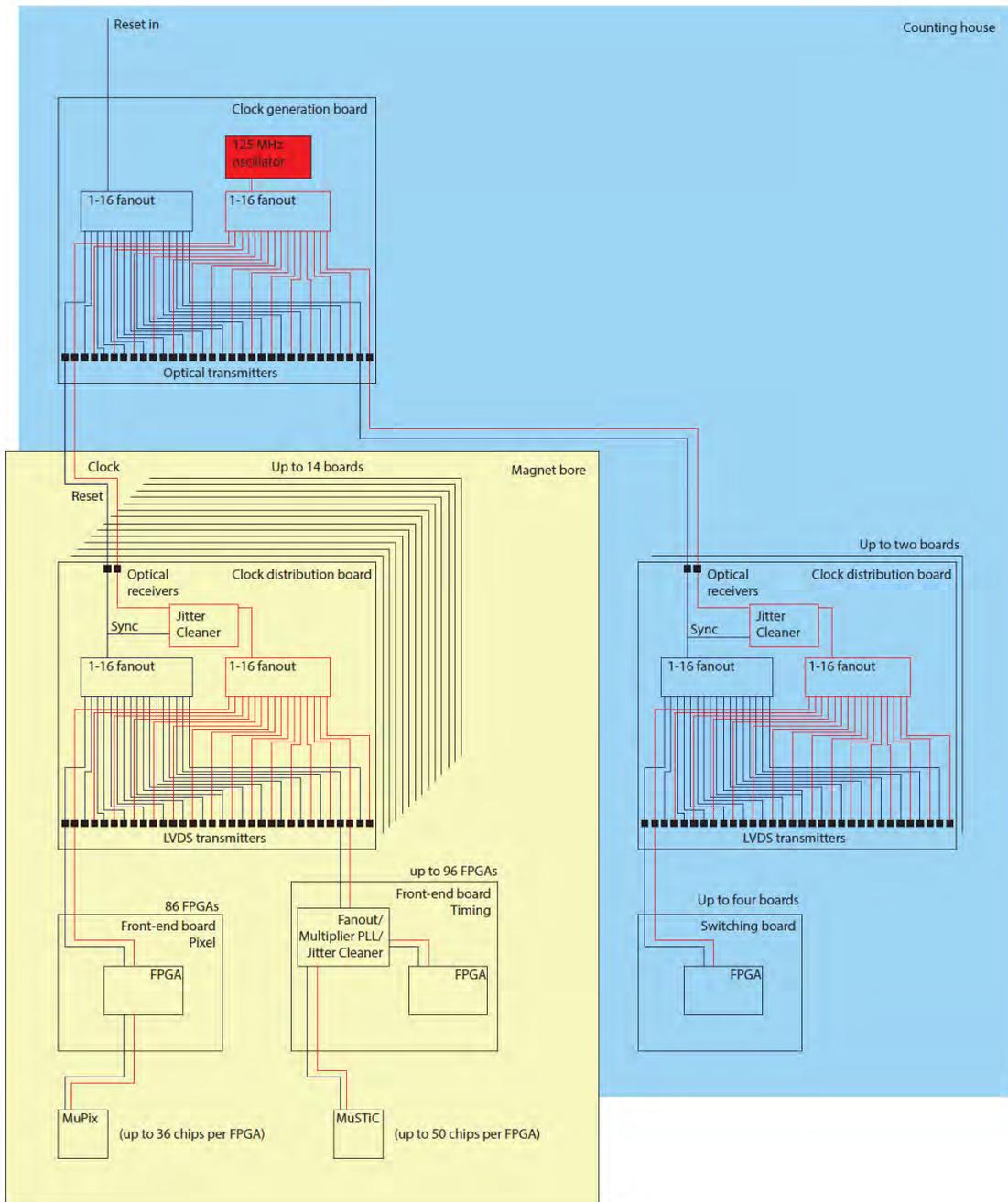


Abbildung 3.7: Schematische Darstellung der Taktsignalverteilung im Mu3e-Experiment. Der gelbe Bereich repräsentiert den Detektor [11, S. 76].

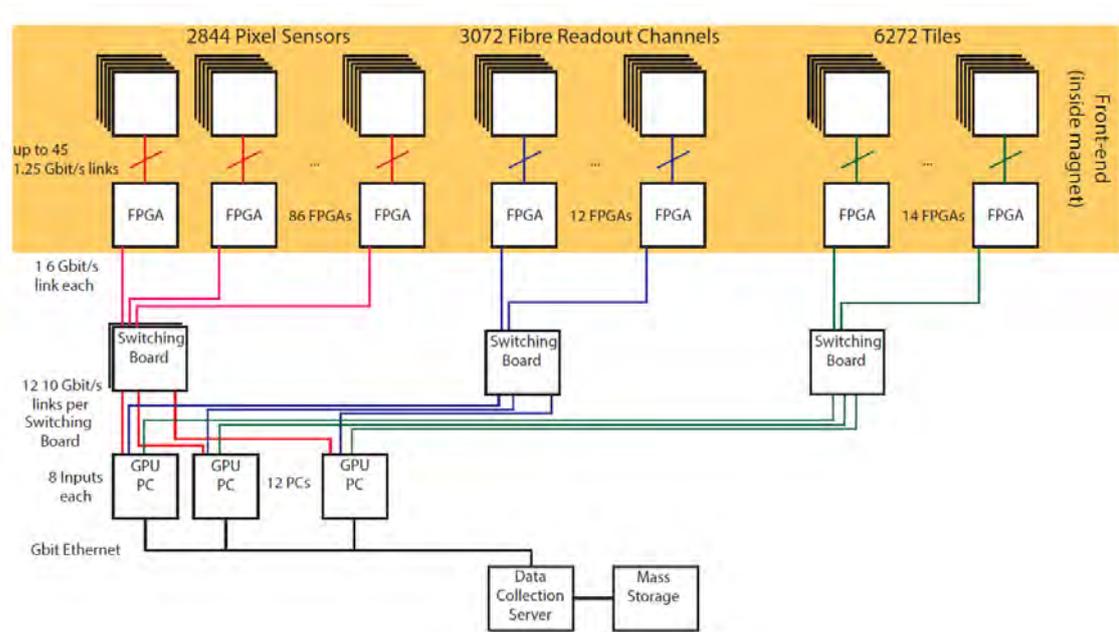


Abbildung 3.8: Schematische Darstellung der Datenauslese im Mu3e-Detektor [11].

sorgt für eine Verbesserung der Signalqualität. Nach einem weiteren Auffächern gelangt das Signal zu den Vorschalt-Platinen (Front-end Board) und schließlich zu den Sensoren - *MuPix* und *MuTRIG* [11, S. 75].

### 3.7 Auslese der Daten

Die Auslese der Sensordaten ist in Abbildung 3.8 schematisch dargestellt. Eine Besonderheit ist, dass die Auslese der Sensoren nicht getriggert ist, da nicht definiert werden kann, wann ein Myonen Zerfall stattfindet. Daher senden alle Sensoren dauerhaft die gesamten gesammelten Informationen.

Diese von den Sensoren kommenden Daten werden an das Front-end Bord geleitet. Hier werden FPGAs (Definition siehe Kapitel 5.4) eingesetzt, um die Daten zu sortieren und anschließend weiter zu senden. Über optische Datenleitungen gelangen die Daten aus dem Detektor. Dazu wird eine Übertragungsrate von 6,0 Gbit/s gewählt. So gelangen sie zu sogenannten „Switching Boards“. Aufgabe der „Switching Boards“ ist es, die Daten des gesamten Detektors für ein bestimmtes Zeitfenster zusammenzufügen. Weiter wird das Gesamtbild an Detektorinformationen an die Filterfarm verteilt. Deren Grafikprozessor (GPU, graphical processing unit) filtert die eintreffenden Daten und speichert interessante Ereignisse. Hier können dann aus den Sensordaten Teilchenbahnen rekonstruiert und analysiert werden.

## Teil II

# Messgeräte und Komponenten

## 4 Firefly

Die optische Übertragung des Taktsignals, wie es in Abbildung 3.7 dargestellt ist, wird in dieser Arbeit untersucht werden. Dazu wird ein optischer Transceiver mit dem Namen Firefly [20] betrachtet. Dieser soll für die Verteilung des Taktsignals und auch zur Übertragung von Sensordaten eingesetzt werden. Aufgabe dieser Arbeit ist es, herauszufinden, ob dieser Transceiver die Anforderungen an das Taktsignal erfüllen kann und sich somit für den Einsatz im Detektor qualifiziert. Auch wird dessen Betriebsverhalten bei hohen Datenraten untersucht. Dazu ist besonders die Datenrate von 6,0 Gbit/s von Interesse, da die Daten mit dieser Rate vom Front-end Board optisch zu den „Switching Boards“ außerhalb des Detektors übertragen werden (siehe Abbildung 3.8). Zusätzlich wird eine Datenrate von 1,25 Gbit/s untersucht. Diese kommt teilweise bei der Übertragung von Steuersignalen wie einem Resetsignal zum Einsatz. Auch entsprechen die 1,25 Gbit/s der Senderate des Pixelsensors an jedem Link.

### 4.1 Firefly - optischer Transceiver

Beim Firefly™ handelt es sich um ein Schaltungssystem der Firma Samtec, welches sowohl elektrische Verbindungen über Kupferleitungen, als auch optische Verbindungen unterstützt. Für diese Arbeit wird ausschließlich die Variante mit optischer Übertragung mit dem Namen *Firefly Optical EUCO 14G x4* [20] verwendet.

Der Firefly (siehe Abbildung 4.1) ist  $10,8 \times 16,0 \times 17,56 \text{ mm}^3$  groß. In dieser Variante wird ein großer luftgekühlter Kühlkörper verwendet.



Abbildung 4.1: Darstellung des *Firefly Optical EUCO 14G x4* mit Kühlkörper [21].

Aufgabe des Firefly ist es, elektrische differentielle Signale in optische Signale umzuwandeln und zu übertragen. Dabei ist die Übertragungsfrequenz mit 10 MHz nach unten beschränkt. Die maximale Datenrate liegt bei 14,1 Gbit/s. Die elektrischen Signale werden über die Pads, welche in Abbildung 4.1 zu sehen sind, zum Firefly geführt. Dabei muss die Amplitude in dem Bereich von 250 mV bis 800 mV liegen. In der hier beschriebenen Bauform stehen vier Sender und vier Empfänger zur Verfügung, die jeweils mit zwei Eingangs- bzw. Ausgangspads verbunden sind.

Optisch wird das Signal mit einer Wellenlänge im Bereich von 840 nm bis 860 nm übertragen. Dazu ist direkt am Firefly ein optisches Kabel mit 12 Fasern angeschlossen. Die ersten vier Kanäle sind dabei mit dem Receiver und die letzten vier Kanäle mit dem Transmitter verbunden. Die restlichen Kanäle sind nicht verbunden. Das optische Kabel ist mit einer multi-fiber termination push-on (MTP<sup>®</sup>) Steckverbindung (siehe Kapitel 5.2.1) vom Typ „male“ abgeschlossen [20].

Um eine Verbindung zu einer Platine zu erstellen, wird ebenfalls von Samtec eine Steckverbindung bereitgestellt. Der Stecker mit dem Namen *Firefly™ Edge Card Socket Assembly (UEC5)* [22] gibt eine Verbindung für schnelle Signale zu den differentiellen Ein-/Ausgängen. Mit dem Stecker *FireFly™ Positive Latching Receptacle (UCC8)* [23] wird der Firefly mit der Versorgungsspannung  $V_{CC} = 3,3\text{V}$  und weiteren Steuersignalen verbunden. Der Firefly kann zwischen die beiden Stecker, welche fest mit der Platine verbunden sind, eingebracht werden.

### 4.1.1 Steuerung

Für die Steuerung des Firefly stehen am *UCC8*-Anschluss 9 Pins zur Verfügung. Dazu gehören auch eine Verbindung zur Masse und zwei Verbindungen zu der Versorgungsspannung. Für die Steuerung des Fireflys wird der Inter Integrated Circuit (I<sup>2</sup>C) Kommunikationsstandard verwendet. Dementsprechend wird eine Datenleitung (SDA) und eine Taktleitung (SCL) benötigt. Deren Nutzen sowie der I<sup>2</sup>C-Standard werden in Kapitel 5.1.2 erklärt. Alle weiteren Pins und deren Aufgaben werden im Folgenden beschrieben:

#### Module Present

Der Pin mit dem Namen „Modul Present“ gibt an, ob der Firefly korrekt mit den beiden Steckern *UCE5* und *UCC8* verbunden ist. Sobald dies der Fall ist, wird der Ausgang auf Masse gezogen.

#### Modul Select

Dieser Eingang unterstützt die I<sup>2</sup>C-Verbindung. Dazu wird der Eingang durch den Nutzer auf Masse gesetzt. In diesem Zustand ist eine Kommunikation mittels I<sup>2</sup>C mit dem Firefly möglich. Wird an diesem Eingang die Spannung  $V_{CC}$  angelegt, reagiert der Firefly auf keine Kommunikationsversuche. Falls der Nutzer über einen I<sup>2</sup>C-Bus mit mehreren Endgeräten sprechen möchte, kann über diesen Pin spezifiziert werden, welches Gerät angesprochen wurde.

## **Interrupt**

Der Ausgang „Interrupt“ zeigt an, wenn es im System zu einem Betriebsfehler oder einem kritischen Status gekommen ist. Dies wird durch das Setzen der Spannung auf Masse durch den Firefly indiziert.

## **Reset**

Wird dieser Eingang für eine Zeitspanne  $> 200 \mu\text{s}$  auf Masse gelegt, wird der Firefly zurückgesetzt. Dabei werden alle Einstellungen auf deren Standardwerte gesetzt. In diesem Zustand werden keine Daten optisch übertragen und es ist auch keine I<sup>2</sup>C-Kommunikation möglich [20].

## **4.1.2 Speicher**

Der Firefly besitzt einen 512 Byte großen Speicher, in dem wichtige Statusmeldungen und verschiedenen Einstellungen gespeichert sind. Ein elektrisch löschbarer programmierbarer Nur-Lese-Speicher (EEPROM, electrically erasable programmable read-only memory) ist dessen Grundprinzip. Weiterentwicklungen dieses Speichertyps ermöglichen es, dass in den Speicherfeldern zusätzlich geschrieben werden kann. Ausgelesen werden und Beschrieben werden kann der Speicher über die I<sup>2</sup>C-Kommunikation.

Der Speicher setzt sich aus einer „lower“ und drei „upper pages“ zusammen, wobei jeder Speicherteil aus 128 Byte besteht.

### **„lower page“**

Die „lower page“ beinhaltet verschiedene Messergebnisse und eine Sammlung von Kontrollfunktionen. Dazu gehören Messungen der Versorgungsspannung, der Empfängerleistung und Funktionen, die beispielsweise Kanäle des Fireflys sperren. Die für diese Arbeit wichtigsten Register aus diesem Speicher sind in Tabelle 4.1 erklärt.

### **„upper page“**

Um auf die drei „upper pages“ zugreifen zu können muss in Register 127 der „lower page“ einer der Werte: 0x00, 0x03, 0x0B geschrieben werden. Dadurch wird jeweils einer der Speicher ausgewählt und es ist möglich, mit den Adressen 128 bis 255 auf die einzelnen Register zu referenzieren. Für diese Arbeit sind ausschließlich zwei weitere Funktionen interessant, die sich beide in der „upper page“ mit der Adresse 0x03 befinden.

Die erste Funktion bestimmt die Präemphase der einzelnen elektrischen Ausgänge, wobei auf diese über die Registeradressen 236 und 237 zugegriffen werden. Es entsprechen je 4 Bit einem Ausgang. Die Präemphase sorgt für ein Überschwingen des Signals nach einem Bitübergang. Durch das gezielte Verzerren des Signals wird Störungen entgegengewirkt und der Empfänger kann das Signal entsprechend besser als eine logische „0“ oder „1“ interpretieren.

Tabelle 4.1: Wichtige Register der „lower page“ des Fireflyspeichers [20].

| Adresse | Beschreibung  |
|---------|---|
| 22      | Angabe der internen Temperatur, wobei der Speicher einer Temperatur im Bereich von $-127^{\circ}\text{C}$ bis $127^{\circ}\text{C}$ entspricht. Die Genauigkeit der Messung liegt bei $\pm 3^{\circ}\text{C}$ . |
| 26 – 27 | Die 16 Bit lange Zahl entspricht einer Messung der Versorgungsspannung. Dabei entspricht das LSB $100\ \mu\text{V}$ . Die Messgenauigkeit beträgt $\pm 3\%$ .   |
| 34 – 41 | Jeweils 16 Bit geben die optische Leistung an Receiver 1-4 an. Das LSB entspricht $0,1\ \mu\text{W}$ , bei einer Genauigkeit von $\pm 3\text{ dB}$ .  |
| 86      | Durch Schreiben in dieses Register können Kanäle des Fireflys deaktiviert werden.   |
| 127     | Durch Schreiben in dieses Register wird die entsprechende „upper page“ gewählt, auf die zugegriffen werden soll.  |

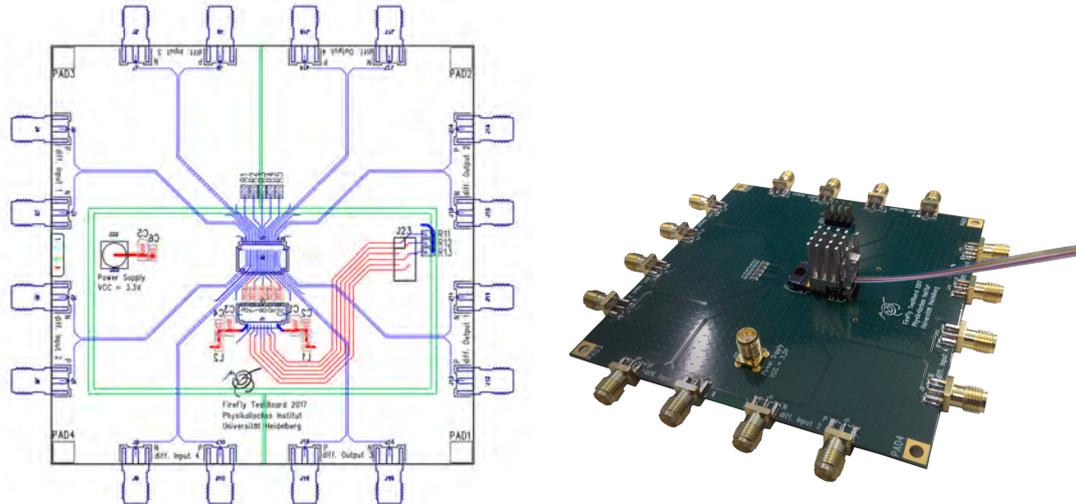
Tabelle 4.2: Definitionen der Leistungseinstellungen in Register 238 des Speichers 0x03 [20].

| Eingabe | Definition    |
|---------|---------------|
| 0x00    | „low“         |
| 0x10    | „medium low“  |
| 0x20    | „medium high“ |
| 0x30    | „high“        |
| ⋮       | ⋮             |
| 0xF0    | „high“        |

Register 238 ist die Eingabe für die zweite Funktion. Hier wird die elektrische Ausgangsleistung des Fireflys eingestellt. Diese Einstellung wirkt sich global auf alle Ausgänge gleichermaßen aus. Es werden dazu 4 Bit verwendet, die an die Stelle 7 bis 4 im Register geschrieben wird. Durch das Datenblatt sind die in Tabelle 4.2 angegebenen Eingaben definiert [20].

## 4.2 Testplatine für den Firefly

In Vorbereitung zu dieser Arbeit wurde eine Platine entwickelt, die es erlaubt, einen Firefly zu betreiben. Dabei wurden folgende Anforderungen an die Platine gestellt. Die elektrischen Ein- und Ausgangssignale des Fireflys sollen über Sub Miniature A (SMA) Stecker eingebracht bzw. abgegriffen werden können. Gleiches gilt für die Versorgungsspannung. Alle Steuersignale sollen über eine Steckerleiste angesteuert werden können.



(a) Schematische Darstellung der Firefly Test- (b) Firefly Testplatine mit montiertem Firefly. platine.

Abbildung 4.2: Darstellungen der Firefly Testplatine.

Die Planung der dazu benötigten Schaltkreise und die Anordnung der Bauteile wurde mit Hilfe der Software *PADS 9.3* [24] von Mentor Graphics durchgeführt. Zum Betreiben des Fireflys sind hauptsächlich drei Schaltungsteile wichtig.

Der erste Schaltungsteil besteht aus Pull-up Widerständen mit einem Wert von  $3,3\text{ k}\Omega$ . Sie werden benötigt, um bestimmte Steuerleitungen entsprechend ihrer Spezifikation auf  $V_{CC}$  zu ziehen. Dies ist für die Leitungen SDA, SCL und Interrupt nötig. Die drei Leitungen besitzen einen „Open Drain“ Ausgang, der es erlaubt, die hier anliegende Spannung auf Masse zu legen oder den Ausgang zu „öffnen“ (siehe Kapitel 5.1.2).

In dieser Bauform werden im optischen Kabel nicht alle Fasern verwendet. Um die Übertragungsqualität des Fireflys zu verbessern werden alle nicht verwendeten Kanäle werden auf der Testplatine (EVB, evaluation board) mit  $50\ \Omega$  Widerständen terminiert.

Der dritte Schaltungsteil filtert die Versorgungsspannung. Diese Schaltung wurde durch das Datenblatt des Fireflys vorgegeben und sie ist in Abbildung 4.3 dargestellt. Die Schaltung entkoppelt die Versorgungsspannung vom Netzgerät und reduziert dadurch das Rauschen der Spannung. Dies sorgt ebenfalls für eine bessere Performanz des Fireflys.

In Abbildung 4.2(a) ist der schematische Aufbau des Firefly EVBs dargestellt. Es wurde eine Platine mit vier Kupferlagen verwendet. Blau gefärbte Bauteile und Leitungen in Abbildung 4.2(a) befinden sich auf der obersten Lage. Hier verlaufen die differentiellen Datenleitungen zu den SMA Anschlüssen am Rand der Platine. Die differentiellen Leitungen besitzen durch eine geeignete Wahl der Spurbreite von

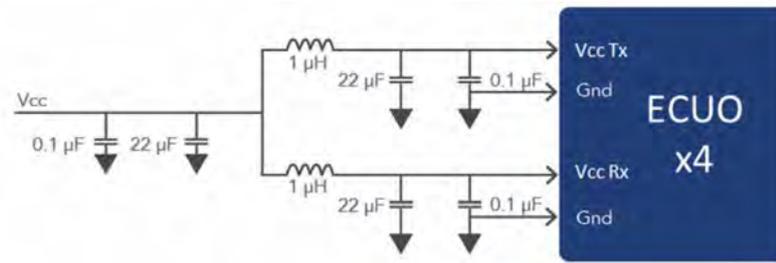


Abbildung 4.3: Schaltung zur Entkopplung der Versorgungsspannung des Fireflys entsprechend Datenblatt [20]

170  $\mu\text{m}$  und des Spurbabstandes von 300  $\mu\text{m}$  eine Impedanz von 100  $\Omega$ . Zusätzlich befinden sich auf der obersten Lage die beiden Stecker *UCE5* und *UCC8*. Darauf folgt eine Lage, die mit Kupfer geflutet und an Masse angeschlossen ist. So werden die differentiellen Leitungen von Spannungs- und Steuerleitungen abgeschirmt und Rauscheffekte minimiert. Die folgende Lage ist ebenfalls mit Kupfer geflutet. Dabei ist das innere grüne Rechteck mit der Versorgungsspannung verbunden, um diese auf einfache Weise zu verteilen. Der restliche Teil der Lage ist ebenfalls mit Masse verbunden. Auf der untersten Lage verlaufen die hier in rot dargestellten Steuersignale.

Die Platine wurde durch die Firma Würth Elektronik GmbH & Co. KG gefertigt und alle verwendeten Bauteile wurden in Eigenarbeit auf die Platine aufgebracht.

## 5 Messgeräte und Komponenten

Im folgenden Kapitel werden wichtige Komponenten und Messgeräte beschrieben, die für die Untersuchungen des Fireflys verwendet wurden. Dazu gehören auch verschiedene Standards wie beispielsweise das I<sup>2</sup>C Kommunikationsprotokoll.

### 5.1 Elektrische Datenübertragung und Komponenten

Hier werden wichtige Komponenten und Standards für die elektrische Datenübertragung vorgestellt, die in dieser Arbeit Anwendung fanden.

#### 5.1.1 LVDS

Das differentielle Niedrigspannungs-Signal (LVDS, low voltage differential signal) ist ein technischer Standard und beschreibt eine Schnittstelle für Hochgeschwindigkeits-Datenübertragung. Dabei wird die Schnittstelle physikalisch beschrieben, nicht aber das Protokoll, das zur Datenübertragung verwendet wird.

Abbildung 5.1 zeigt den grundlegenden Aufbau eines LVDS-Schaltkreises. Dieser besteht aus einer Stromquelle, welche einen konstanten Strom von 3,5 mA liefert. Über ein Schaltnetzwerk ist diese mit den differentiellen Leitungen verbunden. Das Schaltwerk regelt über kreuzweises Umschalten der Transistoren die Richtung des Stromflusses.

Üblicherweise werden die Leitungen empfängerseitig durch einen 100  $\Omega$  Widerstand terminiert, welcher an die 100  $\Omega$  differentielle Impedanz der Leitungen angepasst ist. Daher liegt zwischen den Empfängereingängen eine Spannungsdifferenz von 350 mV an. Der Receiver interpretiert den negativ bzw. positiven Stromfluss entsprechend als eine logische „0“ oder „1“ [26].

Die hier verwendeten differentiellen Leitungen besitzen einen positiven Einfluss auf die Qualität der Datenübertragung. Da die beiden nahe beieinander liegenden Leitungen die gleiche Stromstärke in entgegengesetzter Richtung transportieren, überlagern sich deren Magnetfelder destruktiv (siehe Abbildung 5.1). So erzeugt die Datenverbindung selbst nur sehr geringes elektrisches Rauschen. Gleichzeitig ist sie unanfällig für externe Störquellen, da diese gleichermaßen auf beide Leitungen wirken und sich dort gegenseitig auslöschen [27].

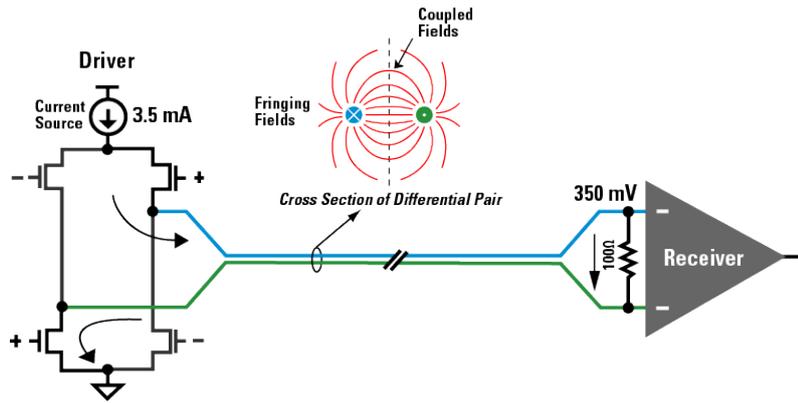


Abbildung 5.1: Schematische Darstellung eines LVDS-Schaltkreises. Dargestellt ist außerdem die Überlagerung der Felder der differentiellen elektrischen Leitungen [25].

### 5.1.2 I<sup>2</sup>C-Übertragungsstandard

Bei I<sup>2</sup>C handelt es sich um einen Kommunikationsstandard für die Kurzstrecken-Kommunikation zwischen mindestens einer „Master“ Einheit und einem oder mehreren „Slave“ Geräten.

Der Datenbus besteht aus zwei bidirektionalen Leitungen: einer Datenleitung (SDA) und einer Taktleitung (SCL). Beide Leitungen sind jeweils am Master und Slave mit einem sogenannten „Open Drain“ Ausgang verbunden, wie er in Abbildung 5.2 dargestellt ist. Dieser ermöglicht es, die Leitung entweder auf Masse zu ziehen, oder sie zu „öffnen“. Im letzteren Zustand ist es möglich, den Datenbus mit einem Pull-up Widerstand  $R_{PU}$  auf eine bestimmte Spannung  $V_{CC}$  zu ziehen. So kann man durch ein geeignetes Ansteuern des Transistors Daten über einen solchen Bus senden. Gleichzeitig wird hierdurch die Bidirektionalität der Leitung gewährleistet. Im Folgenden beschreibt die Spannung  $V_{CC}$  eine logische „1“ und Masse die logische „0“, entsprechend der Non-Return-to-Zero (NRZ) Kodierung.

Neben dem physikalischen Aufbau gehört ebenso ein Übertragungsprotokoll zum I<sup>2</sup>C-Standard. Dieses beschreibt wie die Kommunikation zwischen Master und Slave abläuft. Dabei gibt es zwei grundlegende Funktionen, die über einen I<sup>2</sup>C-Datenbus durchgeführt werden. Die erste Funktion ist das Schreiben von Daten in ein bestimmtes Register aus dem Speicher des Slave Geräts. Die zweite Funktion ist das Lesen eines bestimmten Registers des Slaves. Dazu sind hier die wichtigsten Befehle erklärt:

#### Start Bedingung

Die Start Bedingung wird vor dem Ausführen jeder Aufgabe durch den Master gesendet. Dieser Befehl entspricht einem Übergang von einer logischen 1 zur 0 in der SDA Leitung, während das SCL-Taktsignal gerade einer 1 entspricht.

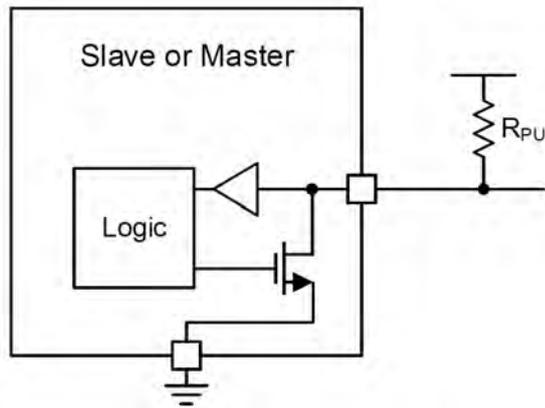


Abbildung 5.2: Vereinfachtes Schaltbild des „Open Drain“ Ausgangs und der SDA oder SCL Leitung [28].

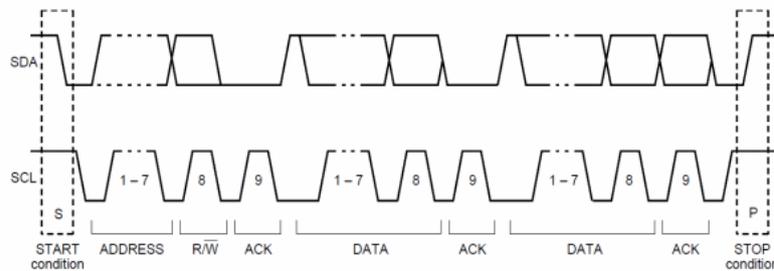


Abbildung 5.3: Darstellung eines I<sup>2</sup>C Protokolls [29].

### Stopp Bedingung

Jede Kommunikation zwischen Master und Slave wird durch eine vom Master gesendete Stopp Bedingung beendet. Diese entspricht dem Übergang einer 0 zur 1 in der SDA Leitung, während das SCL-Signals gerade einer 1 entspricht.

### Bestätigungssignal

Immer wenn ein Byte an Daten übertragen wurde, sendet der Receiver ein Bestätigungssignal, um zu signalisieren, dass die Übertragung erfolgreich war. Dazu zieht der Receiver SDA auf Masse, während SCL einer 0 entspricht, und hält dies bis zum Ende der Periode des Taktsignals. Wird eine Bestätigung nicht gesendet, so kann die vorherige Prozedur wiederholt werden.

In Abbildung 5.3 ist ein I<sup>2</sup>C Protokoll dargestellt wie es für eine Lese- oder Schreib-Operation aussehen könnte. Die Operation beginnt mit der Start Bedingung durch den Master. Anschließend sendet dieser 7 Bit, welche die Adresse des Slaves darstellen, gefolgt von einem weiteren Bit. Dieses letzte Bit entscheidet, ob gelesen oder geschrieben werden soll.

### Schreib-Befehl

Für den Schreib-Befehl sendet der Slave eine Bestätigung und bleibt weiterhin der Receiver. Der Master kann dann 8 Bit an Daten senden. Diese bestätigt der Slave erneut und die Funktion wird durch die Stopp Bedingung, welche durch den Master ausgelöst wird, beendet.

### Lese-Befehl

Falls stattdessen ein Lese-Befehl gesendet wurde, wird dies ebenfalls durch den Slave bestätigt, welcher dann aber zum Sender wird. Der Master empfängt die 8 Datenbits und bestätigt diese. Auch dieses Protokoll wird durch eine Stopp Bedingung des Masters beendet [28].

## 5.1.3 FT232H

Bei *FT232H* [30] handelt es sich um einen Chip der Firma Future Technology Devices International Ltd., welcher zur Steuerung des Fireflys verwendet wird. Zusammen mit dem zugehörigen EVB *UM232H* [30] ist es so möglich, eine Verbindung zwischen einem PC und dem Firefly zu erstellen. Dazu bietet das EVB eine Universal Serial Bus (USB) Schnittstelle sowie einige elektrische Kontakte. Die Verbindung zum Firefly wird durch ein Flachbandkabel geschaffen.

Der Chip benutzt eine Multi Protocol Synchronous Serial Engine (MPSSE) [31], die es ihm erlaubt, eine I<sup>2</sup>C Kommunikation mit dem Firefly oder einem anderen I<sup>2</sup>C-fähigen Geräts aufzubauen. Weiter wird eine MPSSE Bibliothek unterstützt, die als benutzerfreundliche Programmierschnittstelle fungiert. So ist es möglich über das Aufrufen verschiedener Funktionen einfache I<sup>2</sup>C Befehle zu senden. Diese Funktionen sind in der Programmiersprache C++ verfasst. Sie übernehmen beispielsweise das Erstellen eines Kanals zu einem erkannten I<sup>2</sup>C-fähigen Gerät. Auch das Lesen und Schreiben bestimmter Register ist mit Hilfe der Bibliothek möglich. Zusätzlich steht ein Beispielcode zur Verfügung, der bereits die wichtigsten Funktionen aufruft, und so eine Kommunikation direkt ermöglicht.

Im Folgenden wird der *FT232H* Chip immer dann verwendet, wenn Einstellungen am Firefly verändert werden.

## 5.1.4 SMA Kabel

Zur Übertragung elektrischer Signale zwischen verschiedenen Komponenten werden SMA Kabel verwendet. Dabei handelt es sich um Koaxialkabel, die zu beiden Seiten einen SMA Stecker besitzen. Für diese Arbeit wurden zwei unterschiedliche Kabelarten der Firma HUBER+SUHNER verwendet. Beide besitzen eine Impedanz von  $50\ \Omega$ . Der entscheidende Unterschied zwischen den beiden Kabeln ist die Arbeitsfrequenz.

Das erste Kabel besitzt die Bezeichnung *RG316/U* [32]. Es ist für eine Arbeitsfrequenz von  $\leq 3\ \text{GHz}$  optimiert. Das zweite Kabel *ST-18* [33] bietet eine Übertragungsfrequenz  $\leq 18\ \text{GHz}$ . Allerdings standen nur 4 Stück zur Verfügung, weshalb es nur bei einzelnen Messungen verwendet werden konnte.

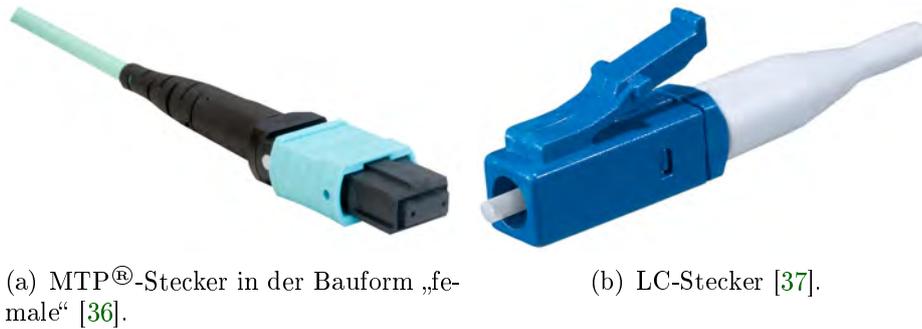


Abbildung 5.4: Optische Steckverbindungen MTP<sup>®</sup> und LC.

## 5.2 Optische Kabel und Komponenten

Das folgende Kapitel beschreibt Komponenten, die für den Aufbau zur optischen Übertragung von Daten und Taktsignalen verwendet werden.

### 5.2.1 Optische Steckverbindungen

Es gibt verschiedene standardisierte Steckverbindungen, mit deren Hilfe sich optische Fasern auf einfache Weise verbinden lassen. Für diese Arbeit fanden MTP<sup>®</sup> und Lucent Connector (LC) Steckverbindungen Anwendung.

#### MTP<sup>®</sup>

MTP<sup>®</sup>-Verbindungen (siehe Abbildung 5.4(a)) gehören zum Typ der multi-fiber push-on (MPO) Verbindungen. Sie entsprechen dem internationalen Standard *IEC 61754-7* [34]. Die Stecker werden als „male-“ und „female-“ Typen hergestellt, welche zusammen mit einem Adapter für eine einfache und mechanisch stabile Verbindung zweier Kabel mit bis zu 72 Fasern sorgen [35]. Für den optischen Kabelaufbau des Fireflys wurde die Bauform „Standard Multimode MT Ferrule“ verwendet [20]. In dieser Bauform beträgt der Eingangsverlust 0,2 dB und die Reflexionsdämpfung > 20 dB [35].

#### LC

Entsprechend handelt es sich auch bei der LC-Steckverbindung (Abbildung 5.4(b)) um eine einfache Möglichkeit, optische Kabel zu verbinden, wobei diese jeweils nur einzelne Fasern mit Hilfe eines zusätzlichen Adapters verbindet.

### 5.2.2 MTP auf MTP Kabel

Das MTP<sup>®</sup> auf MTP<sup>®</sup> Kabel wurde verwendet, um zwei Fireflys miteinander zu verbinden. Diese besitzen jeweils ein Kabel zum Übertragen optischer Signale mit einem MTP<sup>®</sup>-Stecker vom Typ „female“. Somit ist ein Kabel mit jeweils zwei Steckern vom Typ „male“ nötig, um eine Verbindung herzustellen.

Hier wurde ein Kabel mit 3 m Länge verwendet. Werte zu auftretenden Verlusten sind in Tabelle 5.1 dargestellt.

Tabelle 5.1: Spezifikationen des MTP<sup>®</sup> auf MTP<sup>®</sup> Kabels [38].

|                             | Eingangsverlust | Reflexionsdämpfung |
|-----------------------------|-----------------|--------------------|
| MTP <sup>®</sup> -Stecker A | $\leq 0,17$ dB  | keine Angaben      |
| MTP <sup>®</sup> -Stecker B | $\leq 0,22$ dB  | keine Angaben      |

### 5.2.3 MTP auf LC Kabel

Das MTP<sup>®</sup> auf LC Kabel ermöglicht für die durchgeführten Messungen das Aufbauen einer Schleifenschaltung. Die vom MTP<sup>®</sup>-Stecker kommenden 12 Fasern werden aufgetrennt und enden jeweils mit einem LC-Stecker. So können nun einzelne Fasern miteinander verbunden werden und das Signal zurück geführt werden.

Das hier verwendete Kabel besitzt eine Länge von 1 m. Weitere Spezifikationen werden in Tabelle 5.2 angegeben.

Tabelle 5.2: Spezifikationen des MTP<sup>®</sup> auf LC Kabels [39].

|                           | Eingangsverlust | Reflexionsdämpfung |
|---------------------------|-----------------|--------------------|
| MTP <sup>®</sup> -Stecker | $\leq 0,6$ dB   | $\geq 35,2$ dB     |
| LC-Stecker                | $\leq 0,18$ dB  | $\geq 35,1$ dB     |

### 5.2.4 LC auf LC Kabel

Für einige Messreihen wurde ein 50 m langes LC auf LC Kabel verwendet. Dessen Spezifikationen sind in Tabelle 5.3 zu finden.

Tabelle 5.3: Spezifikationen des LC auf LC Kabels [40].

|              | Eingangsverlust | Reflexionsdämpfung |
|--------------|-----------------|--------------------|
| LC-Stecker A | $\leq 0,12$ dB  | $\geq 35,2$ dB     |
| LC-Stecker B | $\leq 0,06$ dB  | $\geq 35,9$ dB     |

### 5.2.5 Optische Splitter

Im Mu3e-Detektor muss ein Taktsignal an alle Sensoren und Komponenten verteilt werden (siehe Kapitel 3.6). Dazu ist es nötig dieses Signal aufzuteilen, um mittels einer baumförmigen Verkabelung alle Sensoren mit einer einzigen Taktquelle zu verbinden. Das Auftrennen des Signals kann durch elektrische Komponenten oder,

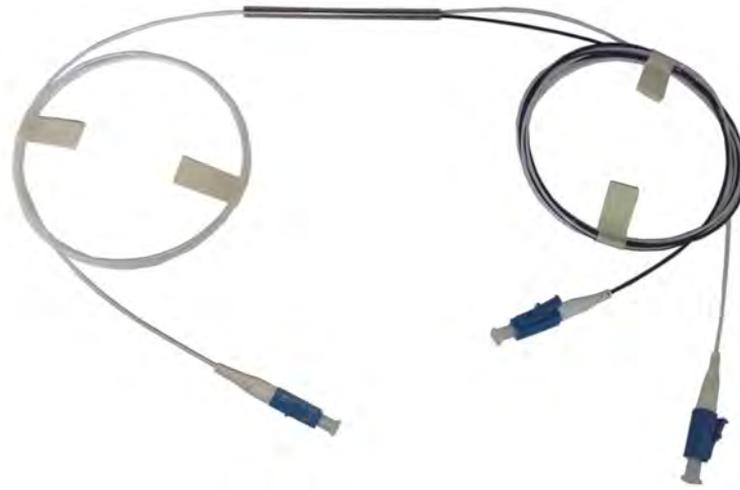


Abbildung 5.5: Darstellung des optischen Splitters

wie im Folgenden beschrieben, durch optische Splitter (siehe Abbildung 5.5) erfolgen. Für diese Arbeit werden sogenannte optische Splitter [41] untersucht, welche von der Firma Laser Components bezogen wurden. Dabei handelt es sich um eine optische Faser, die sich Y-förmig in zwei Fasern auftrennt. Dadurch wird erreicht, dass das optische Signal über beide Endfasern abgegriffen werden kann, wobei hier ein Kopplungsverhältnis von 50/50 verwendet wird. Entsprechend der vom Firefly verwendeten Wellenlänge von 850 nm ist das optische Kabel spezifiziert. Der Faser-Kerndurchmesser beträgt  $50 \mu\text{m}$  bei einer Ummantlung von  $125 \mu\text{m}$ . Die Kabellänge beträgt 2 m, wobei es je 1 m vor und nach der Auftrennung lang ist. Um eine Unterscheidung möglich zu machen, ist ein Kanal des Splitters weiß und der andere Schwarz gefärbt. An allen drei Enden sind LC-Steckverbindungen angebracht. In Tabelle 5.4 sind wichtige Kenngrößen des optischen Spitters dargestellt.

Tabelle 5.4: Spezifikationen des optischen Splitters [41].

|                           |                        |
|---------------------------|------------------------|
| Aufteilungsverhältnis     | 50/50                  |
| Eigenanteil-Verlust       | $< 0,8 \text{ dB}$     |
| Eingangsverlust           | $< 4,0 \text{ dB}$     |
| Temperaturempfindlichkeit | $< 0,002 \text{ dB/K}$ |
| Reflexionsdämpfung        | $> 40 \text{ dB}$      |

## 5.3 Taktsignal Erzeugung

Zur Erzeugung eines Taktsignals stehen zwei verschiedenen Möglichkeiten zur Verfügung. Diese werden im folgenden Abschnitt beschrieben.

### 5.3.1 Si5338

Eine Möglichkeit, um ein rechteckförmiges Taktsignal zu erzeugen, stellt der Chip *Si5338* [42] dar. Dieser ist kommerziell erhältlich und wird von der Firma *SILICON LABS*<sup>®</sup> hergestellt. Für eine gute Handhabung wird der Chip auf eine EVB [43] bereitgestellt, zusammen mit der freizugänglichen Software „ClockBuilder Desktop - Si5338-34-35-56“.

Der *Si5338* kann an vier differentiellen Ausgängen je ein unterschiedliches Taktsignal mit einer Frequenz von 0,16 MHz bis 710 MHz erzeugen. Dabei werden allerdings die Bereiche von 350 MHz bis 367 MHz und von 473 MHz bis 550 MHz nicht unterstützt. Als Übertragungsstandard wird LVDS 2,5 V gewählt. Für die Taktsignal-Erzeugung benötigt der *Si5338*-Chip ein Referenzsignal. Dieses wird auf dem EVB durch einen oszillierenden Quarzkristall in einem Frequenzbereich von 8 MHz bis 30 MHz bereitgestellt. Zusätzlich ist es möglich ein externes Referenzsignal über einen der zwei differentiellen oder zwei einendigen Eingänge einzubringen. In diesem Fall muss das Referenzsignal eine Frequenz im Bereich von 5 MHz bis 710 MHz besitzen.

Die Software ermöglicht die Steuerung des Chips mit Hilfe eines Windows PCs über eine USB-Schnittstelle. Dabei läuft die Kommunikation über einen I<sup>2</sup>C-Bus. Es können unter anderem die Ausgangsfrequenzen und der Übertragungsstandard eingestellt werden.

Die vom Datenblatt angegebenen Jitter-Messwerte sind in Tabelle 5.5 dargestellt. Dabei wurden jeweils der Jitter in Form eines RMS-Werts durch Gleichung 6.1 berechnet. Der Jitter wurde für eine Anzahl von 10000 Messungen angegeben, weshalb aus Tabelle 6.1 der Umrechnungsfaktor  $\alpha$  entsprechend einer Bit Fehlerrate (BER, bit error rate) von  $10^{-14}$  gewählt wurde.

Tabelle 5.5: Jitter-Spezifikationen des *Si5338*-Chips bei einer Eingangsfrequenz von 25 – 45 MHz und einer Ausgangsfrequenz  $\geq 5$  MHz [42].

|                                    | Mittelwert | Maximum | Einheit |
|------------------------------------|------------|---------|---------|
| periodischer Jitter $J_{per}$      | 1,34       | 4,03    | ps RMS  |
| Cycle-Cycle Jitter $J_{cc}$        | 1,21       | 3,90    | ps RMS  |
| zufälliger Jitter $J_{rand}$       | 0,7        | 1,5     | ps RMS  |
| deterministischer Jitter $J_{det}$ | 0,4        | 2,02    | ps RMS  |

### 5.3.2 MG3692C

Frequenzen  $> 710$  MHz werden von dem Signalgenerator *MG3692C* [44] von Anritsu<sup>®</sup> erzeugt. Das hier verwendete Modell ist für den Bereich von 2 GHz bis 20 GHz bei einer Betriebstemperatur von  $25 \pm 10$  °C optimiert. Für Frequenzen  $< 2$  GHz steht ein weiterer Betriebsmodus, die sogenannte „Option 4“ zur Verfügung, womit auch Frequenzen von 8 MHz bis 2,2 GHz erzeugt werden können [44]. Der Generator erzeugt auf einem Ausgang ein einendiges Sinus-förmiges Signal.

## 5.4 Programmierbare Logik-Gatter-Anordnung

Für das Mu3e-Experiment wird an verschiedenen Stellen auf eine sogenannte programmierbare Logik-Gatter-Anordnung (FPGA, field programmable gate array) zurückgegriffen. Ein Beispiel hierfür ist das Front-end Board des MuPix, bei der ein FPGA verwendet wird, um Daten der Sensoren zu sammeln, zu sortieren und weiter zu senden. Bei FPGAs handelt es sich um frei programmierbare Logikbausteine, die über ebenfalls programmierbare Leitungen verbunden sind. Damit bieten sie den Vorteil, dass sie jederzeit umprogrammiert werden können und so neuen Aufgabenbereichen angepasst werden können. Nachteil ist, dass die Logikdichte im FPGA geringer ist als bei vergleichbaren ASIC [45].

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein FPGA aus der Familie der Stratix V von Altera<sup>®</sup> verwendet. Die verwendete Variante Stratix V GS ist für eine hohe Performanz bei Anwendungen mit großer Bandbreite optimiert. Das FPGA setzt sich aus 457 000 Logikelementen zusammen [46, S. 7].

### 5.4.1 Entwicklerplatine und Stratix V

Das Stratix V ist auf einer Entwicklerplatine aufgebracht. Diese bietet eine Grundlage an Hardware, um alle Funktionen des Stratix V verwenden zu können (siehe Abbildung 5.6). Dazu gehören verschiedene Peripherieelemente und Speicher, die die Entwicklung rund um das FPGA erleichtern.

Über die Entwicklerplatine wird die Stromversorgung geregelt und mit Hilfe einer USB-Schnittstelle ist es möglich, neue Programme auf das FPGA zu laden. Weiter gibt es einen LCD Display für optische Ausgaben sowie verschiedene LEDs und Eingabetasten [46]. Für eine schnelle differentielle Signalübertragung wird der sogenannten HSMC-Steckverbinder, in Verbindung mit einer High Speed Mezzanine Card (HSMC) auf SMA Adapterkarte, bereitgestellt [47].

### 5.4.2 Software Quartus II

Quartus II [49] ist ein, ebenfalls von Altera bereitgestelltes, Softwarepaket, welches die Entwicklung neuer Projekte im Bereich programmierbarer Logik möglich macht. Insbesondere gilt dies auch für Programme, die für FPGAs konstruiert werden.

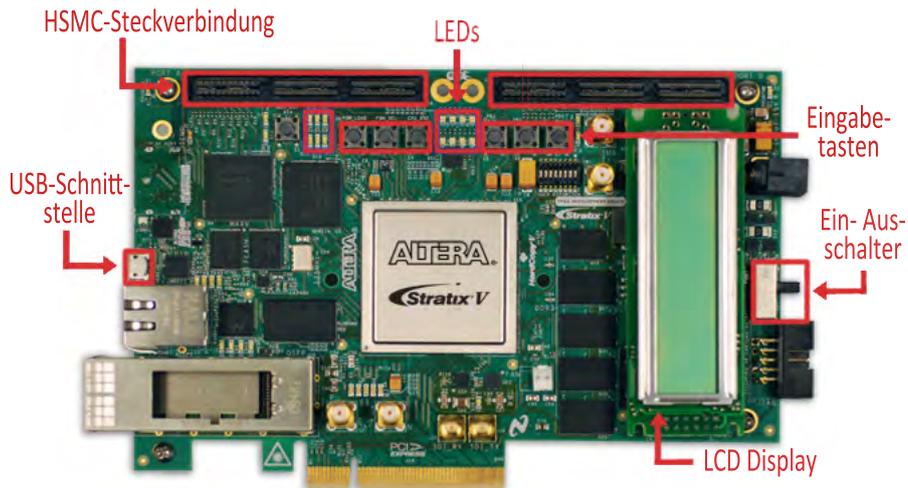


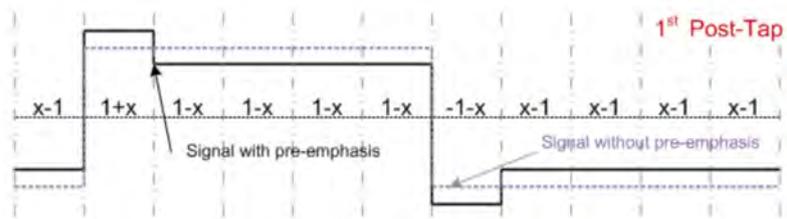
Abbildung 5.6: Stratix V FPGA auf der Entwicklerplatine (vergleiche Quelle [48]).

Die Logik wird in einer Hardwarebeschreibungssprache (HDL, Hardware Description Language) beschrieben. In diesem Fall sind dies entweder VHDL oder Verilog HDL. Zusätzlich ist es in der dazugehörigen QSYS-Software möglich, über eine grafische Oberfläche Systemkomponenten auf dem Chip einzubinden und Logikbausteine zu verbinden [50]. Beim Programmieren von FPGAs müssen alle Eingangs- und Ausgangssignale physikalischen Kontakten zugewiesen werden. Dies kann für ein Eingangssignal beispielsweise ein Taster sein oder ein externes Signal, welches über den HSMC-Steckverbinder zugeführt wird. Dazu wird von Quartus ein Zuweisungswerkzeug (Assignment Manager) bereitgestellt. Über den MegaWizard™ Plug-in Manager können schon vorgefertigte funktionale Instanzen zum Projekt hinzugefügt werden und über eine grafische Oberfläche konfiguriert werden.

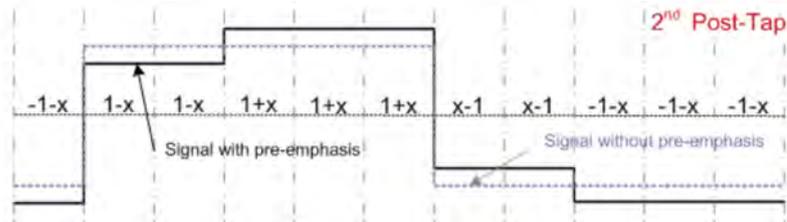
### 5.4.3 Sendeempfänger Werkzeug

Das Sendeempfänger Werkzeug (Transceiver toolkit) ist Teil des Quartus II Softwarepakets und bietet ebenfalls über eine grafische Benutzerschnittstelle die Möglichkeit, Sender und Empfänger einzurichten.

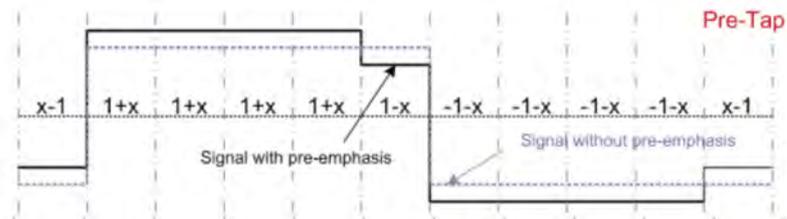
Da hier schnelle Signale bei der Frequenzbandbreite von 600 Mbit/s bis 12,5 Gbit/s übertragen werden sollen, haben Dämpfung hoher Frequenzen und ähnliche Störungen einen großen Einfluss auf die Signalqualität [51, S. 10]. Um dem entgegenzuwirken, beinhaltet das Sendeempfänger Werkzeug verschiedene Einstellmöglichkeiten, welche die Signalform entsprechend anpassen.



(a) Auswirkung des „1st Post-Tap“ auf ein ideales Signal.



(b) Auswirkung des „2nd Post-Tap“ auf ein ideales Signal.



(c) Auswirkung des „Pre-Tap“ auf ein ideales Signal.

Abbildung 5.7: Effekt verschiedener Präemphase-Einstellungen auf ein ideales Signal mit einer Basisamplitude von  $V_{OD} = 1$ ,  $x$  entspricht dem Wert der jeweiligen Einstellung [52].

### Amplitude

Eine simple Anpassung der Signalform kann durch das Verändern der differentiellen Amplitude vorgenommen werden. Dafür ist im Sendeempfänger Werkzeug die Einstellung  $V_{OD}$  zuständig.

### Präemphase

Weiter ist es möglich, die Signalform senderseitig durch eine Präemphase zu verändern, was über drei verschiedene Einstellungen möglich ist. Diese sind die sogenannten „1st Post-Tap“, „2nd Post-Tap“ und „Pre-Tap“. Ziel der Emphase ist es, das Signal senderseitig vor der Übertragung so zu deformieren, so dass Verluste und Störungen während der Übertragung ausgeglichen werden. Werden also beispielsweise beim Transfer die Signalfanken abgeflacht, so wird dieser Signalteil betont und der Effekt damit minimiert. In Abbildung 5.7 sind die Effekte der Emphasen (Betonungen) an einem idealen Signal, bestehend aus fünf aufeinanderfolgenden logischen 1en und 0en, dargestellt.

Die „1st Post-Tap“-Einstellung betont bei Bitübergängen jeweils das erste Bit um

den Wert  $x$  der Einstellung. Die folgenden vier Bits werden mit demselben Betrag abgeschwächt. Dadurch entsteht eine Überschwingung bei jedem Wechsel zwischen einer logischen 1 und 0, bzw. umgekehrt.

Die „2nd Post-Tap“-Einstellung verringert die ersten beiden Bits nach einer Zustandsänderung und verstärkt die darauffolgenden Bits. Diese Einstellung akzeptiert auch negative Eingaben, welche den Effekt der Betonung invertieren.

Mit der letzte Emphase ist es möglich, das letzte Bit im Signalmuster zu unterdrücken, während alle andern Bits verstärkt werden. Auch hier sind negative Werte möglich, was zu einer Überschwingung vor jedem Zustandswechsel führt.

Es ist zu berücksichtigen, dass bei allen drei Betonungen die Überschwingung nicht notwendigerweise dem Idealwert von  $1 + x$  entspricht, da Sättigungseffekte auftreten können. Ein nachteiliger Effekt ist auch, dass Reflexionen in Leitungen durch die Betonung des Signals komplizierter werden. Weiter wird durch das Erhöhen der Signalfanken das Übersprechen auf andere Kanäle begünstigt. Trotz der genannten Nachteile sorgt die richtige Auswahl an Vorbetonungen für die Integrität des Signals am Empfänger [52] [53].

### Glättung

Empfängerseitig kann die Qualität des Signals durch Glättung (EQ, equalization) verbessert werden. Grundprinzip der Glättung ist ein Bandpassfilter. Dieser verstärkt alle Frequenzen innerhalb des Bandes und unterdrückt Frequenzen zu beiden Seiten des Bandes. Die maximale Verstärkung reicht von 2,6 dB bis 17,8 dB und ist in 16 Modi unterteilt. Dabei ist die Verstärkung für eine Datenrate von 6,25 Gbit/s optimiert und ist damit in diesem Bereich am effektivsten.

Für eine optimale Glättung gibt es zusätzlich den Modus adaptive Glättung (AEQ, adaptive equalization). Hier wird der Wert der EQ automatisch immer wieder neu angepasst, um so auf zeitliche Veränderungen im Signal reagieren zu können [52].

Die EQ ist ein mächtiges Werkzeug um hohe Frequenzen zu verstärken und so vor allem die Qualität der Signalfanken zu verbessern. Liegen Rauschanteile innerhalb des Frequenzbandes, werden auch diese verstärkt. Es werden also Signal und Rauschen gleichermaßen verstärkt, weshalb das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR, signal to noise ratio) unverändert bleibt.

Ein solcher nachteilige Effekt tritt bei der Entscheidungs-Rückkopplungs-Glättung (DFE, decision feedback equalization) nicht auf. Ziel der DFE ist es, das SNR zu verbessern. Dazu werden eintreffende Datenbits gespeichert, skaliert und auf die folgenden Bits addiert. Somit wird das Signal auf Grund seiner Vorgeschichte verändert. Dadurch werden Leistungsüberträge eines Datenbits zu den folgenden Bits, über eine Reichweite von  $5 UI$  ( $UI$ , unit interval) unterdrückt. Besonders der Einfluss von übersprechenden Leitungen kann so vermindert werden. Dabei wird im Frequenzspektrum nur die Frequenz der Datenrate und entsprechende Obertöne verstärkt. Obwohl sowohl Signal als auch Rauschen im Frequenzspektrum vorhanden sind, sorgt das selektive Verstärken zu einer Verbesserung des SNR[53].

## 5.5 Oszilloskop

Für verschiedene Messungen wird ein handelsübliches Oszilloskop von Tektronix® mit dem Namen *DPO 7254C* [54] verwendet. Dieses besitzt eine Bandbreite bis zu 3,5 GHz bei einer Echtzeit Bildrate von 40 GS/s für einen Kanal, 20 GS/s für zwei Kanäle und 10 GS/s bei mehr als drei Kanälen. Insgesamt stehen vier Eingangskanäle mit je 50  $\Omega$  oder 1 M $\Omega$  Terminierung zur Verfügung. Die zeitliche Reichweite reicht von 1000 s/div bis zu 25 ps/div bei einer minimalen Zeitauflösung von 250 fs.

Das Triggern auf ein Signal erreicht beim sogenannten „enhanced triggering“ eine Genauigkeit von  $< 100 f_{\text{SRMS}}$ . Die Genauigkeit des Taktgebers wird mit der Formel  $\pm 2,5 \text{ ppm} + < 1 \text{ ppm/Jahr}$  [54] angegeben. Da mit dem Oszilloskop Messungen der Periode durchgeführt werden, handelt es sich bei dieser Angabe um den systematischen Fehler dieser Messungen.

## 5.6 Digitales serielles Analysegerät

Für Messungen bei sehr hohen Frequenzen wird das digitale serielle Analyseoszilloskop *DSA 8300* [55] verwendet. Dieses wird von der Firma Tektronix® hergestellt.

Es besitzt eine Bandbreite von  $\leq 20 \text{ GHz}$  und ist damit für die Analyse aller in dieser Arbeit verwendeten Frequenzen geeignet. Das Oszilloskop eignet sich vor allem dazu, serielle Daten zu untersuchen. Für den Trigger ist es nötig, das Taktsignal, welches den Daten zugrunde liegt, an das Oszilloskop zu übergeben. Dies kann beispielsweise durch einen zusätzlichen Takteingang geschehen oder das Gerät gewinnt den Takt aus dem Datensignal zurück. Dazu wird das Taktrückgewinnungs-Modul *80A05-10G* [55] verwendet. Dabei ist zu beachten, dass dieses nur für bestimmte Frequenzbereiche funktioniert.

Das Oszilloskop wird zum Erzeugen von Augendiagrammen und deren Analyse verwendet.

### 5.6.1 80SJNB

Zum Oszilloskop gehört auch die Analysesoftware *80SJNB* [56]. Diese untersucht Bit-Muster auf verschiedene Größen. Dazu gehören folgende Jitterarten: totaler Jitter  $J_{\text{tot}}$ , zufälliger Jitter  $J_{\text{ran}}$ , deterministischer Jitter  $J_{\text{det}}$ , datenabhängiger Jitter  $J_{\text{dd}}$  und periodischer Jitter  $J_{\text{per}}$  (Definition siehe Kapitel 6.1). Gleichzeitig wird auch das entsprechende Frequenzspektrum des jeweiligen Jitters analysiert. Analog zum Jitter werden auch die verschiedenen Arten an Rauschen bestimmt.

## 5.7 Spannungsquelle

Als Spannungsquelle für das Firefly EVB wird das programmierbare Hochleistungsnetzgerät *HMP4040* [57] von HAMEG® Instruments verwendet. Dieses bietet vier Ausgänge mit einer Spannungsreichweite bis 32 V und einer maximalen Leistung

von 160 W. Die Einstellungsgenauigkeit der Spannung ist mit  $< 0,05\% + 5\text{ mV}$  angegeben. Für die, vom Firefly benötigten 3,3 V wird also eine Spannung von  $3,3000 \pm 0,0067\text{ V}$  ausgegeben. Die Messgenauigkeit des Stroms ist  $< 0,05\% + 0,5\text{ mA}$  für einen Wert  $< 500\text{ mA}$ .



## Teil III

# Messungen und Ergebnisse

## 6 Jitter Messung

Im Mu3e-Experiment wurde für den gesamten Detektor die Anforderung an die Signalqualität bzw. an den Jitter des Taktsignals von  $< 100$  ps formuliert. Ziel der folgenden Messungen ist es, den Jitter des Firefly in Verbindung mit verschiedenen optischen Kabeln und Splittern herauszufinden. Dadurch soll geklärt werden, ob der Firefly den gegebenen Anforderungen entspricht und somit auch im Mu3e-Detektor verwendet werden kann.

### 6.1 Messgröße Jitter

Jitter ist eine Größe, welche die Qualität eines elektrischen Signals bzw. dessen Phasenstabilität charakterisiert. Dabei beschreibt der Jitter das zeitliche Schwanken der Signalfanken, wie es in Abbildung 6.1 dargestellt ist. Grund dafür sind unter anderem das thermische Rauschen in den elektrischen Schaltungen. Dabei handelt es sich um stochastische Prozesse, weshalb der Jitter in diesen Fällen einer Gauß-Verteilung folgt. Er wird dann als zufälliger Jitter bezeichnet. Eine Überlagerung des Testsignals mit einer oder mehreren beständigen Störfrequenzen wird als deterministischer Jitter bezeichnet.

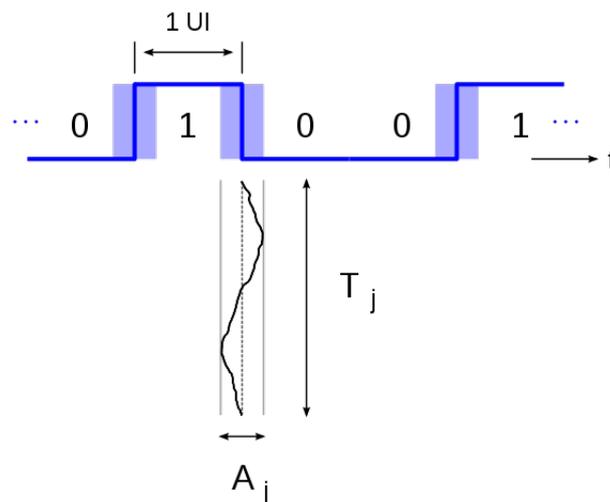


Abbildung 6.1: Darstellung eines jitterbehafteten Signals. Die Signalfanken variieren entsprechend des Jitters zeitlich mit der Amplitude  $A_j$ . [58].

Es existieren verschiedene Definitionen wie der Jitter gemessen wird. Im Zuge dieser Arbeit wurde der sogenannte **periodische Jitter** untersucht. Wie der Name

andeutet wird hier die Abweichung zwischen der gemessenen und der theoretischen Periodendauer dargestellt. Dabei kann der Jitter in Form einer Standardabweichung angegeben werden und wird dann einem quadratischen Mittel (*RMS*, root mean square) periodischen Jitter zugeordnet. Möglich ist auch die Angabe als Spitze-Spitze-Wert (*Pk-Pk*, peak to peak), der dann als Pk-Pk periodischer Jitter bezeichnet wird [59] [60] [61].

### 6.1.1 Umrechnung von RMS Jitter in Pk-Pk Jitter

Da beide Werte den selben gaußverteilten Prozess beschreiben, ist eine Umrechnung nach Gleichung 6.1 möglich.

$$J_{Pk-Pk} = \alpha \cdot J_{RMS} \quad (6.1)$$

Der Zusammenhang  $\alpha$  zwischen beiden Werten kann allerdings nur in Abhängigkeit von der Anzahl der Messungen angegeben werden. Grund dafür ist die unbeschränkte Gauß-Verteilung, was die Unbeschränktheit des Pk-Pk Jitters zur Folge hat. Mit jeder Messung steigt die Wahrscheinlichkeit, einen Werte  $t$  zu messen, der einen großen Abstand zum Mittelwert besitzt und somit bei einer Einzelmessung nur mit einer sehr geringen Wahrscheinlichkeit auftritt. Dieser Wert  $t$  kann einen Einfluss auf den Pk-Pk Jitter haben, da dieser den Messwert mit dem größten Abstand zum Mittelwert angibt. Im Gegensatz dazu ist die Standardabweichung unabhängig von der Anzahl der Messungen.

Im Folgenden soll der Umrechnungsfaktor  $\alpha$  in Abhängigkeit zur Bit Fehlerrate (siehe Kapitel 7.1) angegeben werden. Dabei geht man davon aus, dass ein Wert  $t'$ , der eine bestimmte Fehlergrenze  $[-t_{err}, t_{err}]$  übersteigt, einen Fehler im Signal erzeugt. Die Wahrscheinlichkeit für einen Fehler ergibt sich dann nach Gleichung 6.2.

$$\begin{aligned} BER = P_{err} &= P(t' \leq -t_{err}) + P(t' \geq t_{err}) \\ &\stackrel{Symm}{=} 2 \cdot P(t' \leq -t_{err}), \\ &Symm: P(t' \leq -t_{err}) = P(t' \geq t_{err}) \end{aligned} \quad (6.2)$$

Die Wahrscheinlichkeit  $P(t' \leq -t_{err})$  einen Messwert unterhalb der Fehlergrenze zu finden, ist in Gleichung 6.3 angegeben und ergibt sich aus dem Integral über die Gauß-Funktion. Dabei wurde zur Vereinfachung der Mittelwert auf 0 gesetzt. Die Symmetrie der Gauß-Funktion führte zu der Vereinfachung in Gleichung 6.2.

$$\begin{aligned} P(t' \leq -t_{err}) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{t_{err}}^{\infty} \exp\left(\frac{-t^2}{2\sigma^2}\right) dx \\ &\stackrel{t_{err} \equiv \alpha \cdot \sigma}{=} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\alpha}{2\sqrt{2}}\right) \end{aligned} \quad (6.3)$$

Nach einer Substitution mit  $t_{err} = \alpha \cdot \sigma$ , um die Gauß-Funktion auf  $\sigma = 1$  zu skalieren, ist das Integral mit Hilfe der komplementären Fehlerfunktion lösbar.

Wird nun also eine Bit Fehlerrate von  $BER = 10^{-12}$  angestrebt, was einem Fehler in  $10^{12}$  Messungen entspricht, lässt sich mit Gleichung 6.2 und 6.3 der Umrechnungsfaktor  $\alpha$  bestimmen. Für verschiedene  $BER$  ist  $\alpha$  in Tabelle 6.1 angegeben [62] [63].

Tabelle 6.1: Umrechnungsfaktor  $\alpha$  zwischen Pk-Pk-Jitter und RMS Jitter für bestimmte Bit Fehlerraten[62].

| BER               | $\alpha$ | BER        | $\alpha$ |
|-------------------|----------|------------|----------|
| $10^{-3}$         | 6,180    | $10^{-7}$  | 10,399   |
| $5 \cdot 10^{-4}$ | 6,581    | $10^{-8}$  | 11,224   |
| $10^{-4}$         | 7,438    | $10^{-9}$  | 11,996   |
| $10^{-5}$         | 8,530    | $10^{-10}$ | 12,723   |
| $10^{-6}$         | 9,507    | $10^{-11}$ | 13,412   |

### 6.1.2 Fehler des RMS Jitters

Für diese Arbeit wurde der RMS Jitter gemessen. Da es sich dabei um eine statistische Größe handelt, muss ein statistischer Fehler angegeben werden. Im Allgemeinen handelt es sich bei RMS Jitter um eine Standardabweichung. Daher wird als statistischer Fehler der Fehler der Standardabweichung verwendet. Dieser ist in Gleichung 6.4 angegeben.

$$\Delta_{stat}J_{RMS} = \frac{\sigma}{\sqrt{2N}} \quad (6.4)$$

Dabei beschreibt  $\sigma$  die entsprechende Standardabweichung und  $N$  die Anzahl der Messung [59, S. 4].

Für die Messung des periodischen Jitters wird ein Oszilloskop verwendet. Wie in Kapitel 6.3 beschrieben, können auch systematische Fehler auftreten. Da dieser allerdings signifikant kleiner ist als der statistische Fehler, wird er im Folgenden nicht angegeben. Daraus ergibt sich eine Schreibweise in der Form ( $J_{RMS} \pm \Delta_{stat}J_{RMS}$ ).

## 6.2 Jitter in mehreren Komponenten

Wird ein Taktsignal durch mehrere Komponenten geleitet, so kann ein Gesamtjitter  $J_{ges}$  gemessen werden. Jede Komponente trägt einen eigenen Anteil zum Gesamtjitter bei. Im Folgenden wird das Problem für den einfachsten Fall mit zwei Bauteilen betrachtet, wobei Bauteil 1 den Jitter  $J_1$  und Bauteil 2 den Jitter  $J_2$  beiträgt. Beide Jitter können sich konstruktiv oder destruktiv addieren, was zu folgenden Ausdrücken führt:  $J_{ges,max} = |J_1 + J_2|$  und  $J_{ges,min} = |J_1 - J_2|$ .

Handelt es sich um zufällig verteilten Jitter, kann die vereinfachende Annahme getroffen werden, dass  $J_1$  und  $J_2$  unkorreliert sind. In diesem Fall gilt Gleichung 6.5

$$J_{ges} = \sqrt{J_1^2 + J_2^2} \quad (6.5)$$

Somit lässt sich auch der Jitter einer einzelnen Komponente berechnen, wenn sowohl der gesamte als auch der Jitter aller anderen Komponenten bekannt ist. Die entsprechende Formel ist in Gleichung 6.6 dargestellt.

$$J_1 = \sqrt{J_{ges}^2 - J_2^2}$$

$$\Delta J_1 = \frac{1}{J_1} \sqrt{(\Delta J_{ges} \cdot J_{ges})^2 + (\Delta J_2 \cdot J_2)^2} \quad (6.6)$$

Ebenfalls in Gleichung 6.6 angegeben ist der Fehler von  $J_1$ , welcher mittels Fehlerfortpflanzung aus den beiden Messfehlern  $\Delta J_{ges}$  und  $\Delta J_2$  berechnet werden kann.

### 6.3 Messverfahren für periodischen Jitter

Zur Messung des periodischen Jitters wurde in dieser Arbeit ein Verfahren gewählt, welches sich an die *JEDEC*-Norm 65B anlehnt. Bei *JEDEC*<sup>®</sup> handelt es sich um eine Gemeinschaft von fast 300 Firmen, die auf freiwilliger Basis Normen und Standards für die Mikroelektronikindustrie entwickeln [64].

Das zu untersuchende Signal wird mit Hilfe eines Oszilloskops aufgenommen. Dabei wird das Oszilloskop auf dieses Signal getriggert und die darauffolgende erste Periode dargestellt. Aus 2000 Messungen wird dann der Mittelwert und die Standardabweichung der Periodendauer ermittelt. An dieser Stelle wurde aus Zeitgründen die Anzahl der Messungen von 10000 Messungen, wie von *JEDEC* empfohlen, auf 2000 Messungen reduziert. Dies wird im Weiteren dadurch berücksichtigt, dass die Anzahl der Messungen einen direkten Einfluss auf den statistischen Fehler der Messwerte besitzt [59, S. 13].

### 6.4 Messaufbau und Durchführung

Ziel der Messung des periodischen Jitters ist es, die Qualität der Taktsignalübertragung durch den Firefly zu verifizieren. Auch andere Komponenten wie optische Splitter werden in diesem Zusammenhang getestet. Von besonderem Interesse ist dabei der Jitter bei einer Frequenz von 125 MHz, 625 MHz (bzw. 1,25 Gbit/s) und 3 GHz (bzw. 6 Gbit/s). Erste entspricht der Taktfrequenz, welche für den Mu3e-Detektor verwendet wird. Die beiden anderen Frequenzen entsprechen Datenraten, welche ebenfalls im Detektor eingesetzt werden sollen. Schlussendlich soll die Frage geklärt werden ob der Firefly und die andern Komponenten den Anforderungen des Mu3e-Experiments genügen.

Die für die Messung nötigen Komponenten werden entsprechend dem in Kapitel 6.3 beschriebenen Messverfahren angeordnet. Das Taktsignal wird mit Hilfe des

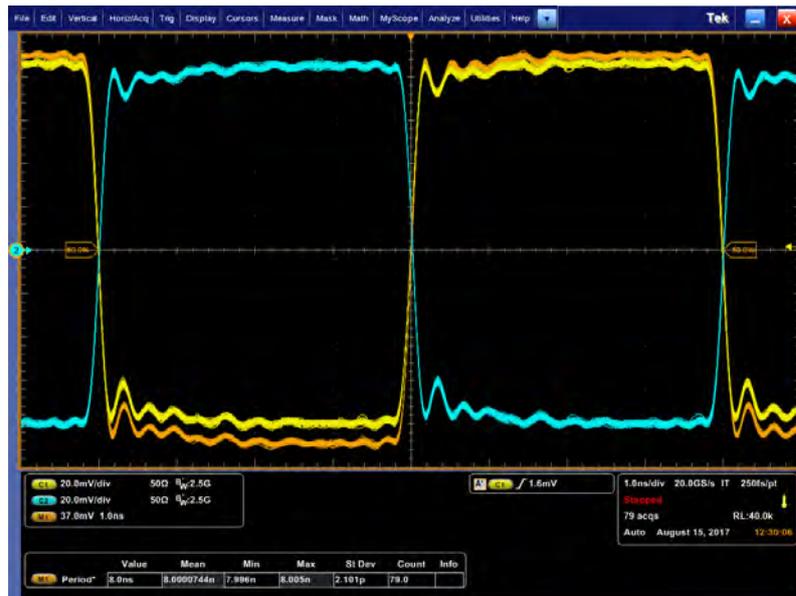
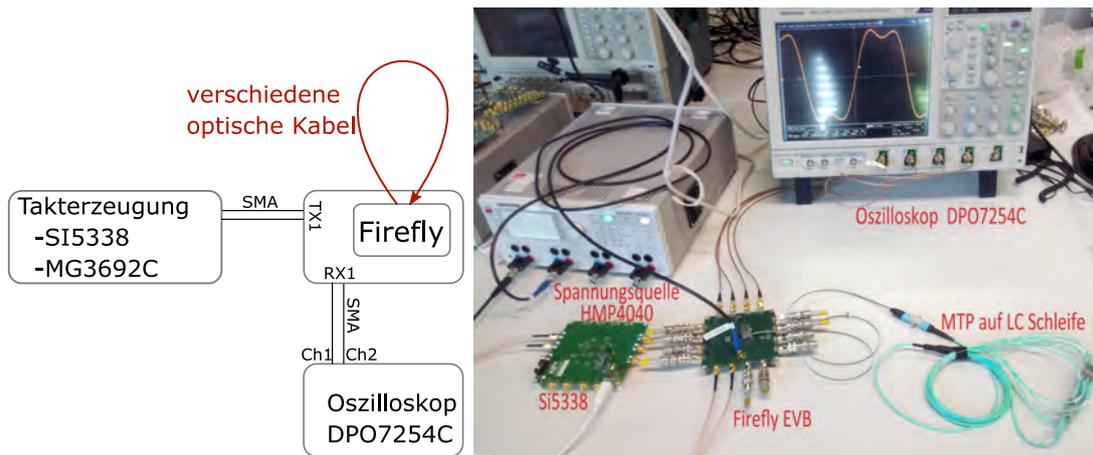


Abbildung 6.2: Darstellung des Taktsignals bei 125 MHz durch das Oszilloskop *DPO 7254C* nach Übertragung durch den Firefly. Der Kanal 1 ist in gelb, der Kanal 2 in blau und der Mathemodus in orange dargestellt.

*Si5338*-Chip erzeugt (siehe Kapitel 5.3.1). Für höhere Frequenzen wird stattdessen der Signalgenerator *MG3692C* (siehe Kapitel 5.3.2) verwendet. Das elektrische Signal wird über *SMA*-Kabel weitergeführt. Falls nicht anderes beschrieben, werden für die folgenden Messungen das *SMA* Kabel *RG316/U* verwendet. Von hier ausgehend werden je nach Messreihe unterschiedliche Komponenten angeschlossen. Für eine Referenzmessung wird das Taktsignal beispielsweise direkt zum Oszilloskop *DPO 7254C* geführt.

Für die meisten Messreihen wird zwischen Oszilloskop und Taktsignal-Erzeugung eine Firefly-Testplatine eingebracht, siehe dazu Abbildung 6.3. Das Signal wird dann vom Firefly als optisches Signal über unterschiedliche optische Kabel übertragen und über eine Schleife zurück zum Firefly geführt. Es wird jeweils der erste Transmitter- und Receiver-Kanal des Fireflys verwendet. An der Firefly-Testplatine kann das Signal dann wieder in Form eines LVDS-Signals abgegriffen und zum Oszilloskop geführt werden. Dabei wird ein Ende des differentiellen Signals mit Eingangskanal 1 und das andere Ende mit Kanal 2 am Oszilloskop verbunden. Alle nicht verwendeten Kanäle an der Firefly-Testplatine werden durch  $50\ \Omega$  Widerstände terminiert. Auch der Eingangswiderstand des Oszilloskops wird für diese Messung auf  $50\ \Omega$  gesetzt. Das Oszilloskop wird auf Kanal 1 getriggert. Es wird so eingestellt, dass möglichst nur eine Periode des Taktsignals nach dem Triggerzeitpunkt dargestellt wird. Dabei wird der Mathe-Modus verwendet, um Kanal 2 von Kanal 1 abzuziehen. Dadurch ist es möglich, gleichzeitig den positiven und negativen Anteil des differentiellen Taktsignals zu untersuchen und Gleichtaktjitter und -rauschen zu unterdrücken.

Gemessen wird mit Hilfe des Oszilloskops die Periodendauer, in der Form eines



(a) Vereinfachtes Blockschaltbild zum Messaufbau zur Bestimmung des periodischen Jitters. (b) Messaufbau zur Bestimmung des periodischen Jitters.

Abbildung 6.3: Darstellungen zum Messaufbau zur Bestimmung des optischen Jitters

Mittelwerts und der zugehörigen Standardabweichung. Es wird eine Statistik von 2000 Messungen erstellt. Die gemessene Standardabweichung entspricht dann dem periodischen RMS-Jitter.

## 6.5 Ergebnisse

### 6.5.1 Periodischer Jitter bei verschiedenen optischen Kabeln

#### Si5338

Im Folgenden werden die Ergebnisse der periodischen Jittermessung dargestellt. Der Jitter wird in Abhängigkeit der Taktfrequenz angegeben, welches durch den *Si5338*-Chip erzeugt wird. In Abbildung 6.4 ist neben der Referenzkurve auch der Jitter für die Übertragung über den Firefly mit verschiedenen optischen Kabeln dargestellt.

Die Referenzkurve entspricht dem periodischen Jitter des Si5338 zusammen mit dem zugehörigen EVB. Entsprechend Tabelle 5.5 wird dieser vom Datenblatt mit  $J_{per.Si5338} = 1,34 \text{ ps}$  für eine Ausgangsfrequenz  $\geq 5 \text{ MHz}$  angegeben. Dieser Wert konnte in der Messung mit einem Mittelwert von  $1,398 \pm 0,031 \text{ ps}$  aus allen Messungen von 5 MHz bis 710 MHz bestätigt werden. Für Frequenzen  $\leq 5 \text{ MHz}$  steigt der periodische Jitter an, bis auf einen Wert von  $2,281 \pm 0,036 \text{ ps}$  bei einer Ausgangsfrequenz von 0,25 MHz.

Die grüne Kurve stellt den minimalen Aufbau dar, bei dem das Signal über einen Firefly optisch übertragen wird. Als optische Kabel wird ein MTP<sup>®</sup> auf LC Kabel verwendet, welches in einer Schleife geschaltet ist. So wird das übertragene optische Taktsignal von Transmitter 1 zu Receiver 1 desselben Fireflys gesendet. Es zeigt sich

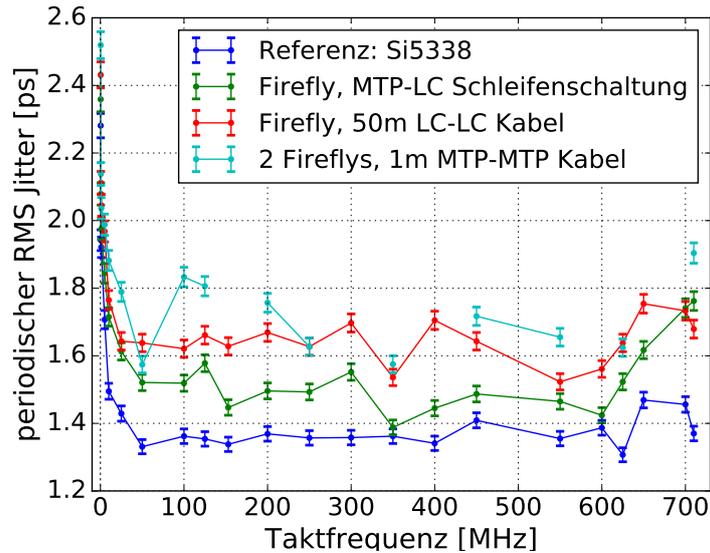


Abbildung 6.4: Periodischer Jitter bei verschiedenen optischen Kabeln in Abhängigkeit zur übertragenen Taktfrequenz. Die Taktfrequenz wird durch den *Si5338*-Chip erzeugt.

ein ähnlicher Kurvenverlauf wie bei der Referenzmessung. Im Bereich von 25 MHz bis 650 MHz wird ein periodischer Jitter zwischen  $1,388 \pm 0,022$  ps und  $1,613 \pm 0,026$  ps gemessen. Ein Mittelwert für diesen Messbereich ergibt den Wert  $1,505 \pm 0,034$  ps. Für Frequenzen  $< 10$  MHz [20, S. 21] ist der Firefly nicht ausgelegt, doch die Messung zeigt, dass die Übertragung ohne Probleme funktioniert. Der Jitter in diesem Frequenzbereich folgt dementsprechend dem Referenzsignal. Für eine Frequenz von  $\geq 650$  MHz zeigt die Messkurve einen deutlichen Anstieg.

Für die rote Kurve wird zum vorherigen Aufbau zusätzlich ein 50 m langes LC auf LC optisches Kabel in die Schleife integriert. Es lässt sich erneut ein ähnliches Verhalten beobachten. Über den gesamten abgedeckten Frequenzbereich folgt der periodische Jitter in diesem Aufbau der Referenz. Im Messbereich von 25 MHz bis 710 MHz nimmt der Jitter ein Maximum von  $1,754 \pm 0,028$  ps und ein Minimum von  $1,523 \pm 0,024$  ps an. Der Mittelwert in diesem Bereich beträgt  $1,644 \pm 0,037$  ps.

Für die letzte Messung, welche als türkisfarbene Kurve in Diagramm 6.4 dargestellt ist, wurde ein leicht veränderter Aufbau gewählt. Hier wird nun ein 1 m langes MTP<sup>®</sup> auf MTP<sup>®</sup> optisches Kabel verwendet. Daher ist es nötig, das Signal über zwei Fireflys zu übertragen. Dabei dient der erste Firefly ausschließlich als Transmitter und der zweite als Receiver. Bei dieser Messung wurden nicht alle Messpunkte abgedeckt. Es lässt sich erneut ein leichter Anstieg des periodischen Jitters messen. Wobei dieser maximal den Wert  $1,904 \pm 0,030$  ps und minimal den Wert  $1,574 \pm 0,025$  ps innerhalb des Messbereichs von 25 MHz bis 710 MHz annimmt. Der Mittelwert im selben Messbereich beträgt  $1,715 \pm 0,038$  ps. Für kleinere Frequenzen wird erneut ein Anstieg beobachtet, der auf die Erzeugung des Taktsignals durch

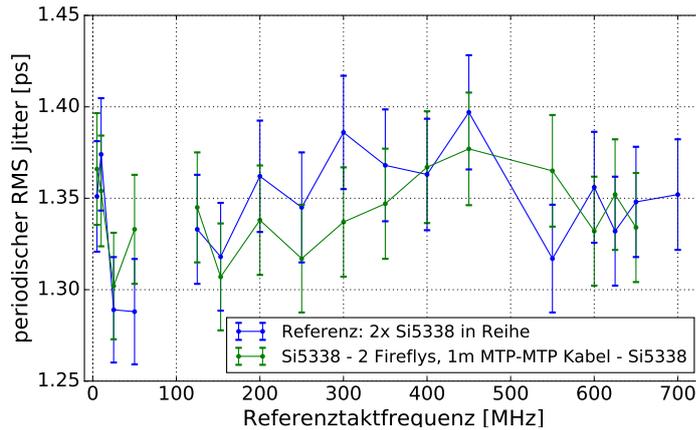


Abbildung 6.5: Periodischer Jitter für zwei *Si5338*-EVBs in Abhängigkeit des Referenztaktes. Der zweite *Si5338*-Chip erzeugt ein konstantes Signal mit einer Frequenz von 125 MHz.

den *Si5338*-Chip zurückzuführen ist. An dieser Stelle konnte nicht geklärt werden, warum der Jitter beim Verwenden eines zweiten Fireflys ansteigt. Daher sind hier weitere Untersuchungen nötig, die allerdings nicht im Rahmen dieser Arbeit durchgeführt wurden. Ein weiterer Grund einen solchen Aufbau genauer zu untersuchen ist, dass im Mu3e-Detektor ebenfalls Transmitter und Receiver als unabhängige Bauteile zum Übertragen eingesetzt werden.

Wie in Kapitel 5.3.1 beschrieben ist, kann der Chip *Si5338* auch ein Taktsignal mit Hilfe eines externen Referenztaktes erzeugen. Dabei ist zu beachten, dass die Frequenz des Referenzsignals mit 710 MHz nach oben und mit 5 MHz nach unten limitiert ist.

Diese Möglichkeit der Takterzeugung wurde durch die folgenden Messreihen (siehe Abbildung 6.5) untersucht. Aufgebaut wurden hier also zwei *Si5338* EVB, wobei der erste Chip ein variables Taktsignal erzeugt. Dieses wird vom zweiten Chip genutzt, um ein konstantes Signal mit einer Frequenz von 125 MHz zu erzeugen. Als Vergleichsmessung wird dieser Aufbau direkt mit dem Oszilloskop verbunden. In einer zweiten Messreihe wird zwischen beide *Si5338*-EVBs das Signal mit Hilfe von 2 Fireflys übertragen. Verbunden sind diese erneut durch ein 1 m langes MTP<sup>®</sup> auf MTP<sup>®</sup> Kabel. Es lässt sich beobachten, dass durch den zweiten *Si5338*-Chip der Einfluss des Fireflys auf den Jitter unterdrückt wird. Der größte Abstand zwischen den beiden Messreihen wurde bei 300 MHz gemessen. Dieser beträgt 49 fs und ist damit kleiner als  $2\sigma \approx 60$  fs. Somit gibt es keine signifikanten Abweichungen zwischen beiden Messreihen. Ein weiterer positiver Effekt: Für den niedrigen Frequenzbereich wird kein Anstieg des periodischen Jitters gemessen. Bei 5 MHz werden hier die Jitter  $1,351 \pm 0,030$  ps für die Referenzkurve und  $1,366 \pm 0,031$  ps für die zweite Messreihe gemessen. Im Gegensatz zu Abbildung 6.4 konnte an dieser Stelle das

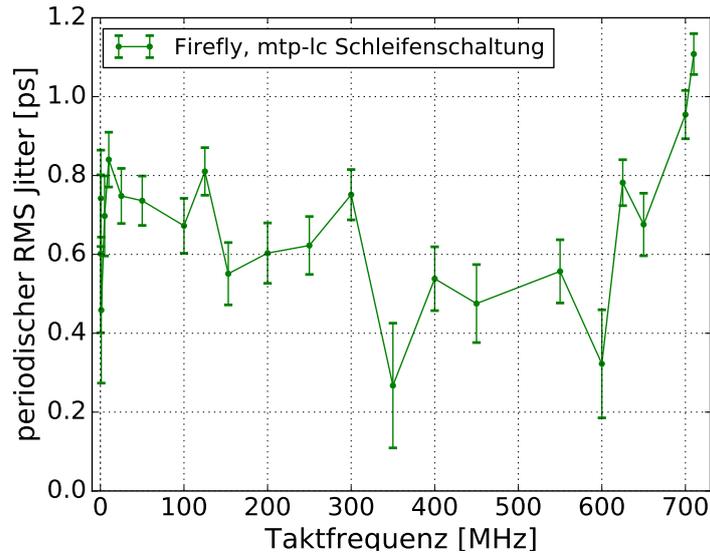


Abbildung 6.6: Periodischer Jitter des Fireflys nach Abzug des Referenzsignals nach Gleichung 6.6.

Frequenzintervall von 0,25 MHz bis 5 MHz nicht vermessen werden. Dies sollte beim Vergleich beider Diagramme beachtet werden.

### Periodischer Jitter des Fireflys

Die in Abbildung 6.4 dargestellten Ergebnisse können den periodischen Jitter des Fireflys nur in Zusammenhang mit der Referenzmessung angeben. Mit Hilfe von Gleichung 6.6 können die Messungen genutzt werden, um den Anteil an Jitter zu ermitteln, welcher durch den Firefly entstanden ist. Dazu wird angenommen, dass der Jitter des Fireflys unabhängig von dem der Takterzeugung ist.

In Abbildung 6.4 wurde der periodische Jitter abhängig von den verwendeten optischen Kabeln dargestellt. Daher wird an dieser Stelle die Messreihe mit einfacher MTP<sup>®</sup> auf LC Schleifenschaltung verwendet. Diese entspricht dem minimalen Aufbau, der nötig ist, um den periodischen Jitter messen zu können.

Die Ergebnisse dieser Rechnung sind in Abbildung 6.6 dargestellt. Es zeigt sich, dass der Beitrag zum Jittern des Signals über eine Bandbreite von 25 MHz bis 650 MHz unterhalb von 820 fs liegt. Bei der Taktfrequenz von 125 MHz wurde ein periodischer Jitter von  $810 \pm 60$  fs berechnet. Bei der Frequenz 625 MHz trägt der Firefly mit  $782 \pm 58$  fs zum periodischen Jitter bei.

### MG3692C

Für höhere Frequenzen wurde der *Si5338*-Chip durch den Signalgenerator *MG3692C* ersetzt. Im Gegensatz zum vorherigen Aufbau werden nun die SMA Kabel *St-18* mit größerer Bandbreite verwendet (siehe Kapitel 5.1.4).

Es ist zu beachten, dass die Taktfrequenz durch die Bandbreite des verwendeten

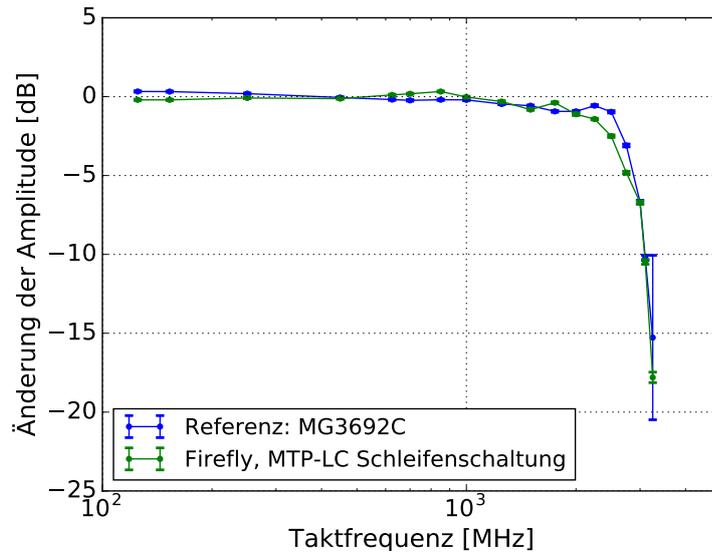


Abbildung 6.7: Bode-Diagramm des Oszilloskops DPO7254C mit einer Bandbreite von 3,5 GHz. Gemessen wurde der Pk-Pk Wert  $A$  des Signals, kommend vom *MG3692C* bzw. durch den Firefly übertragen. Berechnet wurde  $A [\text{dB}] = 20 \cdot \log(A/\bar{A})$ , wobei  $\bar{A}$  der Mittelwert der Amplituden bis 1 GHz ist.

Oszilloskops auf 3,5 GHz beschränkt ist. Tatsächlich wurde schon bei einer Frequenz von 3 GHz eine deutliche Unterdrückung von  $\approx -10$  dB beobachtet (siehe Abbildung 6.7). Bei Frequenzen  $\lesssim 3,4$  GHz konnte am Oszilloskop kein Signal gemessen werden. Daher wurde der Frequenzbereich für die folgenden Messungen auf 125 MHz bis 3,25 GHz eingeschränkt.

Für die periodische Jittermessung wurde wieder zunächst eine Vergleichsmessung aufgenommen. Hier wurde der Signalgenerator direkt mit dem Oszilloskop verbunden. Es ist zu beachten, dass der Signalgenerator ein einendiges Taktsignal sendet. Dadurch kann in diesem Fall der Einfluss von Gleichtakt-Jitter nicht verhindert werden. Im Gegensatz dazu ist das vom Firefly übertragene Signal differentiell.

Für die Referenzmessung in Abbildung 6.8 lässt sich an beiden Enden des Frequenzbandes ein starker Anstieg des Jitters beobachten. Der Anstieg bei niedrigen Frequenzen lässt sich darauf zurückführen, dass diese Frequenzen nicht im optimierten Bereich des Taktgenerators befinden (siehe Kapitel 5.6.1). Für hohe Frequenzen hat die limitierte Bandbreite des Oszilloskops einen Einfluss auf die Messungen.

Für die Messreihe mit Firefly wurde erneut die Variante mit der MTP<sup>®</sup> auf LC-Schleife gewählt. Wie schon bei vorherigen Messreihen beobachtet wurde, folgt der gemessene Jitter dem der Referenzkurve. Für einen großen Frequenzbereich von 625 MHz bis 3000 MHz zeigt sich ein Plateau mit dem Mittelwert von  $1,418 \pm 0,032$  ps. Allerdings lässt sich hier beobachten, dass er für viele Messpunkte deutlich unterhalb des Referenzsignals liegt. Hier lässt sich vermuten, dass das Spektrum des

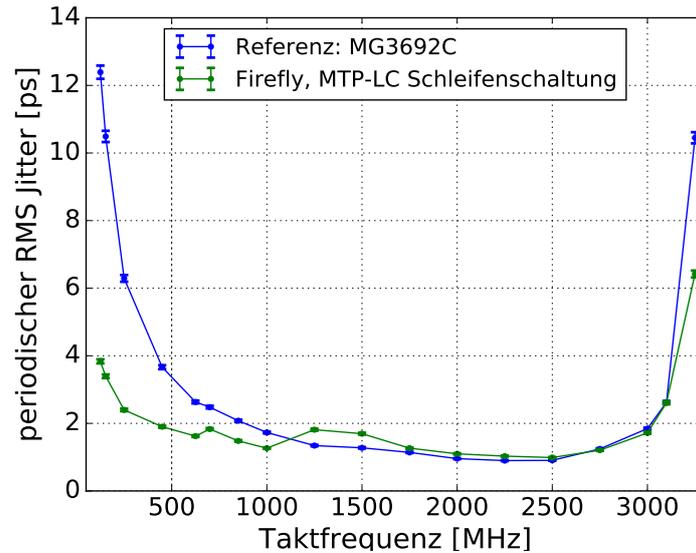


Abbildung 6.8: Periodischer Jitter für schnelle Frequenzen. Erzeugung des Taktsignals durch den Signalgenerator *MG3692C*.

periodischen Jitters große Anteile an niedrigen Frequenzen besitzt. Diese Anteile werden aktiv durch den Firefly gefiltert, der näherungsweise als Bandpass fungiert. Um diese Vermutung bestätigen zu können sollte das Frequenzspektrum des Fireflys untersucht werden. Aus Zeitgründen wurde eine solche Analyse nicht durchgeführt.

### 6.5.2 Periodischer Jitter des optischen Splitters

Die optischen Splitter stellen im Mu3e-Detektor eine Möglichkeit dar, das Taktsignal aufzutrennen und so die Anzahl an aktive Transmitter zu minimieren. Zur Untersuchung des optischen Splitters (siehe Kapitel 5.2.5) soll im Folgenden dessen periodischer Jitter gemessen werden. Dazu wird erneut der Firefly-Aufbau mit MTP<sup>®</sup> auf LC Schleifenschaltung verwendet und der optische Splitter in der Schleife installiert. Dabei wird jeweils nur ein Kanal des Splitters gemessen, sodass weiterhin nur Transmitter 1 und Receiver 1 des Fireflys verwendet werden. Es stehen drei optische Splitter zur Verfügung, die jeweils mit einem der Buchstaben „A“, „B“ oder „C“ gekennzeichnet sind. Für die Takterzeugung wird zunächst der *Si5338*-Chip verwendet.

In Abbildung 6.9 ist der periodische Jitter von Splitter „A“ im Vergleich zum Aufbau ohne Splitter dargestellt. Auch hier ist der erhöhte Jitterwert für Frequenzen  $\leq 5$  MHz zu erkennen, welcher auf die Takterzeugung durch den *Si5338*-Chip zurück zu führen ist. Für den restlichen gemessenen Frequenzbereich lässt sich bei der Messreihe mit Splitter eine deutliche Erhöhung des Jitters erkennen. Für das große Intervall von 100 MHz bis 550 MHz wurde für den weißen Kanal des Splitters an jedem Messpunkt ein größerer Jitter gefunden als für den schwarzen Kanal. In den

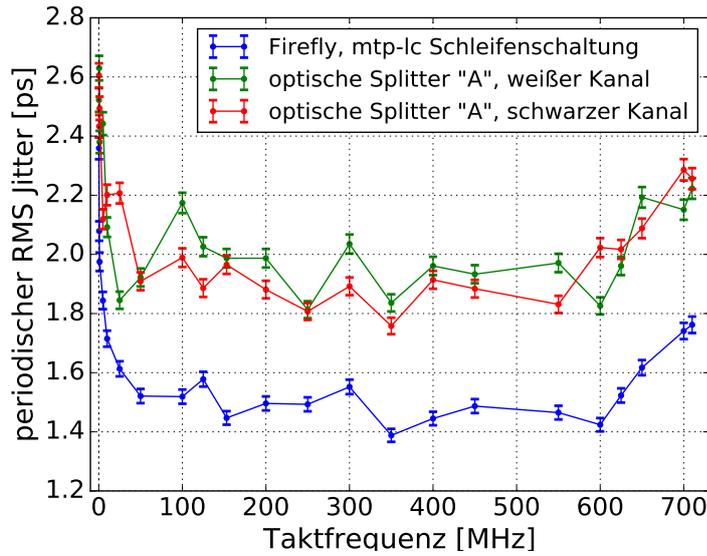


Abbildung 6.9: Periodischer Jitter bei Verwendung des optischen Splitters „A“ im Vergleich zur Messreihe ohne Splitter. Die Taktfrequenz wird durch den *Si5338*-Chip erzeugt.

anderen Frequenzbereichen ist diese Beobachtung allerdings nicht gültig. So wurde beispielsweise bei 25 MHz der maximale Abstand zwischen beiden Messreihen mit 362 fs gefunden. Dies ist eine signifikante Abweichung nach oben bei der Messreihe mit schwarzem Kanal im Vergleich zu der mit weißem Kanal. Der Mittelwert aus dem Bereich von 25 MHz bis 710 MHz ergibt für den weißen Kanal  $1,991 \pm 0,045$  ps und für den schwarzen Kanal  $1,976 \pm 0,044$  ps. Im Mittel kann also kein signifikanter Unterschied zwischen den beiden Splitterkanälen festgestellt werden.

Ein ähnliches Verhalten lässt sich bei allen drei Splittern „A“, „B“ und „C“ beobachten (siehe Abbildung A.1). Der Jitterwert einzelner Kanäle unterscheidet sich für bestimmte Frequenzen signifikant von dem anderer Kanäle. Die Mittelwerte, welche in Tabelle 6.2 angegeben sind, zeigen dagegen keine signifikante Abweichungen. Alle

Tabelle 6.2: periodischer Jitter für drei unterschiedliche Splitter „A“, „B“ und „C“, gemittelt für den Frequenzbereich von 25 MHz bis 710 MHz.

| Splitter | Kanal   | $\bar{J}_{per}$      |
|----------|---------|----------------------|
| „A“      | weiß    | $1,991 \pm 0,045$ ps |
|          | schwarz | $1,976 \pm 0,044$ ps |
| „B“      | weiß    | $1,930 \pm 0,043$ ps |
|          | schwarz | $1,984 \pm 0,044$ ps |
| „C“      | weiß    | $1,890 \pm 0,042$ ps |
|          | schwarz | $1,976 \pm 0,044$ ps |

Werte liegen innerhalb der  $3\sigma$ -Fehlergrenze.

Für das Mu3e-Experiment ist auch eine größere Signalaufspaltung interessant. Daher ist es sinnvoll auch das Hintereinanderschalten mehrerer optischer Splitter zu untersuchen. Durch die drei zur Verfügung stehenden Splitter kann in diesem Fall eine Aufteilung von 1 : 8 erreicht werden. Die zugehörigen Messreihen sind in Abbildung 6.10 dargestellt.

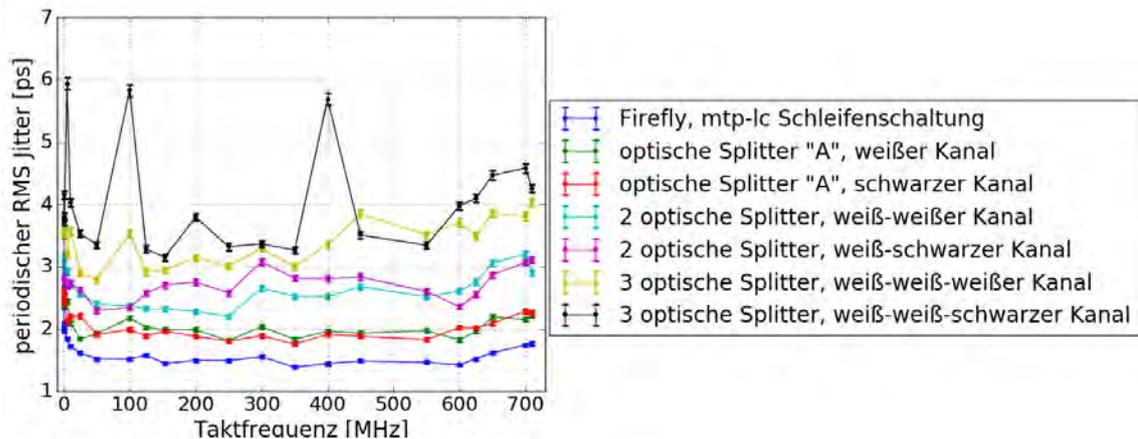


Abbildung 6.10: Periodischer Jitter bei Verwendung von 0 bis 3 optischen Splittern hintereinander.

Es zeigt sich für jeden hinzugefügten optischen Splitter eine Verschlechterung des periodischen Jitters. Dabei sind vor allem bei der Messreihe mit allen drei Splittern in der Kombination weiß-weiß-schwarz einige signifikanten Abweichungen auffällig. Hier kommt es bei den Frequenzen 5 MHz, 100 MHz und 400 MHz zu einer Erhöhung des Jitters. Es ist möglich, dass sich an diesen Stellen negative Einflüsse der einzelnen Splitter konstruktiv addieren. So wurde in Abbildung A.1 ebenfalls ein Peak im Jitterspektrum beobachtet. Für 5 MHz war das der weiße Kanal von Splitter „C“. Der weiße Kanal von Splitter „A“ und der schwarze Kanal von Splitter „C“ weisen bei 100 MHz einen größeren Jitter auf. Bei 400 MHz scheint vor allem der schwarze Kanal von Splitter „B“ einen negativen Einfluss zu besitzen. Die Mittelwerte für den Frequenzbereich von 25 MHz bis 710 MHz sind in Tabelle 6.3 angegeben.

Für eine Messung mit höheren Taktfrequenzen wird erneut der Signalgenerator *MG3692C* sowie SMA Kabel *ST-18* mit höherer Bandbreite verwendet. Gemessen wird das Signal nach einmaligem splitten. Als Vergleich dient erneut die Messreihe aus Abbildung 6.8.

Das Ergebnis dieser Messung ist in Abbildung 6.11 dargestellt. Entsprechend Abbildung 6.9 folgt die Jitterkurve auch bei höheren Frequenzen der Referenzkurve. Dabei ist ebenfalls eine leichte Verschlechterung des Jitters bei Verwendung des Splitters über den gesamten Frequenzbereich zu beobachten.

Tabelle 6.3: periodischer Jitter für 0 bis 3 hintereinander geschaltete Splitter, gemittelt für den Frequenzbereich von 25 MHz bis 710 MHz.

| Anzahl | Kombination       | $\bar{J}_{per}$      |
|--------|-------------------|----------------------|
| 1      | weiß              | $1,991 \pm 0,045$ ps |
|        | schwarz           | $1,976 \pm 0,044$ ps |
| 2      | weiß-weiß         | $2,582 \pm 0,058$ ps |
|        | weiß-schwarz      | $2,705 \pm 0,061$ ps |
| 3      | weiß-weiß-weiß    | $3,363 \pm 0,076$ ps |
|        | weiß-weiß-schwarz | $3,930 \pm 0,090$ ps |

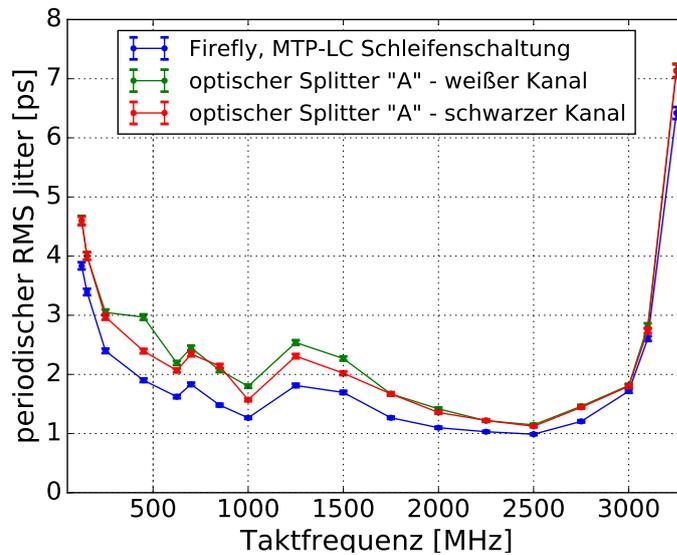


Abbildung 6.11: Periodischer Jitter bei Verwendung des optischen Splitters „A“ im Vergleich zur Messreihe ohne Splitter. Taktfrequenz wird durch *MG3692C* erzeugt.

## 6.6 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden mehrere verschiedene Messreihen vorgestellt, die alle das Ziel verfolgen, den periodischen Jitter des Fireflys für unterschiedliche Bedingungen zu testen. Eine entscheidende Aussage, die nach der Analyse der Daten getroffen werden kann, ist: Der Beitrag zum periodischen Jitter durch den Firefly ist  $< 820$  fs für einen Frequenzbereich von 25 MHz bis 650 MHz. Hierbei geht die Annahme mit ein, dass der Firefly eine unabhängige Jitterquelle darstellt. Der Messbereich beinhaltet die beiden für das Mu3e-Experiment interessanten Frequenzen 125 MHz und 625 MHz. Der Jitter des gesamten Aufbaus wurde auf  $1,505 \pm 0,034$  ps im selben Frequenzbereich bestimmt. Bei höheren Frequenzen von 625 MHz bis 3000 MHz wurde ein periodischer Jitter von  $1,418 \pm 0,032$  ps gemessen. Beim Vergleich der beiden Werte sollte beachtet werden, dass hier unterschiedliche Komponenten zur Erzeugung des Taktsignals verwendet wurden.

Weiter konnte gezeigt werden, dass beim Verwenden von zwei *Si5338*-Chips der Einfluss des Fireflys auf den Jitter unterdrückt werden kann.

Die Untersuchung der optischen Splitter zeigte einen Anstieg auf  $\approx 2$  ps beim Verwenden eines Splitters. Für maximal 3 hintereinander geschaltete Splitter wurde ein mittlerer periodischer Jitter von  $< 4$  ps im Frequenzbereich von 25 MHz bis 710 MHz gemessen. Hier ist allerdings zu beachten, dass es bei bestimmten Frequenzen scheinbar zu Überlagerungen negativer Effekte kommt, so dass auch Jitterwerte von  $\approx 6$  ps auftreten können.

# 7 Bit Fehlerraten Messung

Neben Taktsignalen sollen im Mu3e-Detektor auch Daten über optische Leitungen übertragen werden. In diesem Kapitel wird die Qualität einer durch den Firefly gestützten Datenübertragung untersucht werden. Dabei ist vor allem die Fehlerfreiheit über lange Zeiträume von Interesse.

## 7.1 Messgröße Bit Fehlerrate

Eine Datenleitung zur Übertragung von digitalen Informationen von guter Qualität zeichnet sich durch eine stabile und fehlerfreie Übertragung von Daten über lange Zeiträume aus. Daher gibt im Umkehrschluss das Suchen nach fehlerhaften Datenbits im Signal Aufschluss über die Übertragungsqualität. Der Bit Fehlertest (BERT, bit error rate test) nutzt diese Tatsache aus und untersucht Unterschiede von ausgehenden und eingehenden Bits. Dabei beschreibt die BER das Verhältnis von fehlerhaften Bits  $k$  zur Anzahl der gesamten gesendeten Bits  $n$  (siehe Gleichung 7.1). Dementsprechend ist die BER der Wahrscheinlichkeit, dass ein Fehler beim Übertragen eines einzelnen Bits entsteht [65].

$$BER = P_{err} = \frac{\text{Anzahl Fehlerbits}}{\text{Anzahl gesendeter Bits}} = \frac{k}{n} \quad (7.1)$$

Es wird dazu ein bekanntes deterministisches Datenmuster über die zu testende Leitung gesendet. Die empfangenen Datenbits werden mit den erwarteten Bits verglichen, um so Fehler feststellen zu können. Durch Zählen der gesendeten Bits und der Fehler ergibt sich die BER.

Der Messfehler des BERT kann nach folgender Überlegung bestimmt werden: Das Übertragen eines Bits hat die beiden Ergebnisse „Richtig“ oder „Falsch“ zur Folge. Demnach entspricht es einem stochastischen Prozess, der durch eine Binomialverteilung beschrieben wird. Für große Übertragungsraten wird  $n$ , die Anzahl der Bits schnell sehr groß. Dabei sollten nur wenige Fehler gemessen werden, was zu einer kleinen Wahrscheinlichkeit  $p_{err}$  führt. Bleibt dabei das Produkt  $\mu = n \cdot p_{err}$  für den Fall  $\lim_{n \rightarrow \infty, p \rightarrow 0} \mu$  konstant, geht die Binomialverteilung in die Poissonverteilung über.

$$P(k) = \frac{\mu^k}{k!} \cdot e^{-\mu} \quad (7.2)$$

Wobei  $P(k)$  die Wahrscheinlichkeit angibt,  $k$  Fehler in  $n$  übertragenen Bits zu finden. Für die Streuung der Zufallsvariable  $k$  gilt in diesem Fall dann

$\sigma_k = \sqrt{\mu} = \sqrt{k}$  [66, S. 21ff.] [67, S. 22]. Dementsprechend gilt für die BER:

$$BER = \frac{k}{n} \pm \frac{\sqrt{k}}{n} \quad (7.3)$$

### 7.1.1 Oberes BER Limit

Falls kein fehlerhaftes Bit während des BERT auftritt, so muss ein oberes Limit für die BER angegeben werden. An dieser Stelle wäre es falsch von einer  $BER = 0$  auszugehen, da schon das nächste übertragene Bit einen Fehler erzeugen könnte.

Das obere Limit der Zufallsvariable  $k$  kann für ein bestimmtes Vertrauensniveau (CL, confidence level) angegeben werden. Es wird hier davon ausgegangen, dass Werte  $\leq k'$  mit der Wahrscheinlichkeit  $\alpha$  gemessen werden. Dabei wird angenommen das beim BERT keine systematischen Fehler auftreten und auch kein Hintergrund vorhanden ist. Für das CL gilt dann  $CL = 1 - \alpha = \beta$  [66]. Ausgehend von der Näherung durch die Poissonverteilung in Gleichung 7.2 ergibt sich:

$$\alpha = 1 - CL = \sum_{k=0}^{k'} \frac{\mu^k}{k!} e^{-\mu} \quad (7.4)$$

Daraus ergibt sich eine Abschätzung der BER für eine Anzahl  $n$  an gemessenen Bits [67, S. 22], ohne auftretenden Fehler:

$$BER \leq \frac{-\log(1 - CL)}{n} \approx \frac{2,996}{n} \text{ bei } 95\% \text{ CL} \quad (7.5)$$

Für den Fall eines einzelnen gefundenen Fehlers wird im Folgenden ebenfalls die Abschätzung durch das obere Limit vorgenommen. Grund dafür ist, dass der Messwert aufgrund des großen Fehlers keine Aussagekraft besitzt. Dies ist möglich, da die CL-Abschätzung mit  $\frac{2,996}{n} > \frac{2\sqrt{1}}{n}$  eine stärkere Abschätzung ist.

## 7.2 Messaufbau und Durchführung

Das Sendeempfänger Werkzeug (siehe Kapitel 5.4.3) in Verbindung mit dem Stratix V FPGA bietet eine vorgefertigte Plattform um BERTs durchzuführen. Diese wird von einem PC aus gesteuert. Über eine grafische Oberfläche kann hier sowohl Transmitter und Receiver aktiviert und eingerichtet werden. Dazu wird ein pseudozufälliges Bitmuster gesendet und von der Software nach dem Durchlaufen der zu testenden Datenleitung auf Fehler untersucht. In diesem Fall wurde ein Bit-Muster mit dem Namen pseudozufällige binäre Sequenz 7 (PRBS 7, pseudo random binary sequence 7) verwendet. Dabei handelt es sich um einen deterministischen Zufallsgenerator, der ein Bit-Muster mit einer Länge von 127 Bit erzeugt.

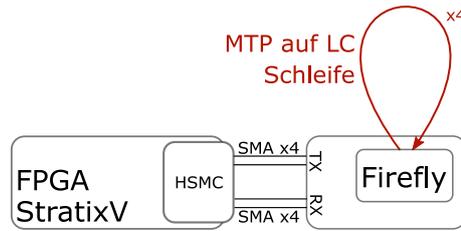


Abbildung 7.1: Vereinfachtes Blockschaltbild des Messaufbaus um BERTs durchzuführen.

Neben dem Durchführen des BERTs bietet das Transceiver Toolkit noch die Möglichkeit, das Testsignal durch verschiedene Einstellungen zu verändern und somit Störungen entgegen zu wirken (siehe Kapitel 5.4.3).

Das vom FPGA erzeugte Testmuster wird über die HSMC-Steckverbindung ausgegeben, an der eine HSMC auf SMA Adapterkarte angebracht ist. Diese ist mit SMA-Kabel mit der Firefly-Testplatine verbunden. Der Firefly überträgt die Daten über die MTP<sup>®</sup> auf LC Schleifenschaltung. Von hier aus wird die Datenleitung zurück zum FPGA geführt. Der Aufbau ist in vereinfachter Form in Abbildung 7.1 dargestellt. Zu Testzwecken ist es möglich, den Datenstrom auch über eine interne Schleife direkt zu der Komponente zu senden, die diese auf Fehler untersucht. Auch ist es möglich manuell einen Fehler zu injizieren.

Für zusätzliche Einstellungsmöglichkeiten wird die I<sup>2</sup>C-Kommunikation des Fireflys genutzt. Dazu wird ein USB zu I<sup>2</sup>C Konverter *FT232H* (siehe Kapitel 5.1.3) verwendet, um Befehle von einem PC aus auf den Firefly zu laden. Die Qualität des übertragenen Signals wird durch die in Kapitel 4.1.2 beschriebenen Funktionen zum Einstellen der Leistung und Präemphase beeinflusst.

## 7.3 Ergebnisse

Im Folgenden werden die Ergebnisse der durchgeführten BERTs dargestellt. Diese wurden für unterschiedliche Datenraten durchgeführt, wobei nach Möglichkeit jeweils alle vier zur Verfügung stehenden Kanäle des Fireflys genutzt wurden, um so den möglichen Einfluss von übersprechenden Leitungen beobachten zu können.

Für die Messungen in Tabelle 7.1 wurde das übertragende Signal in keinem der vier Kanäle durch die Einstellungen des Transceiver Toolkits verändert. Dementsprechend wurden die in Tabelle 7.2 beschriebenen Einstellungen verwendet. Auch der Firefly wird in seinen Standardeinstellungen betrieben.

Während der vier Messreihen in Tabelle 7.1 wurde nur ein einzelnes fehlerhaftes Bit festgestellt. Dieses trat bei einer Datenrate von 3,2 Gbit/s in Kanal 3 auf. Für die Datenrate von 4 Gbit/s konnte der dritte Kanal nicht in die Messung mit einbezogen werden. Daher wurde während der Messung an diesem Kanal ein einfaches Taktsignal angelegt. Grund dafür ist, dass der Kanal zu anderen Kanälen überspricht und auch dort bei Betrieb für fehlerhafte Bits sorgt. Vor allem Kanal 3

Tabelle 7.1: Ergebnisse der BERTs für unterschiedliche Frequenzen bei Standard Transmitter-, Receiver- und Firefly- Einstellungen (siehe Tabelle 7.2).

| Datenrate<br>[Gbit/s] | Kanal | getestete Bits $n$    | Fehler $k$ | BER                                |
|-----------------------|-------|-----------------------|------------|------------------------------------|
| 1,25                  | 1     | $6,38 \times 10^{14}$ | 0          | $4,70 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |
|                       | 2     | $6,38 \times 10^{14}$ | 0          | $4,70 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |
|                       | 3     | $6,38 \times 10^{14}$ | 0          | $4,70 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |
|                       | 4     | $6,38 \times 10^{14}$ | 0          | $4,69 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |
| 1,6                   | 1     | $3,82 \times 10^{14}$ | 0          | $7,84 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |
|                       | 2     | $3,82 \times 10^{14}$ | 0          | $7,84 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |
|                       | 3     | $3,82 \times 10^{14}$ | 0          | $7,84 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |
|                       | 4     | $3,82 \times 10^{14}$ | 0          | $7,84 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |
| 3,2                   | 1     | $4,96 \times 10^{14}$ | 0          | $6,04 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |
|                       | 2     | $4,96 \times 10^{14}$ | 0          | $6,04 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |
|                       | 3     | $4,96 \times 10^{14}$ | 1          | $6,04 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |
|                       | 4     | $4,96 \times 10^{14}$ | 0          | $6,04 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |
| 4,0                   | 1     | $3,71 \times 10^{15}$ | 0          | $8,07 \times 10^{-16}$ bei 95 % CL |
|                       | 2     | $3,71 \times 10^{15}$ | 0          | $8,07 \times 10^{-16}$ bei 95 % CL |
|                       | 3     | —                     | —          | —                                  |
|                       | 4     | $3,71 \times 10^{15}$ | 0          | $8,07 \times 10^{-16}$ bei 95 % CL |

und 4 schienen sich bei dieser Messung zu beeinflussen.

Für diese Messungen und für Messungen mit größeren Datenraten war es nötig die Firefly oder Transceiver Einstellungen anzupassen. In Tabelle 7.3 wurde erneut bei einer Datenrate von 4 Gbit/s gemessen, um den Einfluss der Firefly Leistungseinstellung auf den problematischen Kanal 3 zu beobachten. Es zeigte sich, dass schon eine niedrige Einstellung mit einem Registerwert von 0x20 ausreicht, um alle Kanäle fehlerfrei zu betreiben. Dabei wurden alle anderen Optionen auf den Standartwerten eingestellt. In diesem Zusammenhang lässt sich vermuten, dass das fehlerhafte Bit, welches bei einer Rate von 3,2 Gbit/s aufgetreten ist, ein erster Hinweis darauf ist, dass weitere Einstellungen nötig sein werden, um Signale optimal übertragen zu können.

Die Messungen bei den Raten von 6,4 Gbit/s und 8 Gbit/s ergaben erneut keine fehlerhaften Bits (siehe Tabellen 7.4 und 7.5). Für diese Raten konnten dementsprechend Einstellungen gefunden werden, die dem Rauschen entgegenwirken. Besonders interessant ist dies für die Rate von 6,4 Gbit/s, bei der eine BER von  $\approx 6,76 \times 10^{-15}$  bei 95 % CL gemessen wurde. Diese liegt sehr nahe an der Datenrate von 6 Gbit/s, die teilweise auch im Mu3e-Detektor eingesetzt werden soll. Für die Datenrate von 9,6 Gbit/s konnten nur die ersten beiden Firefly Kanäle benutzt werden. Für die beiden anderen wurden keine Einstellungen gefunden, bei denen die Daten möglichst fehlerfrei übertragen wurden. Kanal 1 und 2 liefen dabei auch nicht perfekt,

Tabelle 7.2: Standard Einstellungen des Tranceiver Toolkits

|                           |                |           |
|---------------------------|----------------|-----------|
| Transmitter Einstellungen | $V_{OD}$       | 50        |
|                           | „1st Post-Tap“ | 0         |
|                           | „2nd Post-Tap“ | 0         |
|                           | „Pre-Tap“      | 0         |
| Receiver Einstellung      | EQ Mode        | 0         |
|                           | DFE            | 0/0/0/0/0 |

sondern produzierten 42, bzw. 1 Fehler. Dabei sollte aber beachtet werden, dass auch hier weiterhin die SMA Kabel *RG316/U* verwendet wurden, die für eine Rate von 3 Gbit/s optimiert sind. Daher ist davon auszugehen, dass diese Kabel einen großen negativen Einfluss auf die Übertragungsqualität besitzen. Gleichzeitig wird aber deutlich, dass die Übertragungsqualität in den Kanälen 1 und 2 des Fireflys besser ist, da es hier im Gegensatz zu den anderen Kanälen möglich, war ein Signal zu übertragen.

## 7.4 Zusammenfassung

Die Messungen konnten zeigen, dass die Datenübertragung bis 3,2 Gbit/s sehr gut ohne weitere Einstellungen funktioniert. Für größere Frequenzen ist es nötig, das Signal durch weitere Einstellungen am Firefly und am FPGA anzupassen. Dies funktioniert bis zu einer Rate von 9,6 Gbit/s, bei der keine optimalen Einstellungen mehr gefunden werden konnten. Dabei ist zu beachten, dass nicht nur der Firefly selbst zur Verschlechterung des Signals beiträgt. Die Messung ist ebenso sensitiv für Einflüsse durch das FPGA EVB, die HSMC Adapterkarte, alle verwendeten SMA Kabel und das Firefly EVB.

Weiter ist aufgefallen, dass Kanal 3 und 4 anfällig für Übersprechen sind und sich dementsprechend gegenseitig beeinflussen. Auch hier kann durch diese Messung nicht geklärt werden, ob dieses Übersprechen durch den Firefly oder durch eine andere Komponente verursacht wird.

Tabelle 7.3: Ergebnisse des BERT für eine Datenrate von 4 Gbit/s und unterschiedliche Firefly Leistungseinstellungen. Die Firefly Emphase- und die Stratix V Transceiver-Einstellungen bleiben auf den Standardwerten.

| Kanal | getesteten Bits $n$   | Fehler $k$ | BER                                | Leistung<br>Reg 238 |
|-------|-----------------------|------------|------------------------------------|---------------------|
| 1     | $3,71 \times 10^{15}$ | 0          | $8,07 \times 10^{-16}$ bei 95 % CL | 0x00                |
| 2     | $3,71 \times 10^{15}$ | 0          | $8,07 \times 10^{-16}$ bei 95 % CL | „Low“               |
| 3     | —                     | —          | —                                  | —                   |
| 4     | $3,71 \times 10^{15}$ | 0          | $8,07 \times 10^{-16}$ bei 95 % CL |                     |
| 1     | $3,59 \times 10^{14}$ | 0          | $8,35 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL | 0x20                |
| 2     | $3,60 \times 10^{14}$ | 0          | $8,35 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL | „medium high“       |
| 3     | $3,59 \times 10^{14}$ | 0          | $8,35 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |                     |
| 4     | $3,59 \times 10^{14}$ | 0          | $8,35 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |                     |
| 1     | $3,57 \times 10^{14}$ | 0          | $8,39 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL | 0x30                |
| 2     | $3,57 \times 10^{14}$ | 0          | $8,39 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL | „high“              |
| 3     | $3,57 \times 10^{14}$ | 0          | $8,39 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |                     |
| 4     | $3,57 \times 10^{14}$ | 0          | $8,39 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |                     |
| 1     | $9,70 \times 10^{14}$ | 0          | $3,09 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL | 0xF0                |
| 2     | $9,70 \times 10^{14}$ | 0          | $3,09 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL | „high“              |
| 3     | $9,70 \times 10^{14}$ | 0          | $3,09 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |                     |
| 4     | $9,70 \times 10^{14}$ | 0          | $3,09 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |                     |

Tabelle 7.4: Ergebnisse des BERT für eine Datenrate von 6,4 Gbit/s bei gegebenen Transmitter-, Receiver- und Firefly-Einstellungen.

| Datenrate<br>[Gbit/s] | Kanal | $n$                   | $k$ | BER                                |
|-----------------------|-------|-----------------------|-----|------------------------------------|
| 6,4                   | 1     | $4,43 \times 10^{14}$ | 0   | $6,76 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |
|                       | 2     | $4,43 \times 10^{14}$ | 0   | $6,76 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |
|                       | 3     | $4,43 \times 10^{14}$ | 0   | $6,76 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |
|                       | 4     | $4,43 \times 10^{14}$ | 0   | $6,76 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |

| Firefly:      |         | Stratix V: |          |         |    |           |
|---------------|---------|------------|----------|---------|----|-----------|
| Leistung      | Emphase | Kanal      | $V_{OD}$ | Emphase | EQ | DFE       |
| 0x20          | 0x0000  | 1          | 40       | 10/0/0  | 0  | 0/0/0/0/0 |
| „medium high“ |         | 2          | 40       | 12/0/0  | 0  | 0/0/0/0/0 |
|               |         | 3          | 40       | 12/2/2  | 0  | 0/0/0/0/0 |
|               |         | 4          | 40       | 12/0/0  | 0  | 0/0/0/0/0 |

Tabelle 7.5: Ergebnisse des BERT für eine Datenrate von 8 Gbit/s bei gegebenen Transmitter-, Receiver- und Firefly-Einstellungen. Die mit \* gekennzeichneten Einstellungen befinden sich im Trigger adaption Modus.

| Datenrate [Gbit/s] | Kanal | getesteten Bits $n$   | $k$ | BER                                |  |  |
|--------------------|-------|-----------------------|-----|------------------------------------|--|--|
| 8                  | 1     | $1,99 \times 10^{15}$ | 0   | $1,50 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |  |  |
|                    | 2     | $1,97 \times 10^{15}$ | 0   | $1,52 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |  |  |
|                    | 3     | $1,97 \times 10^{15}$ | 0   | $1,52 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |  |  |
|                    | 4     | $1,72 \times 10^{15}$ | 0   | $1,74 \times 10^{-15}$ bei 95 % CL |  |  |

| Firefly:       |         | Stratix V: |          |         |     |           |
|----------------|---------|------------|----------|---------|-----|-----------|
| Leistung       | Emphase | Kanal      | $V_{OD}$ | Emphase | EQ  | DFE       |
| 0xF0<br>„high“ | 0x0000  | 1          | 30       | 10/0/0  | 0   | 0/0/0/0/0 |
|                |         | 2          | 30       | 10/2/2  | 10  | 0/0/0/0/0 |
|                |         | 3          | 30       | 10/0/4  | 10* | 0/0/0/0/0 |
|                |         | 4          | 30       | 12/0/4  | 7   | 0/0/0/0/0 |

Tabelle 7.6: Ergebnisse des BERT für eine Datenrate von 9,6 Gbit/s bei gegebenen Transmitter-, Receiver- und Firefly-Einstellungen. Die mit \* gekennzeichneten Einstellungen befinden sich im Trigger adaption Modus.

| Datenrate [Gbit/s] | Kanal | getesteten Bits $n$   | $k$ | BER                    | Fehler                                |
|--------------------|-------|-----------------------|-----|------------------------|---------------------------------------|
| 9,6                | 1     | $8,93 \times 10^{15}$ | 42  | $4,70 \times 10^{-15}$ | $7,26 \times 10^{-16}$<br>bei 95 % CL |
|                    | 2     | $8,98 \times 10^{15}$ | 1   | $3,34 \times 10^{-16}$ |                                       |

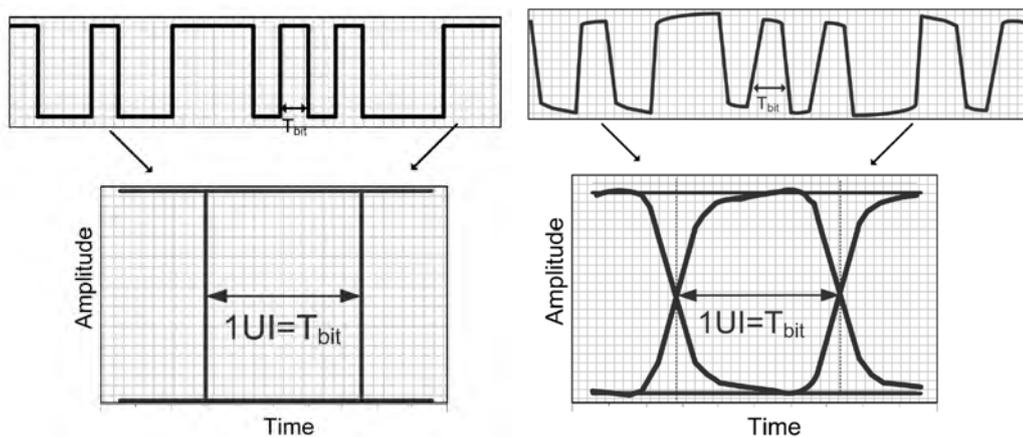
| Firefly:       |         | Stratix V: |          |         |               |     |
|----------------|---------|------------|----------|---------|---------------|-----|
| Leistung       | Emphase | Kanal      | $V_{OD}$ | Emphase | DFE           | EQ  |
| 0xF0<br>„high“ | 0x4700  | 1          | 35       | 7/0/-1  | 1/2/-1/-2/-1  | 10* |
|                |         | 2          | 30       | 9/0/0   | 9/-2/-1/-1/-1 | 1*  |

# 8 Untersuchung von Augendiagrammen

## 8.1 Augendiagramme

Neben der BER sind auch Augendiagramme eine Möglichkeit, um die Übertragungsqualität einer schnellen seriellen Datenleitung zu untersuchen. Das Diagramm erlaubt es, wichtige Kenngrößen der Signalqualität darzustellen und zu messen. Das Augendiagramm gibt auf der y-Achse die Spannung und auf der x-Achse die Zeit an.

Um ein solches Diagramm zu erzeugen, muss ein Bitmuster über den Datenlink gesendet werden. Im Messgerät werden dann zufällige Teile des Bitmusters übereinander gefaltet. Durch Wiederholen entsteht eine Statistik und die Darstellung eines augenförmigen Diagramms, welches ein einzelnes Bit repräsentiert.



(a) Augendiagramm eines idealen schnellen seriellen Datenmusters. (b) Augendiagramm eines realen schnellen seriellen Datenmusters.

Abbildung 8.1: Überlagerung eines idealen bzw. realen Datenmusters und Erstellung eines Augendiagramms [68].

Wie in Abbildung 8.1(a) dargestellt ist, erzeugt ein ideales Signal ein rechteckförmiges Augendiagramm. Ein reales Signal wird durch verschiedene Effekte wie das Übersprechen zwischen Leitungen verzerrt. Auch die limitierte Bandbreite aller Komponenten sorgt dafür, dass ein Signal keine perfekte Rechteckform annehmen kann. Dies ist in Abbildung 8.1(b) zu erkennen.

Abbildung 8.2 zeigt wichtige Messungen, die am Augendiagramm durchgeführt werden können. Die Angabe „One Level“ beschreibt bei einer NRZ Kodierung die

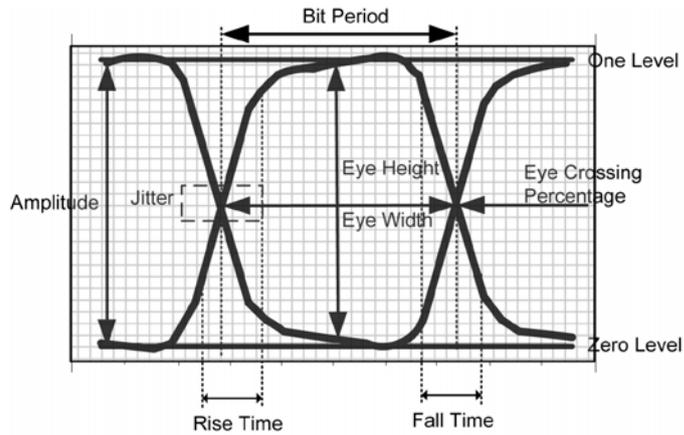


Abbildung 8.2: Typische Messgrößen die an einem Augendiagramm abgelesen werden können [68].

Spannung für eine logische 1 und „Zero Level“ entsprechend einer 0.

### Amplitude

Die Amplitude gibt die Differenz zwischen den beiden logischen Spannungsniveaus an. Der Receiver bestimmt aus der Amplitude, ob es sich um eine gesendete logische 0 oder 1 handelt.

### Augenhöhe

Die Augenhöhe (Eye Height) gibt die vertikale Öffnung des Auges an. Qualitativ hochwertige Signale besitzen ein möglichst weit geöffnetes Auge, sodass die Augenhöhe idealerweise der Amplitude entspricht. Im folgenden wird das Verhältnis Augenhöhe/Amplitude angegeben, um so die Ergebnisse besser vergleichen zu können.

### Bit Periode

Entsprechend der Frequenz gibt die Inverse Bit Periode (Bit Period) die Datenrate in [bit/s] an. Dementsprechend handelt es sich um eine Messung der Zeitdifferenz zwischen den beiden Kreuzungspunkten (Eye Crossing). Häufig wird die Bit Periode auch als unit interval (UI) bezeichnet. Dies wird verwendet, um die x-Achse zu normieren und so Augendiagramme mit unterschiedlichen Datenraten vergleichen zu können.

### Augenbreite

Die Augenbreite (Eye width) gibt die horizontale Öffnung des Auges an. Idealerweise sollte die Augenbreite der Bit Periode entsprechen. Um die Ergebnisse für unterschiedliche Datenraten vergleichen zu können, wird im Folgenden das Verhältnis Augenbreite/Bit Periode angegeben [68].

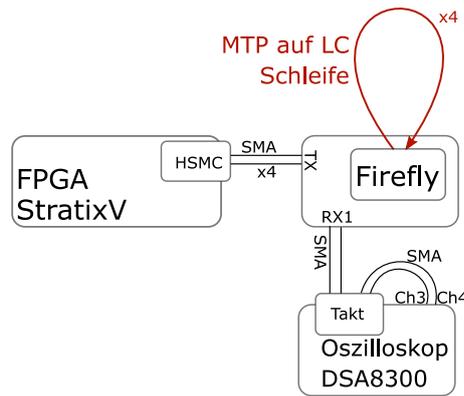


Abbildung 8.3: Vereinfachtes Blockschaltbild des Aufbaus zum Erstellen von Augendiagrammen.

## 8.2 Messaufbau und Durchführung

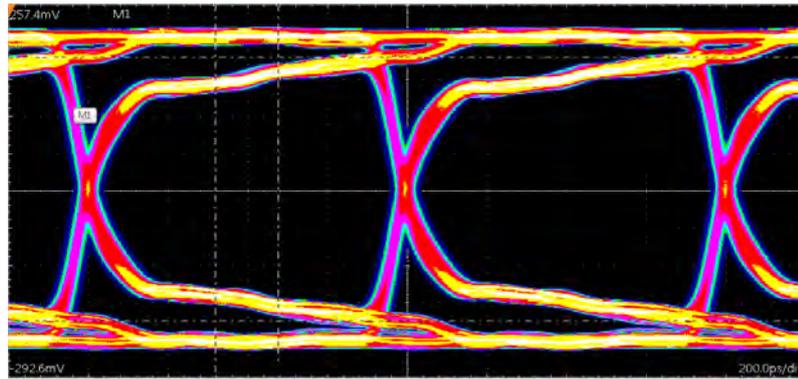
Der Aufbau zur Messung von Augendiagrammen ähnelt dem für BERTs und ist in Abbildung 8.3 dargestellt. Es wird ein FPGA verwendet, um mit Hilfe des Transceiver Toolkits ein Bitmuster zu generieren. Dazu wird der PRBS 7 verwendet und die entsprechenden Daten können über die HSMC Adapterkarte abgegriffen werden. Die Daten werden über SMA Kabel an das Firefly EVB übertragen. Für den Aufbau an optischen Kabeln wird die MTP<sup>®</sup> auf LC Schleife benutzt. Es werden über alle vier Kanäle des Fireflys Daten gesendet. Die vom Firefly an Receiver 1 empfangenen Bitmuster werden an das serielle Analysegerät *DSA8300* weitergeleitet.

Das Messgerät ist für die Erzeugung und Analyse der Augendiagramme zuständig. Es benötigt dazu den Takt, welcher dem Datensignal zugrunde liegt. Daher wird das Signal zunächst in einen zusätzlichen Eingang eingebracht, der es dem Oszilloskop erlaubt, die Frequenz eigenständig zurückzugewinnen. Anschließend wird das Signal zum eigentlichen Dateneingang geführt. Es ist zu beachten, dass das Signal durch dieses Vorgehen um  $\approx 6,6$  dB gedämpft wird. Dementsprechend entspricht der Absolutwert der Amplitude und der Augenhöhe nicht dem tatsächliche Wert. Das Verhältnis beider Werte ist davon unabhängig.

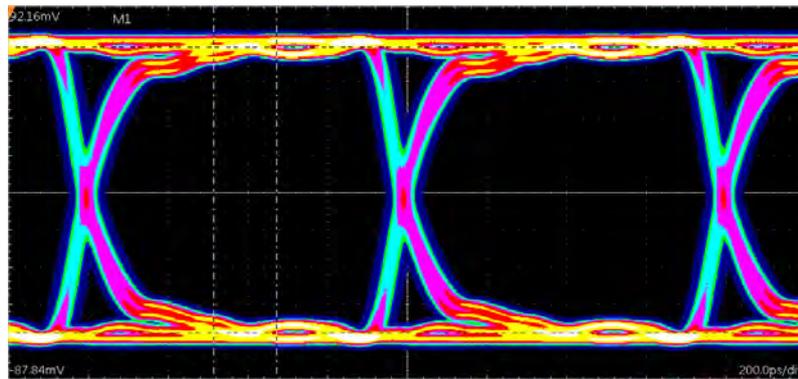
## 8.3 Ergebnisse

Es wurden für verschiedene Datenraten Augendiagramme aufgenommen. Anhand dieser wurden die Größen Amplitude, Augenhöhe, Rauschen, Bit Rate, Augenbreite und der zufällige Jitter gemessen. Dabei ist zu beachten, dass der zufällige Jitter nicht direkt mit dem periodischen Jitter aus Kapitel 6.1 vergleichbar ist.

Auch hier soll der Einfluss des Fireflys auf die Signalqualität untersucht werden. Dabei werden über alle vier Kanäle des Fireflys Daten übertragen, sodass diese Messung sensitiv gegenüber Übersprechen zwischen verschiedenen Kanälen ist. Neben dem Firefly sind auch andere Komponenten nötig, um ein Signal zu erzeugen und



(a) Referenzmessung: FPGA direkt verbunden mit dem Oszilloskop. Es wurden keine weiteren Transmitter Einstellungen benutzt.



(b) Messung mit Firefly und MTP<sup>®</sup> auf LC Schleifenschaltung. Der Firefly wurde mit den Standardeinstellungen betrieben.

Abbildung 8.4: Augendiagramme bei einer Datenrate von 1,25 GHz.

bis zum Oszilloskop zu leiten. Daher wird zunächst eine Referenzmessung für jede Datenrate durchgeführt, bei der möglichst alle Komponenten außer dem Firefly EVB benutzt werden. Dementsprechend wird das Signal ausgehend vom FPGA, bzw. der HSMC Adapterkarte direkt zum Oszilloskop geleitet.

In Abbildung 8.4(a) ist das Ergebnis einer solchen Referenzmessung am Beispiel einer Datenrate von 1,25 Gbit/s dargestellt. Es zeigt sich ein sehr weit geöffnetes Auge, was für ein Signal mit hoher Qualität spricht. Allerdings ist deutlich zu sehen, dass die Augenhöhe nicht dem Idealwert entspricht. Nach einem einzelnen Bit erreicht das Signal das „One Level“ bzw. das „Zero Level“ nicht. Die zugehörigen Messwerte sind in Tabelle 8.1 angegeben.

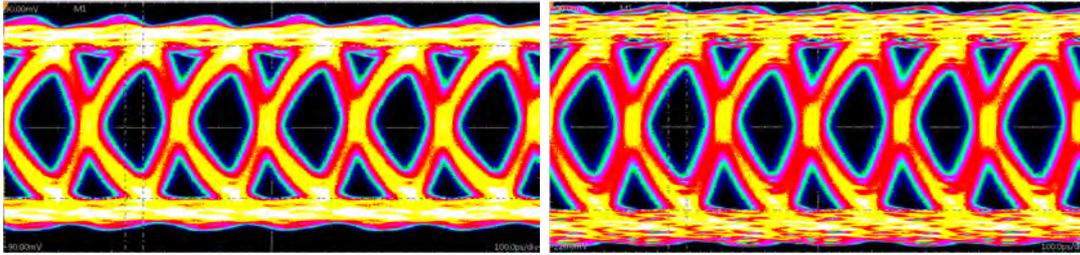
In Abbildung 8.4(b) ist das Augendiagramm des Signals dargestellt, nachdem die Daten den Firefly und die optische Schleife durchlaufen haben. Hier zeigt sich ebenfalls ein weit geöffnetes Auge. Dabei ist das Auge vertikal zu  $87,451 \pm 0,004\%$  geöffnet. Dies ist signifikant größer als bei der Vergleichsmessung. Dabei ist zu erwähnen, dass der Absolutwert der Amplitude hier mit  $\approx 138,4\text{ mV}$  deutlich kleiner ist als die Amplitude von  $\approx 389,6\text{ mV}$  der Referenzmessung. Auch das Rauschen des Signals wird durch das Verwenden des Fireflys deutlich verbessert.

Tabelle 8.1: Ergebnisse der charakteristischen Größen der Augendiagramme für verschiedene Datenraten. Für die mit \* gekennzeichneten Raten wurden die Transmitter Einstellungen entsprechend den Einstellungen bei den BERTs mit vergleichbarer Rate benutzt. Für die mit \*\* markierten Raten wurden zusätzlich die Firefly Einstellungen angepasst.

| Rate<br>[Gbit/s] | Messung  | Augenhöhe<br>Amplitude<br>[%] | Augenbreite<br>Bit Periode<br>[%] | Rauschen<br>[mV]   | zufälliger Jitter<br>[ps] |
|------------------|----------|-------------------------------|-----------------------------------|--------------------|---------------------------|
| 1,25             | Referenz | $50,643 \pm 0,002$            | $91,445 \pm 0,009$                | $33,085 \pm 0,008$ | $11,255 \pm 0,003$        |
|                  | Firefly  | $87,451 \pm 0,004$            | $90,190 \pm 0,003$                | $2,432 \pm 0,001$  | $12,990 \pm 0,005$        |
| 1,6              | Referenz | $49,75 \pm 0,01$              | $90,52 \pm 0,03$                  | $31,82 \pm 0,06$   | $9,85 \pm 0,03$           |
|                  | Firefly  | $76,44 \pm 0,02$              | $91,64 \pm 0,02$                  | $13,75 \pm 0,07$   | $13,45 \pm 0,06$          |
| 4,0              | Referenz | $58,39 \pm 0,08$              | $78,11 \pm 0,02$                  | $23,41 \pm 0,10$   | $9,29 \pm 0,05$           |
|                  | Firefly  | $62,36 \pm 0,20$              | $60,34 \pm 0,41$                  | $20,02 \pm 0,02$   | $16,21 \pm 0,24$          |
| 6,0*             | Referenz | $62,15 \pm 0,15$              | $47,43 \pm 0,81$                  | $14,05 \pm 0,24$   | $14,38 \pm 0,25$          |
|                  | Firefly  | $44,88 \pm 0,52$              | $50,51 \pm 0,56$                  | $23,70 \pm 0,52$   | $13,96 \pm 0,18$          |
| 10**             | Referenz | $40,05 \pm 0,13$              | $47,97 \pm 0,35$                  | $17,66 \pm 0,17$   | $9,57 \pm 0,12$           |
|                  | Firefly  | $31,62 \pm 0,96$              | $11,57 \pm 1,12$                  | $19,28 \pm 0,17$   | $12,70 \pm 0,18$          |

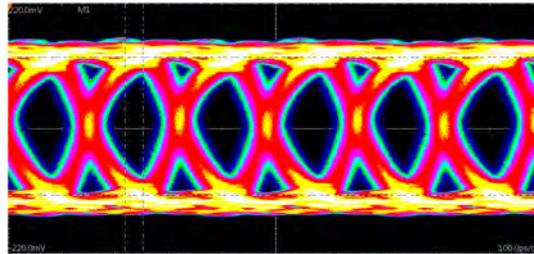
In Tabelle 8.1 sind charakteristische Größen aus der Vermessung der Augendiagramme für verschiedene Datenraten angegeben. Dabei ist zu beachten, dass es für höhere Raten nötig war die Transmitter, bzw. die Firefly Einstellungen anzupassen, um ein sinnvolles Signal zu erhalten. Auch die Taktrückgewinnung des Oszilloskops funktionierte teilweise nur in Verbindung mit den entsprechenden Einstellungen. Für 6,0 Gbit/s wurde  $V_{OD} = 40$  und die Emphase mit 10/0/0 gewählt. Bei 10 Gbit/s wurden die Transmitter Einstellungen  $V_{OD} = 30$ , Emphase 7/0/-1 und die Firefly Einstellungen 0xF0 für die Leistung und 0x4700 für die Emphase benutzt. Die zugehörigen Augendiagramme sind im Anhang in Abbildung A.2 zu finden. Es ist sehr deutlich zu erkennen, dass die Augen sich mit zunehmender Datenrate immer weiter schließen. Die Erfahrungen aus den BERTs zeigten, dass es für höhere Frequenzen nötig ist, die Glättung am Empfänger zu verwenden. Hier musste auf diese Einstellungsmöglichkeiten verzichtet werden, so dass es sich nicht um optimale Signalstrukturen handelte.

Im Folgenden werden zunächst die Referenzmessungen betrachtet. Das Verhältnis Augenhöhe/Amplitude nimmt dabei nicht beständig ab, sondern steigt bei 6,0 Gbit/s an. Dies lässt sich auf die Tatsache zurückführen, dass bei dieser Frequenz die Transmitter Einstellungen angepasst wurden. Für Augenbreite/Bit Periode ist dieser Anstieg bei 6,0 Gbit/s nicht zu beobachten. Da die Transmitter Einstellungen ausschließlich die Amplitude des Signals verändern, ist dies zu erwarten.



(a) Der Firefly wurde mit den Standardeinstellungen betrieben.

(b) Der Firefly wurde mit den Einstellungen 0xF0 für die Leistung und 0x00 für die Emphase betrieben.



(c) Der Firefly wurde mit den Einstellungen 0xF0 für die Leistung und 0xF0 für die Emphase betrieben.

Abbildung 8.5: Messung mit Firefly und MTP<sup>®</sup> auf LC Schleifenschaltung und verschiedene Firefly Einstellungen bei einer Datenrate von 6,0 Gbit/s.

Die Messung mit Firefly zeigt bis zu der Rate von 4 Gbit/s ein weiter geöffnetes Auge. Für größere Raten nimmt aber vor allem die Augenbreite stark ab, so dass das Auge bei 10 Gbit/s kaum noch geöffnet ist. Auch hier zeigt sich der Effekt der fehlenden EQ Einstellungen. Durch deren Verstärkung hoher Frequenzen könnte das Signal auch bei großen Basisfrequenzen in einer Rechteckform gehalten werden. Betrachtet man Abbildung A.2(h), so fällt auf, dass jedes zweite Auge stärker geschlossen ist. Ein ähnlicher Effekt lässt sich auch bei der zugehörigen Referenzmessung beobachten (siehe Abbildung A.2(g)). Die Einstellungen sind entsprechend der BERTs bei ähnlicher Rate gewählt und sind nicht für den hier verwendeten Aufbau optimiert. Allerdings sollte sich keine Einstellung auf einzelne Bits auswirken.

### 8.3.1 Einfluss der Firefly Einstellungen

In einer weiteren Messreihe wurde der Einfluss der Firefly Einstellungen untersucht. Dazu wurde die Datenrate von 6,0 Gbit/s gewählt und die Einstellungen des Senders wurden für diese Messung beibehalten.

Im Folgenden wurden zunächst der Einfluss durch das Ändern der Leistungseinstellungen auf die Augengröße betrachtet. Dazu wurden die entsprechenden Größen aus Tabelle 8.2 in Diagramm 8.6(c) eingetragen. Es zeigte sich, dass die Einstellun-

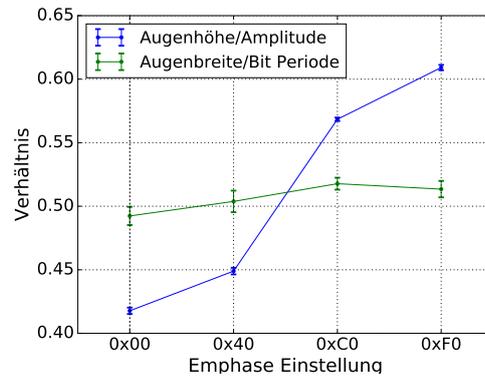
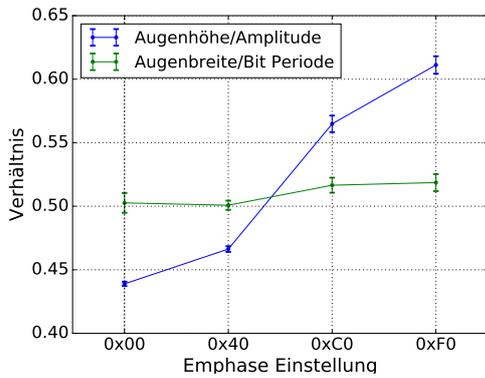
Tabelle 8.2: Ergebnisse der charakteristischen Größen der Augendiagramme für verschiedene Firefly Einstellungen bei 6,0 Gbit/s.

| Leistung | Emphase | $\frac{\text{Augenhöhe}}{\text{Amplitude}}$<br>[%] | $\frac{\text{Augenbreite}}{\text{Bid Periode}}$<br>[%] | Rauschen<br>[mV] | zufälliger Jitter<br>[ps] |
|----------|---------|--|--|------------------|---------------------------|
| 0x00     | 0x0000  | 44,88 ± 0,52                                       | 50,51 ± 0,56   | 23,70 ± 0,52     | 13,96 ± 0,18              |
| 0x10     | 0x0000  | 44,52 ± 0,60                                       | 51,2 ± 1,4   | 13,6 ± 1,3       | 13,70 ± 0,16              |
| 0x20     | 0x0000  | 43,89 ± 0,17                                       | 50,27 ± 0,78   | 17,47 ± 0,27     | 13,83 ± 0,26              |
| 0x20     | 0x4000  | 46,63 ± 0,23                                       | 50,08 ± 0,36   | 16,28 ± 0,19     | 13,74 ± 0,14              |
| 0x20     | 0xC000  | 56,48 ± 0,65                                       | 51,66 ± 0,59   | 13,2 ± 1,1       | 13,39 ± 0,17              |
| 0x20     | 0xF000  | 61,11 ± 0,69                                       | 51,86 ± 0,67   | 11,8 ± 1,0       | 13,26 ± 0,33              |
| 0x30     | 0x0000  | 43,20 ± 0,51                                       | 49,50 ± 0,48   | 21,3 ± 1,5       | 13,95 ± 0,15              |
| 0x50     | 0x0000  | 42,30 ± 0,21                                       | 49,65 ± 0,80   | 25,30 ± 0,30     | 14,06 ± 0,16              |
| 0x70     | 0x0000  | 41,86 ± 0,20                                       | 49,44 ± 0,85   | 27,44 ± 0,30     | 14,02 ± 0,31              |
| 0xF0     | 0x0000  | 41,77 ± 0,25                                       | 49,24 ± 0,72   | 27,37 ± 0,37     | 14,25 ± 0,24              |
| 0xF0     | 0x4000  | 44,90 ± 0,26                                       | 50,38 ± 0,85   | 24,71 ± 0,39     | 13,93 ± 0,28              |
| 0xF0     | 0xC000  | 56,84 ± 0,14                                       | 51,78 ± 0,47   | 17,03 ± 0,30     | 13,41 ± 0,20              |
| 0xF0     | 0xF000  | 60,92 ± 0,21                                       | 51,35 ± 0,65   | 13,67 ± 0,22     | 13,61 ± 0,31              |

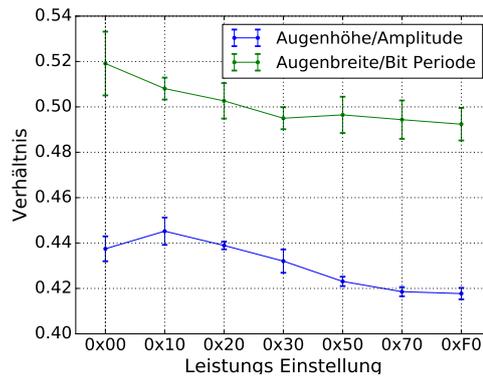
gen für zunehmende Leistung einen negativen Einfluss auf die relative Augengröße besitzen. Allerdings bot diese Einstellung den Vorteil, dass die Amplitude des Signals verstärkt wurde. Somit wurde auch die absolute Augenhöhe verstärkt. Messungen wie die BERTs zeigten, dass dies für Frequenzen  $\geq 4$  Gbit/s notwendig ist, da ohne diese Verstärkung Daten nicht fehlerfrei übertragen werden konnten.

In Abbildung 8.5(a) konnte das Augendiagramm für Standard Firefly Einstellungen mit dem Augendiagramm für die Leistungseinstellung 0xF0 in Abbildung 8.5(b) verglichen werden. Wie die vorherigen Analysen zeigten, lässt sich kein Unterschied der Größe der Augen feststellen. Es zeigt sich eine Veränderung des „One Levels“ und des „Zero Levels“, welche für die erhöhte Ausgangsleistung stärker variieren. Vergleicht man das Rauschen der entsprechenden Messreihen, so zeigt sich ebenfalls eine deutliche Vergrößerung von  $23,70 \pm 0,52$  mV zu  $27,37 \pm 0,37$  mV. Der zufällige Jitter unterscheidet sich für alle Einstellungsmöglichkeiten um maximal  $2\sigma$ . Daher kann man davon ausgehen, dass keine der Einstellungen einen Einfluss auf den Jitter besitzt.

Der Einfluss der Emphaseinstellungen wurde für die Leistungseinstellung 0x20 und 0xF0 untersucht (siehe Tabelle 8.2, Abbildung 8.6(a) und 8.6(b)). In beiden Messreihen zeigte die Emphase einen positiven Einfluss auf die Augenhöhe, während die Augenbreite nahezu unbeeinträchtigt bleibt. Der Effekt ist vergleichbar mit dem, der durch die FPGA Emphaseinstellungen in Tabelle 8.1 beobachtet wurde. Auch hier ist der Grund, dass die Emphase Einfluss auf die Amplitude an verschiedenen Positionen innerhalb eines Bits nimmt. Zusätzlich lässt sich ein positiver Effekt



(a) Einfluss der Firefly Emphaseeinstellungen auf die Augengröße bei einer Leistungseinstellung von 0x20. (b) Einfluss der Firefly Emphaseeinstellungen auf die Augengröße bei einer Leistungseinstellung von 0xF0.



(c) Einfluss der Firefly Leistungseinstellungen auf die Augengröße.

Abbildung 8.6: Einfluss verschiedener Firefly Einstellungen auf die Augengröße bei einer Datenrate von 6,0 Gbit/s.

auf das Rauschen feststellen. Für zunehmende Emphase reduziert sich das Rauschen signifikant. Dies kann auch beim direkten Vergleich der Augendiagramme in Abbildung 8.5(b) und 8.5(c) beobachtet werden. Weiter zeigt sich, dass der Absolutwert der Amplitude durch die Emphase reduziert wird. Für die Einstellung 0xF0 und keine Emphase wird eine Amplitude von  $302,02 \pm 0,15$  mV gemessen. Dieser Wert reduziert sich bei einer Emphase von 0xF0 auf  $242,32 \pm 0,12$  mV.

### 8.3.2 Vertiefte Messungen bei 1,25 Gbit/s

Mit Hilfe der sich auf dem Oszilloskop befindenden Software *80SJNB* (siehe Kapitel 5.6.1) wird bei einer Rate von 1,25 Gbit/s eine genauere Messung durchgeführt. Dazu ist es nötig, die genaue Länge des verwendeten Bitmusters zu kennen, da das Programm Bitmuster in ihrer vollen Länge übereinander legt. Dadurch ist es möglich, für jedes Bit Änderungen im Signal festzustellen und viele verschiedene Arten an Jitter und Rauschen zu messen. Es war hier nötig, die bestehende Software, welche die Daten im FPGA erzeugt, abzuändern. Diese Software verwendete Komponenten, die den Bitstrom teilten und invertierten. Dadurch konnte die Länge des Musters nicht mit Sicherheit festgestellt werden. Aus Zeitgründen wurde das Ändern der Software ausschließlich für die Rate von 1,25 Gbit/s durchgeführt.

Erneut wird zunächst eine Referenzmessung durchgeführt, deren Ergebnis in Tabelle 8.3 eingesehen werden kann. Die Ergebnisse für Messung mit Firefly sind ebenfalls in Tabelle 8.3 dargestellt. Wie schon bei der Analyse der Augendiagramme in Kapitel 8.3 zeigt sich hier, dass das Rauschen durch Verwenden des Fireflys bei dieser Datenrate signifikant verringert wird.

Bei der Analyse werden auch Frequenzspektren im Bereich von 0 kHz bis 100 kHz für verschiedene Größen aufgenommen. In Abbildung 8.7 ist das Spektrum des zufälligen und periodischen Rauschens für beide Messreihen dargestellt. Dabei entsprechen die Peaks den Spektrallinien des periodischen Rauschens und das gleichmäßig verteilte Spektrum dem zufälligen Rauschen [56]. Beim Vergleich der beiden Abbildungen 8.7(a) und 8.7(b) sollte beachtet werden, dass hier die y-Achsen unterschiedlich skaliert sind.

Das Stratix V zeigt einen Peak von  $\approx 360$   $\mu$ V bei  $< 100$  Hz. Es lässt sich vermuten, dass es sich dabei um 50 Hz-Netzbrummen handelt. Der Firefly zeigt keine signifikanten Peaks. Dementsprechend wird auch der große Rauschanteil bei  $< 100$  Hz unterdrückt. Auch die weiteren Peaks bei  $\approx 31$  kHz,  $\approx 49$  kHz und  $\approx 77$  kHz im Referenzspektrum werden durch den Firefly nicht übertragen. Grund dafür ist, dass der Firefly das Signal vom FPGA elektrisch entkoppelt. Es werden vom Firefly also nur logische Nullen und Einsen weitergeleitet. Störungen im Signal werden nicht übertragen, solange diese nicht eine bestimmte Entscheidungsschwelle überschreiten.

Für die verschiedenen Typen an Jitter wird bei dieser Messung beobachtet, dass der Jitter mit Firefly insgesamt erhöht ist. Ausschließlich der periodische und der zufällige Jitter ändern sich zwischen Referenz- und Firefly-Messung nur minimal.

Im Folgenden wird das Spektrum des periodischen und des zufälligen Jitters in Abbildung 8.8 betrachtet. Es zeigen sich im Referenzspektrum drei Peaks, welche

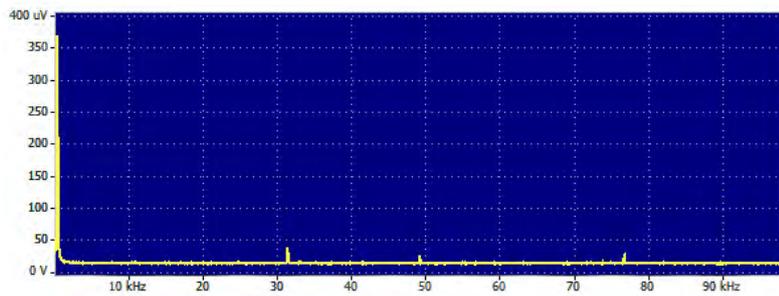
Tabelle 8.3: Ergebnisse der Software *80SJNB* für den Referenzaufbau und den Aufbau mit Firefly und MTP<sup>®</sup> auf LC Schleifenschaltung.

Referenzmessung

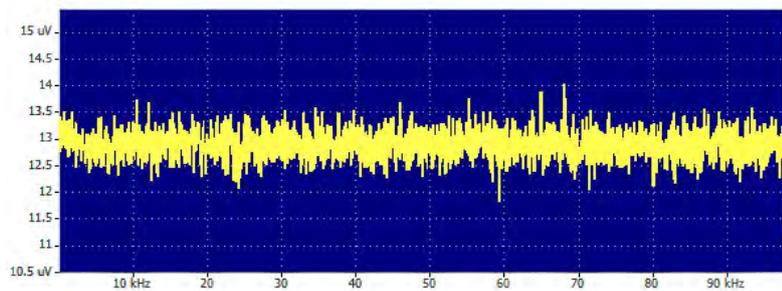
| Jitter:                             |          | Rauschen:                            |               |
|-------------------------------------|----------|--------------------------------------|---------------|
| zufälliger Jitter $J_{ran}$         | 4,91 ps  | zufälliges Rauschen $R_{ran}$        | 765,8 $\mu$ V |
| deterministischer Jitter $J_{det}$  | 42,28 ps | deterministisches Rauschen $R_{det}$ | 79,06 mV      |
| datenabhängiger Jitter $J_{dd}$     | 15,73 ps | datenabhängiges Rauschen $R_{dd}$    | 76,87 mV      |
| periodischer Pk-Pk Jitter $J_{per}$ | 24,82 ps | periodisches Pk-Pk Rauschen $R_{dd}$ | 2,35 mV       |
| gesamter Jitter $J_{per}$           | 94,00 ps | gesamtes Rauschen $R_{dd}$           | 89,46 mV      |

Messung mit Firefly

| Jitter:                             |           | Rauschen:                            |                |
|-------------------------------------|-----------|--------------------------------------|----------------|
| zufälliger Jitter $J_{ran}$         | 5,11 ps   | zufälliges Rauschen $R_{ran}$        | 623,75 $\mu$ V |
| deterministischer Jitter $J_{det}$  | 57,19 ps  | deterministisches Rauschen $R_{det}$ | 8,70 mV        |
| datenabhängiger Jitter $J_{dd}$     | 30,54 ps  | datenabhängiges Rauschen $R_{dd}$    | 8,57 mV        |
| periodischer Pk-Pk Jitter $J_{per}$ | 23,61 ps  | periodisches Pk-Pk Rauschen $R_{dd}$ | 10,49 mV       |
| gesamter Jitter $J_{per}$           | 114,97 ps | gesamtes Rauschen $R_{dd}$           | 18,866 mV      |

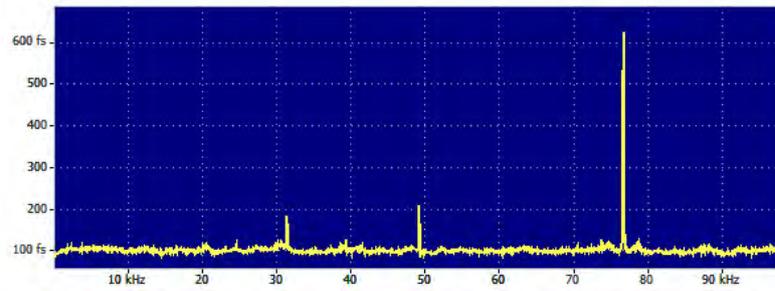


(a) Referenzmessung

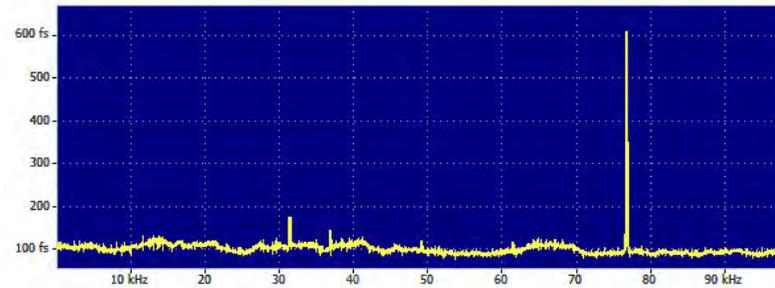


(b) Firefly

Abbildung 8.7: Spektrum des zufälligen und periodischen Rauschens für den Referenzaufbau und den Aufbau mit Firefly und MTP<sup>®</sup> auf LC Schleifenschaltung.



(a) Referenzmessung



(b) Firefly

Abbildung 8.8: Spektrum des zufälligen und periodischen Jitters für den Referenzaufbau und den Aufbau mit Firefly und MTP<sup>®</sup> auf LC Schleifenschaltung.

sich bei ungefähr denselben Frequenzen wie die Peaks in Abbildung 8.7(a) befinden. Allein der Peak bei  $< 100$  Hz ist im Jitterspektrum nicht zu erkennen. Dies lässt den Rückschluss zu, dass Rauschen und Jitter dieselbe Ursache besitzen. Dabei ist die größte Komponente bei einer Frequenz von  $\approx 77$  kHz zu finden. Der Firefly zeigt die gleichen Peaks im Spektrum, wobei der Peak bei  $\approx 49$  kHz stark unterdrückt wird. Zusätzlich taucht im Spektrum ein Peak bei  $\approx 37$  kHz auf. Dabei scheint es sich um den Anteil an periodischem Jitter zu handeln, der durch den Firefly in diesem Frequenzbereich hinzugefügt wird.

## 8.4 Zusammenfassung

Mit dieser Messung wurde die Signalqualität analysiert. Besonders hervorgehoben werden sollen hier noch einmal die Messungen bei der Rate 1,25 Gbit/s und 6,0 Gbit/s, da es sich dabei um Raten handelt, die auch im Mu3e-Experiment zum Übertragen von Daten bzw. Steuer- und Resetsignalen eingesetzt werden. Bei einer Rate von 1,25 Gbit/s konnte gezeigt werden, dass der Firefly einen positiven Einfluss auf das Signal besitzt. So wurde das Verhältnis von Augenhöhe/Amplitude und das Rauschen des Signals signifikant verbessert. Der zufällige Jitter und die horizontale Augenöffnung haben sich dabei verhältnismäßig kaum verschlechtert. Für steigende

Raten wird beobachtet, dass das vom Firefly gesendete Signal beständig an Qualität verliert.

Bei der Rate von 6,0 Gbit/s wurden weitere Messungen durchgeführt, um den Einfluss der Firefly Einstellungen zu analysieren. Das Erhöhen der Ausgangsleistung führt bei dieser Rate zu einer Verschlechterung der Qualität. Sowohl horizontale und vertikale Augenöffnung verringerten sich für große Ausgangsleistungen. Erfahrungen aus den BER-Messungen zeigten allerdings, dass auf diese Einstellung für eine fehlerfreie Datenübertragung nicht verzichtet werden kann. Die Emphase-Einstellungen zeigten einen sehr positiven Effekt, hauptsächlich auf die Augenhöhe.

Vertiefende Messungen bei 1,25 Gbit/s konnten zeigen, dass der Firefly das Signal elektrisch entkoppelt. So wurden alle vom FPGA kommenden zufälligen und periodischen Rauschanteile durch den Firefly nicht übertragen. Für den zufälligen und periodischen Jitter gilt dies nicht.

## 9 Zusätzliche Untersuchungen des Fireflys und des optischen Splitters

Zwischen oder während der verschiedenen Messungen wurden kleinere Untersuchungen durchgeführt, um so mehr über charakteristische Größen des Fireflys und des optischen Splitters zu lernen.

### 9.1 Ausgangsamplitude des Fireflys

Eine solche Messung untersuchte den Zusammenhang zwischen der vom Firefly erzeugten Ausgangsamplitude und den Einstellungen, die am Firefly vorgenommen werden können.

#### 9.1.1 Messaufbau und Durchführung

Für diese Messung wurde der Aufbau der Jittermessung verwendet, entsprechend der Darstellung in Abbildung 6.3. Mit Hilfe des *S5338*-Chips wurde eine Frequenz von 125 MHz erzeugt. Für den optischen Kabelaufbau wurde die MTP<sup>®</sup> auf LC Schleifenschaltung verwendet. Die Amplitude des elektrischen Signals wurde mit Hilfe des Oszilloskops *DPO7254C* durch eine Peak to Peak Messung bestimmt.

#### 9.1.2 Ergebnisse

Das Ergebnis dieser Messung ist in Abbildung 9.1 dargestellt. Es zeigt sich ein linearer Anstieg der Amplitude ausgehend von der Einstellung „low“ (0x00) bis zur Einstellung „high“ (0x30). Für höhere Einstellungen tritt ein Sättigungseffekt auf, so dass eine maximale Amplitude von  $484,1 \pm 1,7$  mV in Receiver 4 bei der Einstellung 0xF0 erreicht wird. Der Mittelwert aus allen vier Receivern bei dieser Einstellung beträgt  $480,94 \pm 0,91$  mV. Für die Standardeinstellung 0x00 wird ein Mittelwert von  $175,88 \pm 0,30$  mV gemessen. Der größte Unterschied wurde zwischen Kanal 4 und Kanal 3 mit  $9,4 \pm 1,7$  mV bei der Einstellung 0x30 gefunden.

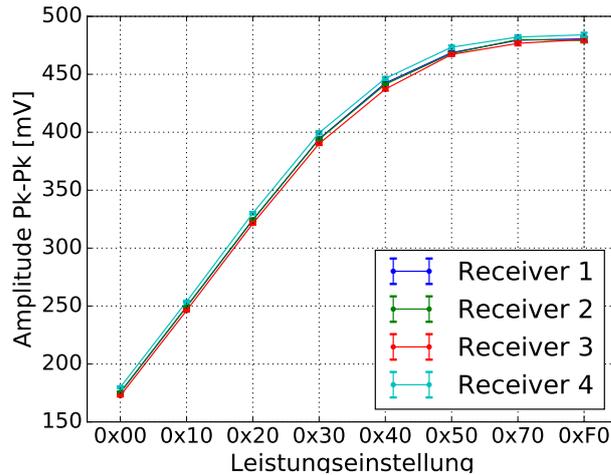


Abbildung 9.1: Amplitude des Ausgangssignals des Fireflys für verschiedene Leistungseinstellungen.

## 9.2 Stromverbrauch des Fireflys

Mit dieser Messreihe soll der Stromverbrauch des Fireflys für verschiedene Leistungseinstellungen und unterschiedliche Anzahl an aktiven Kanälen untersucht werden.

### 9.2.1 Messaufbau und Durchführung

Es wurde eine Frequenz von 125 MHz mit Hilfe des *Si5338*-Chips erzeugt und an das Firefly EVB übertragen. Hier wird die MTP<sup>®</sup> auf LC Schleifenschaltung verwendet um das Taktsignal weiter zu übertragen. Da keine Untersuchung am Signal durchgeführt wird, werden alle Ausgänge des Firefly EVBs mit  $50\ \Omega$  terminiert.

Die Spannungsquelle *HMP4040* wird verwendet um den Stromverbrauch des Fireflys zu messen.

### 9.2.2 Ergebnisse

Zunächst wird der Stromverbrauch für eine unterschiedliche Anzahl an aktiven optischen Kanälen untersucht. Dazu wurden mittels der I<sup>2</sup>C Steuerung alle nicht verwendeten Kanäle deaktiviert. Das Ergebnis der Messreihe ist in Abbildung 9.2 gegeben. Es zeigt sich ein linearer Anstieg des Stromverbrauchs mit jedem weiteren aktiven Kanal. Es ist zu beachten, dass der Anstieg nicht exakt linear ist. Die Steigungen zwischen den einzelnen Messpunkten unterscheiden sich um einen Wert  $< 3\sigma$ . Dabei nimmt die Stromstärke im Mittel um den Wert  $35,5 \pm 0,5\ \text{mA}$  für jeden hinzugefügten Kanal zu.

Für vier aktive Kanäle wurde der zusätzliche Stromverbrauch für erhöhte Leistungseinstellungen gemessen (siehe Abbildung 9.3). Analog zu der Messung in Ab-

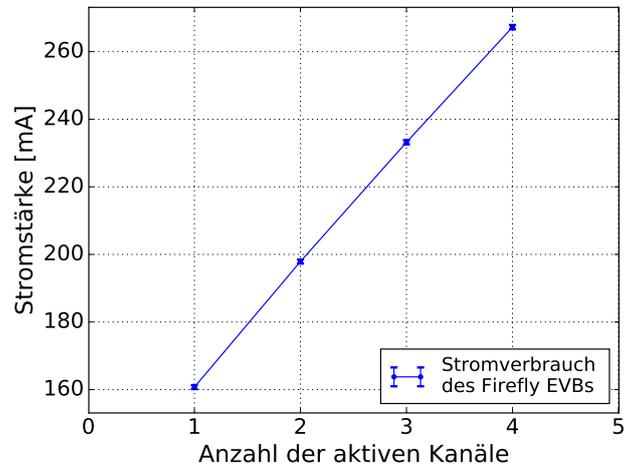


Abbildung 9.2: Stromverbrauch des Firefly EVBs für verschiedene Anzahl an aktiven Kanälen.

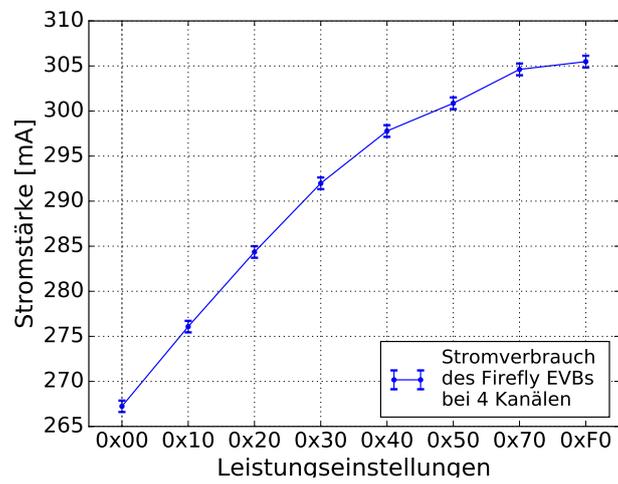


Abbildung 9.3: Stromverbrauch des Firefly EVBs für verschiedene Leistungseinstellungen.

bildung 9.1 zeigt sich auch hier zunächst ein linearer Anstieg, bis zur Einstellung „high“ (0x30). Für höhere Einstellungen lässt sich ein Sättigungseffekt beobachten. Dabei wird eine maximale Stromstärke von  $305,48 \pm 0,65$  mA gemessen.

## 9.3 Optische empfangene Leistung am Firefly

Ziel ist es mit dieser Messung die optische Leistung am Firefly zu untersuchen. Dadurch erhält man zusätzliche Informationen zur Dämpfung der verwendeten optischen Splitter.

### 9.3.1 Messaufbau und Durchführung

Der Aufbau entspricht dem, der in Kapitel 9.2 beschrieben wurde. Die Messung der optischen Leistung erfolgt durch den Firefly selbst und kann aus Register 34 bis 41 mit Hilfe des I<sup>2</sup>C-Bus ausgelesen werden. Dabei entsprechen jeweils 16 Bits der Leistung an einem der vier Receiver. Die Leistungsmessung besitzt eine Genauigkeit von 3 dB über den gesamten Temperatur- und Spannungsbereich. Da die Messung unter Laborbedingungen durchgeführt wurde, ist der Fehler damit deutlich überschätzt. Daher wird im Folgenden der statistische Fehler verwendet, bei dem es sich um die Standardabweichung der Messwerte aus 500 Messungen handelt. Zwischen jedem Auslesen der Register wurde 0,6 s gewartet.

### 9.3.2 Ergebnisse

Ohne zusätzlichen Splitter wird nach dem Durchlaufen der MTP<sup>®</sup> auf LC Schleife eine optische Leistung am Receiver von  $P_{ref} = 790,3 \pm 2,2$  μW gemessen. Für weitere Messreihen werden zusätzliche optische Splitter in die Schleife eingebracht. Die Ergebnisse dieser Messungen sind in Abbildung 9.4 dargestellt. Die Werte sind in [dB] angegeben und werden mit der Formel  $P$  [dB] =  $10 \cdot \log(P/P_{ref})$  berechnet. Für einen einzelnen Splitter wird als Mittelwert aus allen Messreihen  $-3,15 \pm 0,01$  dB gemessen, was einer Dämpfung von  $3,15 \pm 0,01$  dB entspricht. Nach Tabelle 5.4 sollte die Dämpfung bei  $< 4,0$  dB liegen. Dieser Wert konnte durch die Messung gut bestätigt werden.

Für drei hintereinander geschaltete Splitter wird eine mittlere Dämpfung aus allen Messreihen von  $-10,03 \pm 0,03$  dB und eine mittlere Leistung von  $78,50 \pm 0,60$  μW gemessen. Da es sich hierbei um ein schwingendes Signal handelt, gibt es eine minimale Leistung  $P_0$  und eine maximale Leistung  $P_1$ . Der hier gemessene Wert entspricht dem Mittel aus beiden.

Der Firefly besitzt eine Sensitivität von  $-10,4$  dBm (91,2 μW) [20] bezogen auf die Leistungsamplitude. Im Folgenden soll die Amplitude des gemessenen Signals abgeschätzt werden: Die minimale Leistung wird dazu mit 0 μW angenommen. Dadurch ergibt sich eine maximal mögliche Amplitude von  $157,0 \pm 1,2$  μW nach dem

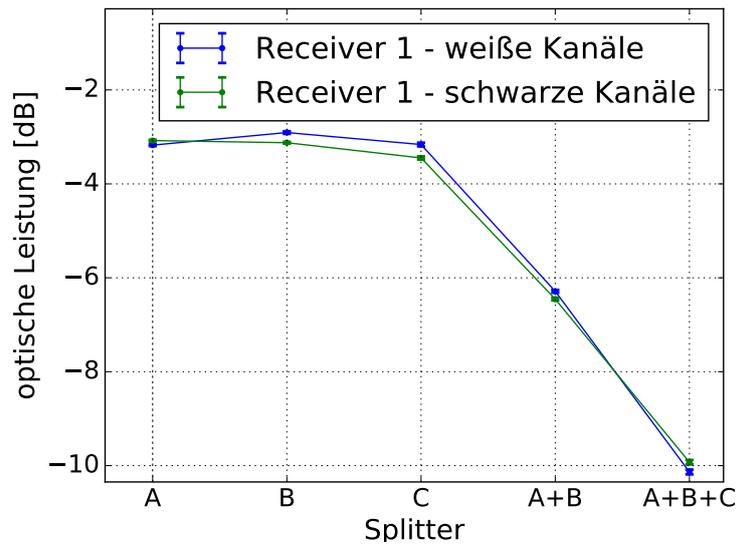


Abbildung 9.4: Dämpfung der optischen Leistung durch optische Splitter.

Durchlaufen von drei Splittern. Somit ist die Leistungsamplitude des Signals kaum größer als der Minimalwert, der durch den Firefly erkannt wird.

Geht man weiter davon aus, dass ein weiterer Splitter das Signal um zusätzliche 4 dB dämpft, so erhält man nach analoger Rechnung eine maximale Leistungsamplitude von  $\approx 80 \mu\text{W}$ . Eine weitere Untersuchung ist also an dieser Stelle nötig, um zu überprüfen, ob eine Signalübertragung mit 4 Splittern möglich ist. Da während dieser Arbeit nur 3 Splitter zur Verfügung stehen, war eine solche Überprüfung hier nicht möglich.

## Teil IV

# Diskussion und Zusammenfassung

## 10 Zusammenfassung

Für diese Arbeit wurde eine Testplatine entwickelt, die es möglich macht den Firefly, einen aktiven optischen Transceiver, zu betreiben. Dieser wurde für das Mu3e-Experiment untersucht, in dem er potentiell zum Verteilen eines Taktsignals und zum Übertragen von Daten eingesetzt werden soll. Zusätzlich wurden weitere Analysen zu einem optischen Splitter durchgeführt. Auch diese sollen im Mu3e-Detektor Anwendung finden, so dass weniger aktive Bauteile verwendet werden müssen, um das Taktsignal zu verteilen.

### 10.1 Periodischer Jitter

Das Mu3e-Experiment erfordert ein Taktsignal mit einem Jitter von  $< 100$  ps im gesamten Detektor. Die Messung des periodischen Jitters sollte klären, ob das Signal diese Anforderung nach dem Übertragen durch den Firefly erfüllt. Dabei gilt die Anforderung über den gesamten Detektor hinweg, so dass der Beitrag des Fireflys zum Jitter signifikant kleiner sein sollte.

Tabelle 10.1: Ergebnisse zur Messung des mittleren periodischen Jitters. Der Firefly wurde mit einer optischen MTP<sup>®</sup> auf LC Schleife betrieben.

|            | Messbereich:<br>25 MHz bis 650 MHz | Messbereich<br>625 MHz bis 3,0 GHz |
|------------|------------------------------------|------------------------------------|
| Referenz   | $1,369 \pm 0,031$ ps               | $1,545 \pm 0,037$ ps               |
| Firefly    | $1,505 \pm 0,034$ ps               | $1,418 \pm 0,032$ ps               |
| 1 Splitter | $\leq 2$ ps                        | $\leq 1,9$ ps                      |
| 3 Splitter | $\leq 6$ ps                        | -                                  |

Die wichtigsten Ergebnisse sind in Tabelle 10.1 zusammengefasst. Es zeigte sich, dass der Jitter nach der Übertragung durch den Firefly 2 Ordnungen kleiner ist als die Anforderung. Durch weitere Analyse der gemessenen Daten konnte der Jitterbeitrag durch den Firefly berechnet werden. Im Bereich von 25 MHz bis 650 MHz beläuft sich dieser auf  $\leq 820$  fs unter der Annahmen, dass es sich beim Firefly um eine unabhängige Jitterquelle handelt. Auch nach dem Verwenden von bis zu drei Splitttern bleibt der periodische Jitter des Signals weit unter dem gesetzten Limit.

## 10.2 BERTs

Untersuchungen der BER konstatierten, dass eine Datenübertragung mit dem Firefly bei einer Rate von 1,25 Gbit/s fehlerfrei erfolgt. Es konnte hier ein oberes Limit für die BER von  $\mathcal{O}(10^{-15})$  bei 95% CL festgesetzt werden. Durch ein geeignetes Anpassen der Transmitter- und Fireflyeinstellungen ist dies auch bis zu der Datenrate von 8 Gbit/s möglich. Messungen bei der höheren Rate von 9,6 Gbit/s wiesen fehlerhafte Bits mit einer BER von  $\mathcal{O}(10^{-15})$  auf.

## 10.3 Augendiagramme

Die Analyse verschiedener Augendiagramme führten zu folgenden Ergebnissen:

Bis zu einer Rate von 4 Gbit/s zeigen die Augendiagramme ein weit geöffnetes Auge mit einer vertikalen und horizontalen Öffnung von  $\geq 60\%$ . Größere Raten sorgten vor allem für eine deutliche Abnahme der zeitlichen Öffnung der Augen. Bei 10 Gbit/s ist das Auge kaum mehr geöffnet, so dass es zu Fehlern im Erkennen der Bits kommt. Diese Beobachtung deckt sich mit den Ergebnissen des BERTs.

Es stellte sich heraus, dass die Leistungseinstellung des Fireflys bei einer Rate von 6,0 Gbit/s einen negativen Effekt auf die relative Augenöffnung besitzt. Allerdings kann auf diese Einstellungen nicht verzichtet werden, wie Erfahrungen aus den BERTs zeigten. Die Einstellungen der Emphase am Firefly weisen einen signifikanten positiven Effekt auf die Augenhöhe auf.

Weitere Messungen im Frequenzspektrum des Rauschens im Signal konnten bestätigen, dass der Firefly das Signal elektrisch entkoppelt. Dieser Effekt soll für das Mu3e-Experiment ausgenutzt werden, um den Detektor von dessen Steuerung elektrisch zu entkoppeln. Allerdings gilt dieser Effekt generell für die optische Datenübertragung und tritt nicht ausschließlich beim Firefly auf.

## 10.4 Fazit und Ausblick

Die hier gefundenen Ergebnisse qualifizieren den Firefly als eine Möglichkeit, um die optische Übertragung im Mu3e-Detektor zu realisieren. Die geringen gemessenen periodischen Jitterwerte liegen deutlich unter den Anforderungen an das Taktsignal. Auch der optische Splitter konnte diese Anforderungen erfüllen. So kann diese Arbeit in Zukunft die Entscheidung erleichtern, in welcher Form und Anzahl solche Splitter eingesetzt werden sollen. Dabei lassen Messungen der optischen Leistung vermuten, dass maximal drei hintereinander geschaltete optische Splitter verwendet werden können. Ein genaueres Überprüfen dieser Vermutung war nicht möglich, da nur drei Splitter zur Verfügung standen.

Auch die Ergebnisse zur Datenübertragung durch den Firefly bei 1,25 Gbit/s und 6,0 Gbit/s fielen positiv aus. Daher empfiehlt sich der Firefly auch in diesem Bereich durch eine bisher fehlerfreie Übertragung von Daten. Dabei sollte hier klar sein, dass

noch weitere Messungen der BER nötig sind, um dies auch für die weitaus längeren Laufzeiten im Detektor zu verifizieren.

Aufgrund der begrenzten Zeit, die für diese Arbeit zur Verfügung stand, konnten nicht alle Messgrößen untersucht werden. Soll der Firefly im Detektor eingesetzt werden, ist beispielsweise seine Betriebstemperatur bzw. seine abgestrahlte Energie von Interesse. Entsprechend dieser Werte muss die Kühlung am Firefly angepasst werden. Für die Untersuchungen wurde ein großer luftgekühlter Kühlkörper verwendet, der auf Grund von Platzmangel im Detektor nicht eingesetzt werden kann. Auf Grund des Stromverbrauchs, welcher in Kapitel 9.2 beschrieben wurde, kann die Leistung des Fireflys mit  $P = U \cdot I \approx 1 \text{ W}$  abgeschätzt werden. Dementsprechend sollte auch die Kühlung im Detektor unproblematisch sein.

Weitere mögliche Messungen, die im Rahmen dieser Arbeit nicht durchgeführt wurden, wurden bei der Bestimmung des periodischen Jitters bereits erwähnt. Dazu gehört eine detaillierte Untersuchung des Frequenzspektrums des Fireflys. Dadurch könnten Rückschlüsse auf die Übertragung des Jitters gezogen werden. Auch könnte so die Annahme, dass es sich beim Firefly näherungsweise um eine unabhängige Jitterquelle handelt, überprüft werden.

Weitere Untersuchungen des periodischen Jitters sind für einen Aufbau nötig, bei dem Transmitter und Receiver getrennte Bauteile sind.

In allen untersuchten Bereichen ist der Firefly eine sehr gute Option, für die Takt- und Datenübertragung im Mu3e-Experiment.

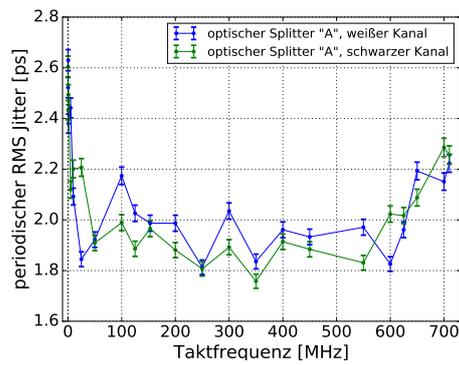
# Teil V

## Appendix

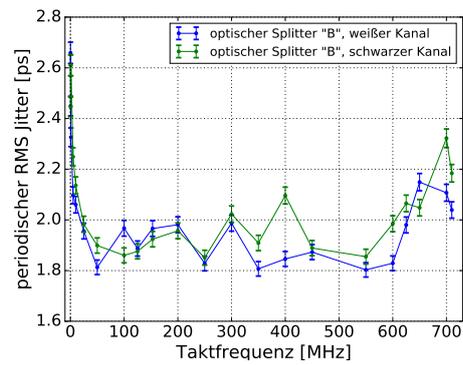
# A Appendix

## A.1 Zusätzliche Graphen

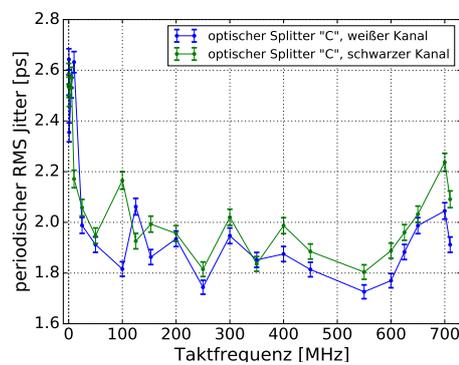
### A.1.1 Periodischer Jitter für drei unterschiedliche Splitter



(a) Splitter „A“



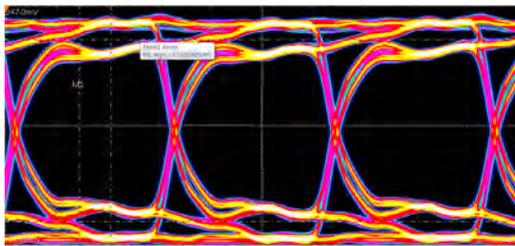
(b) Splitter „B“



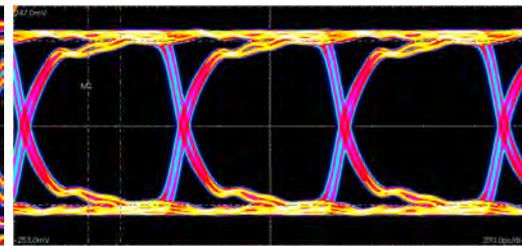
(c) Splitter „C“

Abbildung A.1: Periodischer Jitter bei Verwendung je eines optischen Splitters.

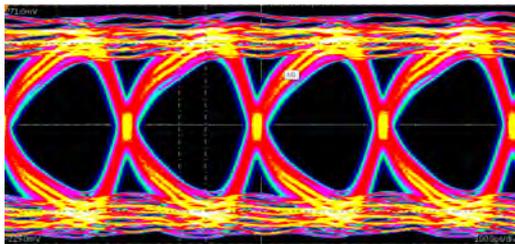
## A.1.2 Augendiagramme



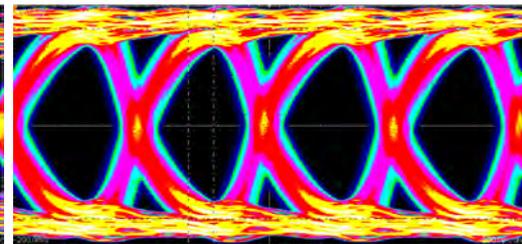
(a) Referenzmessung bei 1,6 Gbit/s.



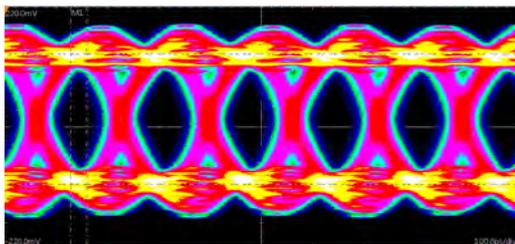
(b) Messung bei 1,6 Gbit/s mit Firefly.



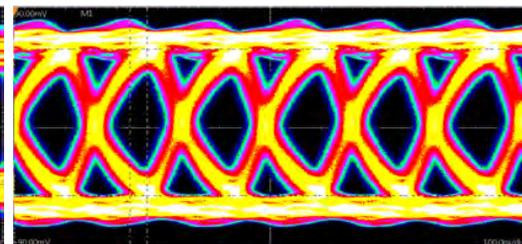
(c) Referenzmessung bei 4,0 Gbit/s.



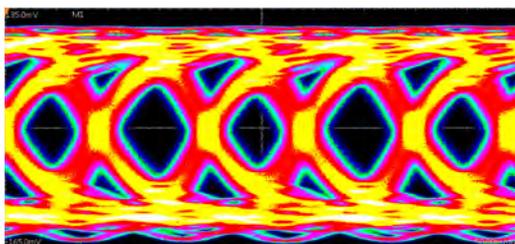
(d) Messung bei 4,0 Gbit/s mit Firefly.



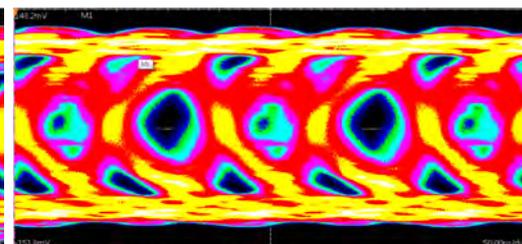
(e) Referenzmessung bei 6,0 Gbit/s: Es wurden weitem Transmitter Einstellungen benutzt.



(f) Messung bei 6,0 Gbit/s mit Firefly.



(g) Referenzmessung bei 10 Gbit/s: Es wurden weitem Transmitter Einstellungen benutzt.



(h) Messung bei 10 Gbit/s mit Firefly bei angepassten Einstellungen

Abbildung A.2: Augendiagramme bei verschiedenen Datenrate

# B Listen und Verzeichnisse

## B.1 Abbildungsverzeichnis

|     |  |    |
|-----|--|----|
| 2.1 | Elementarteilchen im Standardmodell [3]. . . . .   | 14 |
| 2.2 | Feynman Graph für den Zerfall $\mu^+ \rightarrow e^+ \nu_e \bar{\nu}_\mu$ . . . . .  | 15 |
| 2.3 | Feynman Graphen zum Zerfall $\mu^+ \rightarrow e^+ e^+ e^-$ [10]. . . . .  | 15 |
| 3.1 | Innere Konversion. . . . .   | 17 |
| 3.2 | Signal Topologien. . . . .   | 18 |
| 3.3 | Schematische Darstellung des Mu3e-Detektors [16]. . . . .  | 19 |
| 3.4 | Schematische Darstellung eines HV-MAPS [16]. . . . .   | 20 |
| 3.5 | Schematische Darstellung der Auslese beim MuPix 7. . . . .   | 21 |
| 3.6 | Schematische Darstellung eines MuTrig Auslesekanals [19]. . . . .  | 21 |
| 3.7 | Schematische Darstellung der Taktsignalverteilung im Mu3e-Experiment.<br>Der gelbe Bereich repräsentiert den Detektor [11, S. 76]. . . . . | 23 |
| 3.8 | Schematische Darstellung der Datenauslese im Mu3e-Detektor [11]. . . . .   | 24 |
| 4.1 | Darstellung des <i>Firefly Optical EUCO 14G x4</i> mit Kühlkörper [21]. . . . .  | 26 |
| 4.2 | Darstellungen der Firefly Testplatine. . . . .   | 30 |
| 4.3 | Schaltung zur Entkopplung der Versorgungsspannung des Fireflys<br>entsprechend Datenblatt [20] . . . . .                                   | 31 |
| 5.1 | Schematische Darstellung eines LVDS-Schaltkreises. . . . .   | 33 |
| 5.2 | Vereinfachtes Schaltbild des „Open Drain“ Ausgangs und der SDA<br>oder SCL Leitung [28]. . . . .   | 34 |
| 5.3 | Darstellung eines I <sup>2</sup> C Protokolls [29]. . . . .  | 34 |
| 5.4 | Optische Steckverbindungen MTP <sup>®</sup> und LC. . . . .  | 36 |
| 5.5 | Darstellung des optischen Splitters . . . . .  | 38 |
| 5.6 | Stratix V FPGA auf der Entwicklerplatine (vergleiche Quelle [48]). . . . .   | 41 |
| 5.7 | Effekt verschiedener Präemphase-Einstellungen auf ein ideales Signal . . . . .   | 42 |
| 6.1 | Darstellung eines jitterbehafteten Signals. . . . .  | 48 |
| 6.2 | Darstellung des Taktsignals bei 125 MHz durch das <i>DPO 7254C</i> . . . . .   | 52 |
| 6.3 | Darstellungen zum Messaufbau zur Bestimmung des optischen Jitters . . . . .  | 53 |
| 6.4 | Periodischer Jitter bei verschiedenen optischen Kabeln. . . . .  | 54 |
| 6.5 | Periodischer Jitter für zwei <i>Si5338</i> -EVBs in Abhängigkeit des Referenztaktes. . . . .   | 55 |
| 6.6 | Periodischer Jitter des Fireflys nach Abzug des Referenzsignals nach<br>Gleichung 6.6. . . . .   | 56 |

|      |  |    |
|------|--|----|
| 6.7  | Bode-Diagramm des Oszilloskops DPO7254C. . . . .   | 57 |
| 6.8  | Periodischer Jitter für schnelle Frequenzen. Erzeugung des Taktsignals durch den Signalgenerator <i>MG3692C</i> . . . . .  | 58 |
| 6.9  | Periodischer Jitter bei Verwendung des optischen Splitters „A“. . . . .  | 59 |
| 6.10 | Periodischer Jitter bei Verwendung von 0 bis 3 optischen Splittern hintereinander. . . . .   | 60 |
| 6.11 | Periodischer Jitter bei Verwendung des optischen Splitters „A“ im Vergleich zur Messreihe ohne Splitter. Taktfrequenz wird durch <i>MG3692C</i> erzeugt. . . . . | 61 |
| 7.1  | Vereinfachtes Blockschaltbild des Messaufbaus um BERTs durchzuführen. . . . .  | 65 |
| 8.1  | Überlagerung eines idealen bzw. realen Datenmusters und Erstellung eines Augendiagramms [68]. . . . .  | 70 |
| 8.2  | Typische Messgrößen die an einem Augendiagramm abgelesen werden können [68]. . . . .   | 71 |
| 8.3  | Vereinfachtes Blockschaltbild des Aufbaus zum Erstellen von Augendiagrammen. . . . .   | 72 |
| 8.4  | Augendiagramme bei einer Datenrate von 1,25 GHz. . . . .   | 73 |
| 8.5  | Messung mit Firefly und MTP <sup>®</sup> auf LC Schleifenschaltung und verschiedene Firefly Einstellungen bei einer Datenrate von 6,0 Gbit/s. . . . .            | 75 |
| 8.6  | Einfluss verschiedener Firefly Einstellungen auf die Augengröße bei einer Datenrate von 6,0 Gbit/s. . . . .  | 77 |
| 8.7  | Spektrum des zufälligen und periodischen Rauschens. . . . .  | 79 |
| 8.8  | Spektrum des zufälligen und periodischen Jitters. . . . .  | 80 |
| 9.1  | Amplitude des Ausgangssignals des Fireflys für verschiedene Leistungseinstellungen. . . . .  | 83 |
| 9.2  | Stromverbrauch des Firefly EVBs für verschiedene Anzahl an aktiven Kanälen. . . . .  | 84 |
| 9.3  | Stromverbrauch des Firefly EVBs für verschiedene Leistungseinstellungen. . . . .   | 84 |
| 9.4  | Dämpfung der optischen Leistung durch optische Splitter. . . . .   | 86 |
| A.1  | Periodischer Jitter bei Verwendung je eines optischen Splitters. . . . .   | I  |
| A.2  | Augendiagramme bei verschiedenen Datenrate . . . . .   | II |

## B.2 Tabellenverzeichnis

|      |  |    |
|------|--|----|
| 4.1  | Wichtige Register der „lower page“ des Fireflyspeichers [20]. . . . .  | 29 |
| 4.2  | Definitionen der Leistungseinstellungen in Register 238 des Speichers 0x03 [20]. . . . .   | 29 |
| 5.1  | Spezifikationen des MTP <sup>®</sup> auf MTP <sup>®</sup> Kabels [38]. . . . .   | 37 |
| 5.2  | Spezifikationen des MTP <sup>®</sup> auf LC Kabels [39]. . . . .   | 37 |
| 5.3  | Spezifikationen des LC auf LC Kabels [40]. . . . .   | 37 |
| 5.4  | Spezifikationen des optischen Splitters [41]. . . . .  | 38 |
| 5.5  | Jitter-Spezifikationen des <i>Si5338</i> -Chips. . . . .   | 39 |
| 6.1  | Umrechnungsfaktor $\alpha$ zwischen Pk-Pk-Jitter und RMS Jitter für bestimmte Bit Fehlerraten[62]. . . . .   | 50 |
| 6.2  | periodischer Jitter für drei unterschiedliche Splitter „A“, „B“ und „C“, gemittelt für den Frequenzbereich von 25 MHz bis 710 MHz. . . . .           | 59 |
| 6.3  | periodischer Jitter für 0 bis 3 hintereinander geschaltete Splitter, gemittelt für den Frequenzbereich von 25 MHz bis 710 MHz. . . . .               | 61 |
| 7.1  | Ergebnisse der BERTs für unterschiedliche Frequenzen. . . . .  | 66 |
| 7.2  | Standard Einstellungen des Transceiver Toolkits . . . . .  | 67 |
| 7.3  | Ergebnisse des BERT für eine Datenrate von 4 Gbit/s und unterschiedliche Firefly Leistungseinstellungen. . . . .                                     | 68 |
| 7.4  | Ergebnisse des BERT für eine Datenrate von 6,4 Gbit/s bei gegebenen Transmitter-, Receiver- und Firefly-Einstellungen. . . . .                       | 68 |
| 7.5  | Ergebnisse des BERT für eine Datenrate von 8 Gbit/s bei gegebenen Transmitter-, Receiver- und Firefly-Einstellungen. . . . .                         | 69 |
| 7.6  | Ergebnisse des BERT für eine Datenrate von 9,6 Gbit/s bei gegebenen Transmitter-, Receiver- und Firefly-Einstellungen. . . . .                       | 69 |
| 8.1  | Ergebnisse der charakteristischen Größen der Augendiagramme für verschiedene Datenraten. . . . .   | 74 |
| 8.2  | Ergebnisse der charakteristischen Größen der Augendiagramme für verschiedene Firefly Einstellungen bei 6,0 Gbit/s. . . . .                           | 76 |
| 8.3  | Ergebnisse der Software <i>80SJNB</i> für den Referenzaufbau und den Aufbau mit Firefly und MTP <sup>®</sup> auf LC Schleifenschaltung. . . . .      | 79 |
| 10.1 | Ergebnisse zur Messung des mittleren periodischen Jitters. Der Firefly wurde mit einer optischen MTP <sup>®</sup> auf LC Schleife betrieben. . . . . | 88 |

# Abkürzungsverzeichnis

|                           |  |
|---------------------------|--|
| <b><math>\nu</math>SM</b> | erweitertes Standardmodell (extended standard model)   |
| <b>AEQ</b>                | adaptive Glättung (adaptive equalization)  |
| <b>ASIC</b>               | anwendungsspezifische integrierte Schaltung (application-specific integrated circuit)                          |
| <b>BER</b>                | Bit Fehlerrate (bit error rate)  |
| <b>BERT</b>               | Bit Fehlertest (bit error rate test)   |
| <b>BR</b>                 | Verzweigungsverhältnis (branching ratio)   |
| <b>BSM</b>                | jenseits des Standardmodells (beyond the standard model)   |
| <b>CL</b>                 | Vertrauensniveau (confidence level)  |
| <b>CSA</b>                | ladungssensitiver Verstärker (charge sensitive amplifier)  |
| <b>DFE</b>                | Entscheidungs-Rückkopplungs-Glättung (decision feedback equalization)  |
| <b>EEPROM</b>             | elektrisch löschbarer programmierbarer Nur-Lese-Speicher (electrically erasable programmable read-only memory) |
| <b>EQ</b>                 | Glättung (equalization)  |
| <b>EVB</b>                | Testplatine (evaluation board)   |
| <b>FPGA</b>               | programmierbare Logik-Gatter-Anordnung (field programmable gate array)   |
| <b>GPU</b>                | Grafikprozessor (graphical processing unit)  |
| <b>HDI</b>                | high density interconnect  |
| <b>HDL</b>                | Hardwarebeschreibungssprache (Hardware Description Language)   |
| <b>HIMB</b>               | High Intensity Muon Beamline   |
| <b>HSMC</b>               | High Speed Mezzanine Card  |

|                        |  |
|------------------------|--|
| <b>HV-MAPS</b>         | hochspannungsbetriebene monolithische aktive Pixel-Sensoren (High Voltage - Monolithic Active Pixel Sensors) |
| <b>I<sup>2</sup>C</b>  | Inter Integrated Circuit   |
| <b>LC</b>              | Lucent Connetor  |
| <b>LVDS</b>            | differentielles Niedrigspannungssignal (low voltage differential signal)                                     |
| <b>MPO</b>             | multi-fiber push-on  |
| <b>MPSSE</b>           | Multi Protocol Synchronous Serial Engine   |
| <b>MTP<sup>®</sup></b> | multi-fiber termination push-on  |
| <b>MWPC</b>            | Drahtkammern (multiwire proportional chamber)  |
| <b>NRZ</b>             | Non-Return-to-Zero   |
| <b>PLL</b>             | Phasenregelschleife (phase locked loop)  |
| <b>PRBS 7</b>          | pseudozufällige binäre Sequenz 7 (pseudo random binary sequence 7)   |
| <b>PSI</b>             | Paul-Scherrer-Institiut  |
| <b>SCL</b>             | Taktleitung  |
| <b>SDA</b>             | Datenleitung   |
| <b>SF</b>              | Quellenfolger (source follower)  |
| <b>SiPM</b>            | Silizium Photomultiplier (silicon photomultiplier)   |
| <b>SM</b>              | Standardmodell   |
| <b>SMA</b>             | Sub Miniature A  |
| <b>SNR</b>             | Signal-Rausch-Verhältnis (signal to noise ratio)   |
| <b>SUSY</b>            | Supersymmetrie   |
| <b>TDC</b>             | Time-to-Digital Converter  |
| <b>UI</b>              | unit interval  |
| <b>USB</b>             | Universal Serial Bus   |
| <b>VCO</b>             | spannungsgetriebener Oszillator (voltage controlled oscillator)  |

## C Literaturverzeichnis

- [1] Burton Richter. The Discovery of the J Particle. *Reviews of Modern Physics*, 49(2), April 1977.
- [2] Georges Aad et al. Observation of a new particle in the search for the Standard Model Higgs boson with the ATLAS detector at the LHC. *Phys. Lett.*, B716:1–29, 2012.
- [3] Wikipedia, August 2010. URL: [https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Standard\\_Model\\_of\\_Elementary\\_Particles-de.svg](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Standard_Model_of_Elementary_Particles-de.svg), online Zugriff: 19.08.2017.
- [4] Y. Fukuda et al. Evidence for oscillation of atmospheric neutrinos. *Phys. Rev. Lett.*, 81:1562–1567, 1998.
- [5] Wolfgang Demtroeder. *Experimentalphysik 4 - Kern-, Teilchen-, Astrophysik*. Springer-Verlag, Berlin, 4 edition, 2014.
- [6] Marc Christopher Thomas. *Beyond Standard Model Collider Phenomenology of Higgs Physics and Supersymmetry*. Springer International Publishing, Schweiz, 0 edition, 2016.
- [7] K.A. Olive et al. (Particle Data Group). Moun, 2014. *Chin. Phys. C*38, 090001.
- [8] C. Patrignani et al. (Particle Data Group). Leptons, 2017. *Chin. Phys. C*, 40, 100001.
- [9] William J. Marciano, Toshinori Mori, and J. Michael Roney. Charged Lepton Flavor Violation Experiments. *Ann. Rev. Nucl. Part. Sci.*, 58:315–341, 2008.
- [10] A Blondel et al. Research Proposal for an Experiment to Search for the Decay  $\mu \rightarrow eee$ , Januar 2013. (arXiv:1301.6113 [physics.ins-det]).
- [11] A Bondel et al. Mu3e Experiment - Technical design of the Phase I. Technical report, Dezember 2016.
- [12] U. Bellgardt et al. Search for the Decay  $\mu^+ \rightarrow e^+e^+e^-$ . *Nucl. Phys.*, B299:1–6, 1988.
- [13] A. M. Baldini et al. MEG Upgrade Proposal. 2013.
- [14] J. Adam et al. New constraint on the existence of the  $\mu \rightarrow e\gamma$  decay. *Physical review letters*, 110 20:201801, 2013.

- [15] S. Eidelman and other. Passage of particles through matter. *Physics Letters*, B592, 2004.
- [16] Ivan Perić et al. High-voltage pixel detectors in commercial CMOS technologies for ATLAS, CLIC and Mu3e experiments. *Nucl. Instrum. Meth.*, A731:131–136, 2013.
- [17] H. Augustin et al. MuPix7—A fast monolithic HV-CMOS pixel chip for Mu3e. *Journal of Instrumentation*, 11(11):C11029, 2016.
- [18] David Immig. Charakterisierung des VCO, der PLL und der Pulsform des Mu-Pix7 in Abhängigkeit der Umgebungstemperatur. Bachelor arbeit, Ruprecht-Karls-Universität Heidelberg, 2016.
- [19] H. Chen et al. Mutrig: a mixed signal silicon photomultiplier readout asic with high timing resolution and gigabit data link. *Journal of Instrumentation*, 12(01):C01043, 2017.
- [20] Samtec Confidential. FireFly™Optical - ECUO 14G x4 Data Sheet, März 2017.
- [21] Samtec Confidential. FFireFly™Active Optical Micro Flyover Cable Assembly, 2017. URL: <https://www.samtec.com/products/ecuo>, online Zugriff: 01.09.2017.
- [22] Samtec Confidential. FireFly™Edge Card Socket Assembly, 2017. URL: <https://www.samtec.com/products/uec5>, online Zugriff: 01.09.2017.
- [23] Samtec Confidential. FireFly™Positive Latching Receptacle, 2017. URL: <https://www.samtec.com/products/ucc8>, online Zugriff: 01.09.2017.
- [24] Mentor Graphics®. PADS 9.3.1 Release Notes, Juli 2011.
- [25] Wikipedia, April 2012. URL: [https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Basic\\_LVDS\\_circuit\\_operation.png](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Basic_LVDS_circuit_operation.png), online Zugriff: 29.08.2017.
- [26] SiTime™. Output Terminations for SiT9120/9121/9122 and SiT3821/3822 Driving LVPECL, LVDS, CML, and HCSL Clock Receiver Interfaces, November 2013. SiT-AN10029 Rev 2.0.
- [27] National Semiconductor Corporation. LVDS Owner’s Manual - Low-Voltage Differential Signaling, Januar 2004.
- [28] Texas Instruments. Understanding the I<sup>2</sup>C Bus, Juni 2015. SLVA704.
- [29] I2C.info. Communication With 7-bit I2C Addresses, 2017. URL: <http://i2c.info/i2c-bus-specification>, online Zugriff: 29.08.2017.
- [30] Future Technology Devices International Ltd. UM232H Single Channel USB Hi-Speed FT232H Development Module - Datasheet, Oktober 2012. FT000367.

- [31] Future Technology Devices International Ltd. User Guide For LibMPSSE – I2C, Februar 2012. FT000466.
- [32] HUBER+SUHNER. RF Coaxial Cables - Type RG 316 /U, Mai 2017. URL: <http://www.hubersuhner.com/ProdDet/4645242>, online Zugriff: 30.08.2017.
- [33] HUBER+SUHNER. ST18/SMAM/SMAM/24, November 2003. URL: <http://www.farnell.com/datasheets/63787.pdf>, online Zugriff: 30.08.2017.
- [34] International Electrotechnical Commission. Fibre optic connector interfaces - Part 7: Type MPO connector family, November 2000.
- [35] US Conec. MTP<sup>®</sup> Brand Connectors, 2014.
- [36] Digital Telecomms. URL: <http://digital-telecomms.com/products/MTC/images/mtp1.jpg>, online Zugriff: 10.09.2017.
- [37] OFS Fitel. URL: <http://fiber-optic-catalog.ofsoptics.com/Asset/LC-BTW-SM-Connector.jpg>, online Zugriff: 10.09.2017.
- [38] Datenblatt für Bauteil Nummer MTPMMTPMOM3123B/AQ, Januar 2016.
- [39] Datenblatt für Bauteil Nummer FOPC-F2-O3-MT12M-SX-12LCU-010.
- [40] Datenblatt für Bauteil Nummer FPC-LC-/PC/MM-5-D-3-50M.
- [41] Laser Components GmbH. Fiber Optic Wideband Coupler/Splitter 850, 1310 or 1550 multimode. URL: [http://www.lasercomponents.com/fileadmin/user\\_upload/home/Datasheets/agiltron/mm\\_coupler/850\\_1310\\_1550\\_mm\\_coupler\\_splitter.pdf](http://www.lasercomponents.com/fileadmin/user_upload/home/Datasheets/agiltron/mm_coupler/850_1310_1550_mm_coupler_splitter.pdf), online Zugriff: 24.08.2017.
- [42] Silicon Labs<sup>®</sup>. I<sup>2</sup>C-PROGRAMMABLE ANY-FREQUENCY, ANY-OUTPUT QUAD CLOCK GENERATOR, 2015. Rev. 1.6.
- [43] Silicon Labs<sup>®</sup>. Si5330/34/35/38 EVALUATION BOARD USER'S GUIDE, 2011. Rev. 1.4.
- [44] Anritsu<sup>®</sup>. RF/Microwave Signal Generators MG3690C, Juli 2017.
- [45] Tillmann Schmitz. *Evolution in Hardware : eine Experimentalplattform zum parallelen Training analoger neuronaler Netzwerke*. PhD thesis, Ruprecht-Karls-Universität Heidelberg, Juli 2006.
- [46] ALTERA<sup>®</sup>. DSP Development Kit, Stratix V Edition - Reference Manual, Juli 2012. MNL-01070-1.0.
- [47] Terasic. XTS Terasic XTSDaughterCard - User Manual, Dezember 2009.

- [48] ALTERA®. DSP Development Kit, Stratix V Edition. URL: [https://www.altera.com/products/boards\\_and\\_kits/dev-kits/altera/kit-stratix-v-dsp.html](https://www.altera.com/products/boards_and_kits/dev-kits/altera/kit-stratix-v-dsp.html), online Zugriff: 03.09.2017.
- [49] ALTERA®. Quartus II Handbook Version 13.1 - Volume 1: Design and Synthesis, November 2013.
- [50] ALTERA®. DSP Development Kit, Stratix V Edition - User Guide, Juli 2013. UG-01119-1.1.
- [51] ALTERA®. Stratix V Device Overview, Oktober 2015. SV51001.
- [52] ALTERA®. Understanding the Pre-Emphasis and Linear Equalization Features in Stratix IV GX Devices, November 2010. AN-602-1.0.
- [53] ALTERA®. Backplane Applications with 28 nm FPGAs, Dezember 2012. WP-01185-1.1.
- [54] Tektronix®. Digital Phosphor Oscilloscopes - DPO7000C Series Data Sheet, Januar 2012. 48W-26543-6.
- [55] Tektronix®. Digital Serial Analyzer Sampling Oscilloscope, Januar 2012.
- [56] Tektronix®. 80SJNB - Jitter, Noise, BER, and Serial Data Link Analysis Software, Januar 2014.
- [57] HAMEG<sup>textsuperscript</sup>® Instruments. Powersupply HMP4030 HMP4040 – Handbuch/Manual, Mai 2009.
- [58] Wikipedia, Mai 2010. URL: [https://de.wikipedia.org/wiki/Jitter#/media/File:Jitter\\_timing.svg](https://de.wikipedia.org/wiki/Jitter#/media/File:Jitter_timing.svg), online Zugriff: 19.08.2017.
- [59] SiTime™. Clock Jitter Definitions and Measurement Methods, Januar 2014. SiT-AN10007 Rev 1.2.
- [60] Silicon Labs®. A PRIMER ON JITTER, JITTER MEASUREMENT AND PHASE-LOCKED LOOPS, 2012. AN687.
- [61] Tektronix®. Understanding and Characterizing Timing Jitter, September 2012. 55W-16146-5.
- [62] Maxim Integrated™. Converting between RMS and Peak-to-Peak Jitter at a Specified BER, April 2008. HFAN-4.0.2.
- [63] Integrated Device Technology. Understanding Jitter Units, März 2014. AN-815.
- [64] JEDEC®. About JEDEC. URL: <https://www.jedec.org/about-jedec>, oline Zugriff: 22.08.2017.

- [65] Gary Breed. Bit Error Rate: Fundamental Concepts and Measurement Issues, Januar 2003.
- [66] Carsten Grzesik. Fast optical readout for the Mu3e experiment. Bachelor arbeit, Ruprecht-Karls-Universität Heidelberg, 2014.
- [67] Jens Kröger. Data Transmission at High Rates via Kapton Flexprints for the Mu3e Experiment. Bachelor arbeit, Ruprecht-Karls-Universität Heidelberg, 2014.
- [68] ON Semiconductor<sup>®</sup>. Understanding Data Eye Diagram Methodology for Analyzing High Speed Digital Signals, Juni 2015. AND9075/D.



# Danksagung

Ich möchte diese Stelle dazu nutzen, allen zu danken, die mich bei dieser Arbeit tatkräftig unterstützt haben, mir viele Tipps gegeben haben und meine Arbeit mit ihren Kommentaren um einiges verbessert haben.

Dazu möchte ich in erster Linie Herrn Prof. Dr. André Schöning danken, der es mir ermöglicht hat in der Mu3e-Gruppe mitzuarbeiten und so neue Erfahrungen zu sammeln. Weiter möchte ich Herrn Prof. Dr. Norbert Herrmann danken, der sich bereit erklärte, diese Arbeit als Zweitkorrektor zu lesen und sich die Mühe macht sie zu bewerten.

Dank auch an die gesamte Mu3e-Gruppe, welche mir im vergangenen halben Jahr viel Neues beigebracht hat. Dazu gehören besonders:

Sebastian Dittmeier, den ich in seiner Aufgabe als mein Betreuer immer wieder um Rat fragen konnte und, der mir immer wieder mit neuen Anregungen zur Seite stand.

Jens Kröger, der sich zu meinem ersten Ansprechpartner bei Problemen entwickelte und mir auch sportlich neue Erfahrungen brachte.

Dr. Dirk Wiedner, der scheinbar immer wieder aus dem Nichts hilfreiche Informationen anzubieten hat.

Jan Hammerich, der sich immer wieder bereit erklärte meine Arbeit kritisch zu überprüfen.

Außerdem möchte ich mich bedanken bei:

Jan Eberhardt für das Auffinden zahlreicher Komma- und Rechtschreibfehler und dafür, dass er in seiner freien Zeit diese Arbeit unterstützt hat.

Natalie Ortega Osswald, die mich in dieser teils stressigen Zeit ertragen musste und mich manchmal kaum mehr zu Gesicht bekommen hat.

Nicht zuletzt möchte ich meiner Mutter danken, die ohne weiteres Hintergrundwissen diese Arbeit lesen und korrigieren musste. Genauso meinem Vater, der diese Arbeit ebenfalls mit konstruktiver Kritik verbesserte.

Martin Richter und Sinan Kepezkaya, die mich immer wieder dazu bringen noch ein klein wenig mehr zu machen. Schlussendlich aber auch bei allen Freunden, die sich hier angesprochen fühlen und die ich in letzter Zeit vernachlässigt habe.



Erklärung:

Ich versichere, dass ich diese Arbeit selbstständig verfasst habe und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe.

Heidelberg, den (Datum) .....