

Implementierung digitaler Filter als Modell der ATLAS-LAr-Kalorimeter Signalverarbeitung

Bachelor-Arbeit
zur Erlangung des Hochschulgrades
Bachelor of Science
im Bachelor-Studiengang Physik

vorgelegt von

Martin Jutisz
geboren am 05.10.1993 in Heidelberg

Technische Universität Dresden
Institut für Kern- und Teilchenphysik
Fachrichtung Physik
Fakultät für Mathematik und Naturwissenschaften
2016

Eingereicht am 3. Januar 2017

1. Gutachter: Prof. Dr. Arno Straessner
2. Gutachter: Prof. Dr. Kai Zuber

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	5
2. Das ATLAS-Experiment	6
2.1. Der Large Hadron Collider	6
2.2. Der ATLAS Detektor	7
2.3. Die Flüssig-Argon Kalorimeter	8
2.3.1. Trigger	9
2.3.2. Ausleseelektronik	10
2.4. Das Phase-I Upgrade	10
3. Signalverarbeitung	11
3.1. Rauschen	11
3.2. Analoge Filter	12
3.3. Digitale Filter	13
3.3.1. Digitale Filter mit endlicher Impulsantwort	15
3.3.2. Der Optimalfilter	16
4. Versuchsaufbau	19
4.1. Hardware	19
4.2. Verwendete Programme	20
4.3. Datenfluss	21
4.4. PLL	22
4.5. Digital Analog- und Analog Digital Konverter	23
4.6. Shaper	24
4.7. Maximum Finder	24
5. Implementierung des digitalen Filters	26
5.1. Berechnung der Filterkoeffizienten	26
5.2. Autokorrelationsmatix des Rauschens	30
5.3. Wahl der Filtertiefe	30
6. Zusammenfassung und Ausblick	31
A. VHDL-Programme	34
B. Histogramme zur Energierekonstruktion	35
Glossar	37

Kurzdarstellung

In der vorliegenden Arbeit wird das Erstellen eines Versuchsaufbaus beschrieben, der der Signalverarbeitung von Teilchendetektoren mit hoher Geschwindigkeit dient. Dieser soll vom Prinzip her dem des flüssig Argon Kalorimeters des ATLAS Detektors am Large-Hadron Collider (LHC) gleichen. Ziel der Signalverarbeitung ist es, aus einem Detektorpuls die im Detektor deponierte Energie zu rekonstruieren. Kern der Energie-rekonstruktion bildet dabei ein digitaler Filter wie er nach dem Ende 2018 geplanten Upgrade des LHC Verwendung finden wird. Wegen der hohen Verarbeitungsgeschwindigkeit wird der digitale Teil des Versuchsaufbaus auf einem FPGA implementiert.

Abstract

In this thesis the development of an experimental set-up is described, designed for high speed particle detector signal processing. The used methods are to be equal in principle to the ones used at the liquid Argon calorimeter of the ATLAS detector, part of the Large-Hadron Collider (LHC). The aim is to reconstruct out of the detector pulse the energy deposited in the detector. The employed essential component is a digital filter as to be used after the 2018 scheduled upgrade of the LHC. Because of the high processing speed, the digital part of the set-up is implemented on an FPGA.

1. Einleitung

Ziel der Teilchenphysik ist es eine einheitliche Beschreibung der Bestandteile aller Materie und dessen fundamentale Wechselwirkung zu finden. In den letzten Jahrzehnten kam man diesem Ziel durch das Entwickeln einer Theorie, die alle bekannten Elementarteilchen und drei der vier fundamentalen Wechselwirkungen vereint, deutlich näher. Diese ist unter dem Namen Standardmodell (SM) der Teilchenphysik bekannt. Die experimentelle Überprüfung der durch das Standardmodell vorhergesagten Observablen lieferte überzeugende Ergebnisse und ermöglichte die Entdeckung neuer Elementarteilchen. Die letzte große Errungenschaft war der Nachweis des Higgs-Bosons am ATLAS- und am CMS Teilchendetektor. Diese beiden Teilchendetektoren sind Bestandteile des Large Hadron Colliders (LHC), einen Teilchenbeschleuniger am Europäischen Kernforschungszentrum.

Im Abschnitt 2 wird das ATLAS Experiment, das eine besondere Aufmerksamkeit auf Präzisionsmessungen des entdeckten Higgs-Bosons legt, vorgestellt. Es wird insbesondere auf die entscheidenden Komponenten für den Nachweis von Higgs-Boson Zerfällen, dem flüssig Argon (LAr) Kalorimeter, dem Level-1 Trigger und dessen Ausleseelektronik, eingegangen. Der Level-1 Trigger ist verantwortlich für die Erkennung der physikalisch interessanten Ereignisse und trägt damit ausschlaggebend für die präzise Erforschung des Higgs-Bosons bei. Wegen des geringen Wirkungsquerschnitts dieser Zerfälle wird eine große Datenmenge benötigt um eine ausreichend kleine statistische Unsicherheit zu gewährleisten. Um bessere Versuchsbedingungen zu erzielen wird daher die Strahlenintensität am LHC erhöht. Aus der erhöhten Ereignisrate folgt eine proportional dazu erhöhte Triggerrate. Diese ist jedoch im momentanen Aufbau auf eine Höhe festgelegt, die das volle Ausschöpfen des Potentials einer erhöhten Strahlenintensität verhindert. Um die Effizienz des Level-1 Triggers beizubehalten wird die Ausleseelektronik und der Level-1 Trigger im Rahmen eines Upgrade-Programms des LHC verbessert.

Die Ausleseelektronik ist für die Signalverarbeitung des Detektorpulses zuständig, um aus der Amplitude des Pulses auf die im Detektor deponierte Energie schließen zu können. Basierend auf dieser rekonstruierten Energie fällt der Level-1 Trigger die Entscheidung über das Verwerfen oder die weitere Analyse der Detektordaten. Im Abschnitt 3 werden die verwendeten Methoden der Signalverarbeitung vorgestellt, wobei insbesondere auf die nach dem Upgrade zu Einsatz kommenden digitalen Filter eingegangen wird.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Versuchsaufbau erstellt, der den Prozess der Signalverarbeitung des flüssig Argon Kalorimeters am ATLAS Detektor in vereinfachter Form nachstellt. Es werden dabei keine echten Detektordaten verwendet, sondern die Detektorsignale als Teil des Versuchsaufbaus erzeugt. Kern der Energierekonstruktion bildet der, als Teil des Upgrades geplanter digitale Filter. Der Versuchsaufbau soll im Rahmen zukünftiger Experimente einen Einblick in die heutige Signalverarbeitung von Detektoren, sowie ein tieferes Verständnis von digitalen Filtern ermöglichen. Einen Überblick über den Versuchsaufbau wird im Abschnitt 4 gegeben. Auf die Implementierung des digitalen Filters wird im anschließenden Abschnitt 5 eingegangen.

2. Das ATLAS-Experiment

In diesem Abschnitt wird der Large Hadron Collider und das ATLAS-Experiment vorgestellt. Eine Komponente des ATLAS-Experiments bildet das flüssig Argon Kalorimeter, auf dessen jetzige und zukünftige Ausleseelektronik anschließend eingegangen wird.

Der Prozess der Signalverarbeitung, vom Detektorpuls bis hin zum daraus berechneten Energiewert, wird skizziert. Der Nachbau einzelner Komponenten dieses Prozesses bildet den Kern dieser Arbeit. Die Parallelen zwischen dem erstellten Versuchsaufbau und dem Kalorimeter des Atlasdetektors werden in den anschließenden Kapiteln verdeutlicht.

2.1. Der Large Hadron Collider

Der Large Hadron Collider (LHC) [1] ist der größte Teilchenbeschleuniger der Welt und ist ein Teil der Beschleunigeranlage des Europäischen Kernforschungszentrum (CERN) in der Nähe von Genf. Diese ist in Abbildung 2.1 dargestellt. Die Energie von Protonen wird in einer Kette von Beschleunigern stückweise erhöht an dessen Ende sich der LHC befindet. Der Ringbeschleuniger ist in einem etwa 27 km langen Tunnel aufgebaut, wobei zwei gegenläufige Strahlenbündel in zwei Strahlröhren von 1232 supraleitenden Dipolmagneten auf ihrer Bahn gehalten werden. Diese werden auf eine Temperatur von 1.9 K gekühlt und erzeugen Magnetfelder von bis zu 8.3 T. Der LHC ist darauf ausgelegt Protonen auf eine Energie von 7 TeV pro Strahl zu beschleunigen. Gegenwärtig wird eine Energie von 6.5 TeV pro Strahl erreicht, was einer Schwerpunktsenergie von $\sqrt{s}=13$ TeV entspricht.

An vier Punkten werden die Protonen durch *bunch crossing*¹ (BC) zur Kollision gebracht und die Ereignisse in Detektoren festgehalten. Diese bilden die vier großen Experimente des LHC, wobei jedes für unterschiedliche Untersuchungen ausgelegt ist.

Neben der Schwerpunktsenergie ist die Strahlenintensität eine wichtige Eigenschaft um die Leistungsfähigkeit eines Beschleunigers zu beschreiben und wird üblicherweise als Luminosität \mathcal{L} angegeben. Diese ist als Proportionalitätsfaktor zwischen dem Wirkungsquerschnitt σ des betrachteten Prozesses und der Ereignisrate dN/dt der durch Kollision entstehenden Wechselwirkungen definiert:

$$\frac{dN}{dt} = \sigma \cdot \mathcal{L} \quad (1)$$

Die erzeugten Strahlen sind nicht kontinuierlich, sondern werden in maximal 2808 Protonenbündel mit einem Zeitabstand von $\Delta t_{BC} = 25$ ns gegliedert. Dies entspricht einer BC Frequenz von $F_{BC} = 40$ MHz.

¹Deutsch: Strahlkreuzung

CERN's Accelerator Complex

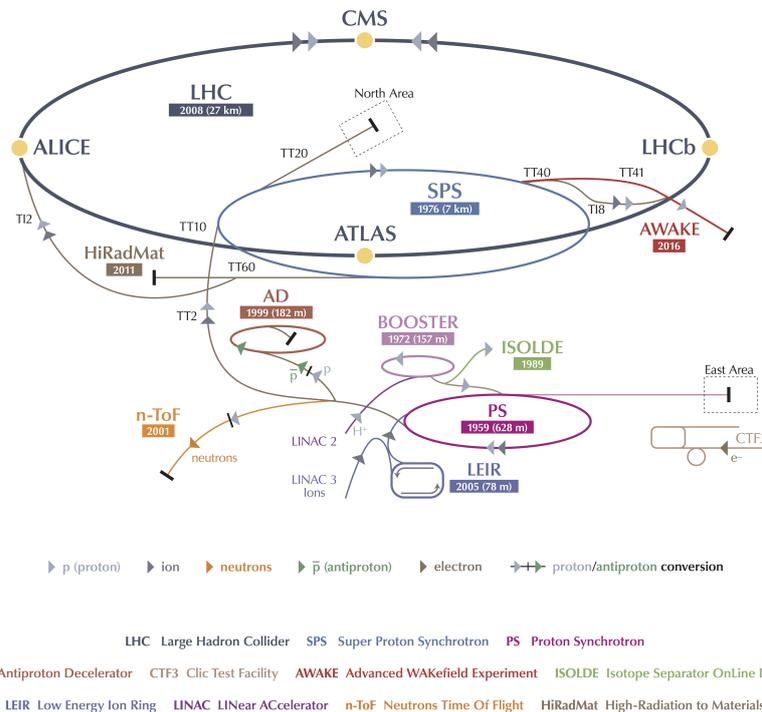


Abbildung 2.1: Übersicht über die Beschleunigeranlage am CERN. Die Energie von Protonen wird in einer Kette von Beschleunigern stückweise erhöht an dessen Ende sich der LHC befindet [2].

2.2. Der ATLAS Detektor

Der ATLAS Detektor ist einer der beiden Universaldetektoren am LHC, dessen Ziel die präzise Vermessung von SM-Parametern, insbesondere der des Higgs-Bosons, und die Suche nach neuer Physik jenseits des SM ist. Er ist rotationssymmetrisch um die Strahlenachsen und vorwärts-rückwärtssymmetrisch um den Wechselwirkungspunkt (WWP) aufgebaut. In Abbildung 2.2 ist der Aufbau des Detektors zu sehen. Die drei Hauptbestandteile sind von innen nach außen der innere Detektor, die Kalorimeter und die Muonenkammern.

Der innere Detektor ist etwa 6.2 m lang und hat einen Durchmesser von 2.1 m. Er ist von einer supraleitenden Zylinder-spule umgeben, die ein homogenes Magnetfeld von etwa 2 T erzeugt. Er dient der Aufzeichnung der Bahnkurven elektrisch geladener Teilchen, aus denen sich der Impuls und die Ladung des Teilchens bestimmen lassen. Zudem ist es möglich, Rückschlüsse auf den Entstehungsort der Teilchen zu ziehen.

Das Kalorimetersystem lässt sich in Elektromagnetische (EM) und Hadronische (HAD) Kalorimeter unterteilen und wird im nächsten Kapitel näher thematisiert. Weitere Einzelheiten des Detektoraufbaus sind in [3] nachzulesen.

Für eine einheitliche Beschreibung der untersuchten Wechselwirkungen (WW) wird am ATLAS ein rechtshändiges kartesisches Koordinatensystem mit dem Ursprung im WWP verwendet. Die x-Achse ist in Richtung Mittelpunkt des LHC definiert; die y-Achse ist nach oben gerichtet und die z-Achse zeigt in Richtung der Strahlachse. Wegen der Zylindersymmetrie des Detektors wird jedoch häufig die Verwendung von Polarkoordinaten bevorzugt. Diese bestehen aus der z-Achse, dem Azimutwinkel ϕ und dem Polarwinkel θ . Letzterer wird häufig durch die Pseudorapidität η ersetzt, definiert über:

$$\eta := \ln \left(\tan \frac{\theta}{2} \right) = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{|\mathbf{p}| + p_z}{|\mathbf{p}| - p_z} \right), \quad (2)$$

wobei \mathbf{p} den Impuls-Vektor darstellt und p_z dessen Projektion auf die z-Achse.

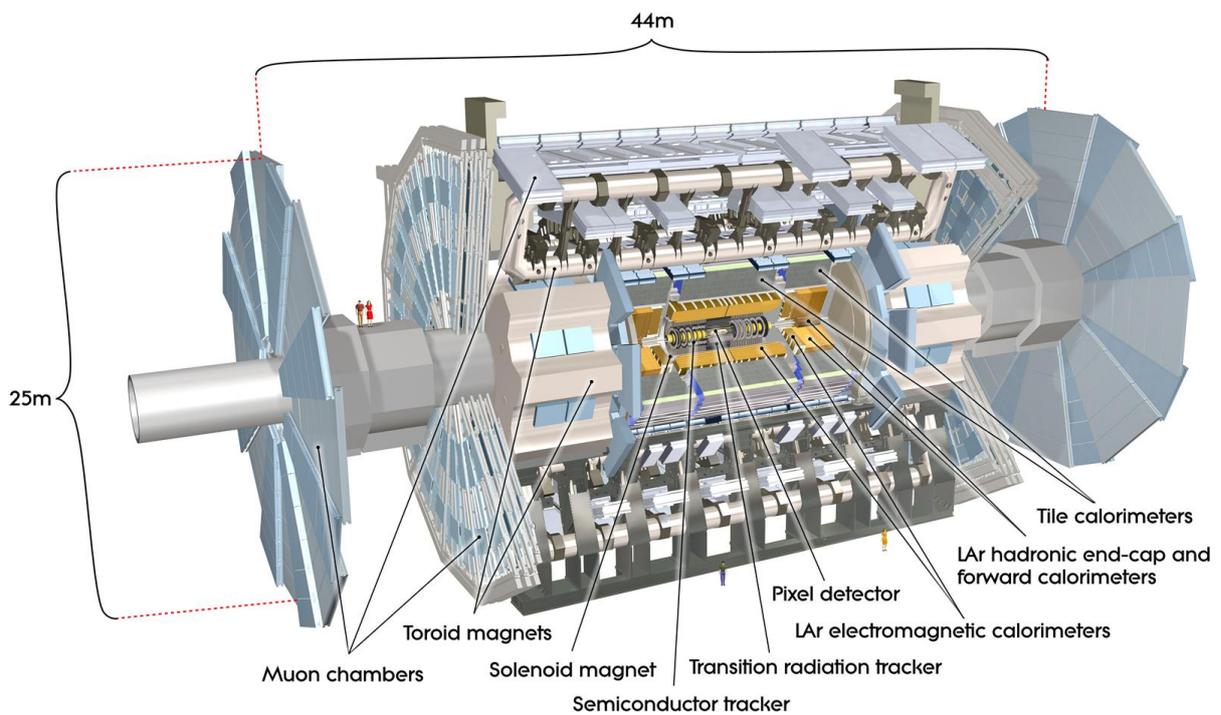


Abbildung 2.2: Darstellung des Atlasdetektors. Im Zentrum des Beschleunigers sind in gelb die Flüssig-Argon Kalorimeter zu sehen [4].

2.3. Die Flüssig-Argon Kalorimeter

Die Elektromagnetische (EM) und Teile der hadronischen Kalorimeter benutzen flüssiges Argon als aktives Detektormaterial der Nachweisschicht. Die LAr-Kalorimeter sind schichtweise aufgebaut, bestehend aus Nachweisschichten und Absorbermaterial. Die zu detektierenden Teilchen werden im Absorbermaterial abgebremst. Durch Wechselwirkungen

der Teilchen mit dem Absorber entstehen Sekundärteilchen, die wiederum wechselwirken. Durch Wiederholen des Prozesses entsteht eine Kaskade an Teilchen, sogenannte *shower*, die in der etwa 2 mm breiten Nachweisschicht zur Ionisation des flüssigen Argon führt. Durch eine angelegte Hochspannung entsteht ein elektrisches Feld, das das Driften der freien Elektronen und Ionen zu den Elektroden bewirkt. Die Driftzeit ist dabei abhängig von der Größe des Flüssigargon-Spalts, der angelegten Hochspannung und der Beweglichkeit μ_X der Teilchen [5]. Der gemessene Strom setzt sich somit aus den schnelleren Elektronen ($\mu_{e^-} \approx 0.05 \text{ m}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$) und den langsameren Argon-Ionen ($\mu_{Ar^+} \approx 0.016 \times 10^{-5} \text{ m}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}$) zusammen und ist im optimalen Fall proportional zur deponierten Energie in der Nachweisschicht. Es wurde eine Driftgeschwindigkeit der Elektronen von 200 ns bis 600 ns im EM Kalorimeter gemessen [5], was bei Weitem die Zeit zwischen zwei BC übersteigt. Die langsameren Argon-Ionen werden somit bei der Energiemessung außer Acht gelassen. Die entstehende Pulsform ist annähernd Dreiecksförmig. Eine schnell ansteigenden Flanke ist durch die unmittelbare Ionisation des flüssigen Argon bedingt, eine langsam abfallenden Flanke ist durch die lange Driftzeit der Elektronen verursacht.

Im Allgemeinen sind die Detektoren des ATLAS Experiments aus verschiedenen Kalorimeter Schichten aufgebaut. Diese wiederum bestehen aus einer unterschiedlichen Anzahl an Detektorzellen um verschiedene Granularitäten zu erzielen. Das EM Kalorimeter besitzt beispielsweise in abhängig von η bis zu vier Schichten. Weitere Einzelheiten sind in [6] nachzulesen.

2.3.1. Trigger

In heutiger Hochenergie-Physik sind die physikalisch interessanten Ereignisse selten und müssen aus einer riesigen Menge von Daten herausgefiltert werden. Zudem ist die maximale Datenaufzeichnungsrate aus technischen Gründen auf etwa 200 Hz begrenzt, was weit weniger als die Protonenkollisionsrate von 40 MHz ist, für die der LHC ausgelegt ist. Um diese Probleme zu beheben wird mit der Datenanalyse während der Datenaufnahme begonnen. Dabei werden in Echtzeit die Daten mit bestimmten Kriterien verglichen und nur die Daten gespeichert, die diesen Kriterien entsprechen. Ein solches System zur Selektion von Messdaten nennt man Trigger.

Das Triggersystem am ATLAS besteht aus drei Stufen, wobei jede Triggerstufe die Menge ausgesuchter Ereignisse weiter einschränkt. Die erste Triggerstufe (L1) ist in Hardware implementiert und verwendet nur eine beschränkte Anzahl der Detektorinformation, um eine Entscheidung in weniger als $2.5 \mu\text{s}$ zu fällen. Nur ein, von der ersten Triggerstufe akzeptiertes Ereignis führt zur Auslese der vollen ATLAS Daten. Die Reduzierung der Daten erfolgt durch Zusammenfassen der Energien, die in einem $\Delta\eta \times \Delta\phi$ -Bereich von $0,1 \times 0,1$ deponiert werden. Ein solcher Bereich wird Trigger Tower (TT) genannt. Die Ausleseelektronik summiert dabei über alle Detektorzellen und Detektorschichten im TT, (vgl. Unterunterabschnitt 2.3.2).

Die zweite Triggerstufe (L2) und die letzte Triggerstufe, der Event Filter (EF), sind Software basierte Systeme und werden hier nicht weiter behandelt.

2.3.2. Ausleseelektronik

Die Ausleseelektronik des LAr Callorimeter ist in zwei Komponenten unterteilt. Diese Unterteilung wird getroffen, da sich die sogenannte *front-end* (FE) Elektronik [7] direkt am Detektor befinden muss um einen Energieverlust des Signals zu vermeiden. Die *back-end* (BE) Elektronik [8] befindet sich in Kavernen, um eine Strahlenbelastung zu verhindern.

Die front-end Elektronik besteht aus vier Boards:

- Das *front-end* Board (FEB) ist das zentrale Element der FE-Elektronik, dessen Aufgabe die Auslese und Digitalisierung der Kalorimetersignale ist. Das unverarbeitete Signal aus dem LAr-Kalorimeter wird verstärkt und aufgespalten in die Datenauslese und die Triggerauslese.
Das Signal der **Datenauslese** wird durch ein CR-(RC)² Filter umgeformt, worauf im Unterabschnitt 3.2 näher eingegangen wird. Das verstärkte und umgeformte Signal wird mit einer Frequenz von 40 MHz abgetastet und anschließend in sogenannten Switched Capacitor Arrays (SCAs) gespeichert. Akzeptiert der L1-Trigger ein Ereignis, werden mit einer maximalen Ereignissrate von 75 kHz die entsprechenden Sample aus einem SCAs ausgewählt und zur zweiten Triggerstufe übertragen. Das Signal der **Triggerauslese** wird zunächst vom sogenannten Linear Mixer (LM) bearbeitet. Dieser summiert vier analoge Eingangssignale und formt diese anschließend mit einem CR-RC-Filter um. Das *layer sum board* (LSB), ein Aufsteckboard des FEB, summiert dieses Signal mit den übrigen Signalen der Detektorzellen in einer Schicht des TT, verstärkt es und sendet es zum *tower builder board*.
- Das *tower builder board* (TBB) bereitet das Signal der **Triggerauslese** für den L1-trigger vor. Die verschiedenen Detektorschichten des TT werden aufsummiert, um alle Energien des TT zusammenzufassen. Das Signal wird anschließend mit einem RC-Tiefpassfilter umgeformt, um ein ähnliches Signal zu dem der Datenauslese zu erhalten.
- Das Kalibrationsboard ermöglicht die Einspeisung eines **Kalibrierungspulses** in die Ausleseelektronik. Dieser besitzt im Gegensatz zum Dreiecks-förmigen Detektorpuls eine exponentiell abfallende Flanke. Die Pulsformen sind jedoch, nach dem CR-(RC)² Filter und im Bereich des Anstiegs und des Maximums, identisch.
- Das Controller Board ist neben der Überwachung und Konfiguration der anderen Boards für die Verteilung der einheitlichen 40 MHz Uhr und des Triggersignals zuständig.

2.4. Das Phase-I Upgrade

Um die Versuchsbedingungen zu Verbessern und neuen Forschungsfeldern anzupassen, wird der LHC stückweise nachgerüstet. Zu diesem Zwecke wurde ein Upgrade Plan entworfen, der im Wesentlichen aus drei Phasen besteht, in denen der Beschleuniger zwi-

schen längeren Laufzeiten abgeschaltet wird. Im ersten Lauf während den Jahren 2010 bis 2012 wurde eine Schwerpunktsenergie von 8 TeV mit einer maximalen Luminosität von $\mathcal{L} = 7.7 \times 10^{33} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ erreicht. Nach einer Laufzeitpause von zwei Jahren, in der sowohl Wartungsarbeiten als auch die Überarbeitung von Maschinenelemente vorgenommen wurden, befinden wir uns jetzt in der sogenannten Phase 1. An dessen Ende, im Dezember 2018, soll der LHC seine Entwurfs Schwerpunktsenergie von 14 TeV erreichen, wobei momentan mit einer Schwerpunktsenergie von 13 TeV operiert wird.

In der anschließenden Laufzeitpause soll das Phase-I Upgrade installiert werden. Es besteht aus einer Vielzahl von Verbesserungen am LHC und an dessen Detektoren. Wir wollen uns hier jedoch nur mit dem Upgrade der Ausleseelektronik des LAr-Kalorimeters befassen [9]. Mit einer erhöhten Luminosität steigt auch die vom jetzigen L1-Trigger akzeptierten Ereignisse. Da die Ereignisrate auf ein Maximum von 75 kHz beschränkt ist, muss die Ausleseelektronik des L1-Triggers verbessert werden um die Effizienz beizubehalten. Dies wird durch zwei zentrale Maßnahmen erzielt. Zum einen werden Superzellen (SCs) eingeführt, die die jetzigen TT ersetzen sollen. Zum anderen wird die Verarbeitung des Signals zur Triggerauslese dem Bedarf der Superzellen angepasst und optimiert. Die Digitalisierung des Datenstromes wird auf das FE verschoben und die Energierekonstruktion durch neue Algorithmen verbessert. Eine zentrale Rolle spielt dabei der Optimalfilter, der im Unterunterabschnitt 3.3.2 ausführlich besprochen wird. Dieser bildet auch den Kern des im Abschnitt 4 vorgestellten Versuchsaufbaus. Einzelheiten zur Energierekonstruktion werden im nächsten Kapitel behandelt.

3. Signalverarbeitung

Ziel der Signalverarbeitung ist es, aus dem Dreiecks-Signals des Kalorimeters auf die Energie der Teilchen zu schließen. Dieses Kapitel beschäftigt sich mit der Energierekonstruktion der zukünftigen Ausleseelektronik des LAr-Kalorimeters. Es wird auf die Funktion der verschiedenen Algorithmen zur Energierekonstruktion, den sogenannten Filtern, eingegangen.

Zunächst werden die Signale in der FE Elektronik durch einen analogen Filter umgeformt und anschließend digitalisiert. Durch einen Lichtleiter gelangen die Sample zur BE-Elektronik, wo sie mit einem digitalen Filter weiter bearbeitet werden. Zuletzt wird durch einen Maximum-Finder die Energie bestimmt.

Eine einfache Python Simulation der Energierekonstruktion ist in Abbildung 3.1 zu sehen. Das Detektorsignal wird durch ein rechtwinkliges Dreieckssignal approximiert. Die Verformung des Signals durch den Vorverstärker wird mit einem Tiefpass mit sehr kleiner Zeitkonstante $\tau = 2 \text{ ns}$ modelliert. Additives weißes, gaußsches Rauschen wird hinzugefügt um thermisches Rauschen zu simulieren.

3.1. Rauschen

Rauschen bildet einen wichtigen Beitrag zur Energieauflösung und muss bei der Signalverarbeitung beachtet werden. Die zwei wichtigsten Quellen sind thermisches Rau-

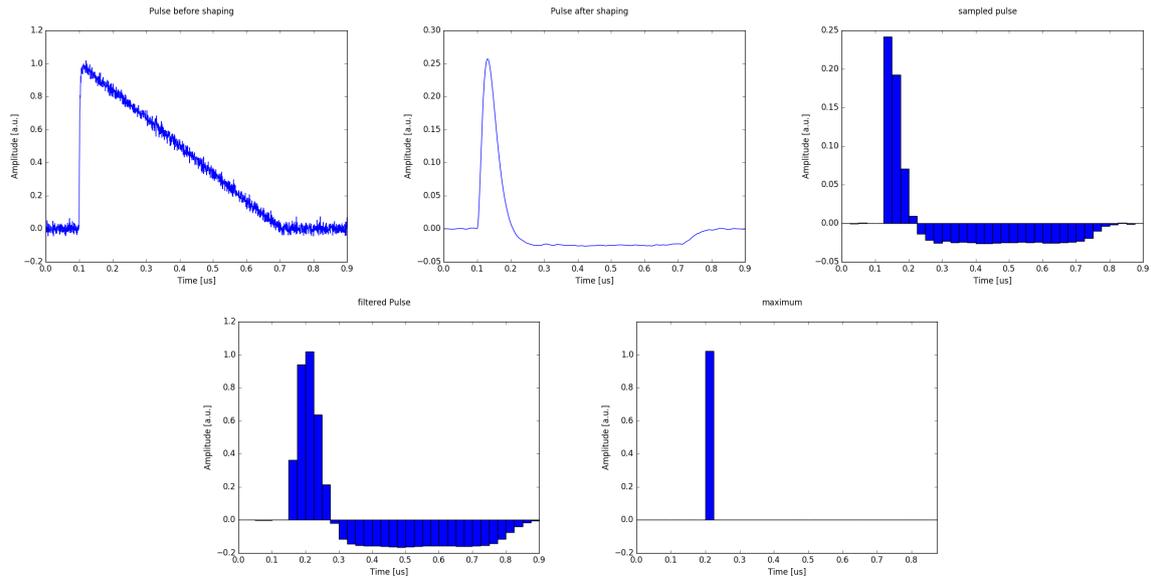


Abbildung 3.1: Python Simulation der Energierekonstruktion aus dem Detektorsignal.
 oben links: Der mit Rauschen behaftete Detektorpuls;
 oben mitte: der Puls nach dem *shaper*;
 oben rechts: vom DAC mit einer Frequenz von 40 MHz gesampelter Puls;
 unten links: Puls nach dem digitalen Filter;
 unter rechts: durch *maximum finder* extrahierter Energiewert.

schen und die Superposition von Detektorsignalen von verschiedenen Energiedepositionen. Letzteres wird *pile-up* genannt. Thermisches Rauschen entsteht beispielsweise in den Kalorimeterzellen des Detektors oder im Vorverstärker. Das Rauschen wird während der Signalverarbeitung verformt und besitzt daher eine nicht vernachlässigbare Autokorrelation. Diese ist nicht bekannt und muss gemessen werden.

3.2. Analoge Filter

Als analoge Filter werden Schaltungen bezeichnet, welche die Frequenz, Amplitude oder Phasenlage eines elektrischen Signals verändern. Darunter fallen Hochpass und Tiefpass Filter. Diese lassen Signalanteile mit Frequenzen oberhalb, bzw unterhalb ihrer Grenzfrequenz annähernd ungeschwächt passieren, dämpfen jedoch die Anteile mit tieferen, bzw höheren Frequenzen. Beide Filter bestehen im einfachsten Fall aus einem Widerstand und einem Kondensator und werden daher auch CR-, bzw. RC-Filter genannt. Eine wichtige Eigenschaft dieser Filter ist die Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$, aus der sich die Grenzfrequenz berechnen lässt: $f_c = 1/(2\pi \cdot \tau)$.

Der wichtigste Grund zur Verwendung analoger Filter ist den Einfluss des Rauschens zu minimieren. Die Ausleseelektronik (vgl. Unterunterabschnitt 2.3.2) verwendet aktive CR-

(RC)² Filter, wobei wir im folgenden die englische Bezeichnung *shaper* verwenden wollen. Die Tiefpassfilter verringern das thermische Rauschen, durch Unterdrücken der hohen Frequenzen. Durch die Differenzierung des Hochpassfilters werden die langen Ausläufer des Dreiecksignals abgeschnitten, (vgl. Abbildung 3.1). Das Maximum des Ausgangssignals ist gegenüber dem Eingangssignal nach hinten verschoben. Nach dem Maximum fällt das Ausgangssignal schnell ab und bildet eine lange Unterschwingung, die etwa 20% der maximalen Amplitude entspricht. Das Integral über das gefilterte Signal ist null, was ein Stapeln der Signale bei pile-up verhindert [10].

Die Transferfunktion des *shapers* hängt einzig von der Zeitkonstante τ_s ab, die wiederum die peak-Zeit bestimmt. Als peak-Zeit t_p wird die Zeit zwischen Signalbeginn und dem Maximum bezeichnet. Wie in Abbildung 3.2 zu erkennen ist, nimmt das thermische Rauschen mit kleinerer t_p zu, das pile-up Rauschen hingegen ab. Der optimale Wert befindet sich beim Minimum der Funktion, die das gesamte Rauschen beschreibt (durchgezogene Linie). Das *pile-up*, und somit auch das Minimum, hängen von der Luminosität des LHC ab. Am ATLAS wurde für eine Luminosität von $\mathcal{L} = 7.7 \times 10^{34} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ ein optimaler Wert von $\tau_s = 15 \text{ ns}$ bestimmt.

3.3. Digitale Filter

Als digitalen Filter wird jedes signalverarbeitendes System bezeichnet, das aus einem gegebenen digitalen Signal $x(n)$ nach bestimmten Gesetzen ein neues Signal $y(n)$ bildet. Ein- und Ausgangssignal haben dabei die gleiche physikalische Größe [12].

Im folgenden Abschnitt werden nur lineare, passive Filter behandelt. Diese können durch ein lineares passives elektrisches Netzwerk realisiert werden, bestehen somit nur aus Ohm'schen Widerständen, Spulen und Kondensatoren. Um die Linearität des Filters zu garantieren sind nur die Grundrechenarten Addition und Multiplikation mit einem konstanten Koeffizienten, sowie eine Verzögerung um mehrerer Abtastintervalle erlaubt. Fasst man die Anwendung dieser Operatoren auf ein Eingangssignal in einer Gleichung zusammen, führt dies auf eine lineare Differenzialgleichung mit konstanten Koeffizienten:

$$y(n) = \sum_{i=0}^k d_i x(n-i) - \sum_{i=1}^k g_i y(n-i). \quad (3)$$

Diese Gleichung wird *Zustandsgleichung* genannt und kann in einen *rekursiven Teil* und in einen *nichtrekursiven Teil* unterteilt werden. Der nichtrekursive Teil (linke Summe) hängt nur vom Eingangssignals $x(n)$ ab, der rekursive Teil (rechte Summe) hängt nur vom Ausgangssignal $y(n)$ ab. Die Zustandsgleichung lässt sich direkt in einem digitalen Netzwerk realisieren. Die einfachste Filterstruktur ist die in Abbildung 3.3 abgebildete *direkte Struktur*. Der Name deutet auf den direkten Zusammenhang, bzw. der Übereinstimmung, der Koeffizienten der Zustandsgleichung mit den *Filterkoeffizienten* hin. Neben der direkten Struktur gibt es eine Vielzahl von alternativen Realisierungsmöglichkeiten, wobei alle der direkten Struktur äquivalent sind. Vorteile eines abweichenden Aufbaus können sich in Betriebsverhalten widerspiegeln, oder in der Anzahl der verwendeten Bauelemente.

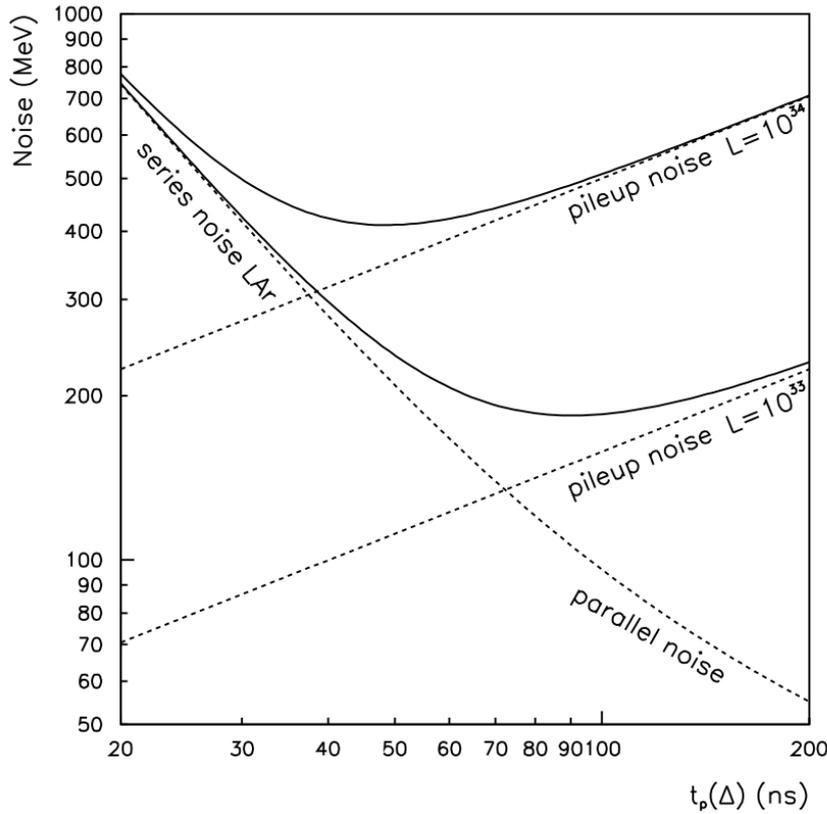


Abbildung 3.2: Gesamtes Rauschen als Funktion der peak-Zeit t_p für den analogen CR- $(RC)^2$ shaper. Das thermische Rauschen nimmt mit kleinerer t_p zu, das *pile-up* Rauschen nimmt hingegen ab. Der optimale Wert der peak-Zeit t_p befindet sich beim Minimum der Funktion des gesamten Rauschens, abhängig von der Luminosität des LHC [11].

Der Zusammenhang zwischen dem diskreten Zeitbereich und dem Frequenzbereich ist über die *z-Transformation* gegeben. Bei einer gegebenen Zahlenfolge $\{f(n)\}$ im Zeitbereich ist diese über die spezielle Laurentreihe

$$F(z) = \sum_{n=0}^{\infty} f(n)z^{-n} \quad (4)$$

definiert, falls diese konvergiert. Die *z-Transformation* ermöglicht eine Beschreibung des Frequenzverhaltens eines Filters. Aus der Zustandsgleichung (Gleichung 3) kann direkt die Gleichung

$$Y(z) = \frac{\sum_{i=0}^k d_i z^{-i}}{\sum_{i=0}^k g_i z^{-i}} X(z) := H(z) \cdot X(z) \quad (5)$$

hergeleitet werden [12], wobei $X(z)$ und $Y(z)$ die *z-Transformierte* der Signale $x(n)$ und $y(n)$ ist. $H(z)$ wird *Übertragungsfunktion* des Filters genannt.

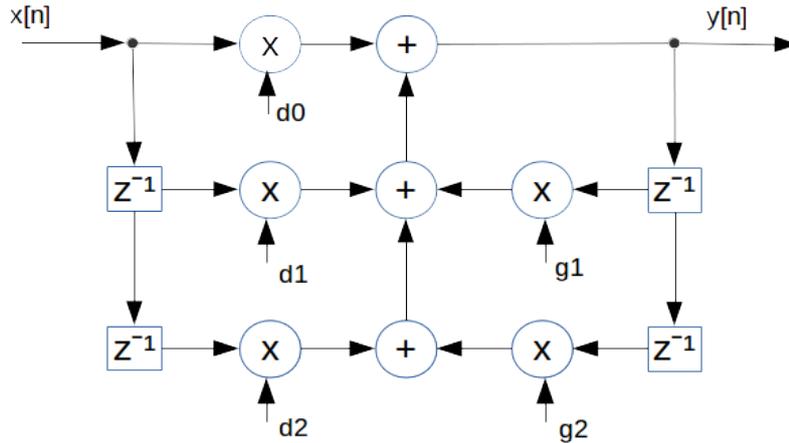


Abbildung 3.3: Digitaler Filter 2. Ordnung in direkter Struktur. Die Verzögerungsglieder werden mit z^{-1} bezeichnet. Der Filter kann in einen nichtrekursiven Teil (linke Seite) und in einen rekursive Teil (rechte Seite) unterteilt werden.

Eine wichtige Charakterisierung eines Filters ist die *Impulsantwort* $h(n)$. Diese ergibt sich durch das Anlegen eines Einheitspulses

$$\delta(n) = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases}$$

an den Filtereingang. Aus Gleichung 5 folgt die Beziehung zwischen Impulsantwort und Übertragungsfunktion:

$$H(z) = \mathcal{Z}\{h(n)\}$$

mit dessen Hilfe sich das Übertragungsverhalten des Filters im Zeitbereich beschreiben lässt [12]:

$$\begin{aligned} y(n) &= \mathcal{Z}^{-1}\{H(z)X(z)\} = h(n) * x(n) \\ &= \sum_{k=0}^n h(n-k)x(k) = \sum_{k=0}^n h(k)x(n-k) \end{aligned} \quad (6)$$

Somit ist das Ausgangssignal des Filters das Faltungsprodukt aus Eingangssignal und Impulsantwort.

3.3.1. Digitale Filter mit endlicher Impulsantwort

Transversalfilter, in englischer Literatur als *finite impulse response filter* (FIR) bezeichnet, stellen einen Sonderfall digitaler Filter da. Es sind Filter die nur aus dem nichtrekursiven Teil bestehen, alle Koeffizienten g_i somit verschwinden:

$$y(n) = \sum_{i=0}^k d_i x(n-i). \quad (7)$$

Die Impulsantwort eines solen Filters ist:

$$h(n) = \begin{cases} d_i, & i \in [0, k] \\ 0, & \text{sonst} \end{cases}$$

Wie die englische Bezeichnung vermuten lässt besitzen FIR eine endliche Impulsantwort, wobei diese durch die Filterkoeffizienten dargestellt wird. Sie besitzen somit den Vorteil, dass eine beliebige Impulsantwort bzw. Filterkoeffizienten vorgegeben werden können, ohne die Stabilität des Filters zu gefährden.

3.3.2. Der Optimalfilter

Die Rekonstruktion der Energiewerte erfolgt mit Hilfe des Optimalfilters (OF). Dieser Algorithmus kann mit Hilfe eines FIR implementiert werden. Ziel des Optimal Filters ist es durch Linearkombination der Signalamplitude unbekannte Signalparameter zu rekonstruieren und dabei das Rauschen zu minimieren.

Angenommen das endliche Signal $s = \{s(t_0), s(t_1), \dots, s(t_{N-1})\}$ der Länge N sein bis auf die Amplitude A und die Abweichung vom erwarteten Zeitpunkt der WW τ bekannt. Dabei wird weiterhin angenommen, dass das Rauschen im Mittel verschwindet $\langle n \rangle = 0$. Das Signal lässt sich somit durch

$$s_i = A \cdot g(t_i - \tau)$$

beschreiben. Durch Tailorentwicklung der Funktion g lassen sich die Samples in erster Näherung als

$$x_i = Ag_i - A\tau g'_i + n_i$$

ausdrücken. Dabei ist $g'_i = dg/dt$ die zeitliche Ableitung des Signals und n_i das Rauschen mit dem das Sample behaftet ist. Nun führen wir die gewichtete Summe

$$\begin{aligned} u &= \sum_{i=0}^{N-1} a_i x_i \\ v &= \sum_{i=0}^{N-1} b_i x_i \end{aligned} \tag{8}$$

ein. Die Koeffizienten a_i und b_i sollen dabei so gewählt sein, dass der Erwartungswert von u und v im Mittel der Amplitude A und dem Produkt $A\tau$ entspricht:

$$\begin{aligned} \widehat{A} &= \langle u \rangle = \sum_i (Aa_i g_i - A\tau a_i g'_i + \langle n_i \rangle) \\ \widehat{A\tau} &= \langle v \rangle = \sum_i (Ab_i g_i - A\tau b_i g'_i + \langle n_i \rangle) \end{aligned} \tag{9}$$

Unter der Annahme $\langle n \rangle = 0$ ergeben sich daraus folgende Nebenbedingungen für die Koeffizienten:

$$\begin{aligned} \sum_i a_i g_i &= 1, & \sum_i a_i g'_i &= 0, \\ \sum_i b_i g_i &= 0, & \sum_i b_i g'_i &= 1. \end{aligned} \tag{10}$$

Die Varianz der Parameter u und v ist durch

$$\begin{aligned}
Var(u) &= \left\langle \left(\sum_{i=0}^{N-1} a_i (Ag_i - A\tau g'_i + n_i) - \langle u \rangle \right)^2 \right\rangle \\
&= \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_i a_j \langle n_i n_j \rangle \\
&= \sum_{ij} a_i a_j R_{ij}
\end{aligned} \tag{11}$$

und

$$\begin{aligned}
Var(v) &= \left\langle \left(\sum_{i=0}^{N-1} b_i (Ag_i - A\tau g'_i + n_i) - \langle v \rangle \right)^2 \right\rangle \\
&= \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} b_i b_j \langle n_i n_j \rangle \\
&= \sum_{ij} b_i b_j R_{ij}
\end{aligned} \tag{12}$$

gegeben. Wobei der Erwartungswert $\langle n_i n_j \rangle = R_{ij}$ die *Autokorrelationsfunktion des Rauschens* ausgewertet an der Zeit $t_i - t_j$ ist. Die *Autokerrelationsmatrix* des gesamten Rauschens \mathbf{R} kann als Summe des thermischen Rauschens \mathbf{R}_t und das pile-up Rauschens \mathbf{R}_p betrachtet werden. Dessen Komponenten sind durch

$$R_{ij} \equiv R(t_i - t_j) = R_t(t_i - t_j) + R_p(t_i - t_j) \tag{13}$$

gegeben.

Um den Einfluss des Rauschens zu verringern wird die Varianz der Parameter u und v minimiert. Dieses Optimierungsproblem mit Nebenbedingungen (Gleichung 10) wird durch das Einführen von Lagrange-Multiplikatoren gelöst. Die zu minimierende Funktionen sind somit

$$\begin{aligned}
I_u &= \sum_{ij} a_i a_j R_{ij} - \lambda \left(\sum_i a_i g_i - 1 \right) - \kappa \sum_i a_i g'_i, \\
I_v &= \sum_{ij} b_i b_j R_{ij} - \mu \sum_i a_i g_i - \rho \left(\sum_i a_i g'_i + 1 \right),
\end{aligned} \tag{14}$$

mit den Lagrange-Multiplikatoren λ, κ, μ und ρ . Das Minimieren erfolgt durch Variation der Koeffizienten a und b , was auf das folgende Gleichungssystem führt:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial I_u}{\partial a_i} &= \sum_j a_j R_{ij} - \lambda g_i - \kappa g'_i = 0, \\
\frac{\partial I_u}{\partial b_i} &= \sum_j b_j R_{ij} - \mu g_i - \rho g'_i = 0.
\end{aligned} \tag{15}$$

Umstellen dieser Gleichungen ergibt in Matixschreibweise:

$$\begin{aligned} a &= \lambda R^{-1}g + \kappa R^{-1}g' \\ b &= \mu R^{-1}g + \rho R^{-1}g' \end{aligned} \quad (16)$$

Die Lagrange-Multiplikatoren werden aus den Nebenbedingungen Gleichung 10 gewonnen:

$$\lambda = \frac{Q_2}{\Delta}, \quad \kappa = -\frac{Q_3}{\Delta}, \quad \mu = \frac{Q_3}{\Delta}, \quad \rho = -\frac{Q_1}{\Delta} \quad (17)$$

Wobei die Abkürzungen

$$Q_1 = g^T R^{-1}g, \quad Q_2 = g'^T R^{-1}g', \quad Q_3 = g^T R^{-1}g' = g' R^{-1}g. \quad (18)$$

mit $\Delta = Q_1 Q_2 - Q_3^2$ verwendet wird.

Führt man nun zwei FIR Filter ein, mit den Koeffizienten a_i und b_i als Filterkoeffizienten:

$$y_1(n) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i x_{i+n-N}, \quad y_2(n) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i x_{i+n-N}, \quad (19)$$

dann entspricht das Ausgangssignal der beiden Filter bei vorhandenem Signal für $n = N$ genau den gewichteten Summen aus Gleichung 8:

$$y_1(N) = u = A, \quad y_2(N) = v = A \cdot \tau \quad (20)$$

Die Arbeitsweise eines solchen Optimalfilters kann mit einem Signaldetektor verglichen werden. Soll ein bekanntes Signal in einem kontinuierlichen, mit Rauschen n behafteten Signal erkannt werden, können wir zwischen zwei Fällen unterscheiden. Wurden die Filterkoeffizienten mit dem bekanntem Signal berechnet, ergibt sich:

- Ist das Signal vorhanden, sind die gemessenen Sample $x_i = s_i + n_i$, wobei n_i das Rauschen darstellt. Für den Erwartungswert von u folgt:

$$\begin{aligned} \langle u \rangle &= \sum_{n=0}^{N-1} \langle (s_i + n_i) \cdot a_i \rangle \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} s_i \cdot a_i + s_i \langle n \rangle = \sum_{n=0}^{N-1} s_i \cdot a_i = 1 \end{aligned} \quad (21)$$

- Ist das Signal nicht vorhanden, sind die gemessenen Sample $x_i = n_i$, und für den Erwartungswert von u folgt:

$$\langle u \rangle = \sum_{n=0}^{N-1} \langle n_i a_i \rangle = \sum_{n=0}^{N-1} a_i \langle n \rangle = 0 \quad (22)$$

Die Kalibrierung des Filters erfolgt durch Einspeisung eines Eingangssignals bekannter Amplitude. Die Filterkoeffizienten können mit einer Konstanten multipliziert werden um die gewünschte Amplitude zu erhalten, ohne die Form des Ausgangssignals zu verändern.

4. Versuchsaufbau

Das verfolgte Ziel ist die zukünftige Signalverarbeitung der Triggerauslese am Atlas-detektor nach dem Phase-I Upgrade in vereinfachter Form nachzustellen. Es werden dabei keine echten Detektordaten verwendet, sondern die Detektorsignale als Teil des Versuchsaufbaus erzeugt. Die genaue Kenntnis der Ausgangssignale ermöglicht eine genauere Überprüfung der Funktionsweise der einzelnen Komponenten. Das erstellte Signal ist in der Form ähnlich dem des realen Detektorsignals, ist jedoch um das zehnfache langsamer. Grund dafür ist die Verwendung eines Steckbretts, das für sehr hohe Frequenzen nicht geeignet ist.

In diesem Kapitel werden die einzelnen Komponenten des erstellten Versuchsaufbaus vorgestellt, wobei auf den digitalen Filter, dem Kern der Energierekonstruktion, im nächsten Kapitel näher eingegangen wird.

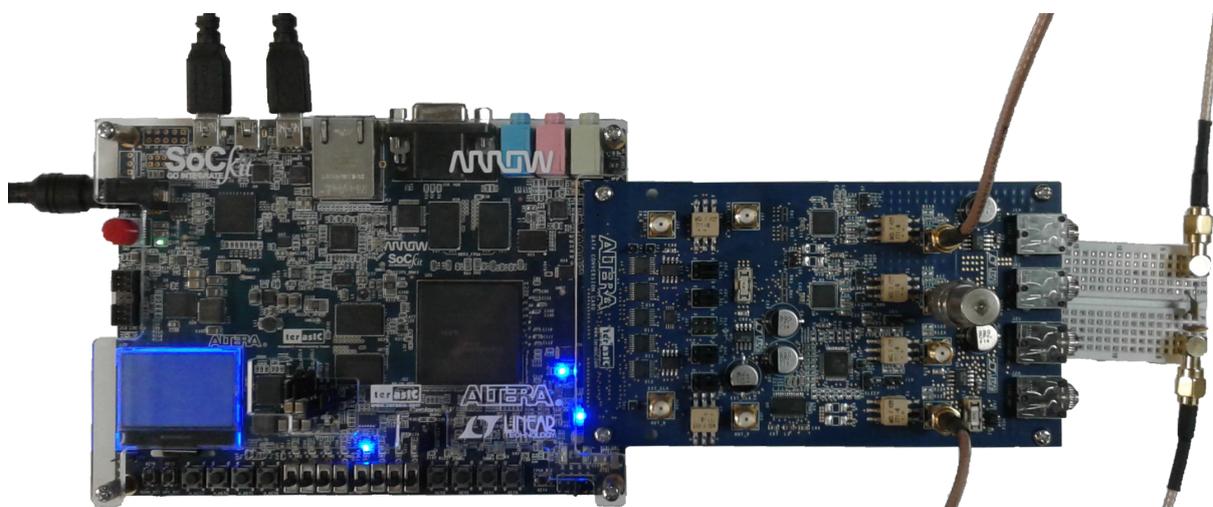


Abbildung 4.1: Photo des Versuchsaufbaus. Links: Das SoCKit Board der Marke Terasic, auf dem ein FPGA von Altera verbaut ist. In der Mitte: das Zusatzboard *AD/DA Data Conversion Card*. Rechts: ein Steckbrett auf dem der analoge *shaper* aufgebaut ist

4.1. Hardware

Die Datenaufnahme und Verarbeitung erfolgt am ATLAS Kalorimeter mit einer Frequenz von 40 MHz [13], bei diesem Versuchsaufbau wird die Verarbeitungsfrequenz auf 20 MHz halbiert. Ein Mikrocontroller wäre für beide Frequenzen zu langsam, die Signalverarbeitung muss daher in Hardwareform erfolgen. Um eine hohe Flexibilität zu erhalten, werden *Field Programmable Gate Arrays* (FPGA) eingesetzt. Ein FPGA ist ein integrierter Schaltkreis, der aus einem Feld an programmierbaren Logikelementen und Schaltern besteht. Ein Hardwaredesign kann nach der Herstellung vom Anwender durch die Konfiguration dieser Logikblöcke und Schalter realisiert werden. FPGAs bieten die Möglichkeit Informationen parallel und mit einer hohen Geschwindigkeit zu verarbeiten.

Die Programmierung von FPGAs erfolgt meist mit Hilfe einer *Hardware Description Language*. Dies ermöglicht eine schnelle Entwicklung komplizierter digitaler Systeme, da nicht mit einzelnen elektronischen Bauteilen gearbeitet wird, sondern das Verhalten der gesamten Schaltung beschrieben wird. Die hier verwendete Programmiersprache VHDL ist neben Verilog die meist verwendete Hardware Programmiersprache.

Der Versuchsaufbau besteht aus drei Hardware Komponenten. Diese sind schematisch in Abbildung 4.2 dargestellt, sowie als Photo in Abbildung 4.1 zu sehen. Das Kern-Element besteht aus dem SoCKit Board der Marke Terasic [14] auf dem ein FPGA von Altera (*Cyclone V*) mit 110 K Logikblöcken verbaut ist. Der Digital-Analog-Konverter (DAC) und der Analog-Digital-Konverter (ADC) sind auf der zweiten Komponente, dem Zusatzboard *AD/DA Data Conversion Card* verbaut [15]. Zusätzlich wird ein Steckbrett verwendet auf dem der analoge *shaper* aufgebaut ist.

FPGA können neben den Logikblöcken auch fest verdrahtete Funktionen enthalten. Auf dem hier verwendeten Board sind beispielsweise Speicherblöcke verbaut, die als dual Port Speicher genutzt werden können. So kann eine VHDL Logik direkt in den Speicher schreiben, der dann von einem Prozess mit anderem Takt ausgelesen wird. Eine *JTAG-Schnittstelle* ermöglicht es während dem Betrieb des Boardes auf das FPGA zuzugreifen. Über diese Schnittstelle erfolgt die Konfiguration des FPGA. Zudem wird das Lesen und Beschreiben des internen Speichers ermöglicht.

4.2. Verwendete Programme

Das automatische Umsetzen und Optimieren der erstellten VHDL-Programme in FPGA Logik Elemente erfolgt automatisch mit Hilfe des Programms *Quartus II (v.16.1)* von Altera [16]. Quartus II beinhaltet zudem eine Reihe an integrierten Programmen für verschiedene Anwendungen, wobei die Programme *SignalTap*, *Qsys*, und die *System Console* verwendet wurden und hier kurz vorgestellt werden.

Das integrierte Programm *SignalTap* ermöglicht es die internen Signale des FPGA über die JTAG-Schnittstelle zu visualisieren. Die Funktionsweise von SignalTap ähnelt der eines Oszilloskops, wobei dieses als Logik im FPGA realisiert wird. Eine Trigger-Bedingung wird festgelegt und die anfallenden Sample der ausgewählten Signale im Speicher abgelegt.

Qsys ermöglicht die Konstruktion von Programmen mit Hilfe von Funktionsblöcken. Diese Funktionsblöcke sind in der Regel parametrisierbar und können über Busse mit anderen Funktionsblöcken verbunden werden.

Eine in Quartus integrierte *System Console* erlaubt ein direktes Ansprechen der einzelnen Speicher Register über die JTAG-Schnittstelle. Die dabei verwendete Programmiersprache ist die sogenannte *Tool command language (Tcl)*.

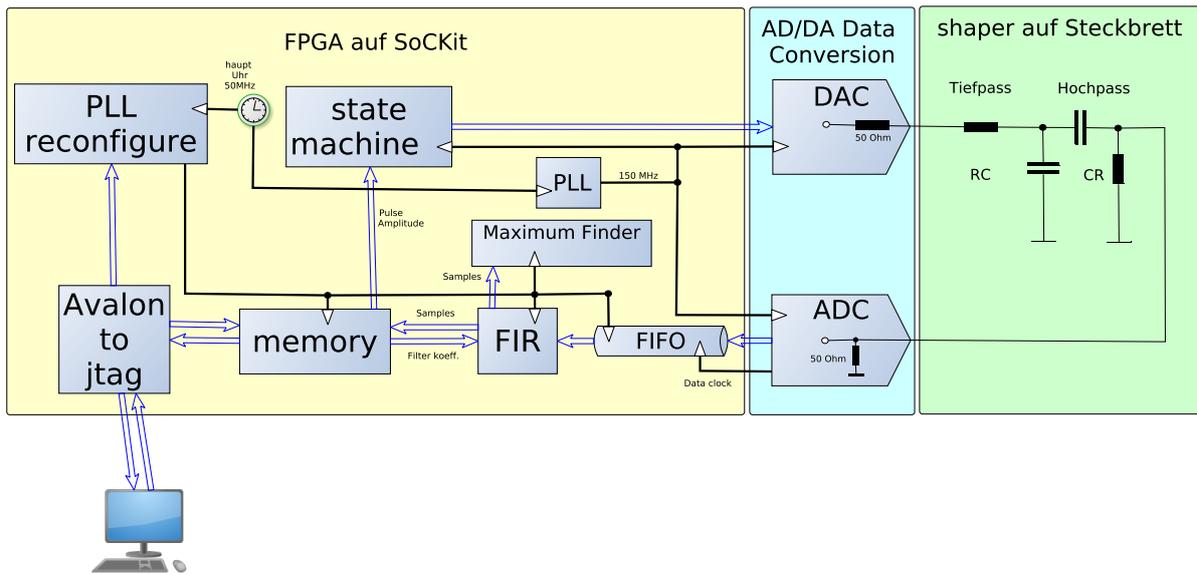


Abbildung 4.2: Schematische Übersicht über den Versuchsaufbau. In gelb ist der Teil des Versuchsaufbaus zu sehen, der auf dem FPGA implementiert ist. Das Zusatzboard auf dem der ADC und der DAC eingebaut sind ist in blau dargestellt. Der grüne Teil stellt das Steckbrett dar, auf dem der *shaper* aufgebaut ist.

4.3. Datenfluss

Bevor auf die einzelnen Komponenten näher eingegangen wird, wird zunächst ein Überblick des Versuchsaufbaus gegeben. Um den Datenfluss des Versuchsaufbaus nachvollziehen zu können, wird in diesem Absatz der Prozess der Entstehung des Signals bis zum daraus gewonnenem Energiewert verfolgt. Der Versuchsaufbau ist schematisch in Abbildung 4.2 dargestellt, wobei der Datenfluss mit blauen Pfeilen gekennzeichnet ist. Die Kommunikation zwischen Computer und dem FPGA erfolgt über die System Console mit Hilfe der JTAG-Schnittstelle. Dadurch kann zum einen über eine konfigurierbare PLL (vgl. Abbildung 4.4) die Auslesefrequenz verändert werden, zu anderen kann auf den internen Speicher zugegriffen werden.

Ein digitaler Dreieckspuls wird mit Hilfe einer State-Machine generiert. Die Länge des Pulses beträgt $6 \mu\text{s}$, was der zehnfachen Pulslänge des Kalorimeterpulses am ATLAS Detektor entspricht. Die Höhe des Pulses ist dabei veränderbar, da der entsprechende Wert in regelmäßigen Abständen aus einem Speicherregister ausgelesen wird. Der Dreiecks-Puls gelangt in den DAC, wo er in ein analoges Signal verwandelt wird. Im Shaper wird das Signal umgeformt, um dann wieder im ADC digitalisiert zu werden. Mit Hilfe einer FiFo werden die Signale zwischengespeichert, was eine Wahl der Auslesefrequenz ermöglicht. Mit der gewählten Frequenz gelangen die Sample in den FIR und von dort in den Maximumfinder. Ausgelöst durch einen Knopfdruck können 100000 vom FIR gefilterte Sample in den Speicher geschrieben werden und vom PC ausgelesen

werden. Bei der Kalibrierung werden diese Sample verwendet um die Filterkoeffizienten auszurechnen. Die Ergebnisse werden wiederum im Speicher notiert. Durch einen weiteren Knopfdruck werden die Filterkoeffizienten vom FIR übernommen. Jetzt können die gefilterten Signale in den Speicher geschrieben werden und dessen Maxima als endgültiges Ergebnis betrachtet werden. Die internen Signale können mit dem Programm *SignalTab* visualisiert werden und sind in Abbildung 4.3 dargestellt.

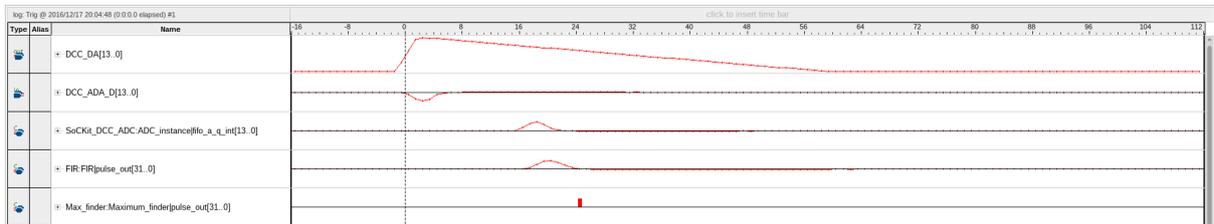


Abbildung 4.3: Visualisierung der internen Signale des FPGA.

1. Signal: der generierte Dreiecks-Puls.
2. Signal: das Ausgangssignal vom ADC. Es ist im Vergleich zu Eingangssignal invertiert.
3. Signal: Das Ausgangssignal der FiFo. Es besitzt eine Samplefrequenz von 40 MHz.
4. Signal: Ausgangssignal des FIR.
5. Signal: Der durch den *maximum finder* extrahierte Energiewert.

4.4. PLL

Der verwendete FPGA besitzt mehrere interne Uhren, die alle mit einer Frequenz von 50 MHz laufen. Um daraus die jeweilige Frequenz für die einzelnen Komponenten des Versuchsaufbaus zu erhalten werden *Phasenregelschleifen*, im Englischen *phase-locked loop* (PLL) genannt, verwendet. In Abbildung 4.4 ist schematisch der Aufbau einer PLL gezeigt. Diese besteht aus einem *Phasen-Frequenz-Detektor* (PFD), einem *spannungsgesteuerten Oszillator* (VCO), einer *Ladungspumpe* (Charge Pump), einem *Schleifenfilter* (loop filter) und mehreren *Frequenzteilern* [17]. Der PFD vergleicht das Feedback-Signal mit dem Referenzsignal und generiert ein 'up' oder ein 'down' Signal je nachdem ob die Frequenz des Feedback-Signals F_{FB} der des Referenzsignals F_{REF} hinterherläuft oder vorweg ist. Die beiden Ausgangssignale bestimmen ob der VCO mit höherer oder niedrigerer Frequenz laufen muss. Ein 'up' Signal verursacht die Ladungspumpe den Schleifenfilter mit Strom zu speisen, ein 'down' Signal Strom aus dem Schleifenfilter zu entziehen. Der Schleifenfilter konvertiert diese Signal in eine Kontroll-Spannung für den VCO. Die veränderte Frequenz der VCO F_{VCO} beeinflusst wiederum die Frequenz und Phase des Feedback-Signals. Der VCO ist stabil, wenn das Referenzsignal und das Feedback-Signal die gleiche Frequenz und Phase besitzen. Ein Frequenzteiler ist in die Feedback-Schleife eingefügt, was F_{VCO} im Vergleich zu F_{REF} vergrößert. Zudem wird ein Frequenzteiler zwischen Eingangssignal F_{IN} und F_{REF} geschaltet. Durch unterschiedliche Frequenzteiler nach dem VCO können mehrere Aufgangsfrequenzen F_{OUT} gleichzeitig erzeugt

werden. Die hier verwendeten Zähler (Counter) sind spezielle Frequenzteiler, da die Frequenz des Ausgangssignals in einem ganzzahligen Teilungsverhältnis zur Frequenz des Eingangssignals steht. Durch diesen Aufbau können somit nahezu beliebige Frequenzen erzeugt werden. Die Frequenz des Ausgangssignals ist

$$F_{OUT} = F_{VCO}/C = (F_{REF} \cdot M)/C = (F_{IN} \cdot M)/(N \cdot C), \quad (23)$$

wobei M , N und C die Faktoren der jeweiligen Frequenzteiler sind. (vgl. Abbildung 4.4)

Im erstellten Versuchsaufbau werden zwei PLL verwendet. Die erste PLL generiert aus der 50 MHz Hauptuhr eine 150 MHz Uhr. Mit dieser wird die State-Maschine, der DAC und der ADC betrieben. Die zweite PLL liefert die Uhr für die FiFo, den FIR und den Speicher, mit der Besonderheit das diese während des Betriebes rekonfiguriert werden kann. Dabei werden die Faktoren der jeweiligen Frequenzteiler über die Jtag-Verbindung verändert. Das hierfür benötigte VHDL Programm wurde mit Qsys aus Funktionsblöcken erstellt.

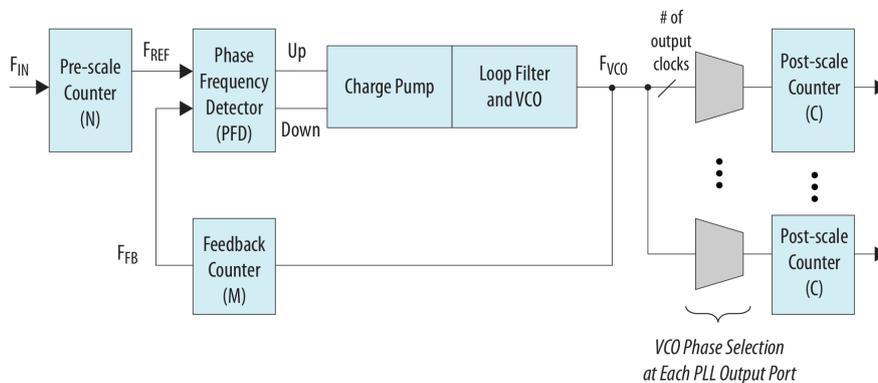


Abbildung 4.4: Schematischer Aufbau einer Phasenregelschleife [18]

4.5. Digital Analog- und Analog Digital Konverter

Der ADC sowie der DAC arbeiten mit einer 14 Bits Auflösung und werden mit ihrer maximalen Arbeitsfrequenz von 150 MHz betrieben [19].

Der DAC ist differenziell betrieben (differential-to-single) und hat einen maximalen Ausgangstrom vom 20 mA. Abbildung 4.5 zeigt das Dreieckssignal direkt am DAC Ausgang, aufgenommen mit einem Oszilloskop. Da das Ausgangssignal auf der Erweiterungskarte induktiv an den DAC gekoppelt ist, kann kein Gleichspannungsanteil übertragen werden. Daher weicht das Signal vom gewünschtem Signal leicht ab.

Der ADC arbeitet differenziell mit einer maximalen Amplitude von 2 V (point to point) [19]. Die Ausgangsimpedanz des DAC, sowie die Eingangsimpedanz des ADC, beträgt 50Ω .

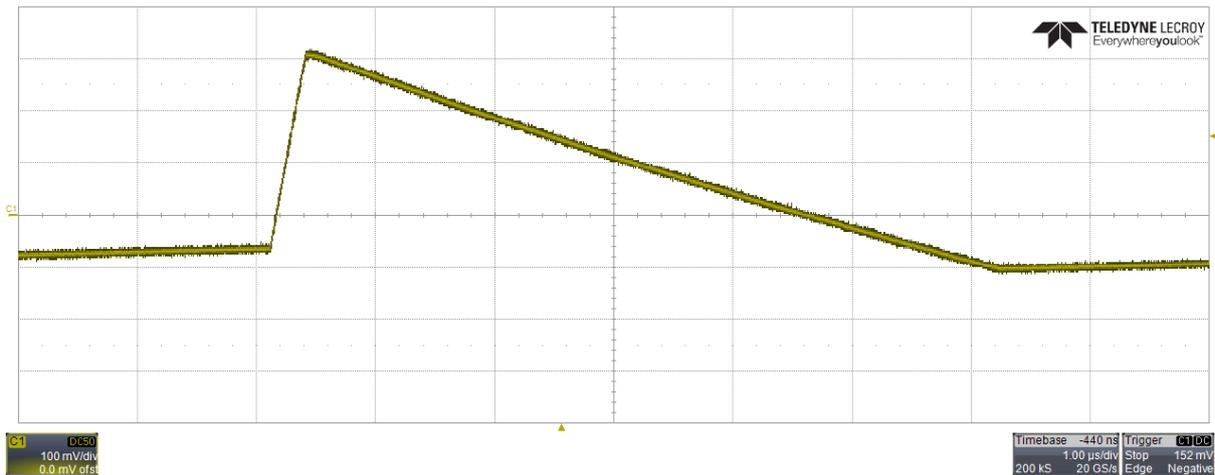


Abbildung 4.5: Ausgangssignal des DAC aufgenommen mit einem Oszilloskop. Die Pulsdauer beträgt $6\ \mu\text{s}$. Das Signal, weicht wegen der induktiven Kopplung des Ausgangssignals an den DAC, leicht von der gewünschten Dreiecksform ab.

4.6. Shaper

Anders als bei der Signalverarbeitung des Atlasdetektors besteht der Shaper nicht aus aktiven, sondern aus passiven Filtern. Passive Filter bieten den Vorteil, dass sie ohne externe Stromversorgung auskommen und dass deren Schaltkreis weit einfacher ist. Der daraus entstehende Nachteil ist eine starke Dämpfung des Signals. Aus diesem Grund wird statt zweier nur ein Tiefpassfilter verwendet. Der Shaper besteht somit aus einem Hochpass und einem Tiefpassfilter, wobei die Zeitkonstante beide Filter $\tau=150\ \text{ns}$ beträgt. Dies entspricht der zehnfachen Zeitkonstante des Shapers am Atlas-Detektor, und ist somit kohärent mit der zehnfachen Pulslänge. Wie in Unterabschnitt 3.2 besprochen ergibt sich die Zeitkonstante aus dem Gleichgewicht zwischen der Unterdrückung des thermischen- und des pile-up Rauschens. Da das Dreieckssignal in regelmäßigen Abständen generiert wird, ist in unserem Fall kein pile-up Rauschen vorhanden. Die gewählte Zeitkonstante ist somit nicht ideal, wird aber dennoch beibehalten um die Ähnlichkeit der gefilterten Pulsform mit der des Atlasdetektors beizubehalten. Um die Dämpfung des Shapers zu minimieren wurden keine Widerstände verwendet, sondern die Impedanzen des DAC und ADC verwendet. Der Shaper besteht somit nur aus zwei $3.3\ \text{nF}$ Kondensatoren. Abbildung 4.6 zeigt das Signal nach dem Shaper, aufgenommen mit einem Oszilloskop.

4.7. Maximum Finder

Der *maximum finder* hat die Aufgabe aus dem gefilterten Puls die Energie zu extrahieren. Diese entspricht genau der maximalen Amplitude des Pulses. Um aus einem kontinuierlichem Signal die Maxima der einzelnen Pulse zu erkennen, vergleicht der *maximum*

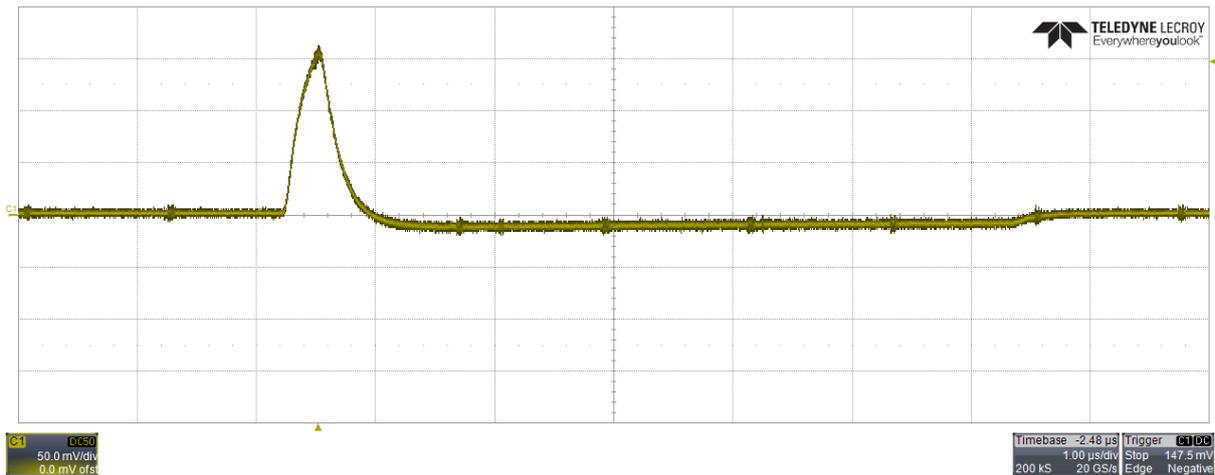


Abbildung 4.6: Signal nach dem Shaper aufgenommen mit einem Oszilloskop

finder den Wert eines Samples mit den zwei vorherigen und den zwei nachkommenden Sampeln. Das Ausgangssignal $y[n]$ liefert nur einen Wert, wenn das Sample ein lokales Maximum darstellt, dass über einer festgelegten Schwelle liegt. Der Schematische Aufbau des *maximum finders* ist in Abbildung 4.7 dargestellt. Er besteht aus vier Verzögerungsgliedern einem Und-Gatter und fünf Komparatoren. Ein Komparator vergleicht die Höhe zweier Eingangssignale a und b und liefert eine logische Eins als Ausgangssignal, falls das Signal a kleiner als das Signal b ist. Zwei Komparatoren überprüfen das Ansteigen der Samplewerte vor dem untersuchen Sample und zwei Komparatoren überprüfen das Abfallen der Samplewerte nach dem untersuchen Sample. Der fünfte Komparator überprüft ob der Samplewert über der festgelegten Schwelle liegt. Liefern alle Komparatoren ein positives Ausgangssignal, wird der Samplewert vom Ausgangssignal übernommen.

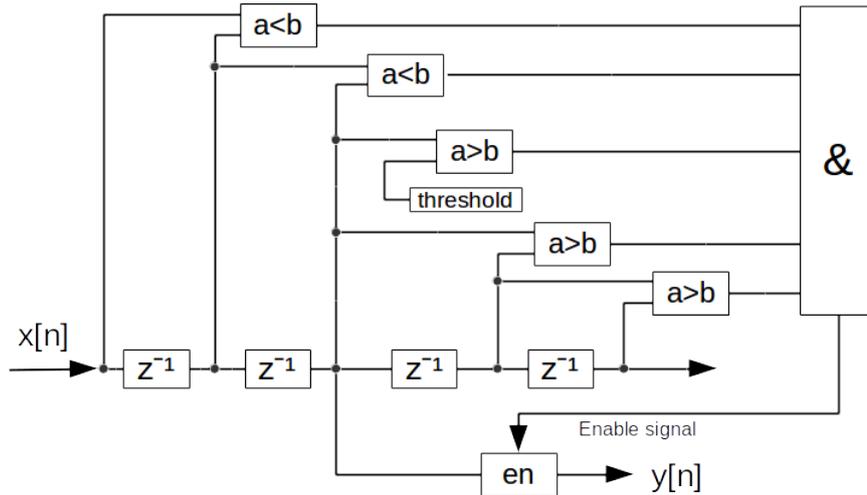


Abbildung 4.7: Schematischer Aufbau des *maximum finder*. Ein Sample wird mit den zwei vorherigen und den zwei nachkommenden Sampeln verglichen. Das Ausgangssignal $y[n]$ liefert nur einen Wert, wenn das Sample ein lokales Maximum darstellt. Die Verzögerungsglieder werden mit z^{-1} bezeichnet.

5. Implementierung des digitalen Filters

Als digitaler Filter wird ein FIR Filter in transponierter Form verwendet, dessen schematische Aufbau in Abbildung 5.1 zu sehen ist. Diese Filterrealisierung ist mit der direkten Struktur (Abbildung 3.3) äquivalent, besitzt aber in unserem Fall eine günstige Eigenschaft. Teile des Algorithmus können durch die Verzögerungsglieder entkoppelt werden, was eine einfache und übersichtliche Implementierung in einem FPGA ermöglicht. Die rechenaufwendige Multiplikation von zwei 14 bit Signalen, dem Eingangssignal und den Filterkoeffizienten, besitzt als Lösung einen 32 bit Vektor. Dieser wird dann mit dem verzögerten Signal addiert. Diese letzte Operation ist weniger rechenaufwendig und führt ebenfalls auf einen 32 bit Lösungsvektor. Wie bei der Datenverarbeitung des ATLAS Detektors wird ein Filter 5. Ordnung verwendet. Auf dessen Notwendigkeit im Unterabschnitt 5.3 eingegangen wird. Das erstellte VHDL Programm wird im Anhang A in leicht vereinfachter Form vorgestellt.

5.1. Berechnung der Filterkoeffizienten

Wie in Abschnitt 4 dargelegt, bildet der digitale Filter den Kern der Energierekonstruktion. Die Filterkoeffizienten werden so gewählt, dass der Filter den in Unterunterabschnitt 3.3.2 vorgestellten Optimalfilter entspricht. Dieser Algorithmus ermöglicht es die Amplitude des Detektorpulses, und damit die im Detektor deponierte Energie, sowie den Zeitpunkt der WW zu rekonstruieren. Voraussetzung dafür ist eine gute Kalibration des Filters, bzw. der Filterkoeffizienten. Am ATLAS Detektor wird zu diesem Zwecke mit Hilfe eines Kalibrierungsboardes ein Kalibrierungspuls in die Ausleseelektronik einge-

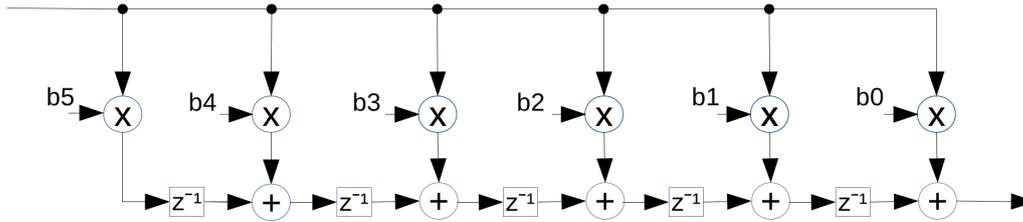


Abbildung 5.1: Schematischer Aufbau eines Transversalfilter (FIR) 5. Ordnung in transponierter Form. Dieser ist mit der direkten Struktur äquivalent.

speist, dessen Energie und Zeitpunkt genau bestimmt werden kann. Dessen Pulsform ist mit der des Detektorpulses nach dem Shaper, und im Bereich des Anstiegs und des Maximums, identisch. In unserem Fall wird das Detektorsignal als Teil des Versuchsaufbaus mit einer definierten Amplitude erzeugt. Es ist daher kein separater Kalibrierungspuls notwendig, und die Filterkoeffizienten können direkt mit dem Detektorsignal nach dem Shaper berechnet werden. Ursprünglich war am ATLAS die Implementierung zweier FIR vorgesehen, um neben der deponierten Energie auch den Zeitpunkt der Wechselwirkung zu rekonstruieren. Letzteres bedarf einer sehr rechenaufwendigen Division um aus $A\tau$, τ zu erhalten. Wegen mangelnder Effektivität der Implementierung auf FPGAs wird von diesem Vorhaben abgesehen. Aus diesem Grund und der zeitlichen Beschränkung der hier vorgestellten Arbeit beschränken wir uns auf die Rekonstruktion der Energie.

Der Versuchsaufbau ist der Einfachheit halber so konzipiert, dass die Sample nur nach dem Durchlaufen des Filters gespeichert und von Computer Ausgelesen werden können. Da aber das ungefilterte Signal notwendig ist um die Filterkoeffizientenzu zu berechnen, muss ein Filterkoeffizient auf Eins gesetzt werden und alle anderen auf Null um die ungefilterte Signalform zu erhalten. Dies entspricht der der Multiplikation des Signals mit eins und der Addition mit Null, sowie einer Verzögerungen um eine Anzahl Abtastintervalle, abhängig von der Position der Eins innerhalb der Filterkoeffizienten.

Wie im Unterunterabschnitt 3.3.2 erwähnt ist die Arbeitsweise des Optimalfilters mit der eines Signaldetektors vergleichbar. Je ähnlicher die Pulsform des Eingangssignales der in den Filterkoeffizienten gespeicherten idealen Pulsform ist, desto größer ist die Amplitude des Ausgangssignals. Um einen deutlichen Unterschied zwischen der zu detektierenden Pulsform und anderen Signalen zu erhalten, werden für die Berechnung der Filterkoeffizienten aus dem vollständigen Puls, ein möglichst markanter Teilabschnitt ausgewählt. Dieser besteht aus einer Anzahl an Sample die gleich der Tiefe des verwendeten Filters ist. Bei einem Filter 5. Ordnung können somit fünf aufeinander folgende Sample mit einer idealen Pulsform verglichen werden. Es stellt sich nun die Frage nach der genauen Position dieser Sample. Am ATLAS Detektor werden die fünf Sample um das Maximum des Pulses verwendet, da sich zum einen dieser Teil der Pulsform von anderen Samplefolgen hervorhebt und zum anderen in diesem Bereich der Kalibrierungspuls mit dem

Detektorpuls nach dem Shaper übereinstimmt. Im folgenden wird die Genauigkeit der Energierekonstruktion an verschiedenen Positionen untersucht.

Für die Berechnung der Filterkoeffizienten wird folgendermaßen vorgegangen: 100000 ungefilterte Sample werden vom Computer ausgelesen und in einer Datei gespeichert. Die Datei wird von einem *Python* Programm ausgewertet. Dieses bestimmt die lokalen Maxima der Samplefolge durch Vergleichen eines Samplewertes mit dem der vier benachbarten Sample. Lokale Maxima unterhalb einer Schwelle von 2000 werden vernachlässigt. Diese lokalen Maxima m entsprechen dem Maximum eines einzelnen Pulses, wobei relativ zu dessen Position die der übrigen vier, zur Berechnung der Filterkoeffizienten benötigten Sample bestimmt wird. Über die so entstehenden Samplefolgen wird gemittelt, um eine einzige gemittelte Samplefolge zu erhalten. Diese wird als ideale Pulsform der Länge 5 angenommen und daraus die Filterkoeffizienten mit Hilfe von Gleichung 16 berechnet. Die Autokorrelationsmatrix des Rauschens wird dabei näherungsweise als Einheitsmatrix dargestellt, (vgl. Unterabschnitt 5.2). Die berechneten Filterkoeffizienten sind so gewählt, dass das Maximum des Ausgangssignals auf eins normiert ist und sind demzufolge kleiner eins. Da dem Filter nur ganze Zahlen als Koeffizienten übergeben werden können, werden diese mit 10^7 multipliziert und anschließend gerundet.

Tabelle 1: Rekonstruierte mittlere Energie \hat{E} und dessen Standardabweichung. Die dazu verwendeten Filterkoeffizienten werden mit drei verschiedenen positionierten Samplfolgen innerhalb des Pulses berechnet. Die Position dieser fünf Sample bezieht sich auf das Maximum des Pulses m . Die mittlere Energie entspricht dem Mittelwert der Maxima von p gefilterten Pulsen.

Position	Filterkoeffizienten	Energie \hat{E}	Std.Abw.	Anz. Pulse p
$[m - 4, m]$	210, 372, 511, 610, 859	$0.895 \cdot 10^7$	$1.4 \cdot 10^4$	391
$[m - 2, m + 2]$	940, 925, 450, 104, 71	$1.031 \cdot 10^7$	$1.3 \cdot 10^4$	391
$[m, m + 4]$	4718, -1360, -869, -1747, -1196	$1.052 \cdot 10^7$	$10.0 \cdot 10^4$	389

In Tabelle 1 sind die berechneten Filterkoeffizienten, unter Verwendung verschieden positionierter Samplefolgen relativ zum Puls Maximum, aufgelistet. Die rekonstruierte Energie kann durch Auslesen der gefilterten Werte gewonnen werden. Einen zur Rekonstruktion der Energie verwendeten Puls ist in Abbildung 5.2 beispielhaft gezeigt. Mit Hilfe eines *Python* Programms werden die Maxima der gefilterten Pulse bestimmt und in einem Histogramm eingetragen (Anhang B). Die daraus resultierende mittlere Energie und Standardabweichung von p Pulsen sind ebenfalls in Tabelle 1 eingetragen.

Die Abweichung der mittleren Energie vom erwarteten Wert von 10^7 kann zum einen durch die Abweichung der Autokorrelationsmatrix des Rauschens von der Einheitsmatrix bedingt sein. Zu anderen kann eine Abweichung durch einen Offsetfehler des ADC

entstehen. Letzteres kann durch eine Modifikation der Gleichung 21 beschrieben werden:

$$\langle u \rangle = \sum_{n=0}^{N-1} \langle (s_i + n_i + \xi) \cdot a_i \rangle = \sum_{n=0}^{N-1} a_i \cdot \xi \quad (24)$$

wobei ξ ein konstantes Offset darstellt. Letztere Fehlerquelle wird wegen der Unregelmäßigkeit der Energieabweichung als weniger ausschlaggebend angesehen. Die Standardabweichung der Energiewerte beträgt für die steigende Flanke ($[m - 4, m]$) und der Samplfolge um das Maximum ($[m - 2, m + 2]$) weniger als 0.2 % der mittleren Energie. Bei der Verwendung der fallenden Flanke ($[m, m + 4]$) für die Berechnung der Filterkoeffizienten steigt die Standardabweichung hingegen auf 1.0 % der mittleren Energie.

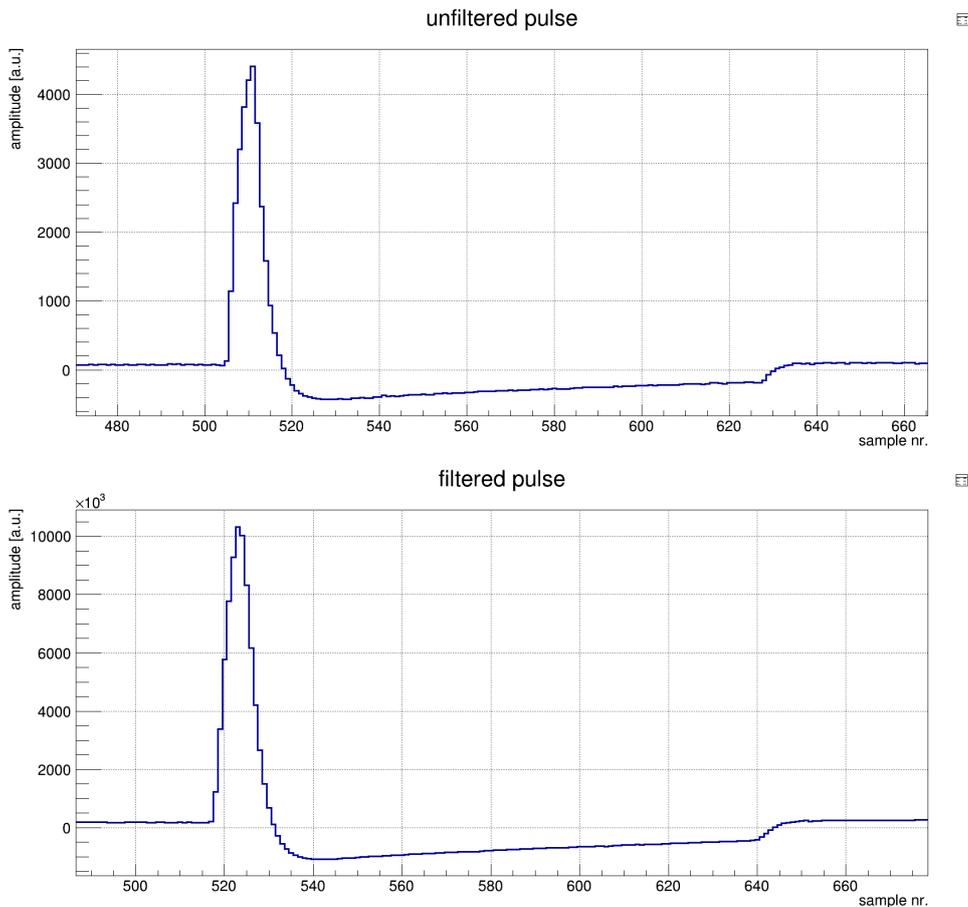


Abbildung 5.2: Ausgangssignal des FIR 5.Ordnung.

oben: ungefilterter Puls mit einer Samplefrequenz von 40 MHz.

unten: gefilterter Puls mit Filterkoeffizienten, die den des Optimalfilters entsprechen. Die zur Berechnung der Filterkoeffizienten verwendete Samplfolge ist um das Maximum m gelegen: $[m-2, m+2]$

5.2. Autokorrelationsmatrix des Rauschens

Die genaue Berechnung der Filterkoeffizienten fordert neben der Kenntnis über die ideale Pulsform des Detektorsignals nach dem *shaper* auch das genaue Vermessen der Autokorrelation des Rauschens der verwendeten Sample. Letzteres stellt sich als problematisch heraus, da wegen der induktiven Kopplung des Ausgangssignals an den DAC kein konstantes Signal erzeugt werden kann.

Nimmt man das Rauschen des ADC auf, ohne das Strom durch den *shaper* fließt, weicht die daraus berechnete Autokorrelationsmatrix nur sehr geringfügig von der Einheitsmatrix ab. Dies ist ein triviales Ergebnis, da eine nennenswerte Autokorrelation des Rauschens erst durch den *shaper* entsteht. Denkbar wäre das Anschließen einer externen Stromquelle um die Autokorrelation zu messen. Dieses Vorgehen würde das durch den DAC entstehende Rauschen jedoch nicht berücksichtigen und würde voraussetzen das die Stromquelle mit weißem Rauschen besetzt ist. Ein besseres Vorgehen wäre das Erzeugen von weißem Rauschen mit Hilfe des FPGA und zu Beobachten wie es sich durch den DAC und den *shaper* verändert. Die genaue Untersuchung der Autokorrelation des Rauschens wurde aus zeitlichen Gründen nicht durchgeführt.

5.3. Wahl der Filtertiefe

Neben der Position der für die Berechnung der Filterkoeffizienten verwendeten Samplefolge innerhalb eines Pulses, stellt sich die Frage nach einer geeigneten Filtertiefe. Diese sollte einen Kompromiss zwischen der Genauigkeit der Energierekonstruktion und den dazu verwendeten Ressourcen auf dem FPGA sein. Wie bereits erwähnt, wird am ATLAS Detektor eine Filtertiefe von fünf verwendet. Wir wollen nun den Einfluss der Filtertiefe auf unseren Versuchsaufbau untersuchen. Das Vorgehen zum Erhalten der Rekonstruierten Energien ist dabei analog zum Unterabschnitt 5.1. Wobei wie am ATLAS Detektor die Samplefolge um das Maximum des Pulses verwendet wird, um die Filterkoeffizienten zu berechnen, siehe Anhang B. Die berechneten Energien werden in einem Histogramm eingetragen, um anschließend die mittlere Energie sowie die Standardabweichung zu bestimmen. In Abbildung 5.3 ist die Standardabweichung der berechneten Energien in Abhängigkeit der Filtertiefe aufgetragen. Es ist zu sehen, dass die Standardabweichung ab einer Filtertiefe von vier deutlich weniger schnell abnimmt. In unserem Fall wäre somit eine Filtertiefe von vier ausreichend. Auf eine Untersuchung der Einflüsse einer Filtertiefe über fünf wurde verzichtet, da deutlich größere Fehlerquellen zur Bestimmung der korrekten Energie vorliegen. Zum Beispiel das Vermessen der genauen Autokorrelationsmatrix.

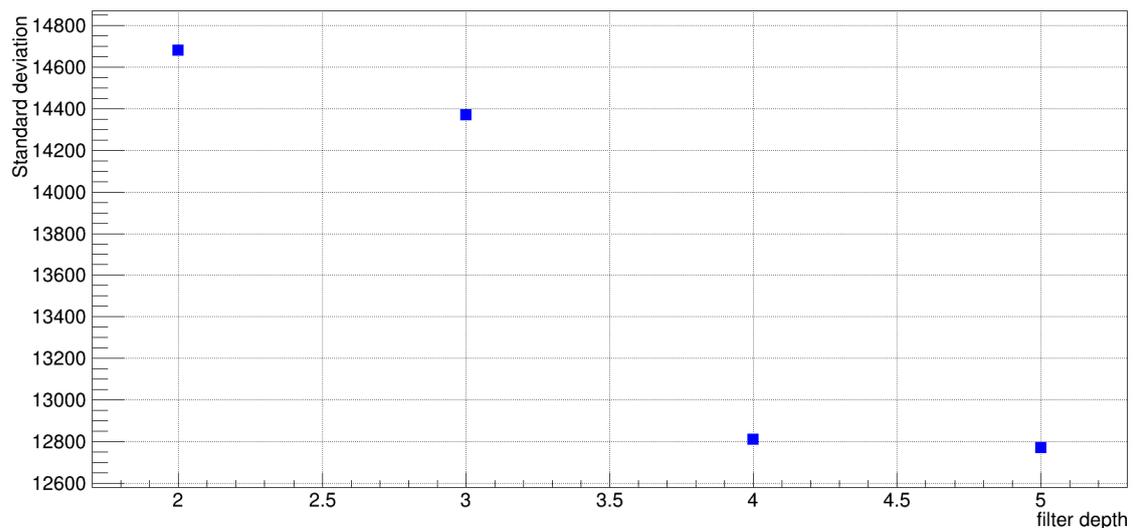


Abbildung 5.3: Standardabweichung der rekonstruierten Energien in Abhängigkeit der Filtertiefe. Ab einer Filtertiefe von 4 nimmt die Standardabweichung deutlich langsamer ab.

6. Zusammenfassung und Ausblick

Ziel dieser Arbeit war es die Signalverarbeitung am ATLAS Detektor in vereinfachter Form nachzustellen. Mit dem erstellten Versuchsaufbau soll ein Einblick in die Funktionsweise der einzelnen Komponenten, insbesondere der des digitalen Filters für Außenstehende ermöglicht werden. Dies ist insofern gelungen, als dass alle wichtigen Komponenten vertreten sind und zumindest der Funktion nach der des ATLAS Detektors gleichen. Der Versuchsaufbau bietet zudem verschiedene Konfigurationsmöglichkeiten, um selbst Zusammenhänge der Energierekonstruktion zu erarbeiten. So kann zum Beispiel der *shaper* auf dem Steckbrett umgestaltet werden oder Methoden zur Berechnung der Filterkoeffizienten untersucht werden. Unter Verwendung der Jtag-Verbindung können während des Betriebes, neben den Filterkoeffizienten, auch Parameter wie die Samplefrequenz des ADC und die Höhe des Detektorpulses umkonfiguriert werden. So kann nach der Kalibrierung des Filters die Funktionalität der Energierekonstruktion durch Einstellen verschiedener Detektorpuls-Amplituden überprüft werden. Das Auslesen der Sample über die Jtag-Schnittstelle ermöglicht zudem eine weitere Analyse der Daten am Computer.

Um in Zukunft die Funktionalität des Versuchsaufbaus zu verbessern und der des ATLAS Detektor anzugleichen können folgende Änderungen vorgenommen werden:

- Um die Genauigkeit der Energierekonstruktion zu erhöhen, muss die Autokorrelation des Rauschens berücksichtigt werden. Dazu muss ein Mechanismus zur genauen Vermessung der Autokorrelation erstellt werden. Dieser könnte das Einspeisen von

weißem Rauschen vor dem *shaper*, oder dem Erstellen von weißem Rauschen durch den DAC beinhalten. Mit der Untersuchung der Veränderung des Rauschens durch den *shaper* und den ADC könnte eine Autokorrelationsmatrix erstellt werden.

- Neben dem Auslesen der gefilterten Sample, könnte auch die Auslese der Sample nach dem *maximum finder* ermöglicht werden. Das Extrahieren der Energie aus dem gefiltertem Puls würde somit nicht mehr am Computer, sondern direkt auf dem FPGA erfolgen. So kann erst das am ATLAS verfolgte Ziel, die Energie-rekonstruktion in nahezu Echtzeit um daraus die interessanten von den übrigen Ereignissen zu trennen, ermöglicht werden. Dieses Vorgehen würde dem des ATLAS Detektors näher kommen und ermöglicht eine bei weitem effizientere Nutzung des auf dem FPGA integrierten Speicherplatzes.
- Wäre der vorherige Punkt erfüllt, kann zwischen *maximum finder* und Datenspeicherung ein Filter eingebaut werden, der alle Energiewerte löscht, die nicht in einen bestimmten Energiebereich liegen. Dieser Prozess würde dann dem der ersten Triggerstufe des ATLAS Detektors entsprechen.
- Der Teil des VHDL-Programms, der den Detektor Puls erstellt, könnte verbessert werden. So können beispielsweise unterschiedliche Amplituden für jeden Puls erzeugt werden, dessen Werte zuvor in einer *look-up table* gespeichert wurde. Zudem könnte *pile-up* simuliert werden. Diese Veränderungen würden die realen Gegebenheiten besser widerspiegeln.
- Die Samplefrequenz könnten auf 40 MHz erhöht werden, was der des ATLAS Detektors entspricht. Dies ist ohne weiteres mit Hilfe des Jtag-Verbindung möglich, wurde jedoch aus mehreren Gründen unterlassen: Zum Einen verringert das Erhöhen der Samplefrequenz die Anzahl an Pulsen, die in den Speicher des FPGA geschrieben werden können, da jeder einzelne Puls aus einer höheren Anzahl an Samplen besteht. Dies verringert die Genauigkeit bei der Berechnung der Filterkoeffizienten. Zum Anderen ist die verwendete Implementierung des Filters nicht für so hohe Frequenzen geeignet. Dies manifestiert sich im gelegentlichen Aussetzen des Filters. Letzteres kann man durch vermehrtes Verwenden von Funktionsblöcken im VHDL-Programm vermeiden. Weiterhin ist der Aufbau des *shapers* auf einem Stackbrett nicht für solch Hohe Frequenzen geeignet.
- Der *shaper* kann von einem CR-RC zu einem CR-RC² Filter erweitert werden, was aber neben einer besseren Unterdrückung des thermischen Rauschens auch eine stärkere Dämpfung des Signals bewirkt. Um dem entgegenzuwirken kann der passive *shaper* durch einen aktiven *shaper* ersetzt werden. Dies ermöglicht durch den Einsatz von Operationsverstärkern der Dämpfung entgegenzuwirken oder diese ganz zu beseitigen.

Wären die oben aufgelisteten Punkte ganz oder teilweise erfüllt, wäre eine Verwendung des Versuchsaufbaus mit echten ATLAS Detektor Daten denkbar. Zudem kann man über das Nachstellen der Signalverarbeitung am ATLAS Detektor hinaus gehen und

einen zweiten digitalen Filter, entsprechend Gleichung 20, für die Rekonstruktion des Zeitpunktes der Wechselwirkung, bzw. der Phasenlage zur Samplefrequenz implementieren. Dies ist am ATLAS Detektor aus mangelnder Effektivität nicht vorgesehen, die Ressourcen des hier verwendeten FPGA würden dies jedoch erlauben.

A. VHDL-Programme

```
library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;
use ieee.numeric_std.all;

entity FIR is
generic (
    bit_length : integer := 14 -- bit length for calculation
);
port (
    b0      : in integer;
    b1      : in integer;
    b2      : in integer;
    b3      : in integer;
    b4      : in integer;
    clk     : in std_logic;
    reset   : in std_logic;
    clk_en  : in std_logic;
    pulse_out : out signed(31 downto 0);
    pulse_out_14 : out signed(13 downto 0);
    pulse_in : in integer
);
end entity;

architecture rtl of FIR is
    signal x,xa,xb,xc,xd      : signed(31 downto 0);
    signal u                  : signed((bit_length-1) downto 0);
    signal b0_s,b1_s,b2_s,b3_s,b4_s : signed((bit_length-1) downto 0);

begin
    u <= to_signed(pulse_in,(bit_length));
    b0_s <= to_signed(b0,(bit_length));
    b1_s <= to_signed(b1,(bit_length));
    b2_s <= to_signed(b2,(bit_length));
    b3_s <= to_signed(b3,(bit_length));
    b4_s <= to_signed(b4,(bit_length));

    process(reset, clk) is
    begin
        if(reset = '1') then
            x <= (others => '0');
            xa <= (others => '0');
            xb <= (others => '0');
            xc <= (others => '0');
            xd <= (others => '0');
        elsif(rising_edge(clk)) then
            xa <= u * b4_s ;
            xb <= xa + u * b3_s ;
            xc <= xb + u * b2_s ;
            xd <= xc + u * b1_s ;
            x <= xd + u * b0_s ;
        end if;
        pulse_out <= x;
    end process;
end rtl;
```

Abbildung A.1: VHDL-Programm zur Implementierung eines FIR auf einem FPGA.

B. Histogramme zur Energierekonstruktion

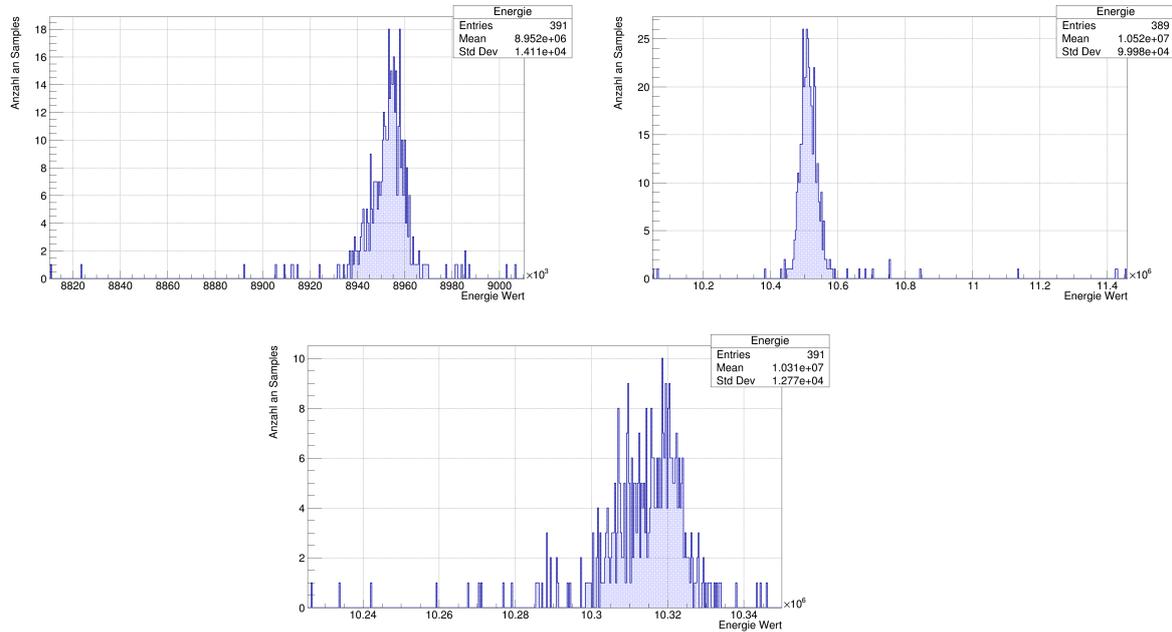


Abbildung B.1: Histogramm der Berechneten Energiewerte. Die Filterkoeffizienten wurden für verschieden Bereichen der Pulsform, im Bezug auf das Maximum des Pulses m , berechnet:

oben links: steigende Flanke: $[m - 4, m]$;

oben rechts: fallende Flanke: $[m, m + 4]$;

unten: um das Maximum: $[m - 2, m + 2]$

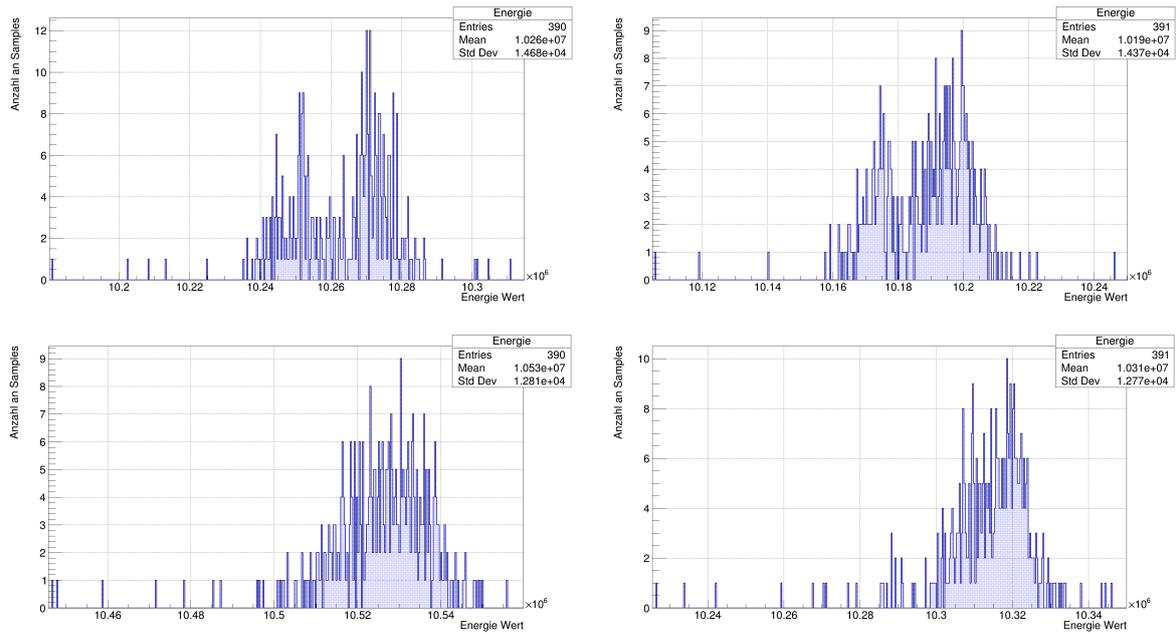


Abbildung B.2: Histogramm der Berechneten Energiewerte mit aufsteigender Filtertiefe. Die Filterkoeffizienten werden mit Hilfe der Sampfolge um des Maximum m des Pulses berechnet.

Oben links: Filtertiefe von 2, Berechnung der Filterkoeffizienten mit Samplefolge: $[m - 1, m]$,

Oben rechts: Filtertiefe von 3 ($[m - 1, m + 1]$),

Unten links: Filtertiefe von 4 ($[m - 2, m + 1]$),

Unten rechts: Filtertiefe von 5 ($[m - 2, m + 2]$)

Glossar

ADC	Analog-Digital-Konverter.
BC	bunch crossing, Deutsch: Strahlkreuzung.
BE	back-end Elektronik.
CERN	Europäische Organisation für Kernforschung.
DAC	Digital-Analog-Konverter.
EM	Elektromagnetisch.
FE	front-end Elektronik.
FEB	front-end Board.
FiFo	'First In - First Out': Speicherform.
FIR	finite impulse response filter, Deutsch: Transversalfilter.
FPGA	Field programmable gate array.
L1	Erste Triggerstufe.
LAr	Flüssigargon.
LHC	Large Hadron Collider.
OF	Optimalfilter.
PFD	Phasen-Frequenz-Detektor.
PLL	phase-locked loop, Deutsch: Phasenregelschleifen.
SCs	Superzellen.
SM	Standardmodell der Teilchenphysik.
Tcl	Tool command language.
TT	Trigger Tower.
VCO	Spannungsgesteuerter Oszillator.
VHDL	Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language.
WW	Wechselwirkung.
WWP	Wechselwirkungspunkt.

Literatur

- [1] L. Evans and P. Bryant, “Lhc machine,” *Journal of Instrumentation*, vol. 3, no. 08, p. S08001, 2008.
- [2] J. Haffner, “The cern accelerator complex,” October 2013.
- [3] T. A. Collaboration, “The atlas experiment at the cern large hadron collider,” *Journal of Instrumentation*, vol. 3, no. 08, p. S08003, 2008.
- [4] J. Pequena, “Computer generated image of the whole atlas detector.” <https://cds.cern.ch/record/1095924>, March 2008.
- [5] T. A. Collaboration, “Drift time measurement in the atlas liquid argon electromagnetic calorimeter using cosmic muons,” *The European Physical Journal C*, vol. 70, no. 3, pp. 755–785, 2010.
- [6] H. Zhang and the ATLAS Liquid Argon Calorimeter Group, “The atlas liquid argon calorimeter: Overview and performance,” *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 293, no. 1, p. 012044, 2011.
- [7] N. J. Buchanan, L. Chen, D. M. Gingrich, S. Liu, and H. C. et al, “Atlas liquid argon calorimeter front end electronics,” *Journal of Instrumentation*, vol. 3, no. 09, p. P09003, 2008.
- [8] A. B. et al, “Atlas liquid argon calorimeter back end electronics,” *Journal of Instrumentation*, vol. 2, no. 06, p. P06002, 2007.
- [9] M. C. Aleksa, W. P. Cleland, Y. T. Enari, M. V. Fincke-Keeler, L. C. Hervas, F. B. Lanni, S. O. Majewski, C. V. Marino, and I. L. Wingerter-Seez, “ATLAS Liquid Argon Calorimeter Phase-I Upgrade Technical Design Report,” Tech. Rep. CERN-LHCC-2013-017. ATLAS-TDR-022, Sep 2013. Final version presented to December 2013 LHCC.
- [10] R. L. Chase, C. de La Taille, J. P. Richer, and N. Seguin-Moreau, “A fast monolithic shaper for the ATLAS e.m. calorimeter,” Tech. Rep. ATL-LARG-95-010. ATL-A-PN-10, CERN, Geneva, Feb 1995.
- [11] R. L. Chase, C. de La Taille, J. P. Richer, and N. Seguin-Moreau, “A fast monolithic shaper for the ATLAS e.m. calorimeter,” Tech. Rep. ATL-LARG-95-010. ATL-A-PN-10, CERN, Geneva, Feb 1995.
- [12] W. Hess, *Digitale Filter*. Teubner Studienbücher: Elektrotechnik, 1993.
- [13] M. C. Aleksa, W. P. Cleland, Y. T. Enari, M. V. Fincke-Keeler, L. C. Hervas, F. B. Lanni, S. O. Majewski, C. V. Marino, and I. L. Wingerter-Seez, “ATLAS Liquid Argon Calorimeter Phase-I Upgrade Technical Design Report,” Tech. Rep. CERN-LHCC-2013-017. ATLAS-TDR-022, Sep 2013. Final version presented to December 2013 LHCC.

- [14] Terastic, “Socket development kit.” <http://www.terasic.com.tw/cgi-bin/page/archive.pl?Language=English&No=816>, 20. Dezember 2016.
- [15] Terastic, “Ad/da data conversion card.” <https://www.terasic.com.tw/cgi-bin/page/archive.pl?Language=English&No=360>, 20. Dezember 2016.
- [16] altera, “Quartus design software.” <https://www.altera.com/products/design-software/fpga-design/quartus-prime/overview.html>, 26. Dezember 2016.
- [17] altera, “Phase-locked loop basics, pll.” <https://www.altera.com/support/support-resources/operation-and-testing/pll-and-clock-management/pll-basics.html>, 26. Dezember 2016.
- [18] Altera Corporation, *Altera Phase-Locked Loop (Altera PLL) IP Core User Guide*, 2015.05.04 ed., May 2015.
- [19] Altera Corporation, 101 Innovation Drive San Jose, CA 95134, *Data Conversion HSMC Reference Manual*, 1.0 ed., March 2008.

Versicherung

Hiermit versichere ich, die vorliegende Arbeit im Rahmen der Betreuung am Institut für Kern- und Teilchenphysik selbständig, ohne fremde Hilfe und ohne Benutzung anderer als der von mir angegebenen Quellen angefertigt zu haben. Die Arbeit wurde noch keiner Prüfungsbehörde in gleicher oder ähnlicher Form vorgelegt.

Dresden, 3. Januar 2017

Martin Jutisz