

**TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DRESDEN**

Untersuchung digitaler Signalfilter und Implementierung in FPGA für die Modellierung der ATLAS LAr-Kalorimeter-Auslese

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

vorgelegt von

Johann Christoph Voigt
geboren am 15.07.1995 in Dresden

Institut für Kern-und Teilchenphysik
Fachrichtung Physik
Fakultät Mathematik und Naturwissenschaften
Technische Universität Dresden
2017

Eingereicht am 06. Juni 2017

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

Zusammenfassung

Zusammenfassung

Ein elementarer Teil moderner Teilchendetektoren ist das Triggersystem, das eine wichtige Rolle in der Bewältigung der großen anfallenden Datenmengen spielt. Ziel dieser Arbeit ist die Weiterführung des Aufbaus eines Experiments zur Demonstration der Energieauslese eines Flüssig-Argon-Kalorimeters, wie sie beim ATLAS-Experiment am LHC für den Trigger Verwendung findet. In einer vorhergehenden Bachelorarbeit wurde dazu bereits die grundlegende Struktur geschaffen. Der bestehende Aufbau soll nun so erweitert werden, dass der Signalgenerator zur Simulation der Detektorpulse auch Signal-Pile-up produzieren kann. Damit wird es möglich, die Wirkung der eingesetzten analogen und digitalen Filter bezüglich ihrer Rauschunterdrückungseigenschaften zu untersuchen. Daraus soll ein Laborpraktikumsversuch zum praktischen Einsatz von FPGAs und digitaler Filter in Teilchendetektoren entstehen.

Abstract

A crucial part of modern particle detectors is the trigger system, which plays a very important role in coping with the vast amount of data produced. The goal of this bachelor thesis is the continuation of a previous effort to build an experiment for the demonstration of a liquid argon calorimeter readout as seen for the trigger of the ATLAS experiment at the LHC. Based on the existing structure, the signal generator for the simulation of the detector pulses shall be extended to support the production of signal pileup. This will enable studies of the properties of the analogue and digital filters used, particularly their capabilities regarding noise reduction. Based on this it should be possible to develop a student experiment on the use of FPGAs and digital filters in particle detectors.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Theoretische Vorbetrachtungen	3
2.1	Der LHC	3
2.2	Aufbau des ATLAS-Experiments	3
2.3	Einsatz von FPGA	6
2.4	Signal-Shaper	7
3	Digitale Filter	11
3.1	Filter mit endlicher Impulsantwort	11
3.2	Der Optimalfilter	11
4	FPGA-System	15
4.1	Ausgangslage	15
4.2	Vorgenommene Änderungen	16
4.3	Signalgenerierung	17
5	Untersuchung des Signal-Shapers	21
5.1	Bestimmung der Kapazitäten der Shaper-Kondensatoren	21
5.2	Aufbau des Shapers	22
5.3	Überprüfung der Energieproportionalität	22
5.4	Messung mit externem Rauschen	24
5.5	Messung mit Pile-up	25
6	Diskussion der Pulsform	29
6.1	Einfluss der Shaper-Kondensatoren	29
6.2	Auswirkung von Rauschen und Pile-up	30
6.3	Verhalten des Optimalfilters	31
6.4	Relative Fehler der gemessenen Amplituden	33
7	Zusammenfassung und Ausblick	37
	Danksagung	39

Literatur	41
Abbildungsverzeichnis	43
Abkürzungsverzeichnis	45

1 Einleitung

Der ATLAS-Detektor am CERN ist eines der beiden Hauptexperimente des Large Hadron Colliders (LHC), gebaut um die Grenzen der bekannten Physik zu erforschen. Dabei werden durch den Beschleuniger laufend Protonen in dem Detektor zur Kollision gebracht und die entstehenden Wechselwirkungsprodukte beobachtet. Es treten jedoch nur selten interessante oder potentiell auf neue Teilchen hinweisende Ereignisse auf. Um sicher zu sein, muss ein bestimmter Prozess häufiger beobachtet werden, bevor eine neue Entdeckung gesichert ist. Der LHC ist bereits für hohe Luminositäten, also viele Wechselwirkungen pro Sekunde über längere Zeiträume, gebaut. Um aber einen noch größeren Datensatz für die statistische Auswertung zur Verfügung zu haben, soll er in den kommenden Jahren systematisch noch weiter in Richtung höherer Luminositäten ausgebaut werden.

Um die großen Datenmengen bewältigen zu können, wird ein Triggersystem zur Selektion interessanter Ereignisse benötigt, wozu die Energie der Teilchen von besonderem Interesse ist. Für leichte elektromagnetisch wechselwirkende Teilchen wird diese Messung durch das elektromagnetische Kalorimeter ermöglicht, welches eine dedizierte Ausseelektronik für das Triggersystem hat. Einerseits muss dabei das Rauschen der Elektronik möglichst gut unterdrückt werden. Andererseits kommt es in allen Zellen des Kalorimeters laufend zur Messung eigentlich uninteressanter niederenergetischer Teilchen. Diese stören vor allem, da sie die Messung der eigentlich interessanten Teilchen überlagern, sie nehmen die Form von Pile-up Rauschen an. Mit dem Ausbau für höhere Luminositäten wird dieses Problem zunehmen. Zur Maximierung der Messgenauigkeit der Detektorauslese werden daher digitale und analoge Filter eingesetzt. Diese Arbeit soll sich mit diesen näher beschäftigen und ein bestehendes Demonstrationsexperiment um die Funktion, Pile-up zu generieren, erweitern. Mit der Möglichkeit, die Signale von elektronischem Rauschen und Pile-up als Simulation einer Detektorkammer zu erzeugen, können mit dem Aufbau dann die Eigenschaften dieser Filter untersucht werden. Ziel ist es, einen Praktikumsversuch zu diesem Thema aufzubauen, der es ermöglicht, die Problematik der verschiedenen Rauscharten und deren Bearbeitung durch die Filter zu verdeutlichen.

2 Theoretische Vorbetrachtungen

2.1 Der LHC

Der LHC ist ein Teilchenbeschleuniger am CERN mit einer aktuell erreichbaren Schwerpunktsenergie der kollidierenden Hadronen von 13 TeV. Der Hauptbeschleunigerring hat dabei einen Umfang von ca. 27 km, in dem zwei gegenläufige Protonenstrahlen an den vier Experimenten ATLAS, CMS, ALICE und LHCb zur Kollision gebracht werden. Die Entscheidung für einen reinen Protonenbeschleuniger fiel dabei, um höhere Luminositäten als bei der Nutzung von Antiteilchen als Stoßpartner erreichen zu können, auch wenn dies die Nutzung zweier getrennter Strahlröhren mit aufwändigeren Dipolmagneten zur Bahnführung erfordert. Große Teile der unterirdischen Anlagen inklusive des Tunnels konnten vom Vorgängerbeschleuniger Large Electron-Positron Collider (LEP) übernommen werden, genauso wie andere am CERN vorhandene ältere Beschleuniger als Vorbeschleuniger zum Einsatz kommen.

Der größte Erfolg des LHC bisher war 2012 die Entdeckung des Higgs-Bosons durch die beiden Hauptexperimente ATLAS und CMS.

2.2 Aufbau des ATLAS-Experiments

Universelle Teilchendetektoren sind meist schalenförmig aus verschiedenen großen Zylindern aufgebaut. Jede Schicht übernimmt dabei eine bestimmte Aufgabe in der Teilchenidentifikation und der Bestimmung seiner Eigenschaften. Am Beispiel des ATLAS-Detektors soll dieser Aufbau näher erläutert werden. Eine Übersicht findet sich in Abbildung 2.1.

Ausgehend vom Kollisionspunkt folgt als erstes der Pixel-Detektor. Dieser besteht aus drei konzentrischen Zylinderschichten und weiteren drei Scheiben an den Enden. Es handelt sich um Silizium-Halbleiterdetektoren mit insgesamt ca. 80 Millionen Auslesekanälen. Nach außen schließt sich daran der Semiconductor Tracker (SCT) an. Dieser besteht ebenfalls aus Siliziumpixeln, die sich auf vier Zylinderschichten und 18 Endkappen verteilen. Hier sind die Pixel aber wesentlich länger gezogen und ermöglichen eine Verfolgung des Winkels der Teilchen um die Strahlachse. Der äußere Teil des inneren Detektors ist der Transition Radiation Tracker (TRT). Er besteht aus 50 000 Röhren in zylinderförmiger Anordnung und 250 000 in den Endkappen. Es handelt sich um Ionisationskammern, die als Driftkammern betrieben werden. Dies erlaubt eine genauere Bestimmung der Teilchenbahnen, als die 4 mm Durchmesser der

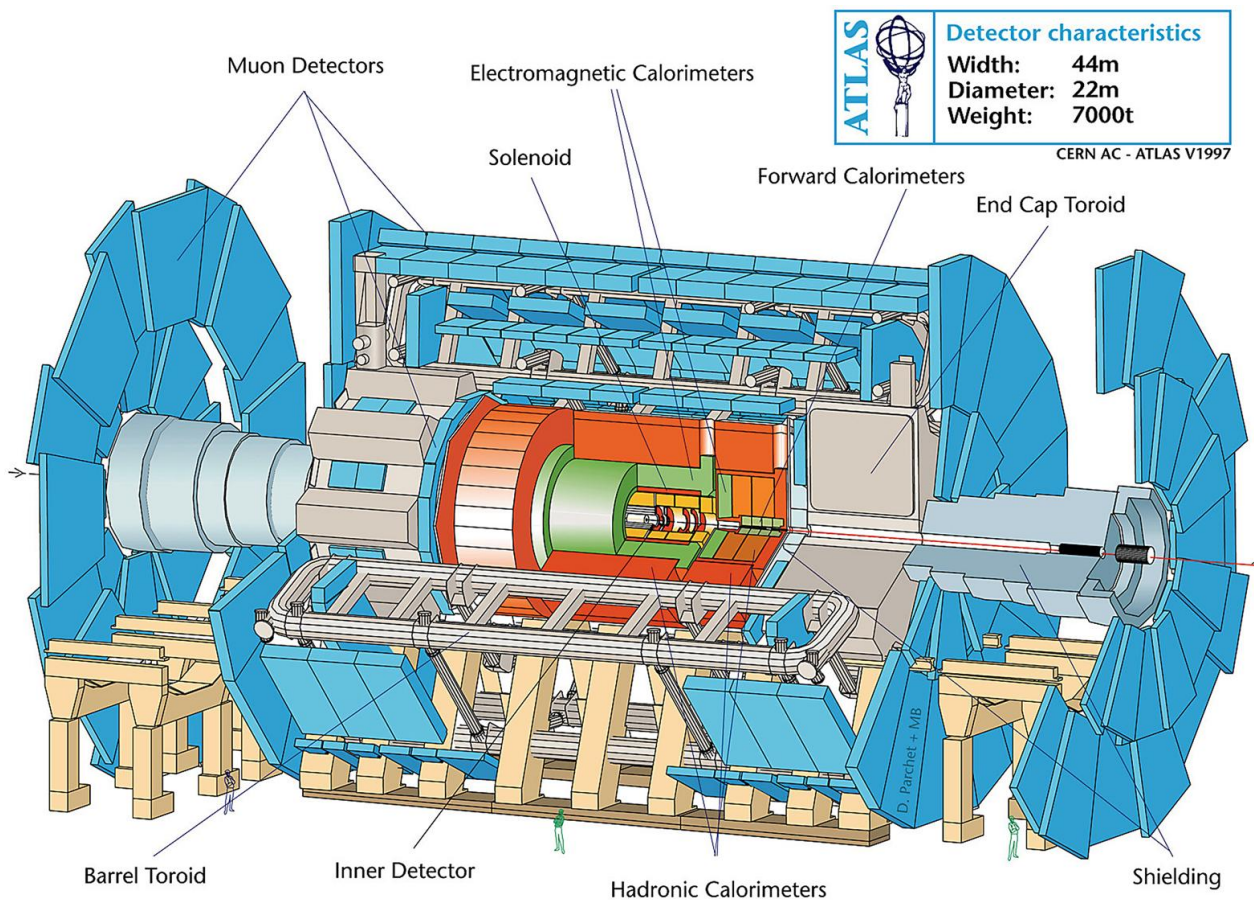


Abbildung 2.1: Aufbau des ATLAS-Experiments [1]

Röhren zunächst erwarten lassen. Die Zwischenräume sind mit Medien verschiedener Dielektrizitätszahlen gefüllt, die es erlauben, durch die Übergangsstrahlung weitere Informationen über die Teilchenart zu erlangen, da dieser Effekt wesentlich vom γ -Faktor der Teilchen abhängt. Es handelt sich also um einen kombinierten Straw- und Übergangsstrahlungsdetektor. Der gesamte innere Detektor hat einen Durchmesser von ca. 2 m und eine Länge von 6 m.

Der innere Detektor wird eingeschlossen von einem Solenoid-Magneten mit einer magnetischen Flussdichte von 2 T. Dieser sorgt dafür, dass die Bahnen von elektrisch geladenen Teilchen gebeugt werden und aus den Teilchenspuren so Informationen über Ladung und Impuls gewonnen werden können.

Um die Energien der Teilchen genau zu bestimmen, schließen sich daran zwei Kalorimeter an. Das innere davon ist das elektromagnetische Kalorimeter. Dieses besteht aus akkordeonförmigen Absorberplatten aus Blei und Edelstahl, deren Zwischenräume mit Flüssig-Argon (LAr) gefüllt sind. In diesem schichtweise aufgebauten Detektor geben Elektronen und Photonen nahezu ihre gesamte Energie in Teilchenschauern ab. Die über 100 000 Auslesekanäle erlauben neben der Energie- auch eine genaue Raumwinkelauflösung. Das hadronische Kalorimeter misst die Energie von Teilchen, die über die starke Wechselwirkung interagieren. Es besteht aus Eisenabsorbern und Szintillatoren zur Detektion der Teilchenschauer. Mit diesem

Kalorimeter lässt sich die Energie von Hadronen bestimmen, da diese nur wenig Energie im elektromagnetischen Kalorimeter deponieren, auch wenn sie eine elektrische Ladung besitzen können. Diese Umsetzung ist kostengünstiger, als das komplette Kalorimeter mit LAr-Technik umzusetzen [2, S. 1]. In Richtung der Strahlachse sind für beide Kalorimeter entsprechende Systeme als Endkappen installiert, wobei hier auch das hadronische System LAr nutzt. Mit den LAr-Systemen wird dabei eine Abdeckung gemessen an der Pseudorapidität von $|\eta| < 3,2$ und für Hadronen im Bereich von $|\eta| = 1,4$ bis $|\eta| = 4,8$ erreicht [2, S. 1] Im Bild 2.2 ist eine Schematische Abbildung aller LAr-Kalorimeter zu sehen.

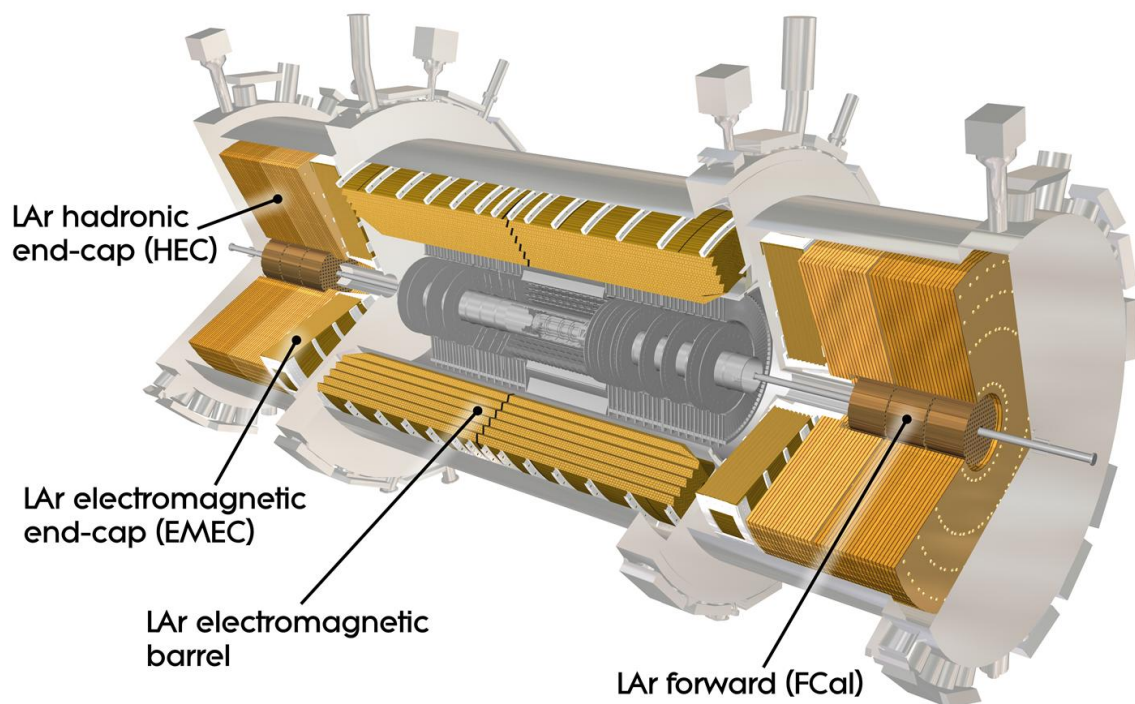


Abbildung 2.2: Schema der LAr-Kalorimeter bei ATLAS [10]

Problematisch ist die Messung von Myonen, für diese ist eine weitere Detektorschicht notwendig. Das Myonenspektrometer funktioniert wieder über die Beugung der Spuren elektrisch geladener Teilchen durch Magnetfelder. Dazu wird ein weiteres Magnetsystem benutzt, welches aus acht großen toroidalen Magnetfeldspulen besteht. Am vorderen und hinteren Ende sind jeweils weitere Spulen verbaut. Zur Detektion der Myonen kommen dabei verschiedene Verfahren zum Einsatz, auf die hier nicht weiter eingegangen werden soll. Nicht detektieren lassen sich Neutrinos. Sie können nur indirekt durch fehlende Energie bzw. Impulsdeposition nachgewiesen werden.

Am LHC finden an den Experimenten Kollisionen mit einer Frequenz von 40 MHz, also mit

einem Bunch-spacing von 25 ns, statt. Pro Bunch-crossing (BC) kollidieren ca. 20 Protonenpaare. Die hohe Luminosität ist notwendig, um auch für seltene Ereignisse eine gute statistische Betrachtung zu erlauben, bzw. diese überhaupt zu beobachten. Um die großen Datenmengen des Detektors bewältigen zu können, muss eine starke Selektion stattfinden. Dazu wird bei ATLAS ein dreistufiges Triggersystem eingesetzt. Der Level 1 Trigger muss dabei mit sehr wenigen Informationen eine gute Vorauswahl treffen, die Stufe 2 und 3 Triggersysteme haben dann jeweils mehr Zeit und Daten zur Verfügung, um ihre Entscheidung zu treffen.

2.3 Einsatz von FPGA

Die Grobauswertung der Daten des LAr-Kalorimeters muss sehr schnell stattfinden, da die rekonstruierte Energie für die Entscheidung des Level 1 Triggers benötigt wird. Aufgrund der großen Anzahl von Detektorzellen muss dies trotz der Zusammenfassung von Zellen zu größeren Einheiten bzw. Superzellen sehr stark parallelisiert stattfinden. Normal würde man dafür integrierte Schaltungen verwenden, die diese Aufgabe in Hardware implementiert ausführt. Für eine solche Schaltung ist aber eine sehr aufwändige Entwicklung notwendig und die Fertigung lohnt sich nur für große Serien. Die hier benötigte Anzahl rechtfertigt diese Ausgaben nicht. Eine Alternative stellen Field Programmable Gate Arrays (FPGAs) dar. Bei diesen handelt es sich um rekonfigurierbare Hardwareschaltungen. Sie verfügen also über eine bestimmte Anzahl an Logikbausteinen, die mit Hilfe einer flexiblen Verschaltungsmatrix nach Wunsch verbunden werden können, um komplexe Schaltungen zu realisieren. Mit Hilfe einer Hardwarebeschreibungssprache wie VHDL oder Verilog kann die gewünschte Schaltung beschrieben und von einem Compiler daraus die Verschaltung der internen Elemente des FPGA berechnet werden. Dieses Verschaltungsbild kann dann sehr schnell auf den FPGA übertragen und dort zur Konfiguration genutzt werden. Das Resultat ist ein Chip, der eine Hardwareimplementierung einer Schaltung darstellt, die bequem am Computer entworfen und getestet werden kann. Dies bietet völlig neue Wege im Schaltungsdesign, da man sich nicht mehr rein auf Simulationen verlassen muss. Es können ohne aufwändige und kostenintensive Produktionsverfahren Schaltungen erzeugt und getestet werden. Dabei ist der FPGA beliebig häufig neu konfigurierbar, der Aufwand zum Testen ist also sehr gering.

Nicht nur in der Entwurfsphase sind FPGA von enormem Nutzen. Sie können auch direkt für den Einsatz der Schaltung verwendet werden, wo sie im Vergleich zur Fertigung von integrierten Schaltungen immer noch deutliche Kosteneinsparungen für Kleinserien erlauben. Als Nebeneffekt ist damit auch die Veränderung der Auswertungsschaltung in der Art eines Softwareupdates möglich, obwohl es sich um Hardwareimplementierungen handelt. Dies ermöglicht eine Flexibilität, die mit festen Schaltungen undenkbar ist, diese müssten nach jeder Änderung komplett ausgetauscht und neu hergestellt werden.

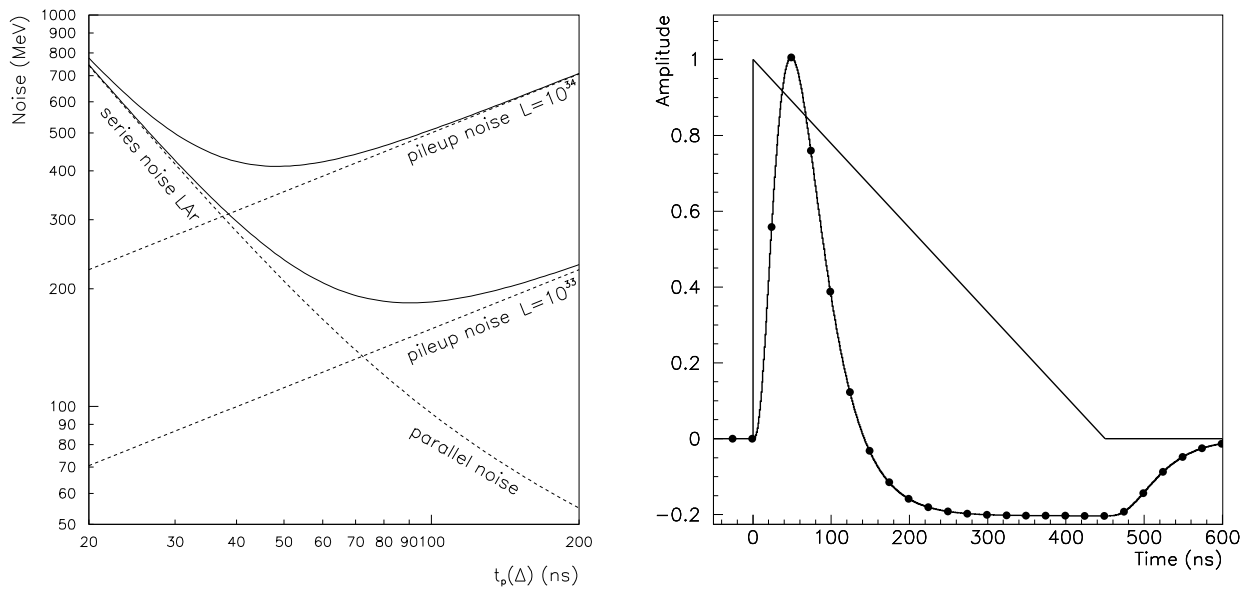
Im Vergleich zu einer Softwarelösung für die Energierekonstruktion kann so eine extreme

Parallelisierung und eine sehr geringe Signalverzögerung erreicht werden, die kritisch für die Funktion des Triggersystems ist. Dies wird dadurch ermöglicht, dass auf die FPGAs direkt Schaltkreise für genau diese spezielle Auswertungsaufgabe geschrieben werden können, anstatt universelle CPUs zu verwenden. Dies ermöglicht es, Berechnungsschritte, die sonst mehrere Zyklen des Prozessors in Anspruch nehmen würden, in einem Takt auszuführen und auch mehrfach gleichzeitig auf dem gleichen Chip für verschiedene Detektorzellen und das ganze unter Nutzung einer kompakten Schaltung, die auf ein kleines Elektronikboard passt.

2.4 Signal-Shaper

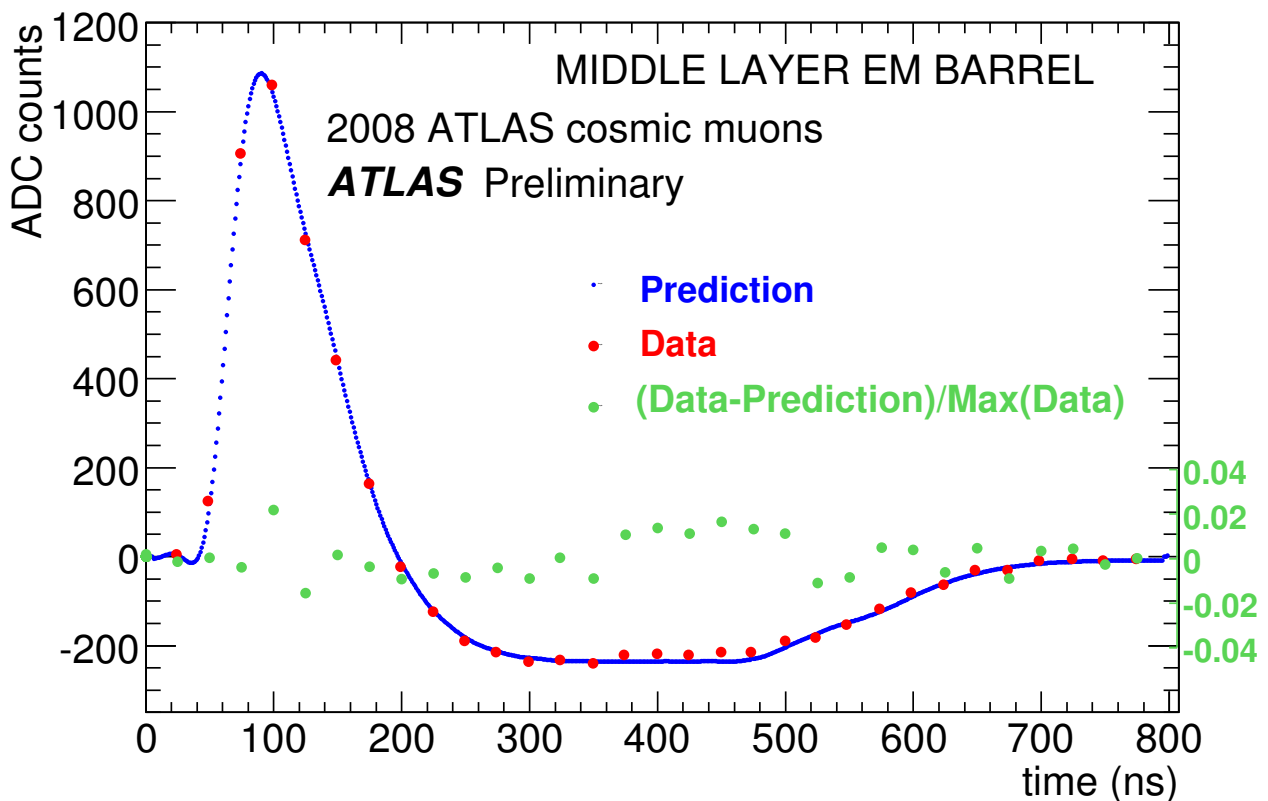
Um das Signal-Rausch-Verhältnis des Detektorsignals weiter zu verbessern, wird ein analoger Filter verwendet, der die Pulsform verändert. Das Signal der Detektorkammer steigt nahezu senkrecht an, wenn ein Teilchen darin detektiert wird und fällt dann linear ab, die Länge der fallenden Flanke ist dabei abhängig von der Driftzeit der ionisierten Argon-Atome. Die typische Signalform entspricht dem Dreieck aus Abbildung 2.3b. Würden die Dreieckspulse des Kalorimeters direkt digitalisiert und analysiert, so wäre die Energierekonstruktion nur sehr ungenau möglich, da die steil ansteigende Flanke nicht genau vermessen werden kann. Der Dreieckspuls erlaubt keine Extrapolation. Besser ist es, wenn das Maximum des Pulses nicht direkt am Anfang steht, so kann dessen Höhe und auch Position genauer bestimmt werden. Erreicht werden kann dies durch die Nutzung eines Integriergliedes. Dies lässt sich am einfachsten mit einem Kondensator und einem Widerstand in Form eines Tiefpassfilters realisieren. Gleichzeitig kann dieser Filter das Rauschen verringern, da dieses zu großen Teilen mit höherer Frequenz als die wahren Messsignale auftritt. Der Tiefpass kann diese hohen Frequenzen im Frequenzspektrum abschneiden. Zusätzlich wird noch ein Hochpass verwendet, um den langen Ausläufer des Messsignals zu verkürzen. Dieser Filter unterdrückt also Signale mit niedriger Frequenz und kann auch als Differenzierungsglied interpretiert werden. So ist gut verständlich, warum er die gleichmäßig abfallende Flanke des Messsignals schwächt, die steil ansteigende Flanke aber nicht weiter negativ beeinflusst, da dort eine sehr schnelle Änderung des Signals stattfindet.

Zusätzlich zum elektronischen Rauschen kommt es in der Detektorzelle regelmäßig zur Energiedeposition niederenergetischer, eigentlich uninteressanter Teilchen, z.B. in anderen Zellen entstandene sekundäre Photonen. Diese können mit den eigentlich zu vermessenden Signalen überlagern und nehmen so aufgrund ihrer recht hohen Rate die Form einer weiteren Rauschquelle an [7, S. 470]. Anders als bei dem elektronischen Rauschen handelt es sich aber nicht um weißes Rauschen, sondern es liegt eine relevante Autokorrelation vor. Deshalb wird der Einfluss des Pile-ups durch eine Mittelung der Signale über längere Zeiten nicht aufgehoben, sondern verstärkt sich. Das Differenzierungsglied trägt hingegen zur Reduzierung des Pile-up Rauschens bei, da die langen Pulse abgeschnitten werden [6, S. 2]. Daraus ergibt sich ein



(a) Wirkung des Shapers auf elektronisches Rauschen und Pile-up [5, Fig. 1-12]

(b) Pulsform vor und nach Shaper bei ATLAS LAr-Kalorimeter [3, Fig. 1b]



(c) Gemessene und simulierte Pulsform im Middle-Layer des elektromagnetischen Barrel-LAr-Kalorimeters bei ATLAS [4]

Abbildung 2.3: Auswirkungen des Signal-Shapers auf Rauschen und Signalform

Optimum für die Kapazität der Shaper-Kondensatoren in Abhängigkeit von der Rate der Untergrundteilchen, die maßgeblich von der Luminosität abhängt. Der theoretische Verlauf des Fehlers durch die verschiedenen Rauschquellen ist in Abbildung 2.3a dargestellt. Die dort auf der x -Achse aufgetragene Peaking-Zeit t_p ist die Zeit bis zum Erreichen des Maximums. Sie ist verwandt mit der Zeitkonstanten $\tau = RC$ und damit auch der Kapazität der Kondensatoren. Für diese beiden Größen ergibt sich das gleiche Bild nur mit einer anderen x -Achse.

Eine typische Signalform vor und nach dem Shaper für das Kalorimeter bei ATLAS ist in Abbildung 2.3b zu sehen. Klar erkennbar ist die Dreiecksform mit dem näherungsweise senkrechten Anstieg auf der linken Seite für den vom Detektor kommenden Puls und der nicht mehr direkt am Anfang stehende Peak für das geformte Signal mit einer flächengleichen langen Unterschwingung. Der Puls des Detektors ist dabei etwa 450 ns lang. Für diese Arbeit wird von einer ähnlichen Abklingzeit des Signals von 600 ns ausgegangen. Zum Vergleich ist in Abbildung 2.3c die Gegenüberstellung von vorhergesagten und wirklich gemessenen Werten für die Signalform nach dem Shaper bei ATLAS in der mittleren Schicht des elektromagnetischen Barrel-Kalorimeters dargestellt. Nach diesem Vorbild soll das Demonstrationsboard prinzipiell modelliert werden.

Die Eigenschaften dieser einfachen Filter lassen sich durch Nutzung aktiver Bauelemente verbessern, so kann u.A. die Dämpfung verringert werden. Die prinzipielle Modellierung und Motivation zur Wahl der Komponenten bleibt aber bestehen. Am ATLAS Detektor wird eine Kombination aus einem Hochpass und zwei Tiefpassfiltern als Shaper verwendet, um die Signalform anzupassen und das Rauschen zu unterdrücken.

Die Bezeichnung Rauschen wird in dieser Arbeit kurz für die elektronische Komponente in Abgrenzung zum Pile-up verwendet.

3 Digitale Filter

3.1 Filter mit endlicher Impulsantwort

Ein Filter ist eine Abbildung, die ein Eingangssignal in ein Ausgangssignal transferiert. Die Besonderheit eines digitalen Filters besteht darin, dass sowohl der zeitliche Verlauf des Signals, als auch der Signalpegel selbst, diskreter Natur sind. Charakterisiert werden Filter häufig durch ihre Impulsantwort. Während man darunter in der Analogtechnik die Reaktion eines Filters auf einen Dirac- δ -Impuls verstehen kann, ist dies hier durch die Zeitdiskretisierung nicht möglich, weshalb auf das Kronecker- δ zurückgegriffen wird. Der Impuls hat also die Dauer einer Zeiteinheit. Im Allgemeinen kann die Antwort des Filters, z.B. durch Rückkopplung, durchaus unendlich lang sein.

Hier von besonderem Interesse ist der Spezialfall des Filters mit endlicher Impulsantwort (FIR-Filter). Namensgebend für diesen Filtertyp ist die Eigenschaft, dass er auf einen δ -Impuls am Eingang mit einer endlich langen Impulsantwort am Ausgang reagiert und danach das Ausgangssignal auf 0 zurückkehrt. Hier kommt der Impulsantwort $h(m)$ eine besondere Rolle zu, die Antwort des Filters auf ein Eingangssignal ist gegeben durch dessen diskrete Faltung mit dieser: [11]¹

$$y(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(m)x(n-m) = (h * x)(n) \quad (3.1)$$

3.2 Der Optimalfilter

Aus dem geformten und digitalisierten Messsignal soll die im Kalorimeter deponierte Energie rekonstruiert werden. Dazu bietet sich wieder eine gewisse Mittelung über mehrere Messwerte an, um den Einfluss thermischen Rauschens zu verringern. Wie vorher steigt damit die Wahrscheinlichkeit, dass im betrachteten Zeitraum ein Störevent, z.B. durch absorbierte Photonen des Untergrunds, auftritt. Es muss eine möglichst gute Balance gefunden werden. Der digitale Filter soll also in Bezug auf die Rauschunterdrückung eine ähnliche Funktion wie der Shaper haben.

Der Optimalfilter dient der Ermittlung von Signalparametern eines Rauschen unterliegenden Signals mit bekannter Signalform. Dieser liefert also die theoretische Betrachtung für die Be-

¹https://ccrma.stanford.edu/~jos/filters/Convolution_Representation_FIR_Filters.html

stimmung der unbekanntenen Energie aus dem Messsignal des Kalorimeters bzw. des Shapers, welches in seiner Form bekannt ist. Die Betrachtungen zu diesem Filter folgen den Ausführungen von Cleland und Stern [7, S. 474 f.]. Die Energierekonstruktion erfolgt durch Linearkombination einer bestimmten Anzahl aufeinanderfolgender Messwerte, bezeichnet als Filtertiefe. Es ergibt sich die Summe

$$u = \sum_i a_i \cdot S_i \quad (3.2)$$

mit den noch zu bestimmenden Filterkoeffizienten a_i aus den Messwerten S_i . Die Größe u soll später gleich der gesuchten Amplitude sein. Durch diese Form des Filters ist bereits deutlich, dass es sich um einen FIR-Filter handelt, da es nur eine endliche Zahl von Filterkoeffizienten und keine Rückkopplung gibt. Damit muss das Signal bei einem δ -Eingangsimpuls zwangsläufig nach Durchlaufen aller Koeffizienten nach einer endlichen Zeit auf 0 zurückkehren. Die Filterkoeffizienten sollen so bestimmt werden, dass das Minimum zwischen elektronischem Rauschen und Pile-up-Rauschen gefunden wird. Da die Signalform g bekannt ist, ergibt sich das Messsignal mit der Amplitude A und der zeitlichen Verschiebung τ zu

$$S_i = A \cdot g(t_i - \tau). \quad (3.3)$$

Dies kann per Taylorentwicklung in erster Ordnung genähert werden durch

$$S_i = Ag_i - A\tau g'_i + n_i \quad (3.4)$$

mit dem Rauschterm n_i . Dabei sind g_i und g'_i die ideale Pulsform bzw. deren zeitliche Ableitung zum Zeitpunkt t_i . Im speziellen Fall der Auslese von ATLAS-Daten kann hier der τ -Term vernachlässigt werden, da die Ereignisse immer zu den durch die BCs gegebenen Zeiten auftreten. Für den Erwartungswert von u wird Gleichheit mit der Amplitude A gefordert, es ergibt sich

$$A = \langle u \rangle = \sum_i (Aa_i g_i + Aa_i \tau g'_i + \langle n_i \rangle). \quad (3.5)$$

Dabei mittelt sich der Erwartungswert des Rauschens $\langle n_i \rangle$ zu 0. Dies ist erst einmal nur für das elektronische Rauschen gültig, da dieses als weißes Rauschen angenommen werden kann. Durch den hier eingesetzten Signalshaper kann dies aber auch für das Pile-up-Rauschen näherungsweise angenommen werden, da dieser auf Signalamplituden Unterschwingungen gleicher Fläche folgen lässt. Aus Gleichung (3.5) lassen sich damit durch Koeffizientenvergleich folgende

Einschränkungen ableiten:

$$\begin{aligned}\sum_i a_i g_i &= 1 \\ \sum_i a_i g'_i &= 0\end{aligned}\tag{3.6}$$

Betrachtet man nun die Varianz von u , dann ergibt sich

$$\text{Var}(u) = \sum_{ij} a_i a_j \langle n_i n_j \rangle = \sum_{ij} a_i a_j R_{ij}.\tag{3.7}$$

Dabei wurde die Autokorrelationsmatrix des Rauschens $R_{ij} = \langle n_i n_j \rangle$ benutzt. Diese berechnet sich, indem die Autokorrelationsfunktion an der Stelle $t_i - t_j$ betrachtet wird. Dabei müssen nur Differenzen zwischen i und j bis zur gewünschten Filtertiefe beachtet werden. Die Autokorrelationsfunktion kann zeitlich gemittelt werden und ist dann nicht mehr direkt von i und j abhängig, sondern nur noch von deren Differenz. Dementsprechend hat die Matrix R_{ij} auch nur so viele unabhängige Einträge, wie groß die betrachtete Filtertiefe und damit die Matrix selbst ist. Für eine übliche Filtertiefe von fünf erhält man so eine quadratische 5×5 -Matrix mit fünf unabhängigen Einträgen.

Ziel ist es nun, die Varianz von u zu minimieren und gleichzeitig die Bedingungen aus (3.6) zu erfüllen. Dies ist am besten mittels Lagrange-Multiplikatoren zu realisieren. Es muss also

$$I = \sum_{ij} R_{ij} a_i a_j - 2\lambda \left(\sum_i a_i g_i - 1 \right) - 2\kappa \sum_i a_i g'_i\tag{3.8}$$

minimiert werden. Die beiden Faktoren 2 vor den Lagrange-Multiplikatoren werden dabei eingeführt, um nach der nächsten Umformung eine schönere Form ohne zusätzliche Faktoren zu erhalten. Es wird also die partielle Ableitung nach a_k zu Null gesetzt:

$$\begin{aligned}0 &= \frac{\partial I}{\partial a_k} = \frac{\partial}{\partial a_k} \left(\sum_{ij} R_{ij} a_i a_j - 2\lambda \left(\sum_i a_i g_i - 1 \right) - 2\kappa \sum_i a_i g'_i \right) \\ &= \sum_{ij} R_{ij} \left(a_i \frac{\partial a_j}{\partial a_k} + a_j \frac{\partial a_i}{\partial a_k} \right) - 2\lambda \sum_i g_i \frac{\partial a_i}{\partial a_k} - 2\kappa \sum_i g'_i \frac{\partial a_i}{\partial a_k} \\ &= \sum_{ij} R_{ij} (a_i \delta_{jk} + a_j \delta_{ik}) - 2\lambda \sum_i g_i \delta_{ik} - 2\kappa \sum_i g'_i \delta_{ik} \\ &= \sum_i R_{ik} a_i + \sum_j R_{kj} a_j - 2\lambda g_k - 2\kappa g'_k \\ &= 2 \sum_i R_{ik} a_i - 2\lambda g_k - 2\kappa g'_k = 2(\mathbf{R}\mathbf{a} - \lambda \mathbf{g} - \kappa \mathbf{g}')\end{aligned}\tag{3.9}$$

In der Umformung zur letzten Zeile wird dabei benutzt, dass die Autokorrelationsmatrix R_{ij} symmetrisch ist. Zum Schluss wird noch in eine einfachere, indexlose Darstellung der Matrix

übergegangen und die Größen a_i , g_i und g'_i werden als Vektoren aufgefasst. In [7, S. 474] taucht der Faktor 2 vor der Ableitung des ersten Summenterms nicht auf, durch die Einführung der modifizierten Lagrange-Multiplikatoren ergibt sich hier aber das gleiche Resultat, auch da die Normierung frei wählbar ist.

Es sei $\mathbf{V} = \mathbf{R}^{-1}$ die inverse Matrix zu \mathbf{R} . Aus (3.9) folgt durch Multiplikation von links mit \mathbf{V} und Umstellen nach \mathbf{a}

$$\mathbf{a} = \lambda \mathbf{V} \mathbf{g} + \kappa \mathbf{V} \mathbf{g}'. \quad (3.10)$$

Durch Einsetzen von \mathbf{a} in Gleichung (3.6) folgt für die Langrangmultiplikatoren

$$\mathbf{g} \cdot \mathbf{a} = \lambda \cdot \mathbf{g}^\dagger \mathbf{V} \mathbf{g} + \kappa \cdot \mathbf{g}^\dagger \mathbf{V} \mathbf{g}' = 1 \quad \text{und} \quad (3.11)$$

$$\mathbf{g}' \cdot \mathbf{a} = \lambda \cdot \mathbf{g}'^\dagger \mathbf{V} \mathbf{g} + \kappa \cdot \mathbf{g}'^\dagger \mathbf{V} \mathbf{g}' = 0. \quad (3.12)$$

Der Übersichtlichkeit halber wird die Kurzschreibweise

$$Q_1 = \mathbf{g}^\dagger \mathbf{V} \mathbf{g} \quad (3.13)$$

$$Q_2 = \mathbf{g}'^\dagger \mathbf{V} \mathbf{g}' \quad (3.14)$$

$$Q_3 = \mathbf{g}'^\dagger \mathbf{V} \mathbf{g} \quad (3.15)$$

$$\Delta = Q_1 Q_2 - Q_3^2 \quad (3.16)$$

eingeführt. So ergibt sich die Lösung von (3.11) zu

$$\lambda = \frac{Q_2}{\Delta} \quad (3.17)$$

$$\kappa = \frac{-Q_3}{\Delta}. \quad (3.18)$$

Damit ist die Bestimmung der Filterkoeffizienten abgeschlossen und kann einfach in Software implementiert werden. Mit einer ähnlichen Betrachtung lassen sich Filterkoeffizienten für die Größe $A\tau$ herleiten, wobei τ die Abweichung des wahren vom angenommenen Zeitpunkt der Energiedeposition im Kalorimeter ist. Um diesen Parameter zu bestimmen wird ein Divisionsschritt mit der Amplitude benötigt, was in der verwendeten Hardware einen hohen Ressourcenverbrauch bedeutet. Da speziell bei ATLAS die Mehrinformation dieser Größe für den Trigger eher gering ist, wird dort von einer Umsetzung abgesehen. Da die Herleitung der Koeffizienten b_i dafür sehr analog erfolgt und hier nicht weiter von Interesse ist, wurde auf deren parallele Darstellung verzichtet. Diese kann in [7, S. 474 f.] nachgelesen werden.

4 FPGA-System

4.1 Ausgangslage

Durch Martin Jutisz wurde in seiner Bachelorarbeit bereits eine Nachstellung der ATLAS LAr-Kalorimeterauslese aufgebaut [9]. Dabei wird ein FPGA vom Typ *Altera Cyclone V* auf einem *Terasic SoCKit*-Entwicklerboard [12] genutzt, um eine wiederkehrende Folge von im Quelltext konfigurierbaren identischen Pulsen zu erzeugen, die durch einen Digital-Analog-Wandler (DAC) auf einer externen Datenkonvertierungskarte [8] in ein analoges Signal gewandelt werden. Dieses Signal wird durch einen Shaper bestehend aus einem Hochpass und einem Tiefpass geformt und in einen Analog-Digital-Wandler (ADC) der Ansteckkarte wieder in den FPGA zurückgeleitet. Nach Pufferung des Signals durch einen First in - First out (FIFO)-Speicher kann das Signal durch einen Optimalfilter mit von außen zur Laufzeit vorgebbaren Filterkoeffizienten verarbeitet werden. Es kommen dabei nur die a_i -Koeffizienten zum Einsatz, um die im simulierten Kalorimeter deponierte Energie rekonstruieren zu können. Wie im echten ATLAS-Triggersystem ist die Bestimmung von τ nicht praktikabel, da die Signalauswertung in Echtzeit erfolgen soll. Außerdem erlaubt die diskrete BC-Struktur ohnehin eine gute zeitliche Einordnung. Das gefilterte Signal kann dann einem Maximum-Finder zugeführt werden, der jeweils die lokalen Maxima des Signals sucht, die über einer im Quelltext festlegbaren Schwelle liegen. Dazu wird ein Wert immer mit den zwei vorherigen und nachfolgenden Signalwerten verglichen. Dies verursacht inhärent eine Verzögerung von zwei Auswertungszyklen. Wahlweise kann dann das Signal aus dem Filter oder dem Maximum-Filter in einen internen Speicher des FPGA mit 100 000 Speicherplätzen geschrieben werden. Da dies nur auf Knopfdruck passiert, ist es möglich, die Daten danach asynchron vom Computer aus mittels eines Tcl-Skripts und der JTAG-Schnittstelle auszulesen.

Das verwendete VHDL-Entwicklungs- und Synthesetool ist *Quartus II 16.1*.

Die Auswertung erfolgt hier mit einer Frequenz von 20 MHz im Vergleich zu den realen 40 MHz und die Pulsdauer beträgt noch 6 μ s [9, S. 19 ff.], was in dieser Arbeit an die ATLAS-Werte angepasst wurde.

4.2 Vorgenommene Änderungen

Es wurde eine neue Pulsgenerierung implementiert. Diese ist nun in der Lage 255 verschiedene Pulse zu erzeugen und zu überlagern. Ein Puls wird dabei durch seine Amplitude, seinen Startzeitpunkt und die Schritthöhe, um die sich der Pegel pro Berechnungsschritt verringert, charakterisiert. Diese Parameter lassen sich von außen mittels der JTAG-Schnittstelle während des Betriebes definieren. Weiterhin läuft die Pulsgenerierung in einer Schleife, die einprogrammierte Sequenz wird also kontinuierlich wiederholt. Die Anzahl Berechnungszyklen bis zur Wiederholung lässt sich ebenfalls über die Schnittstelle von außen, ohne neue Kompilierung des Designs, vorgeben. Es ist wichtig, möglichst viele Konfigurationen außerhalb des Quelltextes und zur Laufzeit zu ermöglichen, da durch die Nutzung der 255 Pulsgeneratoren die Ressourcen des FPGA zu mehr als der Hälfte ausgelastet sind und so deutlich mehr Zeit zur Berechnung der internen Verschaltung und die Optimierung benötigt wird.

In Anlehnung an die wirkliche Implementierung bei ATLAS wird die BC Frequenz und damit auch die Frequenz der Datenauswertung auf 40 MHz angehoben. Die Berechnung der Pulse sollte mit einer möglichst hohen Frequenz erfolgen, um ein glattes Signal für den analogen Filter zur Verfügung zu stellen. Eigentlich sollte es das Ansteckboard erlauben, die ADCs und DACs mit verschiedenen Frequenzen zu betreiben. Es wurde also angestrebt, die Generierung der Pulse und Wandlung in ein analoges Signal mit einer Frequenz von 160 MHz durchzuführen. Vorher war dies auf maximal 150 MHz begrenzt, da der ADC laut Datenblatt nur bis zu dieser Frequenz ausgelegt ist [8, S. 2-8]. Der ADC sollte mit der gleichen Frequenz betrieben werden, wie die spätere Auswertung der Signale, da sonst der FIFO-Speicher kontinuierlich überläuft. Er ist nicht dafür gedacht, mit niedrigerer Frequenz ausgelesen als beschrieben zu werden. Jedoch konnte der ADC nicht erfolgreich mit einer niedrigeren Frequenz als der DAC betrieben werden, da sonst sein digitales Ausgangssignal deutlich mehr Rauschen aufweist. Es ist also notwendig, die Frequenz der Pulsgenerierung auf 120 MHz zu reduzieren, um beide Signalwandler gleichzeitig mit dieser Frequenz betreiben zu können und gleichzeitig bei einem ganzen Vielfachen der Auswertungs- bzw. BC-Frequenz zu bleiben. Dies wiederum macht die Ersetzung des FIFO-Puffers notwendig. An seiner statt wird eine Phasenregelschleife (PLL) verwendet, welche die Ausgangsuhr des ADC auf 40 MHz drittelt, um damit die Datenauswertung zu ermöglichen. Die Ausgangsuhr gibt die Zeitpunkte an, zu denen der ADC ein gültiges Signal liefert. Da der Ausgang der eingeführten PLL synchron zur ADC-Ausgangsuhr ist, kann mit dieser direkt die Auslesung des ADC erfolgen, ohne eine weitere Zwischenspeicherung notwendig zu machen.

Die eingebaute PLL verliert aber regelmäßig die Synchronisierung. Zu diesen Zeiten muss die Datenauswertung unterbrochen werden, was durch ein angepasstes Resetsignal realisiert wird. Es können damit aber immer noch abgeschnittene Pulse entstehen, wenn die PLL während eines Pulses wieder einsetzt. Dies stellt aber nur einen recht kleinen Anteil der gesamten Messzeit dar und kann auch nicht ohne weiteres verhindert werden, da dazu ein Kriterium für

das Resetsignal implementiert werden müsste, das ein Rückversetzen in den Normalzustand nur außerhalb von Signalen erlaubt, was vor allem im Kontext von frei konfigurierbaren Signalen eine Herausforderung darstellt.

Außerdem wurde ein Schalter so belegt, dass er es erlaubt, während der Laufzeit zwischen dem Schreiben des Ausgangssignals des Optimalfilters und des Maximum-Finders zu wählen.

4.3 Signalgenerierung

Ziel des Pulsgenerators ist es, die Signalform der LAr-Kalorimeter nachzuempfinden. In Realität ist diese sehr gut durch einen Dreiecksimpuls mit nahezu senkrecht ansteigender Flanke und einem langsamen linearen Abfall des Signalpegels über einen Zeitraum von etwa 600 ns gegeben. Ein Puls lässt sich für den Generator also über seine Amplitude am Start, den Startzeitpunkt und eine Beschreibung des Anstiegs der langsam abfallenden Seite charakterisieren. Die bisherige Implementierung lässt außerdem noch Einstellungen für die steigende Flanke und die Einführung eines Plateaus zu. Diese Parameter sind aber nicht unbedingt notwendig und erhöhen nur den Ressourcenverbrauch der einzelnen Generatoren, sowie den Speicheraufwand zum Zwischenspeichern der Konfigurationsdaten. In der nun angestrebten Umsetzung ist vor allem der erste Punkt sehr kritisch, da möglichst viele individuelle Generatoren auf dem Chip untergebracht werden sollen, da diese einmal konfiguriert werden und so während einer Pulssequenz nur zu einem Puls beitragen.

Generell sollte möglichst viel der Datenverarbeitung auf dem Computer vorberechnet werden. Deshalb wird eine Charakterisierung der fallenden Flanke über die Schritthöhe, um die sich das Signal bei jedem Rechenzyklus verringert, gewählt. Dies spart im Vergleich zur ursprünglichen Umsetzung einen Divisionsschritt, der nur mit großem Hardwareaufwand auf dem FPGA umsetzbar ist. Die Berechnung der Schritthöhe ist bei der Erzeugung der Konfigurationsdaten am Computer durch eine einfache Division der Pulsamplitude durch die gewünschte Pulsdauer und die Berechnungsfrequenz auf dem FPGA möglich.

Benötigt wird ein Signal mit einer Bandbreite von 14 bit. Da die Berechnung aber mit einer sehr hohen Frequenz stattfindet, reicht diese Bittiefe für den Signalgenerator intern nicht aus, es ließen sich mit der minimalen Schritthöhe von 1 keine kleinen Amplituden umsetzen, da das Signal vor Erreichen der entsprechenden Dauer schon zwangsläufig auf 0 abfällt. Die gesamte Berechnung findet deshalb mit 32 bit in Form von binären Zahlen mit fester Kommaposition statt. Davon können prinzipiell 18 bit für die Nachkommastellen verwendet werden, dann werden allerdings die Konfigurationsdaten schwer lesbar. Viel besser zu handhaben ist es, die Vor- und Nachkommastellen jeweils mit 16 bit anzusetzen, da diese dann jeweils durch vier Hexadezimalzahlen repräsentiert werden und direkt die entsprechende Amplitude des Signals ersichtlich ist, ohne aufwändige Umrechnungen anzustellen.

Um den Ressourcenverbrauch zu senken, wäre auch eine weitere Reduzierung der Bitzahl

möglich, es müsste dann aber eine genaue Abwägung zwischen der gewünschten Auflösung, vor allem der Pulsdauer, und den eingesparten FPGA-Ressourcen getroffen werden. Die hier vorgestellte Lösung bietet eine sehr gut handhabbare Umsetzung, da eine Bandbreite von 32 bit ein übliches Format darstellt. Es kann also auch die Vorverarbeitung am Computer mit integer-Ganzzahlen stattfinden und das Speicherinterface mit dieser weit verbreiteten Bandbreite betrieben werden.

Eine alternative Herangehensweise zur Generierung der Pulse ist eine komplette Vorberechnung am Computer. Es könnte also für jeden Zyklus der auszugebende Wert in den Speicher geschrieben werden. Der FPGA muss dann in jedem Zyklus nur eine Speicherzelle auslesen und den entsprechenden Wert auf dem DAC ausgeben. Hier würde auch eine Speichergröße der einzelnen Zellen von 16 bit ausreichen. Diese Variante verbraucht deutlich weniger Logikbausteine auf dem FPGA, ist in vielen Situationen aber speicheraufwändiger. Für den Speicher, den man zur Konfiguration eines einzelnen Signalgenerators benötigt, kann man sechs auszugebende Werte speichern. Wird nur ein Wert pro BC gespeichert, so ist der Speicheraufwand der beiden Varianten in etwa gleich, wenn im Mittel bei jedem sechsten BC ein Ereignis oder Pile-up-Ereignis auftritt. Die vorher vorgestellte Umsetzung erlaubt aber den Betrieb mit einer höheren Frequenz. Deren Wahl beeinflusst den Speicherverbrauch nicht und kann so weit erhöht werden, wie die internen Timings des FPGA eingehalten werden.

Die vorgestellte Implementierung ist gut erweiterbar mit einer dynamischen Rekonfiguration der einzelnen Pulsgeneratoren. Damit würden dann nur noch so viele Generatoren benötigt, wie maximal Pulse gleichzeitig, also innerhalb einer Pulsdauer, auftreten können. Hat ein Generator seinen Puls fertig generiert und ist wieder in den Wartemodus übergegangen, könnte er also neu konfiguriert werden. Dies erlaubt eine wesentlich bessere Ressourcenausnutzung und dementsprechend können wesentlich längere Pulssequenzen abgearbeitet werden. In dieser möglichen Endausbaustufe können also sowohl die Speicher, als auch die Logikbaustein-Ressourcen des FPGA optimal ausgenutzt werden. Beim Versuch der Umsetzung traten allerdings einige programmiertechnische Probleme auf, die in der verfügbaren Zeit nicht gelöst werden konnten, sodass die Signalgenerierung in der zuerst vorgestellten Ausbaustufe verbleibt. Der Verbrauch an Logikbausteinen dieser Umsetzung wurde anfangs unterschätzt, so konnten nur 255 anstatt der geplanten 1023 Generatoren umgesetzt werden. Eine geringfügige Steigerung ist dabei noch möglich, die zum Kompilieren benötigte Zeit steigt damit aber überproportional stark. Ohnehin hat der Compiler bereits Probleme damit, die vorgegebenen Timings einzuhalten.

Nach diesem Prinzip lassen sich starre Pulsfolgen generieren, die dann in Dauerschleife wiederholt werden. Wird jedes fünfte BC ein Pile-up Ereignis generiert, so können nur 1275 BCs lange Sequenzen erzeugt werden, auch ohne den Konfigurationsbedarf der Hauptpulse zu beachten. Letztere haben in dieser Umsetzung in jeder Wiederholung der Sequenz genau die gleiche Phasenlage relativ zu den Pile-up Ereignissen. Dies stellt keine optimalen Bedingungen für eine statistische Auswertung dar. Deshalb wurde einer der Pulsgeneratoren aus der Struktur

ausgeklinkt und mit einem eigenen Zeitzähler ausgestattet. Dieser kann also mit einer anderen Frequenz seinen Puls wiederholen. Für die Bewertung von Shaper und digitalem Filter ist es ohnehin besser, nur eine einzige Pulshöhe für die Hauptpuls zu verwenden, da so einfach eine Auswertung bezüglich des Einflusses von Rauschen und Pile-up vorgenommen werden kann. Werden die Zahlen der Taktzyklen, nach denen ein neuer Hauptpuls generiert und die Pile-up-Sequenz neu gestartet wird, so gewählt, dass sie keinen gemeinsamen Primfaktor haben, dann ist auch gewährleistet, dass es über möglichst lange Zeiten keine Wiederholung der exakt gleichen Sequenz gibt, die Korrelation also gering ist. Die Abfolge der Pile-up-Pulse kann so gewählt werden, dass keine Pausen bei Wiederholung entstehen. Damit können die beiden Pulsarten einfach jeweils in Dauerschleife generiert werden und in der Auswertung muss nicht auf die Übergangzeitpunkte geachtet werden, da das BC-Muster keine Pausen hat. Für die Messungen bietet sich eine Wiederholung der Hauptpulse aller 5000 und der Pile-up-Pulse aller 1029 Taktzyklen des Generatormoduls an. Das entspricht rund $41,6 \mu\text{s}$ und $8,6 \mu\text{s}$.

5 Untersuchung des Signal-Shapers

5.1 Bestimmung der Kapazitäten der Shaper-Kondensatoren

Aus der Bezeichnung der verwendeten Kondensatoren lässt sich zwar jeweils eine Nennkapazität ablesen, diese muss aber experimentell überprüft, bzw. genauer bestimmt werden. Die Messung kann leider nicht mit der späteren Betriebsfrequenz erfolgen. Es wird ein Messgerät vom Typ *Escort ELC-131 D* verwendet. Dieses kann Kapazitäten mit einer Prüffrequenz von 120 Hz oder 1000 Hz bestimmen, es wurde die höhere Frequenz gewählt. Es handelt sich bei dem Gerät nicht um ein dediziertes, reines Kapazitätsmessgerät. Für Folienkondensatoren, die sehr geringe Leckströme aufweisen, sollte die Messung dennoch sehr genau sein. Die Anzeigewerte des Messgeräts sind aber einer starken Drift unterlegen, die erst sehr langsam konvergiert. Es ist also von einer zufälligen Messungenauigkeit im unteren Prozentbereich auszugehen.

Tabelle 5.1: Kapazitäten der verwendeten Kondensatoren mit systematischer Messabweichung und Mittelwert

Nennkapazität in nF	Kapazität 1 in nF	Kapazität 2 in nF	Mittelwert in nF
0,68	$0,568 \pm 0,006$	$0,531 \pm 0,006$	0,549
1,5	$1,220 \pm 0,014$	$1,145 \pm 0,013$	1,18
2,2	$2,200 \pm 0,020$	$2,385 \pm 0,022$	2,29
3,3	$2,440 \pm 0,022$	$2,650 \pm 0,024$	2,55
4,7	$3,470 \pm 0,029$	$3,550 \pm 0,030$	3,51
10	$12,11 \pm 0,11$	$13,35 \pm 0,12$	12,73
33	$32,68 \pm 0,26$	$32,00 \pm 0,25$	32,34

Die gemessenen Kapazitäten sind in Tabelle 5.1 aufgeführt. Bei der ausgezeichneten Abweichung handelt es sich lediglich um die systematische Abweichung. Bei dieser Messung ist aber die zufällige Abweichung wesentlich größer. Für die weitere Betrachtung wird außerdem davon ausgegangen, dass beide Kondensatoren des Shapers die gleiche Kapazität besitzen, da sonst die Zeitkonstante nicht sinnvoll definiert ist. Dadurch entsteht eine weitere, recht große, mögliche Abweichung, da sich einzelne der Shaperkondensatoren doch recht stark von ihrem zugeordneten Partner unterscheiden.

5.2 Aufbau des Shapers

Wie in der Einführung diskutiert, wäre ATLAS entsprechend ein Hochpass, gefolgt von zwei Tiefpassfiltern optimal. Da hier aber keine aktiven Bauelemente für den Shaper verwendet werden können, wird auf den zweiten Tiefpass verzichtet, um die Dämpfung durch den Shaper zu reduzieren. Für die prinzipielle Demonstration seiner Funktion sollte dies ausreichen, da weiterhin die Aufgaben, das Maximum nach hinten zu verschieben, damit es nicht auf der Flanke liegt und besser rekonstruiert werden kann, den langen Auslauf des Signals zu dämpfen und das Rauschen zu reduzieren, erfüllt werden können, auch wenn die Rauschreduzierung durch die Einsparung eines Tiefpasses weniger effektiv realisiert wird. Eine weitere Einschränkung in diesem Versuch ist die Kontrolle über die Position der ohmschen Widerstände. So befinden sich $50\ \Omega$ -Widerstände bereits an verschiedenen Stellen der Schaltung. Im ADC ist bereits einer in Parallelschaltung verbaut, im DAC, bzw. auch in dem verwendeten Kabel vom Funktionsgenerator zum Shaper, einer in Reihe. Dies macht es notwendig, die Reihenfolge der beiden Filterelemente zu vertauschen, wenn diese Widerstände gleich aktiv für die Signalformung mit verwendet werden sollen. Es wird also zuerst der Tiefpass und erst danach der Hochpass verbaut. Dies hat zwar einen geringen Einfluss auf die Pulsform, sie bleibt aber prinzipiell erhalten. In Überblicksmessungen mit einem parallel geschalteten Abschlusswiderstand am Ausgang des Funktionsgenerator und vertauschten Kondensatoren konnte keine visuell andere Pulsform erkannt werden. Auf die Rolle des Funktionsgenerators wird später noch näher eingegangen.

5.3 Überprüfung der Energieproportionalität

Theoretisch sollte die Amplitude des gemessenen Signals nach DAC, Shaper und ADC proportional zur digital in den DAC eingebrachten Signalamplitude sein. Um die Eigenschaften dieser Komponenten zu überprüfen, soll dies experimentell bestätigt werden. Dazu werden Pulse konstanter Höhe in Dauerschleife benutzt, ohne Pile-up oder zusätzliches externes Rauschen einzuspeisen. Es muss aber weiterhin eine Untergrundmessung mit nur dem Rauschen des Aufbaus selbst durchgeführt werden. Diese wird dann wie üblich gemittelt und von den Messungen abgezogen. Die Amplitude der benutzten Hauptpulse wird dabei im Bereich von 2000 bis zum Maximum von 16 000 in der digitalen Skala des DAC in Schritten von 2000 Einheiten variiert und jeweils die resultierende Amplitude in den Maxima der aus dem ADC kommenden geformten Pulse gemessen.

Das Ergebnis ist in Abbildung 5.1 dargestellt. Der verwendete Fit ist eine lineare Funktion mit Anstieg 0,469 28 und ohne y -Offset. Dieser Fit passt trotz seiner sehr einfachen Natur sehr gut zu den Messwerten. Es kann also in diesem Fall davon ausgegangen werden, dass die Energie am ADC proportional ist zur am DAC eingespeißten Signalstärke, wenn der Untergrund korrigiert wird. Der Fit liegt trotz der sehr kleinen Fehlerbalken, die durch die Standardabweichungen

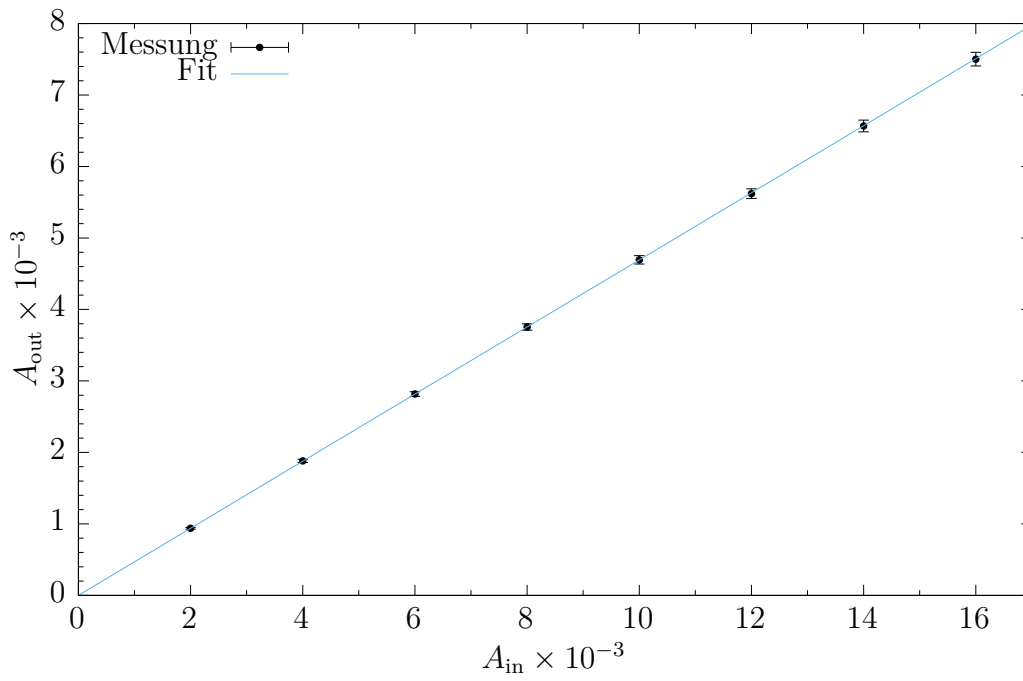


Abbildung 5.1: Amplitude am ADC in Abhängigkeit der generierten Pulsamplitude

der Amplituden berechnet wurden, durchgängig in der $1\text{-}\sigma$ -Umgebung.

5.4 Messung mit externem Rauschen

Erste Tests wurden nur mit dem eigenen Rauschen des Aufbaus vorgenommen. Diese führten aber nicht zu dem gewünschten Ergebnis. Die Samplewerte von aufeinanderfolgenden Pulsen waren häufig auf der gleichen Höhe, der Einfluss des elektronischen Rauschens also sehr gering, geringer, als dass sich über die Schwankungen der Messwerte eine Aussage über Filterqualität oder Eigenschaften des Shapers in Bezug auf Rauschunterdrückung hätten ableiten lassen.

Da es das Ziel des Aufbaus ist, eine mögliche Plattform für einen Praktikumsversuch zur Demonstration dieses Verhaltens zu schaffen, ist dies kein optimales Ergebnis. Aus diesem Grund wird bei den Messungen für das elektronische Rauschen unterstützend ein externer Funktionsgenerator vom Typ *Tektronix AFG 3252* verwendet. Bei diesem Gerät handelt es sich nicht in erster Linie um einen Rauschgenerator, es verfügt aber über eine Funktion, dieses zu einer anderen generierten Funktion hinzuzufügen. Um einen minimalen Einfluss auf die Messung auszuüben, wird der Funktionsgenerator im kontinuierlichen Pulse-Modus betrieben, wobei die Parameter so angepasst werden, dass die Pulszeit möglichst kurz ist und selten Pulse generiert werden. Als minimale Einstellungen hat sich dabei eine Pulslänge von 20 ns und ein Tastverhältnis von 0,01 % bei einer Flankenlänge für die ansteigende und die fallende Flanke von jeweils 2,5 ns ergeben. Die Amplitude des Rauschens kann auf maximal 50 % der Amplitude der Pulse eingestellt werden. Für ein gutes Ergebnis der Untersuchung der Rauschunterdrückungsfunktion verschiedener Shaper-Kondensatoren hat sich so eine Amplitude für die Pulse von 100 mV ergeben, die jeweils positiv bzw. negativ als Limit eingestellt wird. Die kurzen Pulse des Funktionsgenerators sind in der resultierenden Messung erkennbar. Jedoch treten sie relativ selten auf, also nur alle 40 000 simulierte BCs, und fallen praktisch nie in den Energiebereich der Maxima der normalen Pulse, sie werden also vom Maximum-Finder verworfen. Für die Untergrundmessungen wird in der Nachverarbeitung auch eine obere und untere Diskriminatorschwelle eingeführt. Außerhalb der Grenzen liegende Samples werden nicht beachtet. Diese Grenzen sind so gesetzt, dass alle normal erzeugten Punkte mit deutlichem Abstand innerhalb liegen und nur Ausreißer, die eindeutig nicht durch die Rauschquelle oder das Pile-up produziert wurden, verworfen werden.

Für alle unterschiedlichen Kapazitäten muss getrennt eine Untergrundmessung durchgeführt werden, da das Rauschen und die Dämpfung des allgemeinen Offsetpegels von der Kapazität abhängen kann.

Für den digitalen Filter wird vorausgesetzt, dass es sich bei dem elektronischen Anteil um weißes Rauschen handelt. Um zu überprüfen, ob dies wirklich wie behauptet der Fall ist, wurde mittels eines Python-Programms, unter Nutzung eines bestehenden Skripts von Nico Madysa, das Frequenzleistungsspektrum des Rauschsignals generiert. Aufgrund der numerischen Bestimmung fluktuiert dieses sehr, weshalb vor allem die obere Einhüllende von Interesse ist. Diese bildet vor allem bei den niedrigen Kapazitäten annähernd eine Gerade mit nur wenig Anhebung von weniger als einer Größenordnung für hohe Frequenzen. Für mittlere Frequenzen

bekommt das Spektrum eine leichte Welle mit dem Maximum bei mittleren Frequenzen, diesmal mit einer Differenz von etwa einer Größenordnung. Für hohe Kapazitäten wird es wieder ebener, bekommt im Bereich der mittelhohen Frequenzen aber einige diskrete Peaks mit einer Höhe von etwa zwei Größenordnungen.

Es handelt sich also vor allem bei hohen Kapazitäten nicht mehr ganz um weißes Rauschen und bereits bei den mittleren Kapazitäten gibt es deutliche Abweichungen von einer Geraden. Da bei kleinen Shaper-Kapazitäten die Kurve aber recht gerade ist, ist die Qualität des genutzten Rauschens aber akzeptabel. Es ist aber zu erwarten, dass die verwendete Autokorrelationsmatrix des Rauschens nur für kleine Shaper-Kapazitäten der Einheitsmatrix nahe kommt. Insgesamt ist dies aber auch erwartetes Verhalten, da der Shaper ja ein Frequenzfilter ist, es also erstaunlich wäre, wenn er das Frequenzspektrum des Rauschens unverändert ließe. Da ein Hoch- und ein Tiefpass verbaut wurden, ist die Form des Spektrums mit Maximum in der Mitte auch eine Bestätigung der Funktion.

5.5 Messung mit Pile-up

Für die Messung mit Pile-up wird eine charakteristische Pile-up-Sequenz für das ATLAS-LAr-Kalorimeter benötigt. Zu diesem Zweck wurde von Nico Madysa vom AREUS-Team eine Simulation einer Detektorzelle durchgeführt. Die verwendete Zelle liegt zentral über dem Wechselwirkungspunkt. Es wurde eine Zelle der mittleren Schicht ausgewählt und ohne thermisches Rauschen die Simulation durchgeführt. Die ausgegebene ROOT-Datei kann dann mit Hilfe eines Python-Skripts und der ROOT-Schnittstelle ausgelesen und so aus der Baumstruktur die Pile-up-Daten ausgelesen werden. Zu diesem Zweck wurde ein Programm angefertigt, das für den gewünschten Zeitraum, über den Pile-up Daten benötigt werden, also wie lang die Pulssequenz sein soll bevor sie wiederholt wird, die entsprechenden größten Werte ausliest und der Eingabe folgend kalibriert, um eine Anpassung an das Rauschniveau vorzunehmen. Außerdem werden auch die Parameter für die gewünschten Hauptpulse generiert und das Ergebnis in eine Konfigurationsdatei geschrieben. Diese kann dann direkt mit Hilfe eines Tcl-Skripts zur Beschreibung des entsprechenden Konfigurationsspeichers des FPGA genutzt werden. Auch wird die Wahl der Wiederholzeit für die Pile-up-Sequenz unterstützt.

Die als Vorbild dienende Detektorzelle bei ATLAS hat dabei eine Energieauflösung von 125 MeV für 1 bit. Hier wird ein überhöhtes Pile-up mit einer Auflösung von 1 MeV für 1 bit verwendet. Dies ist teilweise darauf zurückzuführen, dass der verwendete ADC 14 bit statt 12 bit besitzt, andererseits muss das Pile-up verstärkt werden, um die gewünschten Effekte sehen zu können. Während der Messungen wurden viele Störsignale bei einem Pegel von 5000 und darüber aufgenommen. Da mit der verwendeten Amplitude der Pulse am DAC von 10 000 die interessanten Punkte des Signals am ADC darunter liegen, können diese in der Nachverarbeitung also einfach abgeschnitten werden. Problematisch sind diese aber bei Verwendung des Optimalfilters, da

dieser vor der Herausfilterung dieser Störpunkte bereits eine Linearkombination der Samples bildet. Dies führt dazu, dass deutlich mehr, und weniger offensichtlich angeordnete, Störpunkte im Ausgangssignal des Filters auftauchen. Damit verbessert dieser das Ergebnis nicht, sondern es ist eine deutliche Verschlechterung erkennbar. Aus diesem Grund wurde in das Modul des Optimalfilters noch eine per JTAG-Schnittstelle konfigurierbare Schwelle eingebaut, oberhalb der die Signale abgeschnitten werden. In diesem Fall benutzt der Filter das zuletzt gemessene Sample noch einmal. Dies ermöglicht erst eine Untersuchung der Eigenschaften des Optimalfilters. Für die restlichen Untersuchungen wird die Schwelle bei einem Pegel von 4800 belassen, also kurz unterhalb des Großteils der störenden Samples, aber dennoch hoch genug, um die restliche Messung nicht negativ zu beeinflussen.

Die eigentliche Messung gliedert sich also in drei verschiedene Szenarien, einmal mit externem Rauschen durch den Funktionsgenerator mit und ohne Pile-up und dann noch eine Reihe ohne externe Rauschquelle, aber mit Pile-up. Zum Vergleich sind noch die Daten ohne Pile-up und externen Rauschgenerator von Interesse, diese sollen hier als Samples ohne Rauschen und Pile-up bezeichnet werden, auch wenn natürlich noch das eigene Rauschen des Aufbaus, also vor allem des ADC, auftritt. Dieses ist aber vergleichsweise schwach, wie bereits ausgeführt wurde. Für jede dieser Situationen wird zuerst eine Messung des entsprechenden Untergrundes durchgeführt, gefolgt von einer Messung mit eingeschalteten Hauptpulsen. Letztere wird doppelt ausgeführt, um eine bessere Statistik zu bieten und eine Kontrolle zu ermöglichen. Alle Messungen können mit dem Skript *process.py* direkt am PC visuell auf Plausibilität überprüft werden und mit einem einheitlichen Dateinamen in einen Ordner abgelegt werden.

Aus der Untergrundmessung kann die Autokorrelationsmatrix des Rauschens bestimmt werden. Für die Berechnung der Koeffizienten des Optimalfilters wird noch die ideale Pulsform benötigt. Diese ergibt sich näherungsweise aus dem Mittel über alle übereinander gelegten Pulse. Das entsprechende Skript sucht nach Maxima und bildet dann deren Mittelwert, sowie den der Punkte direkt davor und danach entsprechend der Filtertiefe, hier also zwei Punkte nach rechts und links für eine Filtertiefe von fünf. Aufgrund des starken Rauschens bzw. Pile-ups, sowie sekundären Störungen bei Verwendung der entsprechenden Generatoren, führt dies aber nur zu einem unbefriedigenden Ergebnis, auch wenn die Pulse wieder mit einer Ober- und Unterschwellen für das Maximum gefiltert werden, die optisch aus der Darstellung am PC ermittelt werden kann, da erkennbar ist, in welchem Bereich sich die Maxima der echten Pulse befinden.

Besser ist es, für alle Messungen die ideale Pulsform aus dem gerade beschriebenen Mittelwert, aber der Messung ohne Rauschen und Pile-up, kombiniert mit der der Situation entsprechenden Autokorrelationsmatrix, zu verwenden. Die Ableitung der Pulsform wird numerisch mit der Python-Funktion *numpy.gradient* bestimmt. Neben der eigentlichen Vermessung der Pulse mit den gesetzten Filterkoeffizienten wird noch ein richtig skaliertes Untergrund benötigt, dieser lässt sich am einfachsten auch durch Messung bestimmen. Um maximale Konsistenz zu gewährleisten, bleibt der Funktionsgenerator bei allen Messungen vor dem Shaper in der

Schaltung verbaut und eingeschaltet. Das Rauschen lässt sich getrennt ein- und ausschalten. Auf dem FPGA ist zwar ein Maximum-Finder implementiert, da die hier untersuchten Signale aber noch etwas Nachverarbeitung und Filterung bedürfen, wird dieser für diese Messungen nicht verwendet und stattdessen auf eine Softwarelösung mittels Python zurückgegriffen. Dies erlaubt eine bessere Kontrolle und Beeinflussung des Prozesses. Trotz aller Maßnahmen zur Reduzierung der Störsignale, treten immer noch eindeutig nicht zu den normalen Pulsen gehörende Punkte auf. Diese liegen jedoch zum bei weitem größten Teil außerhalb des Energiebereichs der Maxima der zu vermessenden Pulse, welche an ihrem regelmäßigen und charakteristischen Verlauf zu erkennen sind. Um die gewünschte Genauigkeit in der Bestimmung der vom ADC bzw. Optimalfilter ausgegebenen Amplituden der eingespeißten Pulse zu erreichen, muss leider auf die Information ihres regelmäßigen, äquidistanten Auftretens zurückgegriffen werden. Fragliche Punkte lassen sich also auch ausschließen, wenn sie nicht in das zeitliche Muster des Gesamtsignals passen. In der echten Anwendung bei ATLAS ist dies selbstverständlich nicht möglich, da weder Zeitpunkt, noch Amplitude der Pulse während des Betriebs vorher bekannt sind. Hier ist dies aber so lange notwendig, wie die Quelle der vielen Störimpulse nicht geklärt werden kann. Da hier aber vor allem die Eigenschaften von Shaper und Filter untersucht werden sollen, stellt dies eine zulässige Vorgehensweise dar.

Nach diesem Verfahren lassen sich die Amplituden der Signale der eigentlichen, generierten Hauptpulse sehr gut bestimmen. Es werden nur wenige anderen Punkte aufgenommen und bis auf wenige Ausreißer werden auch fast alle mit einbezogen. Diese Messung erlaubt es über die Standardabweichung der Amplituden innerhalb einer Messreihe die Qualität des digitalen und analogen Filters wie gewünscht zu beurteilen.

6 Diskussion der Pulsform

6.1 Einfluss der Shaper-Kondensatoren

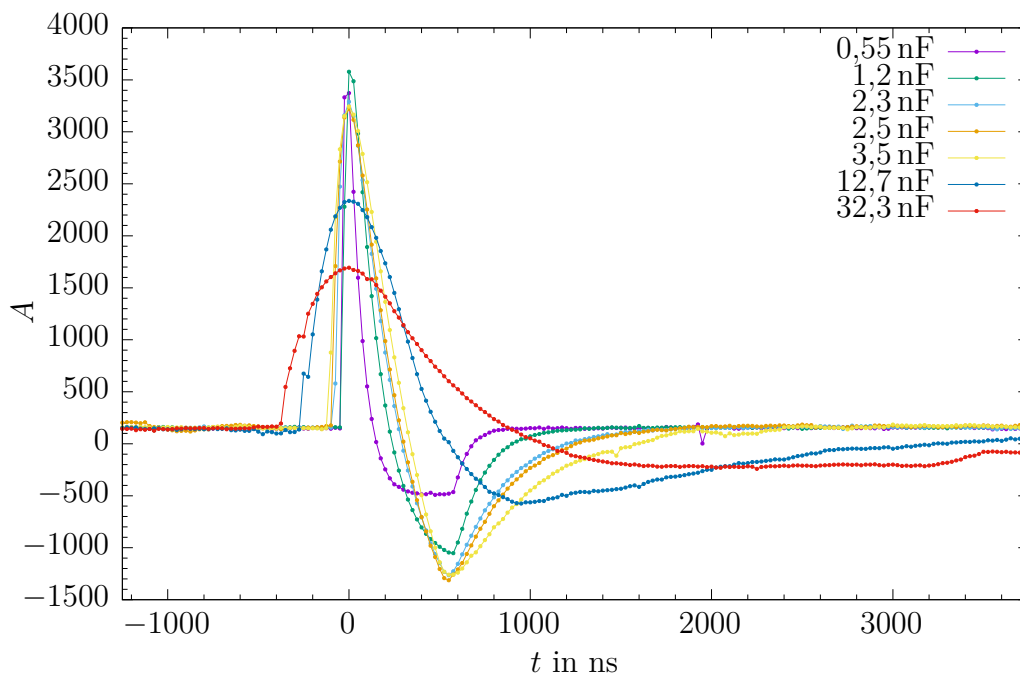


Abbildung 6.1: Pulsform ohne Rauschen und Pile-up für verschiedene Shaper-Kapazitäten

Der Einfluss verschiedener Kapazitäten der Shaper-Kondensatoren kann gut anhand der Pulsformen, auch ohne Rauschen und Pile-up, verdeutlicht werden. Diese sind in Abbildung 6.1 vergleichend dargestellt. Kleine Kapazitäten produzieren also einen kurzen, scharfen Peak, während große einen flacheren aber deutlich breiteren Peak zeigen. Kondensatoren mit größerer Kapazität verlängern also den Ausschlag eines eingehenden Pulses und erlauben so die Mittelung über eine längere Zeit. Das Signal des Pulses wird also durch das Rauschen über diese Zeit beeinflusst. Für weißes Rauschen, das sich im Mittel aufhebt, sollte dies also zu einer Reduzierung dessen Einflusses auf das Ausgangssignal führen. Auf der anderen Seite findet bei kleinen Kapazitäten nahezu keine Mittelung statt. Dies ist gut geeignet, Störsignale mit einer signifikanten Autokorrelation zu reduzieren, da diese zu einem Zeitpunkt stark abhängig von ihrem Zustand zu anderen nahen Zeitpunkten sind. Eine lange Mittelung lässt also die Einflüsse aufaddieren. Aus diesem Grund sind kleine Kapazitäten theoretisch gut für Signale, die vor allem Pile-up und weniger weißem Rauschen unterworfen sind.

6.2 Auswirkung von Rauschen und Pile-up

In Abbildung 6.2 ist für die verschiedenen Situationen mit und ohne externe Rauschquelle bzw. Pile-up beispielhaft je ein Puls dargestellt. Für den Shaper wurden dazu die 2,5 nF-Kondensatoren verwendet. Der Untergrund wurde von der Messung nicht abgezogen, weshalb die Basislinie nicht bei Null liegt.

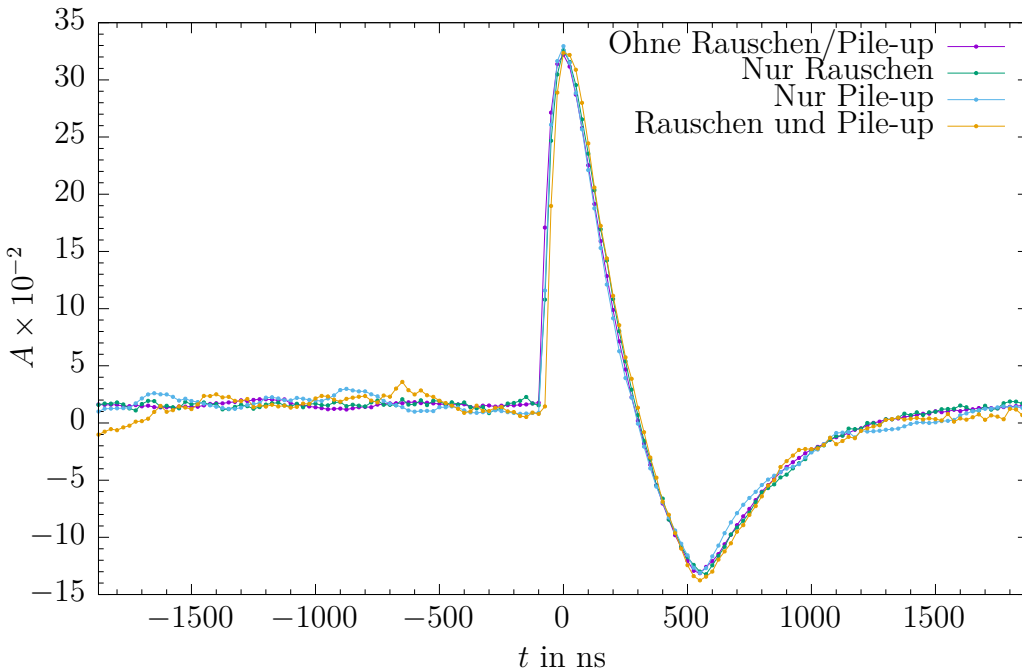


Abbildung 6.2: Pulsformen ohne Optimalfilter mit 2,5 nF Kondensatoren

Die verschiedenen Situationen lassen sich gut am Verlauf der Linie vor dem Peak erkennen. Am glattesten ist der Verlauf, wie zu erwarten, ohne Rauschen und Pile-up. Es ist aber auch zu erkennen, dass sie nicht ganz gerade ist, also sehr wohl Fluktuationen und Rauschen im Aufbau selbst existieren, auch ohne den zusätzlichen Rauschgenerator einzuschalten. Mit zusätzlichem weißem Rauschen wird der Verlauf deutlich variierter, die kurzwelligen Variationen nehmen zu. Der Peak selbst sieht in allen vier Fällen nahezu gleich aus. Zu erkennen ist der erste große Peak nach oben und die etwas niedrigere und breitere negative Nachschwingung. Letztere ist aber bei weitem nicht so flach und lang, wie man es sich analog zu ATLAS wünschen würde. Dies liegt zum großen Teil an der relativ großen Kapazität, bei ATLAS wird eine kürzere Zeitkonstante verwendet. Auch kann es sein, dass die Spannungen bei ATLAS anders sind und so der insgesamt fließende Strom verschieden. Auf jeden Fall fehlt der lange, nahezu konstant verlaufende, Schwanz des Pulses. Der gesamte Hauptpeak vom Beginn bis hin zum Knick im Minimum ist recht genau 600 ns lang, genauso wie die Dauer der erzeugten Pulse im Signalgenerator auf dem FPGA. Nach dem Minimum sieht der Verlauf aus wie eine Exponentialfunktion, resultierend aus der Entladung des Kondensators. Insgesamt sollte die Flächengleichheit zwischen oberem und unterem Peak gegeben sein, was bedeutet, dass kein resultierender Strom fließt.

6.3 Verhalten des Optimalfilters

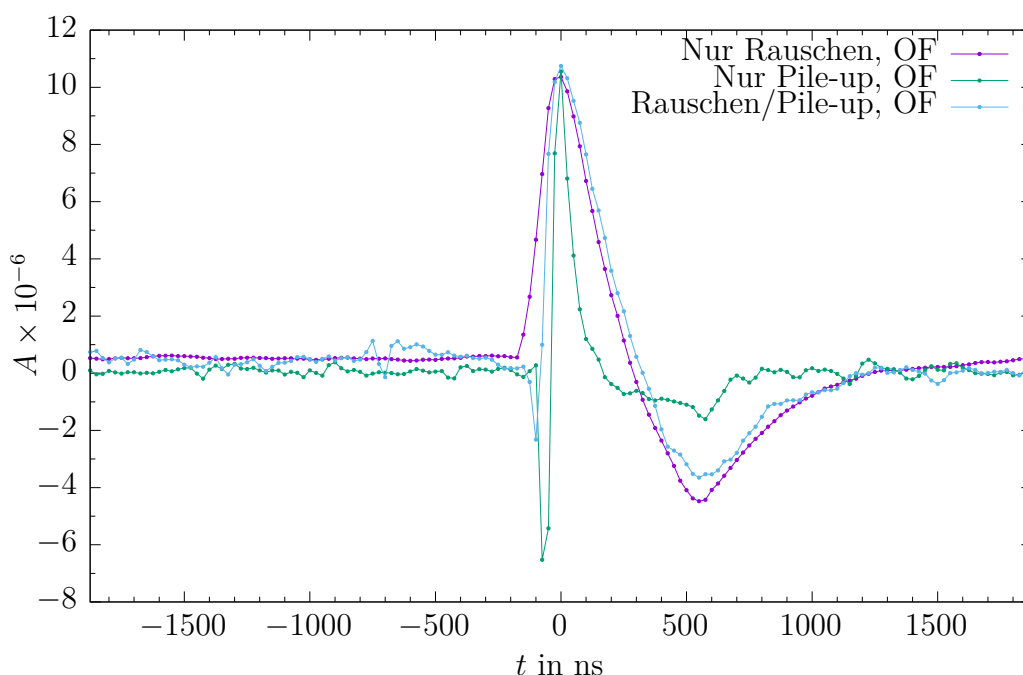


Abbildung 6.3: Pulsformen mit Optimalfilter mit 2,5 nF-Kondensatoren

Deutlichere Unterschiede sind erkennbar, wenn die Pulsformen nach dem digitalen Optimalfilter betrachtet werden. Diese sind in Abbildung 6.3 dargestellt. Die Skalierung der y -Achse ist dabei nicht von Interesse, da das Signal später beliebig skaliert und energiekalibriert werden kann, wenn dies notwendig ist. Da der Filter intern aber noch mit Ganzzahlen arbeitet, ist es notwendig, die ausgerechneten Filterkoeffizienten mit einem genügend großen Faktor zu multiplizieren. Praktisch hat sich eine Skalierung mit 10^7 bewährt. Damit haben die Filterkoeffizienten meist drei oder vier Stellen, wenn sie auf ganze Zahlen gerundet werden. Eine höhere Genauigkeit ist nicht sinnvoll, da dies auch die Größenordnung ist, in der die Koeffizienten zwischen verschiedenen unter gleichen Bedingungen aufgenommenen Datensätzen variieren.

Dem ungefilterten Fall am ähnlichsten sieht der Puls nur mit Rauschen und ohne Pile-up. Der Verlauf ist aber insgesamt wesentlich glatter, ähnlich dem Fall ohne Rauschen von vorher. Außerdem ist die ansteigende Flanke des Peaks flacher und dementsprechend das Maximum zentraler angeordnet, so dass es sich prinzipiell genauer abtasten und rekonstruieren lässt. Im Fall ohne Rauschen, aber mit Pile-up, ist der Peak deutlich schmaler und folgt einem sehr spitzen negativen Peak. Die Unterschwingung danach ist entsprechend deutlich flacher, da die Fläche unter dem positiven Peak relativ klein ist. Vorstellen kann man sich hier, dass der Filter versucht, nur möglichst wenige Samples zur Energierekonstruktion zu verwenden, um die Wahrscheinlichkeit zu reduzieren, ein Pile-up Event in die Mittelung mit einzubeziehen. Der Fall mit Pile-up und Rauschen ist vom prinzipiellen Verlauf her zwischen beiden einzuordnen, was nicht weiter überrascht. Der negative Peak vor dem eigentlichen Maximum ist deutlich

weniger ausgeprägt, aber weiter präsent. Der gesamte Peak ist aber wieder deutlich breiter als im gerade diskutierten Fall. Beide sind aber ähnlich zackig im lokalen Verlauf.

Dieses Verhalten lässt sich gut an den Koeffizienten des Optimalfilters nachvollziehen. Diese sind in Tabelle 6.1 zusammengefasst. Innerhalb eines Blocks ist dabei die erste Spalte jeweils der erste, die zweite Spalte der zweite Koeffizient usw. Ist kein Pile-up vorhanden, so sind die fünf Koeffizienten relativ gleichverteilt, mit Ausnahme der ersten beiden bei kleinen Kapazitäten. Dies erlaubt eine gute Mittelung über mehrere Samples, was ähnlich wirkt wie eine höhere Kapazität der Shaper-Kondensatoren, um weißes Rauschen auszugleichen. Mit Pile-up sind immer ein oder zwei Koeffizienten in der Mitte dominant, die anderen zum großen Teil negativ. Die starke Betonung auf den mittleren Koeffizienten bedeutet, dass quasi nur das Maximum selbst mit positivem Vorzeichen beiträgt. So kann die Wahrscheinlichkeit minimiert werden, ein Pile-up Ereignis in einer Mittelung einzubeziehen. Die negativen Koeffizienten können damit erklärt werden, dass der Filter versucht das Pile-up zu korrigieren, da durch die große Autokorrelation zwischen aufeinander folgenden Samples viel Information über das Pile-up in einem Sample auch in seinen Nachbarn gefunden werden kann. Vor allem für hohe Kapazitäten, wo bereits der Kondensator stark mittelt, ist dieses Verhalten des Filters stark ausgeprägt. Werden die Koeffizienten für Pile-up und Rauschen betrachtet, so ist prinzipiell das gleiche Verhalten in etwas abgeschwächter Form zu erkennen.

Verantwortlich für die verschiedenen Koeffizienten ist neben der idealen Pulsform die Autokorrelationsmatrix des Untergrundes. In Abbildung 6.4 sind beispielhaft einige dieser Matrizen dargestellt. In Abbildung 6.4e ist zu sehen, dass für die kleinste verwendete Kapazität nur mit Rauschen fast die Einheitsmatrix herauskommt, die den Fall von perfektem weißem Rauschen markieren würde. Wird die Kapazität erhöht, so ergibt sich Abbildung 6.4f und die Nebendiagonalen werden bereits größer. Dies kann damit erklärt werden, dass durch die größere Mittelung auch das elektronische Rauschen eine gewisse Autokorrelation bekommt. Dieser Trend setzt sich aber nicht bis zu den hohen Kapazitäten fort, lediglich im unteren Bereich ist die Autokorrelation besonders niedrig. Wird bei niedrigster Kapazität noch das Pile-up zusätzlich eingeschaltet, so ergibt sich 6.4c mit einer deutlich höheren, aber immer noch moderaten Korrelation. Wird die Kapazität erhöht, so ergeben sich die Abbildungen 6.4b und

Tabelle 6.1: Genutzte Filterkoeffizienten

C [nF]	Nur Rauschen					Nur Pile-up					Rauschen und Pile-up				
0,55	18	512	1423	1180	912	-1477	-485	3660	-167	-587	-774	359	2147	811	185
1,18	-259	759	924	807	859	-3199	4643	334	-599	-415	-1782	2577	1074	113	-235
2,29	236	599	840	811	1010	-4841	6266	2644	-1313	-748	-1946	2842	1992	173	-279
2,55	542	521	811	759	969	-3771	2731	6637	-2545	-713	-1401	1616	3193	-184	-204
3,51	481	525	651	749	1014	-3859	4977	2514	432	-1262	-1218	2095	1669	756	-149
12,7	879	813	988	989	976	-2431	-2108	13005	-2375	-2009	493	679	1954	809	654
32,3	1157	1076	2242	1159	1187	-5144	-5925	23828	-6144	-4844	-752	-498	7839	-503	-575

$$\begin{pmatrix} 1 & 0,87 & 0,86 & 0,85 & 0,84 \\ 0,87 & 1 & 0,87 & 0,86 & 0,85 \\ 0,86 & 0,87 & 1 & 0,87 & 0,86 \\ 0,85 & 0,86 & 0,87 & 1 & 0,87 \\ 0,84 & 0,85 & 0,86 & 0,87 & 1 \end{pmatrix}$$

(a) $C = 32,3 \text{ nF}$, Rauschen, Pile-up

$$\begin{pmatrix} 1 & 0,92 & 0,85 & 0,77 & 0,69 \\ 0,92 & 1 & 0,92 & 0,85 & 0,77 \\ 0,85 & 0,92 & 1 & 0,92 & 0,85 \\ 0,77 & 0,85 & 0,92 & 1 & 0,92 \\ 0,69 & 0,77 & 0,85 & 0,92 & 1 \end{pmatrix}$$

(b) $C = 2,55 \text{ nF}$, Rauschen, Pile-up

$$\begin{pmatrix} 1 & 0,43 & 0,29 & 0,2 & 0,13 \\ 0,43 & 1 & 0,43 & 0,29 & 0,2 \\ 0,29 & 0,43 & 1 & 0,43 & 0,29 \\ 0,2 & 0,29 & 0,43 & 1 & 0,43 \\ 0,13 & 0,2 & 0,29 & 0,43 & 1 \end{pmatrix}$$

(c) $C = 0,55 \text{ nF}$, Rauschen, Pile-up

$$\begin{pmatrix} 1 & 0,96 & 0,9 & 0,83 & 0,74 \\ 0,96 & 1 & 0,96 & 0,9 & 0,83 \\ 0,9 & 0,96 & 1 & 0,96 & 0,9 \\ 0,83 & 0,9 & 0,96 & 1 & 0,96 \\ 0,74 & 0,83 & 0,9 & 0,96 & 1 \end{pmatrix}$$

(d) $C = 2,55 \text{ nF}$, Pile-up

$$\begin{pmatrix} 1 & 0,04 & -0,05 & -0,05 & -0,03 \\ 0,04 & 1 & 0,04 & -0,05 & -0,05 \\ -0,05 & 0,04 & 1 & 0,04 & -0,05 \\ -0,05 & -0,05 & 0,04 & 1 & 0,04 \\ -0,03 & -0,05 & -0,05 & 0,04 & 1 \end{pmatrix}$$

(e) $C = 0,55 \text{ nF}$, Rauschen

$$\begin{pmatrix} 1 & 0,43 & 0,24 & 0,13 & 0,06 \\ 0,43 & 1 & 0,43 & 0,24 & 0,13 \\ 0,24 & 0,43 & 1 & 0,43 & 0,24 \\ 0,13 & 0,24 & 0,43 & 1 & 0,43 \\ 0,06 & 0,13 & 0,24 & 0,43 & 1 \end{pmatrix}$$

(f) $C = 2,55 \text{ nF}$, Rauschen

Abbildung 6.4: Autokorrelationsmatrizen für verschiedene Kombinationen aus Shaper und Rauschen bzw. Pile-up

6.4a. Auch hier gibt es mit zunehmender Mittelung durch die Kondensatoren eine Zunahme der Autokorrelation, die sich aber im Falle der ersten Nebendiagonale nicht fortsetzt bis zur höchsten Kapazität. Eindeutig ist der Trend jedoch bei der zweiten und dritten Nebendiagonale. Bei größeren Kapazitäten beeinflusst der Wert in einem Sample also zunehmend mehr darum herum liegende Samples. Die Abbildungen 6.4b, 6.4d und 6.4f zeigen das Verhalten für die gleiche Kapazität. Wie zu erwarten, sind die Nebendiagonalelemente für den Fall mit Rauschen am kleinsten und mit Pile-up am größten, während bei Vorhandensein von beidem ein zur Pile-up-Form neigender dazwischen liegender Wert angenommen wird.

6.4 Relative Fehler der gemessenen Amplituden

In den vorherigen Abschnitten wurden theoretisch die Auswirkungen des Shapers und des Optimalfilters auf das Rauschen und Pile-up diskutiert. Mit den vorgenommenen Messungen soll dies nun experimentell überprüft werden. Die absoluten Fehler der gemessenen Amplituden, gemessen an deren Standardabweichung, eignen sich dazu nicht, da die verschiedenen Filtereinstellungen und Kondensatoren die Amplitude beeinflussen können. Es werden deshalb die relativen Fehler betrachtet. Diese sind proportional zum Fehler der Energiemessung, da für alle Messungen Detektorimpulse identischer Stärke verwendet werden. Die Standardabweichung einer Messreihe wird also auf den Mittelwert der Amplituden reduziert um den mittleren

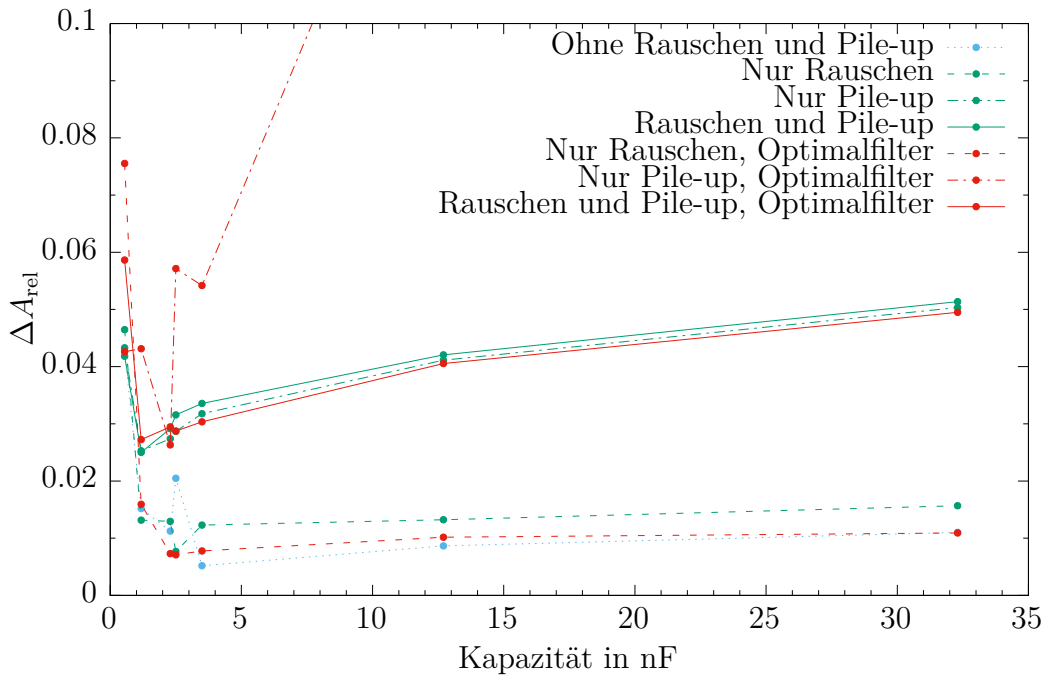


Abbildung 6.5: Relative Abweichung der gemessenen Amplituden in Abhängigkeit von der Kapazität der Shaper-Kondensatoren

Untergrund bezogen. Das Ergebnis ist in Abbildung 6.5 dargestellt. Für den kleinsten Kondensator fällt auf, dass dort der Fehler in allen Messreihen durchgängig sehr hoch ist. Dies legt nahe, dass dieser durch einen anderen Faktor als die vorhandenen Signalstörungen beeinflusst wird. Tatsächlich sind dort die Peaks der Pulse so kurz, dass nur wenige Samples innerhalb liegen und das Maximum sehr scharf ist. Eine nur kleine zeitliche Verschiebung der Messung führt dazu, dass ein deutlich verschiedener Wert an einer der Flanken gemessen und als Maximum interpretiert, das eigentliche Maximum also verfehlt wird. Für höhere Kapazitäten ist der Peak breiter und erlaubt eine präzisere Abrasterung durch die Messungen zu diskreten Zeitpunkten. Der erste und teilweise auch der zweite Messpunkt sind also nur bedingt nutzbar, um die Thesen bezüglich der Filter zu prüfen. Hier kommt verstärkend hinzu, dass die Auslese der Signale nicht phasenstabil zur Signalerzeugung ist, da die verwendete PLL dort häufig die Synchronisierung verliert, da die Ausgabeuhr des ADC nicht frequenzstabil in Bezug auf die Uhren des FPGA ist.

Betrachtet man die Kurven ohne Pile-up, so fallen diese mit der Kapazität zunächst steil ab, was zum großen Teil auf die eben diskutierten Ursachen zurückzuführen ist. Jedoch fallen die Werte auch nach dem zweiten Messpunkt noch weiter ab, wo andere bereits wieder steigen. Mit zunehmender Kapazität steigt der Fehler durch das weiße Rauschen also zumindest nicht signifikant an. Trotzdem ist für die hohen Kapazitäten ein kleiner Anstieg zu sehen, dieser ist aber weitgehend gleich bzw. sogar minimal kleiner als der der Kurve ohne Rauschen und Pile-up. Auch wenn dies aufgrund der sehr geringen Ausprägung nicht überbewertet werden sollte, kann dies doch als Hinweis gesehen werden, dass eine größere Mittelung über das Rau-

schen dieses auch hier reduziert. Jedoch scheint der Einfluss mit steigender Kapazität schnell abzunehmen. Dies ließe sich überprüfen, indem weitere Messungen mit noch deutlich stärkerem Rauschen vorgenommen werden. Der Optimalfilter liefert eine kleine Verbesserung der Werte und bringt die Abweichungen näher an die Kurve ohne Rauschen. Wie an dem kleinen Ausreißer dieser Kurve zu sehen ist, ist die Messung aber wirklich an der Genauigkeitsgrenze. Selbst einzelne fälschlich ein- oder ausgeschlossene Werte können die Reihenfolge der Kurven umdrehen. Dennoch ist eine sehr gute Übereinstimmung der Kurven mit und ohne digitalen Filter zu sehen, die darauf hindeutet, dass dieser durchaus eine positive Wirkung hat.

Die Kurve mit Pile-up und ohne Rauschen beginnt bei kleinen Kapazitäten ähnlich, steigt dann aber schnell wieder an. Dieser Trend wird dann auch konstant für die restlichen Messpunkte beibehalten. Die These, dass eine größere Mittelung den Einfluss von Pile-up verstärkt, ist also in Übereinstimmung mit diesen Messwerten. Wird das Rauschen noch hinzugeschaltet, führt dies nur zu einer kleinen Erhöhung des resultierenden Fehlers, das Pile-up ist also dominant. Die beiden Kurven zeigen aber eine sehr gute Übereinstimmung über alle Messpunkte. Ähnlich sieht es hier bei Anwendung des digitalen Filters auf das Signal mit Rauschen und Pile-up aus, bis auf kleine Abweichungen im Bereich bis ca. 2 nF. Der Filter bringt hier sogar eine größere Verbesserung, als wenn nur das Pile-up ohne weißes Rauschen angeschaltet ist.

Kritisch ist der Graph für nur Pile-up mit Optimalfilter zu sehen. Dieser steigt nach großen Fluktuationen im unteren Bereich stark an auf einen wesentlich größeren Wert als alle anderen Messungen. Die in diesem Fall sehr extremen Filterkoeffizienten scheinen sich in der Praxis also nicht zu bewähren oder es gibt eine andere Beeinflussung, die hier die Streuung der Messwerte in die Höhe schnellen lässt. Auf jeden Fall entsprechen diese Werte nicht den Erwartungen, widerlegen aber auch keine Thesen, da der eben diskutierte Fall des Filters bei Pile-up und Rauschen sehr gut funktioniert. Im Grenzbereich von zu hoher Autokorrelation scheint in diesem speziellen Messaufbau der Optimalfilter zu versagen. Da der Einsatzbereich, für den er konstruiert wurde, aber auch gerade die Optimierung zwischen elektronischem Rauschen und Pile-up darstellt, ist dies nicht weiter von Bedeutung.

7 Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit konnte erfolgreich eine dem LAr-Kalorimeter nachempfundene Signalgenerierung mit Pile-up Unterstützung demonstriert werden. Auch die Koeffizienten des digitalen Optimalfilters verhalten sich hier so, wie es für die verschiedenen Situationen theoretisch zu erwarten ist.

Der sehr ähnliche Verlauf zusammengehörender Kurven der relativen Fehler der gemessenen Amplituden ist ein starkes Indiz dafür, dass die Messungen tatsächlich zum erwarteten Ergebnis kommen. Jedoch ist die Unsicherheit sehr hoch und es ist durchaus möglich, dass die Ergebnisse rein zufälliger Natur sind. Vor allem die aufwändige Herausfilterung von nicht zu den Pulsen gehörigen Punkten lässt einen weiten Raum für Abweichungen offen. Um die Ergebnisse sicherer bestätigen zu können, ist es aber notwendig den Versuchsaufbau noch näher zu untersuchen, um die Signalqualität zu steigern. Auch ist es sinnvoll, das Rauschen noch zu verstärken, da momentan das Pile-up dominant zu sein scheint. Möglicherweise nicht zu finden ist das theoretische Optimum zwischen den beiden Arten von störendem Untergrund, da dieses bei kleinen Shaper-Kapazitäten zu erwarten ist. Mit einem höheren Pegel an Rauschen ist es aber prinzipiell möglich, dieses in den sensitiven Bereich hinein zu schieben. Die aktuelle Phasenstabilität und Sicherheit des Maximum-Finders lässt im relevanten Bereich aber bisher keine genaue Messung zu. Ziel wäre es auch, wieder den Maximum-Finder auf dem FPGA selbst zu nutzen, um die komplette Energierekonstruktion auf dem FPGA zu ermöglichen. Denkbar ist auch ein fixed-delay-Trigger, da die Position der Maxima aufgrund der ähnlichen Pulsform der Signale relativ zu den Flanken bekannt ist.

Prinzipiell ist es möglich, den Algorithmus zur Generierung der Dreieckspulse so zu erweitern, dass die Pulsparameter während der Laufzeit aus dem Speicher des FPGA neu konfiguriert werden, also vom Computer aus deutlich mehr als 255 Pulse definiert werden können. Damit verbunden können auch Ressourcen gespart werden, indem eine geringere Anzahl Pulsgeneratoren vorgehalten wird, da nur so viele benötigt werden, wie zur gleichen Zeit aktiv sind. Diese Maßnahme würde die Flexibilität des Aufbaus wesentlich erhöhen und eine bessere Messwertstatistik erlauben als zur Zeit möglich.

Insgesamt zeigt die Schaltung aber das Potential, die Grundlage für einen Laborpraktikumsversuch zum Einsatz von FPGAs und digitaler Filter zu bilden.

Danksagung

Als erstes möchte ich mich bei meinem Betreuer Professor Arno Straessner dafür bedanken, dass er es mir ermöglicht hat, diese Arbeit in seiner Arbeitsgruppe anzufertigen, sowie Professor Kai Zuber für die freundliche Bereiterklärung, die Zweitkorrektur dieser Arbeit zu übernehmen. Mein besonderer Dank gilt natürlich auch Rainer Hentges für die praktische Betreuung und dafür, dass er immer Zeit für alle meine Fragen gefunden hat.

Außerdem möchte ich mich bei meinen immer hilfsbereiten Zimmerkollegen Nico Madysa, Andreas Glatte, Philipp Horn, Maximilian Hils, Yves Bianga, Nick Fritzsche und Anne-Sophie Reimer für die freundliche Unterstützung bedanken.

Literatur

- [1] CERN AC. „Layout of ATLAS. Dessin representant le detecteur ATLAS“. März 1998. URL: <http://cds.cern.ch/record/39038>.
- [2] ATLAS Collaboration. *ATLAS liquid-argon calorimeter: Technical Design Report*. Technical Design Report ATLAS. Geneva: CERN, 1996. URL: <http://cds.cern.ch/record/331061>.
- [3] ATLAS Collaboration. „Monitoring and data quality assessment of the ATLAS liquid argon calorimeter“. In: *JINST* 9.arXiv:1405.3768. CERN-PH-EP-2014-045 (Mai 2014). Diagramm einzeln unter <http://atlas.web.cern.ch/Atlas/GROUPS/PHYSICS/PAPERS/LARG-2013-01/P07024>. 39 p. URL: <http://cds.cern.ch/record/1701107> (besucht am 28.05.2017).
- [4] ATLAS Collaboration. *Public Liquid-Argon Calorimeter Plots on Detector Status: Ionization Pulse Shape in the 4 EM Barrel layers (Middle)*. 16. Feb. 2017. URL: <https://twiki.cern.ch/twiki/bin/view/AtlasPublic/LArCaloPublicResultsDetStatus> (besucht am 28.05.2017).
- [5] *ATLAS liquid-argon calorimeter: Technical Design Report*. Technical Design Report ATLAS. Diagramm von <http://atlas.web.cern.ch/Atlas/GROUPS/LIQUARGEXT/TDR/figures1/figure1-12.eps>. Geneva: CERN, 1996. URL: <https://cds.cern.ch/record/331061> (besucht am 03.06.2017).
- [6] Robert L Chase u. a. *A fast monolithic shaper for the ATLAS e.m. calorimeter*. Techn. Ber. ATL-LARG-95-010. ATL-A-PN-10. Geneva: CERN, Feb. 1995. URL: <http://cds.cern.ch/record/297226>.
- [7] W. E. Cleland und E. G. Stern. „Signal Processing Considerations for Liquid Ionization Calorimeters in a High Rate Environment“. In: *Nucl. Instrum. Methods Phys. Res., A* 338 (1994), S. 467–497. URL: <http://cds.cern.ch/record/1072138>.
- [8] *Data Conversion HSMC Reference Manual*. ALTERA Corporation. März 2008. URL: http://www.terasic.com.tw/cgi-bin/page/archive_download.pl?Language=English&No=360&FID=134fce294f6b6f53ed6a48fb7f396a48 (besucht am 04.06.2017).
- [9] Martin Jutisz. „Implementierung digitaler Filter als Modell der ATLAS-LAr-Kalorimeter Signalverarbeitung“. Bachelorarbeit. TU Dresden, IKTP, 2016.

-
- [10] Joao Pequeno. „Computer generated image of the ATLAS Liquid Argon“. März 2008. URL: <http://cds.cern.ch/record/1095928>.
- [11] Julius O. Smith. *Introduction to Digital Filters with Audio Applications*. Online-Buch. <http://ccrma.stanford.edu/~jos/filters/>. (Besucht am 27.05.2017).
- [12] *SocKit User Manual*. Terasic. 1. Dez. 2015. URL: http://www.terasic.com.tw/cgi-bin/page/archive_download.pl?Language=English&No=816&FID=55132755c0462d5ad3f226ab804d0cf0 (besucht am 05.06.2017).

Abbildungsverzeichnis

2.1 Aufbau des ATLAS-Experiments [1]	4
2.2 Schema der LAr-Kalorimeter bei ATLAS [10]	5
2.3 Auswirkungen des Signal-Shapers auf Rauschen und Signalform	8
5.1 Amplitude am ADC in Abhängigkeit der generierten Pulsamplitude	23
6.1 Pulsform ohne Rauschen und Pile-up für verschiedene Shaper-Kapazitäten	29
6.2 Pulsformen ohne Optimalfilter mit 2,5 nF Kondensatoren	30
6.3 Pulsformen mit Optimalfilter mit 2,5 nF-Kondensatoren	31
6.4 Autokorrelationsmatrizen für verschiedene Kombinationen aus Shaper und Rauschen bzw. Pile-up	33
6.5 Relative Abweichung der gemessenen Amplituden in Abhängigkeit von der Kapazität der Shaper-Kondensatoren	34

Abkürzungsverzeichnis

ADC Analog-Digital-Wandlern.

BC Bunch-crossing.

CERN Europäische Organisation für Kernforschung.

CMS Compact Muon Solenoid.

DAC Digital-Analog-Wandler.

FIFO First in - First out.

FIR-Filter Filter mit endlicher Impulsantwort.

FPGA Field Programmable Gate Array.

JTAG Joint Test Action Group.

LAr Flüssig-Argon.

LEP Large Electron-Positron Collider.

LHC Large Hadron Collider.

PLL Phasenregelschleife.

SCT Semiconductor Tracker.

Tcl Tool command language.

TRT Transition Radiation Tracker.

VHDL Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language.

Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich diese Arbeit im Rahmen der Betreuung am Institut für Kern- und Teilchenphysik ohne unzulässige Hilfe Dritter verfasst und alle Quellen als solche gekennzeichnet habe.

Johann Christoph Voigt
Dresden, 6. Juni 2017