

Aufbau eines Prüfsystems  
zur Qualitätskontrolle  
der A4-Experimentelektronik  
und  
Charakterisierung  
eines Analog-Digital-Wandlers

Diplomarbeit von Rainer Kothe  
geb. am 21.3.1968 in Wiesbaden

Institut für Kernphysik  
Johannes Gutenberg-Universität Mainz  
29. Juni 1999



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>3</b>
<b>2</b>	<b>Das A4-Experiment</b>	<b>4</b>
2.1	Paritätsverletzende Asymmetrie in der elastischen Elektron - Proton - Streuung . . . . .	4
2.2	Das experimentelle Konzept . . . . .	7
<b>3</b>	<b>Aufbau des Detektorsystems</b>	<b>9</b>
3.1	Aufbau des Kalorimeters . . . . .	9
3.2	Die Triggerelektronik MEDUSA . . . . .	10
3.2.1	Das zugrundeliegende Konzept . . . . .	10
3.2.2	Die Vernetzung der Analogmodule . . . . .	11
3.2.3	Das Analogmodul . . . . .	13
3.3	Der Digitalteil . . . . .	15
<b>4</b>	<b>Charakterisierung des Analog-Digital-Wandlers TS 8378</b>	<b>17</b>
4.1	Notwendigkeit der durchgeführten Messungen . . . . .	17
4.2	Der schnelle Wandler TS 8378 . . . . .	18
4.3	Charakteristische Kennlinien eines ADC . . . . .	21
4.4	Verschaltung für detailliertes Vermessen des FADC . . . . .	23
4.5	Messungen mit dem TS 8378 . . . . .	25
4.6	Anpassung der Beschaltung auf dem Analogmodul . . . . .	32
4.7	Vermessungen zur Charakterisierung aller FADC . . . . .	32
<b>5</b>	<b>Vermessung der differentiellen Nichtlinearitäten zur Korrektur der experimentellen Spektren</b>	<b>37</b>
5.1	Vorbetrachtungen zu den Meßverfahren . . . . .	37
5.1.1	Prinzip der experimentellen Datenerzeugung . . . . .	37
5.1.2	Kriterien zur Festlegung eines Meßverfahrens . . . . .	38
5.2	Verfahren zur Vermessung der differentiellen Nichtlinearitäten . . . . .	39
5.2.1	Bei der DNL-Vermessung verwendete elektronische Geräte . . . . .	39
5.2.2	Die verschiedenen Meßmethoden . . . . .	40
5.3	Definition eines Gütemaßes der DNL-Bestimmung . . . . .	44
5.4	Ergebnisse der Messungen . . . . .	47
5.4.1	Abhängigkeit der DNL von der Verteilung der Pulse . . . . .	47
5.4.2	Abhängigkeit der DNL von der Digitalisierungsfrequenz $F_D$ . . . . .	48
5.4.3	Vergleich der Meßmethoden . . . . .	50
5.4.4	Zusammenfassung der Ergebnisse . . . . .	52

<b>6</b>	<b>Aufbau eines Prüfstandes</b>	<b>55</b>
6.1	Prinzipieller Aufbau des Prüfstandes . . . . .	55
6.2	Erzeugung und Zuleitung der erforderlichen Signale . . . . .	58
6.3	Gesamtaufbau des Prüfstandes . . . . .	63
6.4	Aufgaben des Prüfstandes . . . . .	66
6.5	Durchgeführte Messungen und Tests . . . . .	69
6.6	Zusammenfassung der Ergebnisse . . . . .	73
<b>7</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>74</b>
<b>A</b>	<b>Schaltplan ADC-Testplatine</b>	<b>76</b>
<b>B</b>	<b>Schaltplan PM-Pulsfomer</b>	<b>77</b>
<b>C</b>	<b>Testpunkte auf der Kontaktträgereinheit</b>	<b>78</b>
<b>D</b>	<b>Bestimmung der DNL aus den Teilspektren</b>	<b>80</b>
<b>E</b>	<b>Im Teststand verwendete Geräte</b>	<b>81</b>

# 1 Einleitung

Der innere Aufbau des Protons wird im statischen Quarkmodell durch ein  $d$ - und zwei  $u$ -Quarks, den sogenannten Valenzquarks beschrieben. Bei hohen Impulsüberträgen liefert das Quark-Parton-Modell eine genauere Beschreibung. Hier tragen auch Gluonen und Seequarks, virtuelle Quark- Antiquark - Paare, zu den Eigenschaften des Nukleons bei. Obwohl das Proton insgesamt keine *Strangeness* besitzt ( $S=0$ ), ergeben sich bei unterschiedlichen räumlichen Verteilungen der Ladung oder der Magnetisierung der  $\bar{s}$ - und  $s$ -Quarks nichtverschwindende Beiträge zu den Formfaktoren. Wegen der unterschiedlichen schwachen Ladung von  $d$ - und  $s$ -Quark erlaubt die Messung der paritätsverletzenden Asymmetrie in der elastischen Streuung von polarisierten Elektronen an unpolarisierten Protonen daher Rückschlüsse auf die Beiträge der Strangeness zu den Formfaktoren des Nukleons.

Am Institut für Kernphysik der Universität Mainz wurde 1991 die A4-Kollaboration gegründet, mit dem Ziel am MAMI in der Elektron-Proton-Streuung die paritätsverletzende Asymmetrie zu messen. Nach dem erfolgreichen Test einzelner Komponenten des experimentellen Aufbaus und ersten Asymmetriemessungen in vergangenen Strahlzeiten, wird zum gegenwärtigen Zeitpunkt der Detektor mit Strahlführung und Ausleseelektronik in der Experimentierhalle aufgebaut.

Im A4-Experiment wird ein Wasserstofftarget mit einem polarisierten Elektronenstrahl beschossen und die Zählratenasymmetrie der dabei elastisch gestreuten Elektronen bestimmt. Als Detektor dient ein segmentiertes, homogenes und vollständig absorbierendes Kalorimeter, welches zusammen mit der nachgeschalteten Ausleseelektronik eine hohe Energieauflösung erreichen muß. Diese ist notwendig, um ein Abtrennen der inelastischen Ereignisse vornehmen zu können. Die einzelnen Module der 1022 Kanäle umfassenden Ausleseelektronik müssen daher vor der Integration in den experimentellen Aufbau einer strengen Qualitätskontrolle unterzogen werden. Thema der vorliegenden Arbeit ist die Charakterisierung des zur Energiebestimmung verwendeten schnellen Analog-Digital-Wandlers TS 8378 und die Entwicklung eines automatischen Prüfsystems zum Testen der Module.

Kapitel 2 erläutert zunächst die theoretischen Grundlagen des Experiments und den momentanen Stand des experimentellen Aufbaus. In Kapitel 3 wird eine kurze Einführung in den Detektoraufbau und den Aufbau der Ausleseelektronik gegeben. Kapitel 4 stellt die Untersuchung des für die Energiemessung verwendeten Wandlers vor. In Kapitel 5 werden Messungen vorgestellt, die es ermöglichen, den Energiespektren durch den Wandler überlagerte Fehler zu korrigieren. Kapitel 6 stellt den entwickelten Prüfstand zur Überprüfung eines großen Kontingents von Auslesemodulen vor. Am Ende dieser Arbeit wird eine Zusammenfassung der wichtigsten Ergebnisse und ein Ausblick auf mögliche Verbesserungen gegeben.

## 2 Das A4-Experiment

Das A4-Experiment hat zum Ziel, den Beitrag der s-Quarks zu den Vektor-Formfaktoren des Nukleons zu bestimmen. Dazu werden longitudinal polarisierte Elektronen an ruhenden, nichtpolarisierten Protonen gestreut. In diesem Kapitel wird zunächst erläutert, wie man daraus auf den Einfluß der s-Quarks schließen kann, dann wird das Prinzip des experimentellen Aufbaus und der Messung beschrieben.

### 2.1 Paritätsverletzende Asymmetrie in der elastischen Elektron - Proton - Streuung

In der elektroschwachen Theorie kann die elastische Streuung  $p(\vec{e}, e')p$  in erster Ordnung durch einen Ein-Boson-Austausch beschrieben werden. Außer dem rein elektromagnetischen  $\gamma$ -Austausch trägt auch der Austausch eines  $Z^0$ -Bosons zum Wirkungsquerschnitt bei. Dieser ist proportional zum Quadrat der Summe der entsprechenden Streuamplituden.

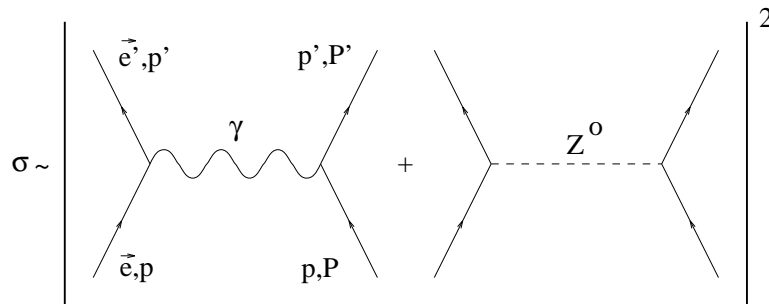


Abbildung 1: Feynman-Graphen zum  $\gamma$  und  $Z^0$ -Austausch

Bei kleinen Impulsüberträgen ist der  $\gamma$ -Austausch dominant, da die große Masse des  $Z^0$  von 91 GeV zu einer Unterdrückung der Austauschwahrscheinlichkeit relativ zum Photon-Austausch führt. Daher ist der Beitrag der schwachen Wechselwirkung zum Wirkungsquerschnitt nicht isoliert meßbar. Im Wirkungsquerschnitt tritt ein Interferenzterm zwischen dem  $\gamma$ - und dem  $Z^0$ -Term auf, der den maßgebenden Beitrag des  $Z^0$  zur Streuamplitude darstellt.

Die Vektorkopplung des  $Z^0$  an den leptonischen Strom ist um Größenordnungen kleiner als die paritätsverletzende Axialvektorkopplung. Dies hat zur Folge, daß der Wirkungsquerschnitt von der Helizität der Elektronen abhängt. Der Interferenzterm mit axialer Kopplung an den leptonischen Strom und vektorieller Kopplung an den hadronischen Strom stellt deshalb den größten paritätsverletzenden Anteil zu Wirkungsquerschnitt und Streuamplitude dar. Dies eröffnet die

Möglichkeit, den Vektorstrom am hadronischen Vertex, speziell die Beiträge der Strangeness zu den Formfaktoren, genauer zu untersuchen. Dieser Interferenzterm ist bei Energien, die wesentlich kleiner als die Ruhemasse  $m_Z$  des  $Z^0$ -Bosons sind, von der Größenordnung  $Q^2/m_Z^2$  und führt zu einer paritätsverletzenden Asymmetrie im Streuquerschnitt.

Die Helizität eines Elektrons  $\frac{\vec{s} \cdot \vec{p}}{|\vec{p}|}$  ist das Produkt aus Impuls  $\vec{p}$ , der ein polarer Vektor ist, und dem Spin  $\vec{s}$ , der ein axialer Vektor ist. Unter der Paritätstransformation wechselt sie ihr Vorzeichen. Eine Umkehr der Spinrichtung der longitudinal polarisierten Elektronen muß daher zu einer Änderung des Wirkungsquerschnitts führen, sofern dieser paritätsverletzende Anteile enthält. Mit den Wirkungsquerschnitten  $\sigma^+$  und  $\sigma^-$  für positive bzw. negative Helizität, die sich jeweils aus helizitätsunabhängigen Teil  $\sigma_0$  und einem helizitätsabhängigen Anteil  $d\sigma^\pm$  zusammensetzen, läßt sich die Asymmetrie  $A$  definieren:

$$A = \frac{\sigma_{tot}^+ - \sigma_{tot}^-}{\sigma_{tot}^+ + \sigma_{tot}^-} = \frac{d\sigma^+ - d\sigma^-}{2\sigma_0 + d\sigma^+ + d\sigma^-} \quad (1)$$

Diese Asymmetrie ist die Meßgröße des A4-Experiments. Innerhalb des Standardmodells kann eine Asymmetrie  $A_0$  berechnet werden, die keine Beiträge der Strangeness enthält. Voraussetzung ist hierbei die Kenntnis der elektromagnetischen Formfaktoren der Nukleonen ( $G_E$  und  $G_M$ ) und des axialen Formfaktors ( $G_A$ ) aus dem Betazerfall des Neutrons, sowie die Annahme exakter Isospinsymmetrie zwischen Neutron und Proton. Der Einfluß der s-Quarks kann durch die Strangeness-Formfaktoren des Protons  $F_{1,2}^s$  und  $G_A^s$  als Korrektur zu  $A_0$  ausgedrückt werden [Mus94]:

$$A = A_0 \left( 1 - \frac{(\epsilon + \tau\mu_p) F_1^s + \tau(\mu_p - \epsilon) F_2^s + \delta\mu_p G_A^s}{4K} \right) \quad (2)$$

$$A_0 = -\frac{G_F Q^2}{\sqrt{2}\pi\alpha} \frac{G_E^p}{\epsilon(G_E^p)^2 + \tau(G_M^p)^2} K$$

$$Q^2 = 4EE' \sin^2 \Theta / 2 \quad \text{Impulsübertrag}$$

$$\tau = Q^2 / (4M_N^2) \quad \text{dimensionsloser Impulsübertrag}$$

$$K = \frac{1}{4}\epsilon \left( (1 - 4\sin^2 \Theta_W) G_E^p - G_E^n \right) + \frac{1}{4}\tau\mu_p \left( (1 - 4\sin^2 \Theta_W) G_M^p - G_M^n \right) + \frac{1}{2}\delta\mu_p G_A^3$$

$$\delta = \frac{1}{2}(1 - 4\sin^2 \Theta_W) \sqrt{1 - \epsilon^2} \sqrt{(1 + \tau)\tau}$$

$$\epsilon = \left( 1 + 2(1 + \tau) \tan^2 \frac{\Theta}{2} \right)^{-1} \quad \text{Polarisation des virtuellen Photons}$$

$G_A^3$  : axialer Formfaktor,  $G_A^3$  bei  $Q^2=0$  bekannt aus dem Neutron  $\beta$ -Zerfall

$G_F = 1.16639(2) \cdot 10^{-5} \text{ GeV}^2$  Fermikopplungskonstante

Mit  $E$  und  $E'$  wird die Energie des Elektrons vor bzw. nach der Streuung bezeichnet,  $M_N$  gibt die Nukleonenmasse und  $\Theta$  den Streuwinkel an,  $\mu_p$  ist das magnetische Moment des Protons,  $\alpha \approx 1/137$  die Feinstrukturkonstante. Der Weinbergwinkel  $\sin^2 \Theta_W$  ist bei dem hier auftretenden  $Q^2$  auf dem sogenannten „tree Level“ 0.212 [Nov93]. Durch Messungen bei konstantem Impulsübertrag  $Q^2$ , aber bei verschiedenen Streuwinkeln  $\Theta$  ist im Prinzip eine Bestimmung der verschiedenen Formfaktoren durch eine Rosenbluthseparation möglich. Unter Vorwärtswinkeln und bei kleinen Impulsüberträgen ist wegen  $\tau \ll \epsilon$  der Formfaktor  $F_1^s$  dominant. Dagegen ist man bei Rückwärtstreuwinkeln sensitiv auf eine Kombination der Formfaktoren  $F_1^s$  und  $F_2^s$ . Vorhersagen über die Strangeness-Formfaktoren  $F_{1,2}^s$  des Nukleons werden im Rahmen verschiedener Modelle gemacht.

Eine Übersicht von Modellvorhersagen für die bisher experimentell nicht bekannten Strangeness-Beiträge zu den Formfaktoren  $F_{1,2}^s$  zeigt Abbildung 2 [HK94]. Für einige Modelle ist nur die Steigung von  $F_1^s$  bei einem Impulsübertrag  $Q^2=0$  vorhergesagt.

Die Formfaktoren  $F_{1,2}^s$  sind bisher noch nicht experimentell bestimmt worden. Außer dem A4-Experiment in Mainz sind noch eine Reihe von anderen Experimenten in Planung oder im Aufbau, die jeweils unterschiedliche Aspekte der Strangeness im Proton untersuchen wollen (SAMPLE an MIT-Bates [Bei96], sowie zwei Experimente an CEBAF mit den Bezeichnungen PR-91-017 ( $G_0$ ) [Bec91] und PR-91-010 [Sou93]).

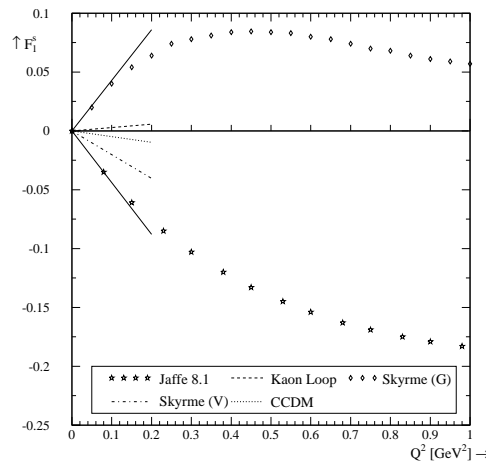


Abbildung 2:  $F_{1,2}^s$  im Rahmen verschiedener Modelle [HK94]. Für das neue Mainzer Paritätsexperiment ist bei dem optimalen  $Q^2$  von  $0.227 \text{ GeV}^2$  eine Empfindlichkeit von  $\delta(F_1^s + 0.13 * F_2^s) = 0.02$  zu erwarten.



## 2.2 Das experimentelle Konzept

Im A4-Experiment werden die Zählraten für an unpolarisierten Protonen gestreuten links- und rechtshändig polarisierten Elektronen gemessen. Daraus wird die Zählraten-Asymmetrie bestimmt:

$$A_{exp} = \frac{N_+ - N_-}{N_+ + N_-}. \quad (3)$$

Im Rahmen einer Doktorarbeit wurden verschiedene Kinematiken und Detektorgeometrien für das geplante A4-Experiment am Mainzer Mikrotron (MAMI) untersucht. Im Hinblick auf Durchführbarkeit und Effizienz wurde ein Vorwärtsstreuungswinkel von  $\theta=(35 \pm 5)^\circ$  ausgewählt [HK94]. Bei dieser Kinematik liegt der Impulsübertrag bei  $Q^2=0.227 \text{ GeV}^2$ . Die erwartete Asymmetrie ohne Strangeness-Beiträge  $A_0$  beträgt  $8 \cdot 10^{-6}$ . Es wird eine Genauigkeit von 5% ( $4 \cdot 10^{-7}$ ) mit 3% statistischem Fehler und 4% systematischer Unsicherheit angestrebt. Dazu ist der Nachweis von  $10^{14}$  elastisch gestreuten Elektronen notwendig. Bei einem Elektronenstrom von  $20 \mu\text{A}$  und einer longitudinalen Polarisation der Elektronen von 80% wird die angestrebte Genauigkeit nach etwa 700h erreicht. Eine Bestimmung der Formfaktoren ist dann aufgrund der kinematischen Faktoren vor  $F_{1,2}^s$  und  $G_A^s$  mit einer Genauigkeit von  $\delta(F_1^s+0.13 \cdot F_2^s)=0.02$  möglich.

In Abbildung 3 ist der schematische Aufbau des Experiments zu sehen. Der Elektronenstrahl tritt von links in die Experimentierhalle ein, durchläuft ein Compton-Polarimeter und trifft dann auf das 10cm lange Flüssigwasserstoff-Target. Als Detektor für die elastisch gestreuten Elektronen wird ein segmentiertes, homogenes Kalorimeter mit 0.7sr Raumwinkel verwendet. Das Kalorimeter ist aus 1022 Bleifluorid-Kristallen aufgebaut. Bei einer angestrebten hohen Luminosität von  $5 \cdot 10^{37} \text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$  erwartet man eine Rate der elastisch gestreuten Elektronen von  $\sim 10 \text{ MHz}$  und eine mit Untergrund zehnmal höhere Gesamtrate von  $\sim 100 \text{ MHz}$  in dem gesamten Raumwinkel des Detektors. Dies stellt hohe Ansprüche an die Datenaufnahmeelektronik, die eine „pile-up“-freie, selbstgetriggerte Energiemessung leisten soll.

Im Rahmen dieser Diplomarbeit wurden Untersuchungen gemacht, die sich im weiteren Sinne mit einer Verbesserung der Energieauflösung beschäftigen. Dies kann über Verbesserungen in der durch die Elektronik geleisteten Datenaufnahme geschehen. Untersucht wurden hierbei der verwendete Analog-Digital-Wandler und die Qualität der Auslesemodule, die in einem Prüfstand getestet werden.

Zur Bestimmung der Energie erhält jeder Kristall ein eigenständiges Elektronikmodul, welches die Signale der Nachbarn addiert und auf eine bestimmte Schwelle triggert. Eigenständig erkanntes zeitliches „pile-up“ und räumliches „pile-up“ seiner nächsten Nachbarn verhindert eine Energiemessung und Abspeicherung des Ereignisses. Die Trigger- und Ausleseelektronik wurde im Rahmen einer Doktorarbeit [Köb99] entwickelt. 49 Elektronikmodule konnten bisher erfolgreich am

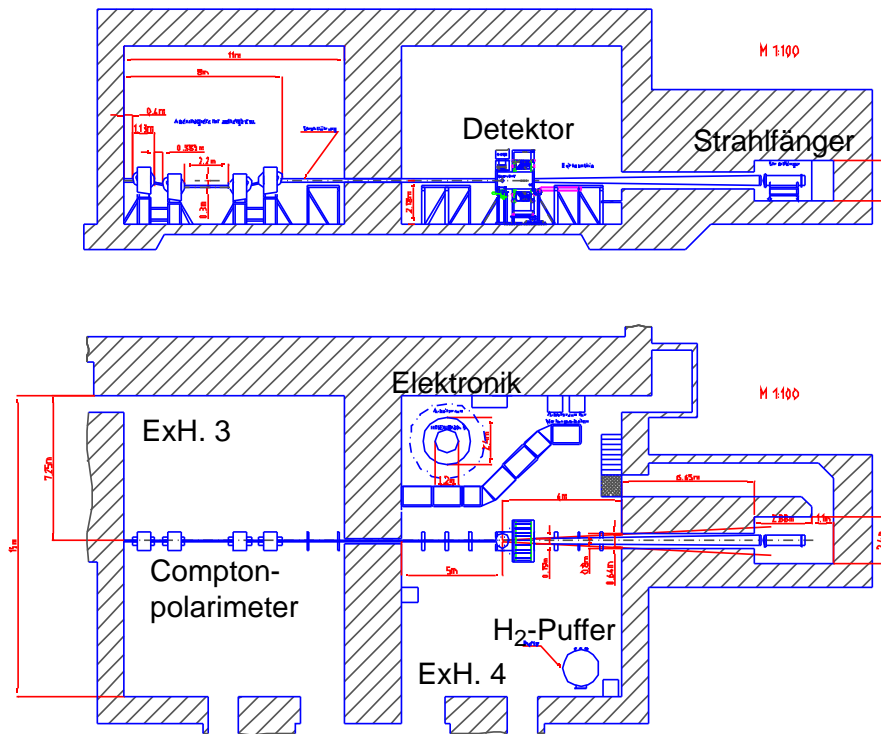


Abbildung 3: Schematischer Aufbau des A4-Experiments [JB97]. Der Strahl tritt von links in die Experimentierhalle 3 ein. Das Compton-Polarimeter vermisst die Polarisation zerstörungsfrei. In der Halle 4 trifft der Strahl auf das Wasserstoff-Target. Die unter  $(35 \pm 5)^\circ$  gestreuten Teilchen werden im Detektor nachgewiesen, die nicht gestreuten Elektronen im Strahlfänger abgebremst. Die Ausleseelektronik befindet sich hinter einer Betonwand nahe beim Experiment.

Strahl getestet werden.

Für das Verständnis und die Korrektur der systematischen Unsicherheit ist während des Experiments eine Messung von allen Größen erforderlich, die im Falle einer Korrelation mit der Polarisationsumschaltung eine systematische Veränderung der gemessenen Asymmetrie vortäuschen können. Hierzu werden Polarisation, Strahlstrom, Strahlage, Strahlenergie und Targetdichte während der gesamten Meßzeit gleichzeitig zum laufenden Experiment überwacht.

### 3 Aufbau des Detektorsystems

Ziel des experimentellen Aufbaus des A4-Experiments ist der Nachweis elastisch gestreuter Elektronen. Diese werden mit Hilfe eines elektromagnetischen Kalorimeters nachgewiesen. Um ebenfalls stattfindende inelastische Streuereignisse in der Datenanalyse von diesen trennen zu können, ist eine Energiemessung der Einzelereignisse erforderlich. Das hierzu entwickelte Kalorimeter befindet sich momentan im Aufbau.

#### 3.1 Aufbau des Kalorimeters

Das Kalorimeter wird aus 1022 Einzeldetektoren zusammengesetzt, von denen jeder einzelne aus einem  $\text{PbF}_2$ -Kristall mit angekoppeltem Photomultiplier besteht. Die Kristalle sind in einem zylinderförmigen Segment aus 7 Ringen mit jeweils 146 Detektoren symmetrisch zur Strahlachse angeordnet. Die Detektorringe decken hierbei einen Streuwinkel  $\theta = (35 \pm 5)^\circ$  und einen Raumwinkel von 0.7 sr ab. Abbildung 4 [JB97] verdeutlicht den Aufbau.

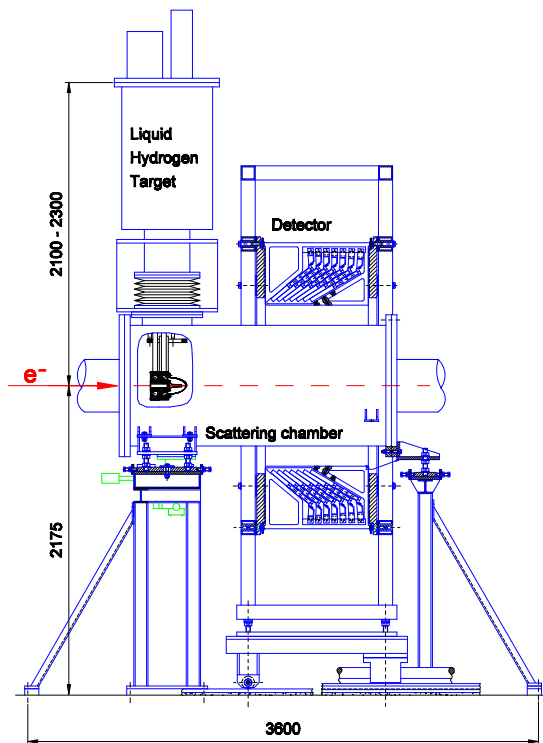


Abbildung 4: Längsschnitt durch Streukammer und Detektor. Der Elektronenstrahl trifft auf das Wasserstoff-Target. Die elastisch gestreuten Elektronen werden mit dem Kalorimeter nachgewiesen. Zu erkennen ist die Anordnung der Kalorimetermodule in 7 Ringen.

Die kritische Energie des gewählten Detektormaterials beträgt 9 MeV. Teilchen, die eine höhere Energie besitzen, erzeugen Čerenkovstrahlung, die mit den Photomultipliern nachgewiesen wird. Die bei diesem Prozeß in einem Kristall deponierte Energie wird aus der Ladung des erzeugten PM-Pulses bestimmt. Die Geometrie der Kristalle ist so gewählt, daß bei zentralem Einschuß in einen Kristall in diesem und den 8 ihn umgebenden Kristallen etwa 99% der Energie des Ereignisses deponiert werden [Grm96]. Um die Energie eines Ereignisses mit der für das Experiment notwendigen Genauigkeit bestimmen zu können, ist die Summation der Ladungen der PM-Pulse dieser 9 Kristalle notwendig. Die Summation der einzelnen PM-Pulse wird in der nachgeschalteten Elektronik vorgenommen.

Zur schnellen Verarbeitung der Signale existiert zu jedem Detektorkristall ein eigener Elektronikkanal. Dieses parallele Konzept der Detektorauslese ist notwendig, um die Totzeit der Elektronik zu minimieren. Die Totzeit der Elektronik kann durch dieses Konzept auf die festgelegte Integrationszeit, in welcher die Ladung des PM-Pulses bestimmt wird, beschränkt werden. Ein Beispiel für das Signal eines Photomultipliers bei zentralem Einschuß in einen  $\text{PbF}_2$ -Kristall zeigt Abbildung 5. Die Pulsbreite liegt, bezogen auf 10% Signalamplitude, bei etwa 16 ns. Die Integrationszeit wurde zum Erreichen eines optimalen Signal-Rausch-Verhältnisses auf 20 ns festgelegt.

Die Ausleseelektronik besteht somit aus ebenfalls 1022 Modulen. Jedes Modul ist in zwei Einheiten gegliedert, dem sogenannten Analogteil und dem Digitalteil. Im Analogteil, als MEDUSA bezeichnet, werden die zugeführten PM-Pulse ausgewertet. Die dabei erzeugten digitalen Daten werden dann vom Digitalteil ausgelesen und verarbeitet. Analog- und Digitalteil sind physikalisch getrennt aufgebaut.

## 3.2 Die Triggerelektronik MEDUSA

### 3.2.1 Das zugrundeliegende Konzept

Der Analogteil der Elektronik setzt sich aus 1022 Modulen zusammen, das einzelne Modul wird als Analogmodul bezeichnet. Jedem Analogmodul werden die PM-Signale von 9 zugehörigen Detektorkristallen zugeführt. Folgende Aufgaben sind von einem Analogmodul durchzuführen:

- Erkennung von Ereignissen durch Auffinden lokaler Maxima anhand der 9 Signale
- Energiebestimmung gefundener Ereignisse
- Übergeben von Daten an den nachgeschalteten Digitalteil
- Unterdrückung von Doppeltreffern

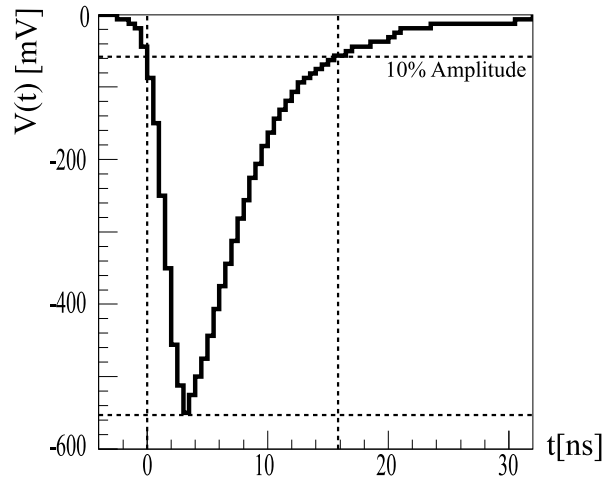


Abbildung 5: Photomultipliersignal eines  $\text{PbF}_2$ -Kristalls bei zentralem Einschuss, aufgenommen mit einem Digital-Oszilloskop (Abtastrate 2 GHz, analoge Bandbreite 500 MHz).

Die aufgeführten Aufgaben sind in der elektronischen Verschaltung der Analogmodule realisiert. Da auftretende Ereignisse sich nicht auf einen einzelnen Detektorkristall und damit auf ein einzelnes Analogmodul beschränken, ist ein Austausch der rohen analogen Signale und von digitalen Triggerinformationen zwischen den einzelnen Analogmodulen erforderlich. Die dafür notwendigen Signalwege werden in einer Vernetzung der Analogmodule untereinander realisiert.

### 3.2.2 Die Vernetzung der Analogmodule

Abbildung 6 zeigt schematisch einen Kalorimeterrausschnitt und verdeutlicht die verwendeten Bezeichnungen für die relativen Positionen der Analogmodule zueinander. Durch ein auftreffendes Elektron wird in einem lokalen Detektorgebiet ein elektromagnetischer Schauer erzeugt. Von den entstehenden PM-Pulsen wird derjenige mit der größten Amplitude auf dem zugehörigen Analogmodul als lokales Maximum erkannt. Der Puls dieses Detektors wird als Zentralkanal  $A_0$  bezeichnet. Die 8 umliegenden Pulse werden, wie eingezeichnet, mit  $A_1$  bis  $A_8$  bezeichnet. Dieses Detektorgebiet kennzeichnet die Nachbarschaftszone des Zentralkanals. Sie wird von der sogenannten Vetozone mit den Signalen  $R_1$  bis  $R_{16}$  umschlossen. Jedem Analogmodul müssen die PM-Pulse seiner Nachbarschaftszone zugeführt werden, um feststellen zu können, ob der zugehörige Detektor Zentralkanal eines auftretenden Ereignisses ist. Ist dies der Fall, müssen zur Bestimmung der Ladung und damit der Energie die Pulse von Zentralkanal und Nachbarschaftszone summiert werden.

Des Weiteren werden zur Doppelpulserkennung digitale Informationen zwischen

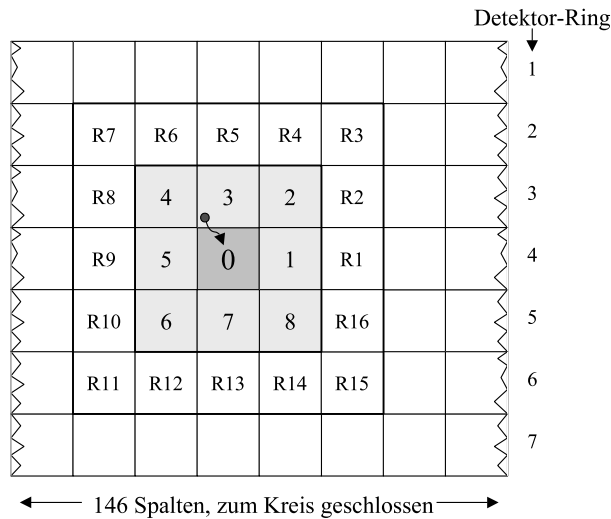


Abbildung 6: Schematischer Ausschnitt aus dem Kalorimeter. In Detektor 0 wird durch ein Elektron ein Schauer ausgelöst. Der wesentliche Anteil der Schauerenergie wird im Detektor 0 und seiner direkten Nachbarschaftszone 1-8 deponiert. Die Detektoren R1-R16 definieren die sogenannte Vetozone, in der ein gleichzeitiges Ereignis zur Unterdrückung (*Veto*) des Ereignisses führen würde.

den Modulen ausgetauscht. Diese Informationen dienen dem Auffinden von Doppelpulsen und führen gegebenenfalls zur Unterdrückung eines detektierten Ereignisses, einem sogenannten *Veto*. Doppeltreffer entstehen durch zwei oder mehr Ereignisse, die innerhalb der Totzeit des Detektors auf ein lokales Gebiet im Detektor treffen und nicht mehr in Einzelereignisse zu trennen sind. Sie müssen deshalb verworfen werden.

Die Erkennung der Doppelpulse geschieht auf zwei Arten.

Zum einen darf während der Integrationszeit kein weiteres lokales Maximum in einem beliebigen Modul im gesamten Bereich innerhalb der Vetozone auftreten. Die Module in der Vetozone müssen daher die Informationen aufgetretener lokaler Maxima untereinander austauschen.

Zum anderen müssen die PM-Pulse der Nachbarschaftszone, einschließlich des Zentralkanals, auf ihre Form hin untersucht werden. Die aufsummierten PM-Pulse eines gültigen Ereignisses dürfen nur innerhalb eines festgelegten Zeitfensters von 5 ns Breite um das Maximum des Zentralkanals ein Maximum aufweisen. Die dafür notwendigen Signale für aufgetretene Maxima der PM-Pulse werden von den einzelnen Analogmodulen durch eine Pulsformung erzeugt und an die Module in der Nachbarschaftszone verteilt.

Zur Realisierung der Vernetzung werden die Analogmodule in gleicher Weise wie die Kristalle angeordnet, d.h. in einem Ring mit 146 horizontal angeordneten Spalten, wobei jede Spalte aus 7 vertikal angeordneten Karten besteht. Die 7

Karten einer Spalte sind hierbei über einen gemeinsamen Rahmen miteinander verbunden. Außerdem sind die benachbarten Karten einer Spalte zum Signalaus-tausch über zwei vielpolige Verbindungsleisten (*Flexstrips*), mit 13 bzw. 16 Polen, miteinander verbunden. Die 13-polige Verbindung dient zum Austausch analoger Photomultipliersignale. Über die 16-polige Verbindung werden digitale Informa-tionen, die zur Erkennung von Mehrfachpulsen notwendig sind, ausgetauscht. Beide Verbindungen stellen innerhalb einer Spalte eine Art Bus-System dar, sie werden in dieser Arbeit mit Analogbus bzw. Digitalbus bezeichnet. Der Signalaus-tausch zwischen den Spalten erfolgt zum einen über die Frontplatte, hier tauschen horizontal benachbarte Karten ihre Photomultipliersignale aus. Zum anderen ge-schieht der Austausch über Steckerleisten auf der Rückfront der Analogmodule, wo digitale Signale zur Doppelpulserkennung ausgetauscht werden.

### 3.2.3 Das Analogmodul

Da sich die Entwicklung des Analogmoduls ihrem Ende nähert, aber noch nicht abgeschlossen ist, gibt es verschiedene Versionen des Moduls. Alle Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit wurden mit Version V3.0 (Stand 10.2.1998) durch-geführt. Bei den neueren Versionen (ab V4.0) wurden Detailänderungen zur Ver-besserung einzelner Funktionsgruppen vorgenommen. Die prinzipielle Funktions-weise des Moduls wurde dabei nicht verändert, so daß die im Rahmen dieser Arbeit gemachten Untersuchungen für die neuen Versionen bestand haben.

Die erforderliche Verarbeitung von schnellen Pulsen auf dem Analogmodul wurde im Entwurf berücksichtigt. Die Verschaltung der Analogmodule wird deshalb auf einer 8-lagigen Vielschichtplatine (*multi layer*) aufgebaut. Auf den schnellen Sig-nalwegen werden ECL-Logik-Bausteine verwendet, welche die bei hochfrequenten Signalen notwendigen kurzen Schalt- und Gatterlaufzeiten gewährleisten. Die Gatterlaufzeiten der ECL-Logik-Familie liegen im Bereich einer Nanosekunde.

Abbildung 7 verdeutlicht die Funktionsweise des Analogmoduls.

Dem Analogmodul wird über ein zeitlich abgeglichenes Koaxialkabel das Photo-multipliersignal des zugeordneten Detektorkristalls zugeführt. In der Eingangs-stufe werden dieses Signal und die entsprechenden PM-Pulse der Module der Nachbarschaftszone ( $A_1$  bis  $A_8$ ) zeitlich miteinander synchronisiert und über die Frontplatte bzw. den Analogbus an die benachbarten Module verteilt oder von diesen empfangen. Die Eingangsstufe leitet die jeweils notwendigen Analogsignale auch an die nachfolgenden Funktionsgruppen der Elektronik weiter. Zur Erzeu-gung des Energiesignals werden nun die Signale  $A_0$  bis  $A_8$  aufsummiert und an-schließend integriert. Am Ende der Integrationszeit wird das Signal mit einem 8 bit Flash-Analog-Digital-Converter (FADC) digitalisiert. Verwendet wird hierbei das Bauelement TS 8378, dessen Verhalten bei schnellen Signalen eine genaue Untersuchung dieses Bauelements notwendig machte. Diese Untersuchung ist Ge-genstand des vierten Kapitels. Die Integration und die Digitalisierung werden nur durchgeführt, wenn das Analogmodul ein lokales Maximum erkannt hat und dar-

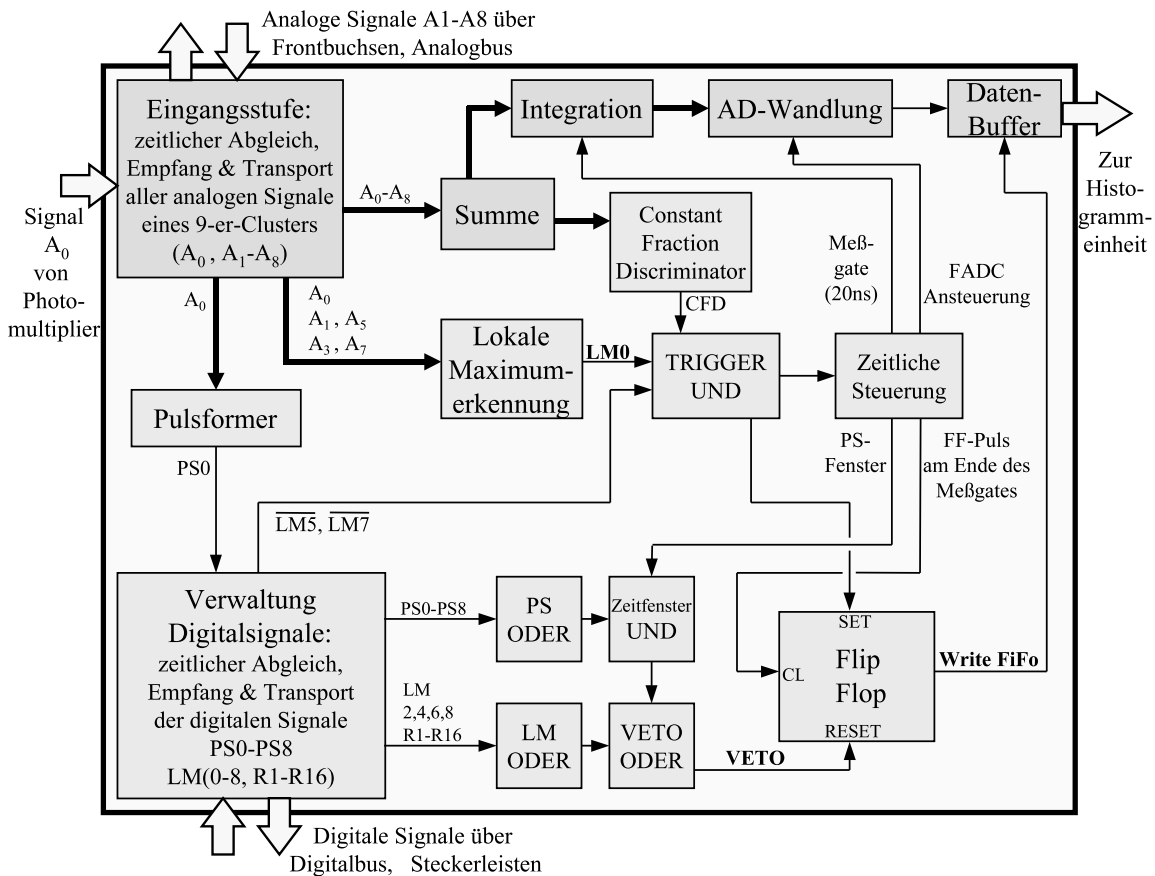


Abbildung 7: Blockschaltbild der prinzipiellen Funktionsweise des Analogmoduls. Die analogen PM-Signale  $A_0 - A_8$  werden summiert, integriert und durch einen FADC digitalisiert. Ist das Signal  $A_0$  ein lokales Maximum (LM0), wird ein Trigger erzeugt. Dieser steuert den zeitlichen Ablauf aller Operationen und erzeugt, sofern kein Signal zum Verwerfen des Ereignisses (Veto) vorliegt, einen Schreibpuls (Write FiFo), der die Daten an das Histogrammmodul weiterleitet.

aus ein Triggerpuls abgeleitet wurde. Ein lokales Maximum liegt dann vor, wenn die Amplitude des Eingangssignals größer ist als die Amplituden seiner vertikalen ( $A_3$  und  $A_7$ ) und horizontalen ( $A_1$  und  $A_5$ ) Nachbarmodule und außerdem über einer Schwellenspannung liegt, die als LM-Schwelle bezeichnet wird. Diese Schwelle kann, ebenso wie weitere Schwellen für den Pulsformer und den constant-fraction-Diskriminator, über ansteuerbare Digital-Analog-Konverter (DAC) auf jedem Modul beliebig eingestellt werden. Bei Vorliegen eines lokalen Maximums wird ein digitaler Puls erzeugt (LM0). Aufgrund der Verschaltung der Module ist es möglich, daß benachbarte Karten gleichzeitig ein lokales Maximum erkennen. Da ein Ereignis aber nicht mehrmals registriert werden darf, ist eine Priorität der Karten untereinander in der Verschaltung realisiert worden. Dies geschieht



über das nachgeschaltete Trigger-UND, welches nur dann einen Trigger erzeugt, wenn die benachbarten Module 5 und 7 gleichzeitig kein lokales Maximum melden ( $\overline{LM5}$  bzw.  $\overline{LM7}$ ). Das Signal des sogenannten *constant-fraction*-Diskriminators erzeugt ein zeitlich von der Amplitude des Summensignals unabhängiges Signal, das zur definierten Festlegung des Triggerzeitpunktes dient.

Nach Erzeugung eines Triggers werden von diesem eine Reihe von Operationen auf dem Modul ausgelöst: Zum einen wird das Auftreten eines Triggers in einem Flip-Flop gespeichert, zum anderen werden verschiedene zeitkritische Pulse erzeugt. Es werden ein Meßgate (Integrationsgrenzen) von 20 ns, die Ansteuerung des FADC, ein Puls zum Auslesen des Flip-Flops und ein Zeitfenster für die Veto-Logik des Moduls erzeugt. Das Auslesen des Flip-Flops erzeugt bei gesetztem Flip-Flop den Schreibpuls (*Write FiFo*), der die digitalisierten Daten an den Digitalteil weiterleitet. Gelöscht wird das Flip-Flop durch das Auftreten eines Veto-Pulses, was gleichbedeutend mit dem Verwerfen des aufgetretenen Ereignisses ist.

Ein Veto wird erzeugt, wenn entweder ein zum Modul diagonal liegendes Modul (LM 2,4,6,8) oder ein Modul in der Vetozone (LM R1-R16) ein lokales Maximum erkannt hat, oder wenn das Eingangssignal eines beliebigen Moduls im Nachbarschaftsbereich ein Maximum außerhalb des definierten Zeitbereichs aufweist. Realisiert wird die Erkennung von Maxima durch den Pulsformer (*puls-shaper*). Dieser erzeugt beim Auftreten eines Maximas im Signalverlauf einen kurzen Puls (1-2 ns breit). Erzeugt nun irgendein Modul innerhalb der Nachbarschaftszone ein solches PS-Signal außerhalb eines schmalen Zeitfensters, wird ein Veto erzeugt. Das Zeitfenster ist mit 5 ns Breite so gewählt worden, daß kleine Abweichungen in den Laufzeiten der einzelnen Signale aufgefangen werden, zeitlich liegt es um das Maximum des Zentralkanals (PS0). Die komplexe Verschaltung der Veto-Logik ist im unteren Teil von Abbildung 7 angedeutet.

Auf den neuen Versionen des Triggermoduls (ab V5.0) wird zusätzlich zur Vermessung des Summensignals von 9 Detektoren auch das Signal des Zentralkanals vermessen. Dies geschieht in analoger Weise zum Summensignal, d. h. daß das Signal  $A_0$  integriert und mit einem 6-Bit FADC (VP211) digitalisiert wird. Die hierdurch gewonnene Information wird dazu verwendet werden, eine genauere Aussage über den Auftreffort eines Teilchens im Einzelkristall machen zu können [Bug98].

### 3.3 Der Digitalteil

Der Digitalteil besteht aus 146 Histogrammodulen. Diese sind (ab V3.0) als Einschubkarten für einen VME-Überrahmen mit voll ausgestattetem Bus (Schnittstelle  $2 \times 96$  Pins) ausgeführt. Jedes Histogrammodul dient zur Verwaltung der Daten einer Spalte von 7 Analogmodulen. Dementsprechend besitzt jedes Histogrammodul 7 Untereinheiten zur Datenaufnahme, bezeichnet als Histogrammeinheit. Diese Einheiten sind jeweils über ein 34-poliges Flachbandkabel mit dem

Datenausgang des entsprechenden Analogmoduls verbunden. Die Übertragung der Daten erfolgt zweipolig über differentielle Treiber- und Empfängerbausteine. Ausgelesen werden die Daten nach dem vom Analogmodul erzeugten Schreibpuls (Write FiFo). Ein einzelnes Datum besteht hierbei aus 15 Bit, die sich wie folgt zusammensetzen:

- Gesamtenergie eines Ereignisses, 8 Bit
- Energie des Zentralkanals, 6 Bit
- Polarisation des Elektronenstrahls, 1 Bit

Da der verwendete Histogrammprozessor nicht in der Lage ist, zeitlich schnell aufeinanderfolgende Daten (Minimum 20 ns) zu verarbeiten, werden die empfangenen Daten zunächst in einen schnellen Zwischenspeicher, die sogenannte Warteschlange (*FiFo*, First-In-First-Out), geschrieben. Solange dieser Zwischenspeicher Daten enthält, werden diese vom Histogrammprozessor ausgelesen und verarbeitet. Der Prozessor verwendet das 15-Bit-breite Datenwort nun als Adresse zur Adressierung des eigentlichen Histogrammspeichers. Jede Speicherzelle entspricht dabei einem möglichen Datenwert und wird nach der Adressierung um eins erhöht. Diese Form der Datenspeicherung entspricht einer Histogrammierung, wobei die zeitliche Information über das Auftreten der Einzelereignisse verloren geht. Der Histogrammspeicher ist mit 32 Bit Tiefe ausreichend bemessen, um längere Meßphasen zu ermöglichen und wird während des Experiments über die VME-Schnittstelle zu definierten Zeiten ausgelesen und zurückgesetzt.

## 4 Charakterisierung des Analog-Digital-Wandlers TS 8378

Zur Digitalisierung des Summensignals wird auf dem Analogmodul ein schneller 8-Bit-Wandler benötigt. Verwendet wird der TS 8378 der Firma Thomson-CSF. Wegen des gefundenen Verhaltens dieses Bauelementes bei hochfrequenten Eingangssignalen wurde eine Untersuchung zur genauen Charakterisierung des Wandlers durchgeführt. Die dabei gefundenen Ergebnisse werden in diesem Kapitel dargelegt.

### 4.1 Notwendigkeit der durchgeführten Messungen

Bei Funktionstests mit Target und Elektronenstrahl an einem Aufbau mit 49 voll vernetzten Analogmodulen der Version V3.0 wurden Energiespektren aufgenommen. Bei den Kanälen 64, 128 und 192 der aufgenommenen Spektren war die Anzahl der Einträge stark reduziert oder sogar 0. Abbildung 8 zeigt ein solches Spektrum. Dieser Effekt ist auf den einzelnen Analogmodulen unterschiedlich ausgeprägt und wurde bei ca. 75% der verwendeten Module, mit mehr oder weniger starker Ausprägung der Einbrüche bei den einzelnen Kanälen, festgestellt. Aufgrund der Tatsache, daß der digitale Wert der Kanalnummern 64, 128 und 192 einem Vielfachen des digitalen Wertes  $2^6 = 64$  entspricht, wurde zunächst ein Fehler in der Logik des digitalen Histogrammoduls vermutet. Eine Überprüfung zeigte aber, daß dieses Problem im analogen Teil der Elektronik liegt, wobei hier

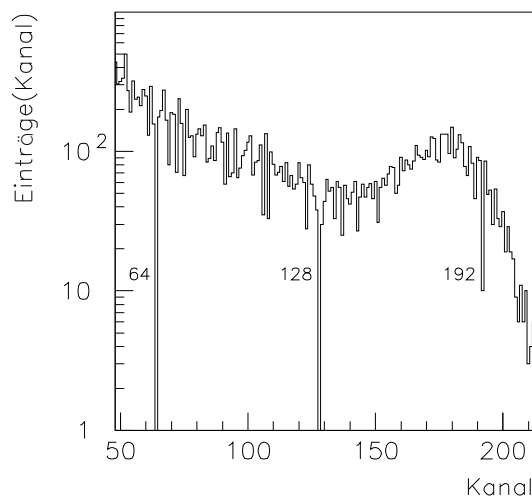


Abbildung 8: Beispiel eines Energiespektrums mit Einbrüchen. Bei den Kanälen 64,128 sind keine Einträge vorhanden, Kanal 192 enthält nur etwa 10% der zu erwartenden Einträge.

nur die Digitalisierung des Energiesignals mit Hilfe des TS 8378 als plausible Möglichkeit in Frage kam. Um genauere Aussagen über dieses Problem machen zu können und mögliche Auswirkungen auf die experimentelle Datennahme aufzufinden, wurde daher der TS 8378 genauer getestet. Zu diesem Zweck wurde eine Testplatine entworfen, und mit ihr eine Reihe von Tests mit dem Wandler durchgeführt und nach einer möglichen Verbesserung der Verschaltung des TS 8378 auf der Analogkarte gesucht. Des Weiteren werden abschließend Messungen vorgestellt, die zur qualitativen Differenzierung aller TS 8378 verwendet werden sollen. Dies ist erforderlich, um aus 1150 zur Verfügung stehenden TS 8378 geeignete und qualitativ gute Wandler für das Experiment auswählen zu können.

## 4.2 Der schnelle Wandler TS 8378

Bei dem verwendeten Wandler TS 8378 handelt es sich um einen Flash-Analog-Digital-Converter (FADC). Wichtig für das Verständnis der in diesem Kapitel gemachten Darlegungen ist die Kenntnis des allgemeinen Prinzips eines solchen n-Bit FADC, man betrachte hierzu auch Abbildung 9. Bei diesem Wandlertyp vergleichen  $2^n - 1$  analoge Komparatoren das zu digitalisierende Eingangssignal  $U_{IN}$  mit ebenso vielen Teilspannungen. Die Teilspannungen werden dabei über einen Spannungsteiler aus  $2^n - 1$  Widerständen gleicher Größe so erzeugt, daß sie den analogen Spannungsbereich des Wandlers in ebenfalls  $2^n - 1$  äquidistante

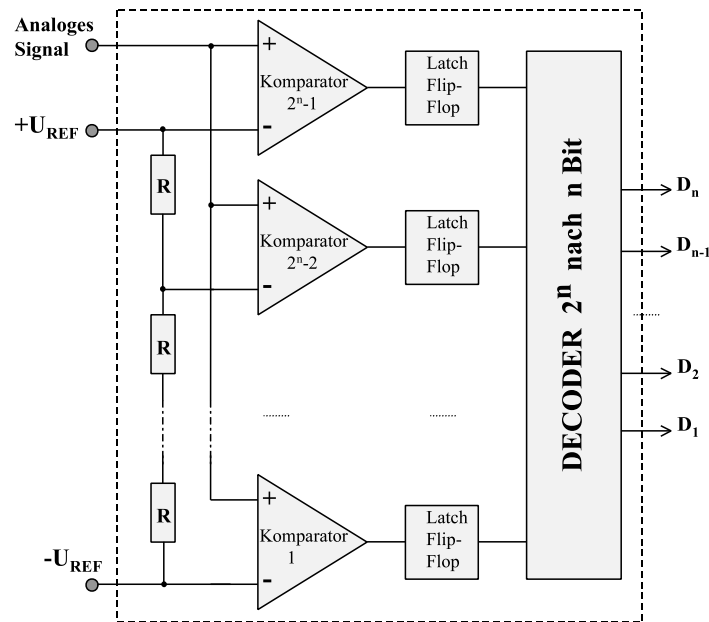


Abbildung 9: Prinzip eines Flash-Analog-Digital-Converters. Das parallele Vergleichen des analogen Signals mit Hilfe der Komparatorenkette ermöglicht die schnelle Wandlung.

Spannungen zerlegen. Die Teilspannung  $U_i$  stellt somit für den Übergang vom digitalen Ausgangswert  $i - 1$  nach  $i$  die dazugehörige analoge Übergangsspannung dar. Ist die Teilspannung  $U_i$  größer als das Eingangssignal  $U_{IN}$ , wird der logische Ausgangswert des entsprechenden  $i$ -ten Komparators null, umgekehrt bei größerem Eingangssignal logisch eins. Die gesamte Komparatorkette vergleicht also das Eingangssignal parallel mit allen möglichen Übergangsspannungen, und die Ausgänge liefern in aufsteigender Komparatorreihenfolge solange den Wert eins, bis das Eingangssignal kleiner ist als die dem Komparator entsprechende Teilspannung  $U_i$ . Dieser und alle nachfolgenden Komparatoren liefern den Ausgangswert null. Der zu findende digitale Ausgangswert entspricht daher der Nummer des letzten Komparators mit logischem Ausgang eins. Die Ausgänge der Komparatoren werden in je einem Flip-Flop zwischengespeichert und von diesen einer Dekodiermatrix, einem sogenannten *Decoder*, zugeführt. Der Decoder wandelt die  $2^n - 1$  Komparatorergebnisse in einen  $n$ -Bit Wert um und stellt diesen Wert an den digitalen Ausgängen bereit. Die Genauigkeit dieses Verfahrens wird bestimmt durch die Genauigkeit, mit der die Einzelwiderstände der Spannungsteilerkette aufeinander abgeglichen sind.

Der TS 8378 [Tho94] ist in ECL-Logik realisiert, welche durch kurze Schaltzeiten hohe Digitalisierungsraten ermöglicht. Dementsprechend sind alle Steuer- und Ausgangssignale des Wandlers ECL-Pegel (ECL: LOW=-1.7 Volt, High=-0.9 Volt). Zur Ansteuerung benötigt der Wandler zwei Steuersignale, welche als Clock 1 (CLK1) und Clock 2 (CLK2) bezeichnet werden. Mit CLK1 werden die Komparatoren angesteuert, CLK2 steuert die nachgeschalteten Flip-Flops an. In Abbildung 10 sind beide Clock-Pulse und die Definitionen damit verbundener Zeiten schematisch dargestellt. Der gezeigte Digitalisierungszeitpunkt auf der

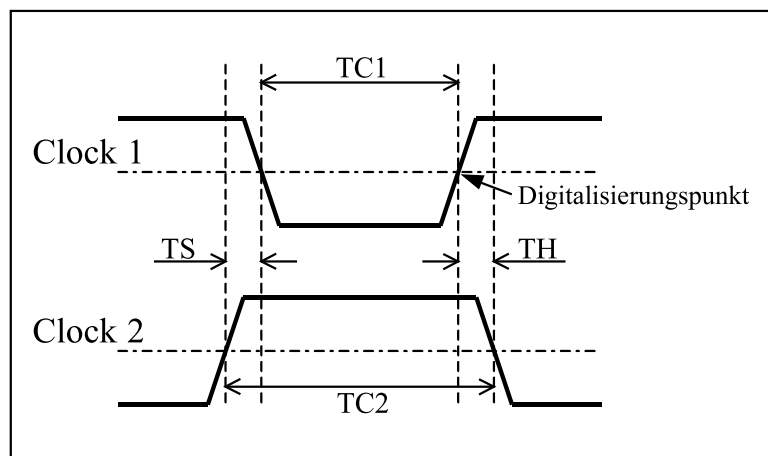


Abbildung 10: Clocks des TS 8378, Definitionen einiger Zeiten. Als wichtigste Zeit für eine einwandfreie Wandlung hat sich die Haltezeit TH (hold time) herausgestellt.

hinteren, steigenden Flanke von CLK1 konnte mit der aufgebauten Testplatine (s. Abschnitt 4.4) verifiziert werden. Das zu diesem Zeitpunkt anliegende Eingangssignal entspricht dem digitalen Ausgangswort. Die Zeiten TC1 und TC2 sind die Pulsbreiten der beiden Clock-Pulse, diese müssen mindestens 3.3ns breit sein. Mit TS (*set-up time*) wird die Zeit zwischen den vorderen Flanken der beiden Clocks, mit TH (*hold time*) die Zeit zwischen den hinteren Flanken bezeichnet. Beide Zeiten sind laut Datenblatt mit einer Einstellung von null verträglich. In den nachfolgenden Kapiteln wird gezeigt werden, daß diese Einstellung für TH für die gefundenen Probleme mitverantwortlich ist.

Tabelle 1: Eigenschaften des TS 8378 laut Datenblatt [Tho94]

<b>Kennwerte des TS 8378</b>	
Eingangskapazität	20 pF
Eingangswiderstand	10k $\Omega$
Analoge Bandbreite	150 MHz
Maximaler Digitalisierungsbereich	-3 bis +3.2 Volt
Maximale Digitalisierungsrate	150 MHz
Verzögerungszeit TD (CLK1/Output)	4 ns
Set-Up Time TS (min)	0 ns
Hold Time TH (min)	0 ns
Integrale Nichtlinearität	< 0.5
Differentielle Nichtlinearität	< 0.5

Tabelle 1 zeigt die wesentlichen Eigenschaften des TS 8378. Die hohe Digitalisierungsrate von bis zu 150 MHz bei einer großen Bandbreite des Eingangssignals und ein gutes lineares Verhalten waren entscheidende Auswahlkriterien für die Verwendung des TS 8378.

Beim Aufbau der Beschaltung des TS 8378 auf dem Analogmodul (Abbildung 11), wurden die Angaben des Datenblatts und des darin enthaltenem Applikationsbeispiels umgesetzt. Die obere Referenzspannung wurde auf 0 Volt (GND) festgelegt, zur genauen Anpassung der unteren Referenzspannung dient eine Zenerdiode mit 1.20 Volt Gegenspannung. Beide Referenzspannungen werden mit Hilfe eines Operationsverstärkers (OPA 2650) und den Referenzspannungs-Senseleitungen des 8378 stabilisiert. Das zu digitalisierende Signal wird über einen Operationsverstärker (HFA 1145) gepuffert und in nicht-invertierender Beschaltung wird der Bezugspunkt des Eingangssignals von GND auf -1.20 Volt gelegt, was durch das Zuführen der negativen Referenzspannung auf den invertierenden Eingang erreicht wird. Zur Ansteuerung der Clocks dient ein 20 ns breiter Puls, wobei CLK1 mit dem invertierten Signal angesteuert wird. Die Ausgangssignale werden über Ausgangstreiber(10H601)gepuffert und von ECL in TTL gewandelt, sie stehen bis zur nächsten Wandlung an den Ausgängen an.

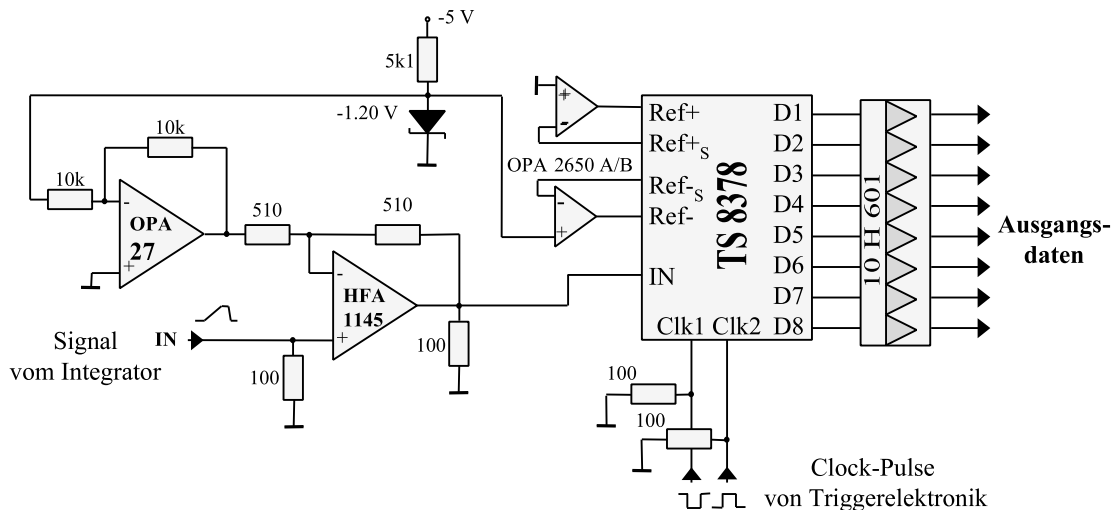


Abbildung 11: Beschaltung des TS 8378 auf den Analogmodulen bis V3.0. Die Beschaltung richtete sich an einem Applikationsbeispiel des Datenblattes aus.

### 4.3 Charakteristische Kennlinien eines ADC

Ein ADC kann im wesentlichen durch zwei Kennlinien in seiner Funktion beschrieben werden:

- Integrale Nichtlinearität (INL)
- Differentielle Nichtlinearität (DNL)

Beide Kennlinien geben Abweichungen des realen Verhaltens des Wandlers vom idealen Verhalten an. Zum Verständnis beider Kennlinien und um die in dieser Arbeit verwendeten Definitionen beider Größen zu verdeutlichen, betrachte man Abbildung 12. Im Diagramm auf der linken Seite ist die Kurve eines idealen ADC dargestellt, auf der rechten Seite ein Beispiel für eine mögliche reale Kurve, beide Kurven zeigen gemittelte Werte an. Auf der Abszisse ist jeweils das analoge Eingangssignal des ADC aufgetragen, die Ordinaten zeigen die zugehörigen digitalen Ausgangswerte. Der Nullpunkt wurde auf  $U_{REF-}$  (untere Referenzspannung, liefert 0 als Digitalwert) verschoben, die Einheit  $\Delta U_{LSB}$  entspricht dem mittleren Quantisierungssprung, also  $\Delta U_{LSB} = (U_{REF+} - U_{REF-})/256$ . Die gezeigte Treppenfunktion (Meßkurve) stellt das Verhalten eines ADC im Idealfall dar. Wird die Spannung um  $\Delta U_{LSB}$  erhöht, springt der ideale FADC auf den nächsthöheren Digitalwert. Verbindet man die Mittelpunkte der einzelnen Treppen, so erhält man eine Gerade (Verbindung der Kanalmitten), die man als *ideale Kurve* des ADC bezeichnen kann.

Die dazu analoge Meßkurve eines realen Wandlers auf der rechten Seite weicht

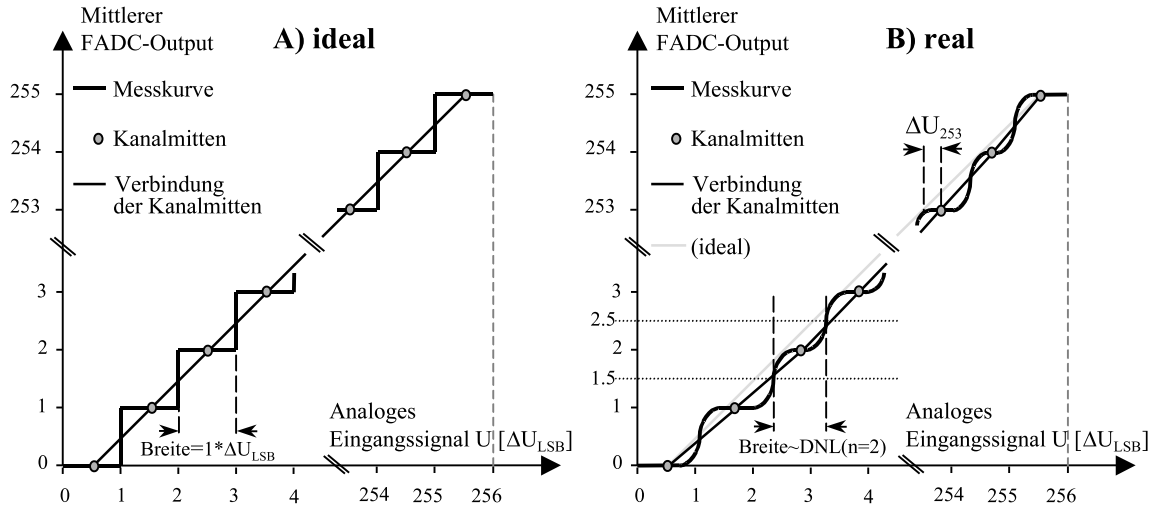


Abbildung 12: Zur Definition der integralen und differentiellen Nichtlinearität.

von der idealen Treppenfunktion ab. Zum einen gibt es Übergangsbereiche zwischen den einzelnen Kurven, d. h. die Werte sind nicht mehr diskret. Der Wandler selbst liefert natürlich diskrete Werte, aber aufgrund von Streuungen in der Messung wird die Meßkurve durch Mittelung über viele Messungen erhalten.

Andererseits sind die Kanalmitten gegenüber der idealen Meßkurve verschoben, d. h. sie weichen vom idealen linearen Verhalten ab. Die Kanalmitten bestimmt man hierbei über die Schnittpunkte der Meßkurve mit den zur Abszisse parallelen Geraden  $g_{\pm} = n \pm 0.5$  (s. Abbildung für  $n=2$ ). Die Abweichungen der Kanalmitten von der idealen Gerade werden als integrale Nichtlinearität (INL) bezeichnet, in Abbildung 12 wird ein Beispiel für die  $INL(n)$  bei Kanal  $n=253$  gezeigt. Die INL wird in  $\Delta U_{LSB}$  angegeben, der ideale Wandler hat per Definition eine integrale Nichtlinearität  $INL(n) = 0$ .

Eine weitere Abweichung vom idealen Verhalten betrifft die Breiten der einzelnen Kanäle. Jeder Kanal des idealen Wandlers besitzt in Einheiten von  $\Delta U_{LSB}$  die Breite 1. Der reale Wandler weicht davon ab, die Kanalbreiten können kleiner oder größer als 1 sein, dies ist beim FADC auf Ungenauigkeiten in der Widerstandskette zur Erzeugung der Übergangsspannungen zurückzuführen. Ein zu kleiner Widerstand bedeutet eine DNL kleiner 1, umgekehrt wird ein zu großer Widerstand eine DNL größer 1 erzeugen. Die Kennlinie der Kanalbreiten wird als differentielle Nichtlinearität (DNL) bezeichnet. Angegeben wird sie ebenfalls in Einheiten von  $\Delta U_{LSB}$ , der ideale Wandler hat dementsprechend eine differentielle Nichtlinearität  $DNL(n) = 1$ .

Zur Bestimmung der integralen Nichtlinearität wird, wie in der Abbildung gezeigt, der mittlere digitale Ausgangswert des Wandlers gegen das zugeführte analoge Eingangssignal gemessen. Bei der Messung für die Bestimmung der differentiellen Nichtlinearität werden hingegen die Ausgangswerte des Wandlers histogrammiert,



wobei beim analogen Eingangssignal auf Gleichverteilung (z. B. durch ein Dreieckssignal am Eingang des ADC) zu achten ist.

Die unterdrückten Kanäle im Energiespektrum bei 64, 128 und 192 können nun beschrieben werden als verschwindende bzw. sehr kleine differentielle Nichtlinearität  $DNL(n) \ll 1, n = 64, 128, 192$ .

#### 4.4 Verschaltung für detailliertes Vermessen des FADC

Zum Vermessen des TS 8378 wurde eine Verschaltung entworfen (ADC-Testplatine), mit welcher INL und DNL vermessen werden können. Außerdem sollte das Verhalten des FADC bei Veränderung der Steuersignale (CLK1, CLK2 und analoges Eingangssignal) mit dieser Schaltung untersucht werden können.

Das Prinzip der ADC-Testplatine zeigt Abbildung 13 (Schaltplan s. Anhang A). Von einem Rechner aus werden über VME-Bus digitale Daten an einen Digital-Analog-Converter (DAC) gesendet. Dieser wandelt den Digitalwert in einen entsprechenden analogen Spannungswert um. Die DAC-Daten besitzen eine Auflösung von 16 Bit, der TS 8378 mit 8 Bit Auflösung kann daher mit einer Genauigkeit von bis zu  $1/256$  Kanalbreite angesteuert werden. Bei den durchgeführten Messungen wurde eine Auflösung von 12 Bit für den DAC gewählt, was einer Genauigkeit von  $1/16$  Kanalbreite des ADC entspricht. Parallel zu den Daten wird ein Triggerpuls an den ADC-Tester gesendet. Dieser Puls wird, um einen schnellen und einwandfreien Arbeitsablauf zu gewährleisten, durch die ADC-Testplatine quittiert. Dadurch ist es möglich, die rechnergesteuerte Datenauslese zeitlich mit der ADC-Testplatine zu optimieren und Taktraten bis 50 kHz

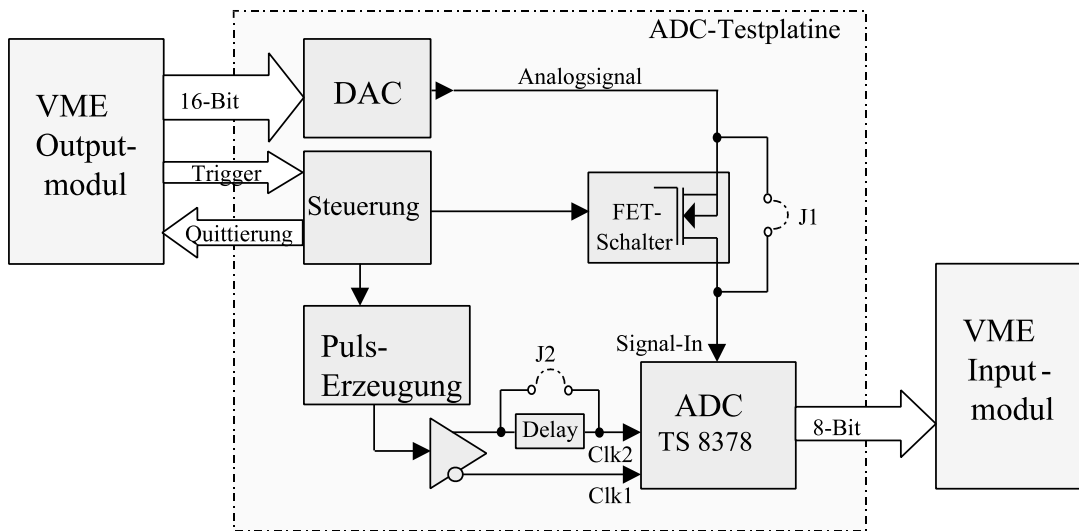


Abbildung 13: Prinzipieller Aufbau der ADC-Testplatine. Ein DAC wandelt ein 16-Bit-Wort in eine analoge Spannung um. Diese wird vom FADC wieder in ein 8-Bit-Wort umgewandelt und ausgelesen.

zu erreichen. Der Triggerpuls stößt die Steuerung der ADC-Test-Platine an, die zum einen das vom DAC gelieferte Signal über einen FET-Schalter an den Eingang des TS 8378 zuschaltet, zum anderen die Pulserzeugung auslöst, die beide Clocks für den FADC erzeugt. Die erhaltenen Ausgangsdaten des TS 8378 werden nach einer definierten Zeit vom Rechner ausgelesen und verarbeitet. Durch Verändern der gesendeten Daten an den DAC kann nun der gesamte Spannungsbereich des TS 8378 untersucht werden.

Über herausnehmbare Brücken (Jumper) können verschiedene Einstellungen der Steuersignale vorgenommen werden. Bei gestecktem Jumper J1 wird der FET-Schalter überbrückt, der Signaleingang des TS 8378 liegt dann direkt am statischen Signal, welches vom DAC erzeugt wird. Bei offenem Jumper J1 wird das Signal erst kurz vor der Digitalisierung an den Eingang des FADC durchgeschaltet. Dies bewirkt einen Signalverlauf wie in Abbildung 14 dargestellt. Der Nullpunkt auf der Zeitskala entspricht dem FET-Schaltzeitpunkt. Durch Verschiebung des Digitalisierungszeitpunktes gegen dieses Signal konnten Messungen mit verschiedenen Flankensteilheiten des analogen Signals durchgeführt werden. Die Verschiebung der Signale gegeneinander wird dabei über ein Potentiometer bewerkstelligt. Die in Abbildung 14 eingezeichneten Zeiten  $t_f$  (fallend) und  $t_s$  (steigend) beziehen sich auf durchgeführte Messungen, die ich im folgenden Abschnitt vorstellen werde.

Mit dem zweiten Jumper J2 wird im Signalweg von CLK2 ein Delay-Gatter zugeschaltet oder überbrückt, wodurch eine Verschiebung von CLK1 und CLK2 zueinander möglich ist. Dadurch konnte TH, die Zeit zwischen der hinteren, steigenden Flanke von CLK1 (entspricht dem Digitalisierungszeitpunkt) und der hinteren, fallenden Flanke von CLK2, verändert werden. Das Delay wurde für die durchgeführten Messungen so abgeglichen, daß  $TH = \pm 0.25$  ns ist. Das negati-

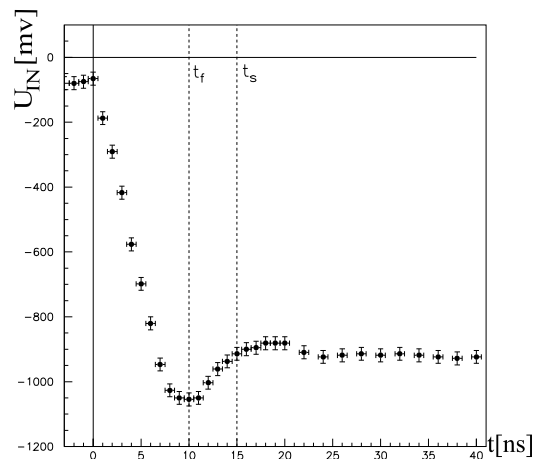


Abbildung 14: Analoges Inputsignal des TS 8378 auf der ADC-Testplatine nach dem Öffnen des FET-Schalters ( $t=0$ ).

ve Vorzeichen steht dann für geschlossenen Jumper, also bei Überbrückung des Delay-Gatters.

Es wurde versucht, die Ansteuerung des TS 8378 soweit wie möglich mit denselben Bedingungen zu realisieren, wie sie auf dem Analogmodul vorzufinden sind. Dies konnte aufgrund des einfacheren Aufbaus (Epoxidharz als Dielektrikum, Verwendung bedrahteter Bauelemente, längere Signalwege, etc.) nur bedingt erreicht werden. So ist beispielsweise die Flankensteilheit der beiden Clock-Pulse geringer. Außerdem entspricht der Signalverlauf des Eingangssignals, nach Umschalten über den FET, nicht genau den Bedingungen auf dem Analogmodul. Diese Tatsachen führen dazu, daß die Ergebnisse quantitativ nicht vergleichbar sind mit denen auf dem Analogmodul. Wohl können aber qualitative Aussagen zum aufgefundenen Problem gemacht werden.

## 4.5 Messungen mit dem TS 8378

Wie die im folgenden dargestellten Messungen zeigen werden, können die gefundenen Einbrüche mit einer Veränderung der DNL des Wandlers beschrieben werden. Auch wird gezeigt werden, daß diese Veränderung sich nicht auf die Kanäle 64, 128 und 192 beschränkt, sondern eine Veränderung der DNL über den gesamten Wertebereich des Wandlers vorliegt. Bei den nachfolgenden Betrachtungen beschränke ich mich in der Darstellung auf Kanal 128, da bei diesem Kanal die Einbrüche am größten sind und die Kanäle 64 und 192 qualitativ das gleiche Verhalten zeigen.

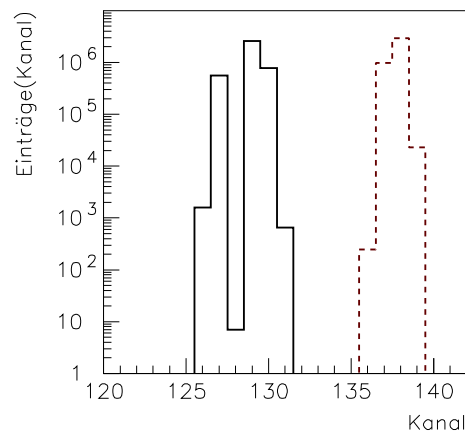


Abbildung 15: Beispiel für ein Pulsspektrum mit konstanten Eingangspulsen. Die durchgezogene Linie zeigt ein Spektrum um Kanal 128. Die bei 128 fehlenden Einträge finden sich in den Nachbarkanälen wieder, die Summe der Kanäle 126-131 ist genau gleich der Anzahl der Triggerpulse. Die gestrichelte Linie zeigt zum Vergleich das Spektrum eines Pulses ohne unterdrückten Kanal.

Zunächst wurde die grundsätzliche Frage geklärt, ob die Einbrüche im Energiespektrum mit Verlusten von Ereignissen einhergehen. Dazu wurden auf den Eingang des Analogmoduls Pulse konstanter Amplitude gegeben, was zu einem schmalen, gaußförmigen Histogramm führt (Abbildung 15). Die Signalamplitude wurde so eingestellt, daß der Histogrammschwerpunkt um 128 lag. Die Anzahl der erzeugten Pulse wurde dabei mitgezählt. Das entstandene Pulsspektrum zeigt wenig Einträge im Kanal 128, aber es gehen keine Pulse verloren, die dort verschwindenden Einträge werden in die nächsten Nachbarkanäle verschoben. Die Summe der Einträge in allen Kanälen ist genau gleich der Anzahl der mitgezählten Pulse.

Die gefundenen Einbrüche in Kanal 128 entsprechen einer schmalen Kanalbreite und können daher als eine kleine DNL bei Kanal 128 beschrieben werden. Vermessungen der DNL (durchgeführt mit einer Probe von vier FADC) mit der ADC-Testplatine zeigen, daß die DNL des TS 8378 nur solange eine feste Kenngröße des Wandlers ist, wie bestimmte äußere Randbedingungen nicht verändert werden. Die DNL zeigt dabei eine starke Abhängigkeit

- von der Zeit  $TH$  zwischen den hinteren Flanken der Clock-Pulse und
- von der Form des Eingangssignals.

Im Rahmen der Meßgenauigkeit konnte hingegen kein Einfluß durch andere definierte Clock-Zeiten (s. hierzu Abbildung 10) auf die bestimmte DNL nachgewiesen werden. Ein Beispiel für den Einfluß von  $TH$  auf die DNL zeigt Abbildung 16. Zu sehen ist ein Ausschnitt der DNL um Kanal 128. Beide Kurven wurden mit statischem Eingangssignal gemessen. Einziger Unterschied zwischen den Messungen war ein Verschieben der hinteren Clock-Flanken gegeneinander,

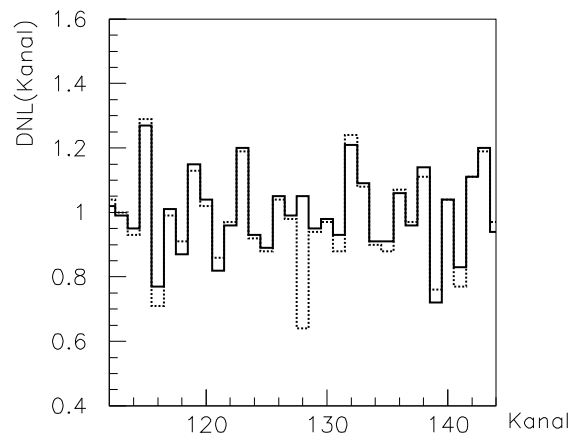


Abbildung 16: Änderung der DNL bei Verschieben von  $TH$ . Die durchgezogene Kurve wurde bei  $TH = +0.25ns$ , die gestrichelte Kurve mit  $TH = -0.25ns$  vermessen. Die gestrichelte Kurve zeigt bei Kanal 128 einen deutlichen Einbruch.

also das Verändern von TH. Bei negativem TH (CLK2 vor CLK1, gestrichelte Kurve) zeigt sich ein deutliches Einbrechen der DNL bei Kanal 128. Die anderen Kanäle bleiben hingegen relativ unverändert. Die auf diese Weise gemessenen Werte der differentiellen Nichtlinearität von Kanal 128 auf der ADC-Testplatine ( $DNL(128) \approx 0.5$ ) liegen noch deutlich über den in der realisierten Detektorschaltung mit dem Analogmodul bestimmten Werten, d. h. die Einbrüche sind auf dem realisierten Analogmodul deutlich stärker ausgeprägt als auf der ADC-Testplatine. Dies liegt unter anderem daran, daß diese Messung der DNL mit statischem Eingangssignal durchgeführt wurde. Demgegenüber liegt auf dem Analogmodul am Eingang des Wandlers ein Signal mit  $\Delta U/\Delta t \approx 1V\text{olt}/10ns$  an. Deshalb wurde die ADC-Testplatine zusätzlich so modifiziert, daß die DNL mit schnell veränderlichen Eingangssignalen gemessen werden konnte. Dies wird durch Zuschalten des analogen Eingangssignals durch den FET-Schalter kurz vor der Digitalisierung erreicht. Dabei wurde zu den Zeiten  $t_f$  und  $t_s$  (s. Abbildung 14, Abschnitt 4.4) digitalisiert, d. h. der Digitalisierungszeitpunkt wurde durch zeitliches Verschieben auf den entsprechenden Zeitpunkt gesetzt. Der Zeitpunkt  $t_f$  wurde dabei so gewählt, daß das Signal an seinem tiefsten Punkt vermessen wurde, wobei das Signal in den vorhergehenden 10 ns eine negative (fallende) Steigung hatte. Bei  $t_s$  wurde das Signal nach positiver Steigung vermessen. Der Signalverlauf bei  $t_s$  ist dabei vergleichbar mit dem vom Integrator kommenden Signal auf dem Analogmodul. Dieses besitzt nach der Integration ebenfalls eine positive Steigung. Ein Beispiel für diese Messungen zeigt Abbildung 17. Auf der linken Seite ist das Ergebnis einer Messung mit Digitalisierung bei  $t_f$ , auf der rechten Seite bei  $t_s$  dargestellt. Die obere Reihe zeigt die mit transientem Eingangssignal bei  $t_f$  bzw.  $t_s$  gemessene DNL (grüne Kurve), und zum Vergleich die bestimmte DNL mit statischem Signal am Eingang des Wandlers (schwarze Kurve). Die mittlere Reihe zeigt die Differenz  $\Delta = DNL_{stat} - DNL_{t_i}$  der oberen Kurven, also zwischen den, bei statischem und bei transientem Eingangssignal, bestimmten DNL. Die untere Reihe zeigt ebenfalls die Differenz, wobei eine andere Auftragung auf der Abszisse gewählt wurde. Bei den Messungen mit  $t_f$  (Diagramme links) wurde zur Verdeutlichung der gefundenen Effekte eine Messung mit ungünstigem Clock-Timing ( $TH \approx -0.25ns$ ) ausgewählt.

Man erkennt eine deutliche Veränderung der DNL bei transientem Eingangssignal (obere Graphen), wobei bei 64, 128 und 192 teilweise Einbrüche zu erkennen sind. Deutlicher zu erfassen ist dieser Unterschied in der Darstellung der Differenzen (mittlere Reihe). Die Einbrüche sind verschieden ausgeprägt, bei den Messungen mit  $t_f$  erkennt man, daß die DNL sich nicht nur bei den Werten 64, 128 und 192 deutlich verändert, sondern über das ganze Spektrum hinweg. Interessant ist hierbei die Struktur, die sich ergibt, wenn man die in der unteren Reihe gewählte Darstellung betrachtet. Hier sind jeweils die ADC-Kanäle um die Problemkanäle 64 ( $\equiv Kanal\ 0$  in der Abbildung, rot dargestellt), 128 ( $\equiv Kanal\ 0$ , schwarz) und 192 ( $\equiv Kanal\ 0$ , blau) aufgetragen. Man sieht, daß der DNL eine *Bitstruktur* überlagert ist, bei 0 ( $\equiv 64, 128, 192$ ) ist die Differenz zur statischen DNL am