

**Entwicklung eines Triggersystems
zur Selektion elastischer Elektronenstreuereignisse
in einem schnellen Kalorimeter**

Dissertation

zur Erlangung des Grades
„Doktor der Naturwissenschaften“

am Fachbereich Physik
der Johannes Gutenberg-Universität
in Mainz

von
Simon Köbis
geb. in Mainz

Mainz, den 30. September 1998

Erster Gutachter: Prof. Dr. D. v. Harrach
Zweiter Gutachter: Prof. Dr. K. Jakobs

1 EINLEITUNG.....	5
2 BESCHREIBUNG DES A4 EXPERIMENTS.....	7
2.1 Paritätsverletzung in der elastischen Elektron-Nukleon Streuung	7
2.2 Asymmetriemessung	10
2.3 Experimentaufbau	12
2.3.1 Kalorimetrische Energiemessung	12
2.4 Anforderungen an die Datenerfassung.....	15
3 ENTWICKLUNG EINES TRIGGER- UND DATENERFASSUNGSKONZEPTES.....	18
3.1 Triggerdefinition	19
3.1.1 Summenenergie.....	19
3.1.2 Lokales Maximum	20
3.1.3 Vetodefinition	21
3.2 Zwei mögliche Konzepte.....	22
3.2.1 Erster Ansatz : Software-orientiert.....	22
3.2.2 Zweiter Ansatz : Hardware-orientiert	24
3.3 Präzisierung der Anforderungen.....	26
3.3.1 Anforderungen an das Triggersystem	26
3.3.2 „Pile up“	28
4 AUFBAU DER ELEKTRONIK.....	31
4.1 Triggermodul.....	31
4.1.1 Summierverstärker.....	32
4.1.2 „Constant fraction“-Diskriminator	32
4.1.3 Erkennung von lokalen Maxima	34
4.1.4 Integrator.....	35
4.1.5 Analog-Digital Konvertierung.....	37
4.1.6 „Pile up“ Erkennung und Unterdrückung.....	37
4.1.7 Pulsformung	39
4.1.8 Gesamtschaltung	41
4.1.9 Aufbau der Platine und eines Moduls	42
4.2 Erzeugung und Speicherung von Histogrammen	45
4.2.1 Der FIFO-Zwischenspeicher	46
4.2.2 Der Histogrammprozessor	46
4.2.3 Das Histogrammodul.....	48
4.3 Gesamtaufbau der Elektronik	48
5 TESTS UND MESSUNGEN.....	51
5.1 Test des Triggermoduls mit Pulsgeneratoren	51
5.1.1 Integrator und FADC.....	52
5.1.2 Summierung	56
5.1.3 Trigger	58
5.1.4 Triggerkarte als Ganzes	59
5.2 Test der Triggermodule am Elektronenstrahl	61
5.2.1 Direkter Strahl.....	61
5.2.2 Test am Wasserstofftarget.....	64
5.3 Veto	65

5.3.1 Pulsformer	65
5.3.2 „Pile up“-Unterdrückung	66
5.3.3 Veto-Verteilung	68
5.4 Histogrammodul.....	70
5.5 Zusammenfassung der Messungen.....	72
6 ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK.....	75
ANHANG A : „PILE UP“ UND WARTESCHLANGEN	77
ANHANG B : VME-SCHNITTSTELLE DES HISTOGRAMMODULS....	81
ANHANG C : POLE-ZERO-CANCELLATION.....	85
ANHANG D : FOTOS	87
LITERATUR	93

1 Einleitung

Die Untersuchung der Paritätsverletzung in der elastischen Elektronenstreuung eröffnet eine breite Palette physikalischer Fragestellungen. Insbesondere ist durch sie die Möglichkeit gegeben, die Beiträge des s-Quarks zu den Nukleoneneigenschaften zu bestimmen. Das s-Quark steht im Blickpunkt des Interesses, weil Experimente in der Vergangenheit gezeigt haben, daß es in einer Weise zu den Eigenschaften des Nukleons beiträgt, die sich nicht im Rahmen des „naiven“ statischen Quarkmodells verstehen lassen. So zeigten Messungen der EMC-Kollaboration am CERN einen signifikanten Beitrag des s-Quarks zum Spin des Nukleons [Ash88].

Mit dem Bau von leistungsfähigen Beschleunigern mit hohen Strahlstromstärken wurden die Voraussetzungen geschaffen, um Paritätsexperimente mit großer Genauigkeit durchführen zu können. Die A4-Kollaboration am Institut für Kernphysik in Mainz hat sich zum Ziel gesetzt, am Elektronenbeschleuniger MAMI ein Experiment zur Bestimmung der Beiträge der s-Quarks zu den Formfaktoren des Nukleons aufzubauen.

Ein solches Experiment kann wegen des sehr kleinen Wirkungsquerschnitts der schwachen Wechselwirkung nur als Asymmetrie-Experiment durchgeführt werden. Hierbei werden Zählratendifferenzen bei der elastischen Streuung von polarisierten Elektronen an einem Wasserstofftarget bestimmt. Bei den Impulsüberträgen, die an MAMI erreichbar sind, erwartet man eine Asymmetrie in der Größenordnung von 10^{-5} . Um eine solche kleine Asymmetrie mit guter Genauigkeit zu messen, sind hohe Strahlströme mit hoher Polarisierung und lange Meßzeiten erforderlich. An MAMI steht für Experimente ein Elektronenstrahl mit 80% Polarisierung bei einem Strahlstrom von $30 \mu\text{A}$ zur Verfügung.

Wollte man dieser Arbeit einen Untertitel geben, so könnte er zum Beispiel lauten „Wie weist man 10^{14} elastisch gestreute Elektronen in 1000 Stunden nach?“. Damit ist der Gegenstand der vorliegenden Arbeit umrissen, deren Ziel es war, ein Trigger- und Datenerfassungskonzept zu entwickeln und zu realisieren, mit dem sich ein Asymmetrie-Experiment durchführen läßt.

Das Triggersystem muß in der Lage sein aus der Gesamtheit aller Streuereignisse jene herauszufiltern, die zu elastisch gestreuten Elektronen gehören. Das zugehörige Datenerfassungssystem muß die Daten schnell und ohne Verlust an relevanter Information komprimieren und abspeichern.

Im ersten Teil der Arbeit (Kapitel 2) wird die physikalische Fragestellung motiviert und das A4-Experiment beschrieben. Das zur Zeit im Aufbau befindliche Bleifluorid-Kalorimeter zum Nachweis der elastisch gestreuten Elektronen, das aus 1022 einzelnen Detektoren besteht, wird eine gesamte Signallrate von etwa 100 MHz liefern. Ein Experiment, das mit derart hohen Teilchenraten arbeitet, muß Vorkehrungen treffen, um gleichzeitige Mehrfachtreffer des Detektors zu erkennen und zu bewerten. Diese Anforderungen müssen bei der Entwicklung des Trigger- und Datenerfassungs-Systems berücksichtigt werden.

In Kapitel 3 werden die Triggerbedingungen beschrieben und zwei Konzepte für das Triggersystem miteinander verglichen und auf ihre Realisierbarkeit überprüft. Als Ergebnis dieser Vorüberlegungen wird dann in Kapitel 4 die Entwicklung und der Aufbau eines hochgradig parallelierten Triggerprozessors zur Verarbeitung der hohen Teilchenraten und einer Speichereinheit beschrieben.

In Kapitel 5 werden die durchgeführten Tests und Messungen an einem Prototypaufbau aus 49 Kanälen zur Überprüfung der Spezifikationen vorgestellt. Dazu wurden sowohl Tests mit Pulsgeneratoren unter Laborbedingungen als auch Tests mit Detektoren am Elektronenstrahl vorgenommen.

Die Arbeit endet mit einer Zusammenfassung der Ergebnisse und einem Ausblick auf die nächsten Schritte zum Aufbau des Gesamtsystems mit 1022 Kanälen.

2 Beschreibung des A4 Experiments

Bei der elastischen Streuung von Elektronen am Nukleon werden die Informationen über die Struktur des Nukleons in den sogenannten Formfaktoren zusammengefaßt. Diese beschreiben die Eigenschaften, in denen das Nukleon von einem Punktteilchen abweicht. Das Proton und das Neutron sind Teilchen, die keine Netto-Strangeness besitzen ($S=0$); man weiß aber aus Experimenten [Ash88], daß die s-Quarks die Eigenschaften des Nukleons mitbestimmen. Im A4-Experiment wird der Beitrag der s-Quarks zum elektrischen Formfaktor des Nukleons untersucht.

Im folgenden Abschnitt wird beschrieben, wie man mit Hilfe der Paritätsverletzung in der elastischen Elektron-Nukleon-Streuung zu Observablen gelangt, die Aufschluß über die Verteilung der s-Quarks im Nukleon geben können [Nap90]. Im weiteren wird dann das A4-Experiment beschrieben und die Anforderungen an die Datenerfassung abgeleitet.

2.1 Paritätsverletzung in der elastischen Elektron-Nukleon Streuung

Die elastische Streuung von polarisierten Elektronen am ruhenden Nukleon kann in niedrigster Ordnung der elektroschwachen Wechselwirkung durch den Einbosonenaustausch dargestellt werden (s. Abbildung 2.1). Dabei tritt neben dem rein elektromagnetischen γ -Austausch auch ein Beitrag zur Streuamplitude durch den Austausch des Z^0 -Bosons auf.

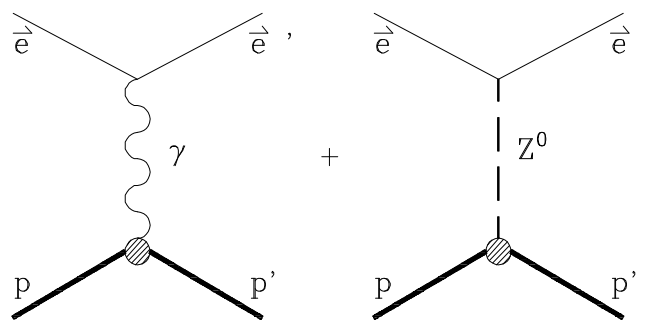


Abbildung 2.1: Die Feynmandiagramme der elektroschwachen Wechselwirkung in niedrigster Ordnung.

Ein Elektron mit der Energie E , das im Laborsystem unter dem Winkel ϑ elastisch gestreut wird, überträgt den 4-Impuls $q = p_e - p'_e$. Es ist üblich $Q^2 = -q^2$ zu verwenden, um das Quadrat des Impulsübertrags als positive Zahl schreiben zu können. Es gilt dann unter Vernachlässigung der Elektronenmasse:

Gl. 2-1
$$Q^2 \approx 4EE' \sin^2 \frac{\vartheta}{2}$$

Für die Energie E' des gestreuten Elektrons gilt:

Gl. 2-2
$$E' = \frac{E}{1 + \frac{2E}{M} \sin^2 \frac{\vartheta}{2}}$$

mit der Nukleonenmasse M .

Der Wirkungsquerschnitt für den Prozeß aus Abbildung 2.1 setzt sich aus folgenden Beiträgen zusammen:

$$\sigma \propto |A_{EM} + A_{weak}^{PV}|^2 = \underbrace{|A_{EM}|^2}_{\propto \frac{1}{Q^4}} + 2 \underbrace{|A_{EM}^* A_{weak}^{PV}|}_{\propto \frac{1}{Q^2} \frac{1}{Q^2 + M_Z^2}} + \underbrace{|A_{weak}^{PV}|^2}_{\propto \frac{1}{(Q^2 + M_Z^2)^2}}.$$

Der erste Term der Summe beschreibt die rein elektromagnetische Wechselwirkung, die paritätserhaltend ist. Der zweite Term ist der Interferenzterm zwischen elektromagnetischer und paritätsverletzender schwacher Wechselwirkung. Der dritte Term ist aufgrund der Masse M_Z des Z^0 -Bosons von 91 GeV bei Impulsüberträgen im Bereich von 0.1 GeV^2 bis 1 GeV^2 , wie sie an MAMI erreichbar sind, vernachlässigbar.

Die Veränderung des Wirkungsquerschnittes durch die schwache Wechselwirkung ist zu klein, um sie direkt messen zu können. Die experimentell zugängliche Observable ist die Asymmetrie des Wirkungsquerschnitts der Streuung von rechts- (+) und linkshändig (-) polarisierten Elektronen am unpolarisierten Nukleon. Die Größenordnung der Asymmetrie ist durch das Verhältnis der Wirkungsquerschnitte für den Interferenzterm und den rein elektromagnetischen Austausch gegeben [Hen90]:

Gl. 2-3
$$A = \frac{d\sigma^+ - d\sigma^-}{d\sigma^+ + d\sigma^-} \approx \frac{|A_{em}^* A_{weak}^{PV}|}{|A_{em}|^2} \propto \frac{Q^2}{M_Z^2}$$

Für den an MAMI zugänglichen kinematischen Bereich liegt die Asymmetrie in der Größenordnung von 10^{-5} bis 10^{-4} .

Nach dieser Abschätzung der Größenordnung der Asymmetrie werden im folgenden die Wirkungsquerschnitte und die darin auftretenden Formfaktoren des Nukleons genauer diskutiert.

Die Kopplungen des Elektronenstroms (j_μ bzw. $\tilde{j}_\mu$) an die Austauschbosonen (γ und Z^0) sind im Standardmodell sehr genau bekannt. Der Elektronenstrom mit Photonaustausch ist

Gl. 2-4
$$j_\mu \propto e \bar{u}(e') \gamma_\mu u(e),$$

wobei $u(e)$ die Spinoren für ein- bzw. auslaufende Elektronen sind und γ_μ die Dirac-Matrizen repräsentieren. Der schwache leptonische Strom für den Z^0 -Austausch ist durch

Gl. 2-5
$$\tilde{j}^\mu \propto \bar{u}(e') \frac{e}{\sin \theta_w \cos \theta_w} \gamma_\mu \left[\left(-\frac{1}{2} + 2 \sin^2 \theta_w \right) + \frac{1}{2} \gamma_5 \right] u(e)$$

gegeben. θ_w ist der Weinberg-Winkel [RPP94].

Aufgrund der inneren Struktur des Nukleons ist der Ausdruck für den hadronischen Strom komplexer. Die Abweichung von der Form eines Punktteilchens wird durch Formfaktoren beschrieben. Der hadronische Strom kann ebenso wie der leptonische in einen rein elektromagnetischen Anteil mit den Dirac- und Pauliformfaktoren $F_{1,2}$

$$\text{Gl. 2-6} \quad J^\mu \propto \bar{U}(N') \left[\gamma^\mu F_1 - i \sigma^{\mu\nu} q_\nu \frac{\kappa_p}{2M_N} F_2 \right] U(N)$$

und einen rein schwachen Anteil

$$\text{Gl. 2-7} \quad \tilde{J}^\mu \propto \bar{U}(N') \frac{e}{\sin \theta_w \cos \theta_w} \left[\gamma^\mu \tilde{F}_1 - i \sigma^{\mu\nu} q_\nu \frac{1}{2M} \tilde{F}_2 + \gamma^\mu \gamma^5 \tilde{G}_A \right] U(N)$$

zerlegt werden. Dabei bezeichnen $\tilde{F}_{1,2}$ und $\tilde{G}_A$ die schwachen Formfaktoren.

Ziel des A4-Experiments ist die Bestimmung des Beitrags der s-Quarks zu den Formfaktoren. Dazu kann man mit Hilfe des Quark-Parton-Modells die Formfaktoren aus Beiträgen der einzelnen Quarksorten im Nukleon zusammensetzen. Die Formfaktoren hängen mit der räumlichen Verteilung der Quarksorten im Nukleon zusammen. Es gilt:

$$\begin{aligned} \text{Gl. 2-8} \quad F_{1,2} &= \sum_q e_q \cdot F_{1,2}^q \\ \tilde{F}_{1,2} &= \sum_q \left(\frac{1}{2} T_q^3 - e_q \sin^2 \theta_w \right) F_{1,2}^q \\ \tilde{G}_A &= \sum_q -\frac{1}{2} T_q^3 \tilde{G}_A^q \end{aligned}$$

wobei die Summen nur über die Quarkflavors $q=\{u,d,s\}$ laufen, da die Beiträge der schweren Quarks (c,b,t) vernachlässigbar sind [Bec89]. Mit e_q wird die elektromagnetische Ladung der Quarkflavors in Einheiten der Elementarladung e bezeichnet, mit T_q^3 die 3-Komponente des schwachen Isospins ($+\frac{1}{2}$ für u-Quarks, $-\frac{1}{2}$ für d und s Quarks).

Aus den Strömen und den Propagatoren der Austauscheteilchen kann man den Wirkungsquerschnitt berechnen. Dazu bildet man zunächst das Übergangsmatrixelement:

$$\text{Gl. 2-9} \quad \underline{M} \propto \frac{1}{Q^2} j_\mu J^\mu + \frac{1}{Q^2 + M_Z^2} \tilde{j}_\mu \tilde{J}^\mu.$$

Dabei ist $1/Q^2$ der Photonpropagator und $1/(Q^2 + M_Z^2)$ der Propagator für das Z^0 -Boson.

Der Wirkungsquerschnitt ergibt sich dann in Bornscher Näherung aus dem Produkt von $|\underline{M}|^2$ und einem Phasenraumfaktor. Der führende Beitrag des Z^0 -Bosons zum Wirkungsquerschnitt ist dann der Interferenzterm mit dem Photon.

Die Asymmetrie (s. Gl. 2-3) der Wirkungsquerschnitte für rechts- und linkshändig polarisierte Elektronen ergibt unter Ausnutzung der Isospinsymmetrie zwischen Proton und Neutron:

$$\text{Gl. 2-10} \quad A = A_0 \left(1 - \frac{(\varepsilon + \tau \mu_p) F_1^S + \tau (\mu_p - \varepsilon) F_2^S + \delta_p G_A^S}{4K} \right)$$

$$\begin{aligned} \text{mit} \quad A_0 &= - \frac{e^2 Q^2}{8\alpha \pi M_Z^2 \sin^2 \theta_w \cos^2 \theta_w} \frac{G_E^p}{\varepsilon (G_E^p)^2 + \tau (G_M^p)^2} K \\ K &= \frac{1}{4} \varepsilon \left((1 - 4 \sin^2 \theta_w) G_E^p - G_E^n \right) + \frac{1}{4} \tau \mu_p \left((1 - 4 \sin^2 \theta_w) G_M^p - G_M^n \right) + \frac{1}{2} \delta \mu_p G_A^3 \\ \delta &= \frac{1}{2} (1 - 4 \sin^2 \theta_w) \sqrt{1 - \varepsilon^2} \sqrt{(1 + \tau) \tau} \\ \tau &= \frac{Q^2}{4M^2} \quad \text{und} \quad \varepsilon = \frac{1}{1 + 2(1 + \tau) \tan^2 \frac{\vartheta}{2}}. \end{aligned}$$

Mit A_0 ist der Anteil der Asymmetrie bezeichnet, der unabhängig von den Formfaktoren der s-Quarks ist. Die Größen δ , ε und τ sind nur von der Kinematik des betrachteten Prozesses abhängig. Die Größen $G_E^{p,n}$ und $G_M^{p,n}$ sind die sogenannten Sachs-Formfaktoren und hängen mit den Pauli- und Dirac-Formfaktoren über

$$\begin{aligned} \text{Gl. 2-11} \quad G_E^{p,n} &= F_1^{p,n} - \tau \kappa F_2^{p,n} \quad \text{und} \\ G_M^{p,n} &= F_1^{p,n} + \kappa F_2^{p,n} \end{aligned}$$

zusammen. Der Klammerausdruck in Gl. 2-10 enthält die „strange“-Formfaktoren F_1^S , F_2^S und G_A^S . Im A4-Experiment soll speziell der Formfaktor F_1^S bestimmt werden.

2.2 Asymmetriemessung

Die Asymmetrie aus Gl. 2-10 wird experimentell durch die Messung der Zählraten für rechts- und linkshändig polarisierte Elektronen, die an einem unpolarisierten Wasserstofftarget elastisch gestreut werden (s. Abbildung 2.2), als

$$\text{Gl. 2-12} \quad A_{\text{exp}} = \frac{N^+ - N^-}{N^+ + N^-}$$

bestimmt. Die Zählraten hängen mit dem Wirkungsquerschnitt auf folgende Weise zusammen:

$$\text{Gl. 2-13} \quad N^\pm = L \varepsilon (\sigma_0 + P^\pm \Delta \sigma).$$

Dabei ist L die Luminosität, die sich aus Targetdichte und Strahlstrom ergibt, ε die Nachweiswahrscheinlichkeit, σ_0 der polarisationsunabhängige, $\Delta \sigma$ der polarisationsabhängige Teil des elastischen Wirkungsquerschnitts und P die Polarisation des Elektronenstrahls. Um eine Zählratenasymmetrie A_{exp} von der Größenordnung 10^{-5} zu messen, ist es erforderlich, alle systematisch

mit der Polarisierung korrelierten Zählratenschwankungen klein zu halten und zu überwachen. In [Ham96] werden alle Effekte beschrieben, die die gemessenen Zählraten beeinflussen.

Es soll nun skizziert werden, welche kinematischen Bedingungen zur Bestimmung der Asymmetrie am besten geeignet sind. Die Formfaktoren in Gl. 2-10 tragen in Abhängigkeit der kinematischen Vorfaktoren unterschiedlich zur Asymmetrie bei. F_1^s wird unter Vorwärtswinkeln ($\vartheta < 90^\circ$) begünstigt, wohingegen F_2^s in diesem Winkelbereich unterdrückt wird. Unter Rückwärtswinkeln ($\vartheta > 90^\circ$) drehen sich die Verhältnisse um. F_1^s wird dann kinematisch benachteiligt und F_2^s kinematisch begünstigt. Zur Bestimmung von F_1^s ist es daher günstig, möglichst kleine Streuwinkel zu wählen; allerdings sinkt die Asymmetrie mit fallendem Q^2 . Der optimale kinematische Bereich zur Durchführung des Experiments wird durch den statistischen Gütefaktor beschrieben, d.h. es wird der Winkelbereich bestimmt, in dem man zu einer gegebenen Meßzeit die kleinste statistische Unsicherheit in der Asymmetrie erhält. Zur Bestimmung des „strange“-Formfaktors F_1^s wurde daher der Winkelbereich, unter dem die elastisch gestreuten Elektronen nachgewiesen werden, auf $\vartheta = 35^\circ \pm 5^\circ$ festgelegt. Die Wahl der Kinematik für das A4 Experiment ist in [Hei94] ausführlich beschrieben.

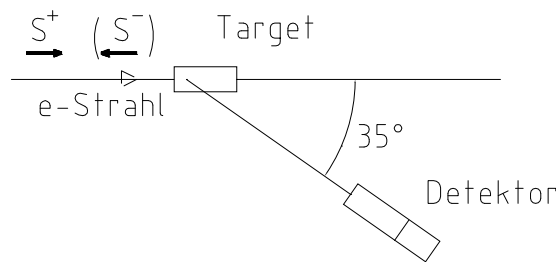


Abbildung 2.2: Prinzip eines Asymmetrieeperiments. Im Detektor werden Zählratenänderungen in Abhängigkeit der Polarisationsrichtung des Elektronenstrahls nachgewiesen. Mit „+“ ist die Spinorientierung in Richtung des einlaufenden Elektronimpulses bezeichnet, mit „-“ die dazu entgegengesetzte Richtung.

Mit der MAMI-Strahlenergie von 855 MeV ergibt sich für den Streuwinkel von 35° ein Wert für das Quadrat des Impulsübertrags von $Q^2 = 0.227 \text{ GeV}^2$. Mit diesen Parametern ergibt sich für die Asymmetrie aus Gl. 2-10 $A_0 = 8.6 \cdot 10^{-6}$.

Es ist das Ziel, diese Asymmetrie mit einer statistischen Genauigkeit von 3% zu messen. Aus einer Abweichung der gemessenen Asymmetrie von dem hier angegebenen Wert läßt sich dann der Beitrag der s-Quarks bestimmen, der durch den Klammerausdruck in Gl. 2-10 beschrieben wird. Um die geforderte statistische Genauigkeit zu erzielen, ist es erforderlich, mit einem zu 80% polarisierten Elektronenstrahl $2.7 \cdot 10^{13}$ elastisch gestreute Elektronen nachzuweisen. Der Zeitraum für die Durchführung eines solchen Experiments sollte überschaubar bleiben. Deshalb wurden etwa 1000 h Zeit für die Datennahme vorgesehen. Das erfordert eine mittlere Rate der elastisch gestreuten Elektronen in einem Detektor von 7.5 MHz. Für einen Detektor, der den Raumwinkelbereich von $\vartheta = 35^\circ \pm 5^\circ$ voll abdeckt (2π -symmetrisch), kann diese Rate mit einem Flüssig-Wasserstofftarget von 10 cm Länge und einem Strahlstrom von 20 μA erreicht werden. Dies entspricht einer Luminosität von $5 \cdot 10^{37} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$.

2.3 Experimentaufbau

2.3.1 Kalorimetrische Energiemessung

Der Nachweis der elastisch gestreuten Elektronen wird beim A4-Experiment mit Hilfe eines elektromagnetischen Kalorimeters durchgeführt. Das Kalorimeter ist symmetrisch in azimuthaler Richtung (ϕ -Richtung) und überdeckt den Winkelbereich von $\vartheta = 35^\circ \pm 5^\circ$. Der abgedeckte Raumwinkel beträgt damit 0.7 sr. In Abbildung 2.3 ist das Kalorimeter schematisch dargestellt.

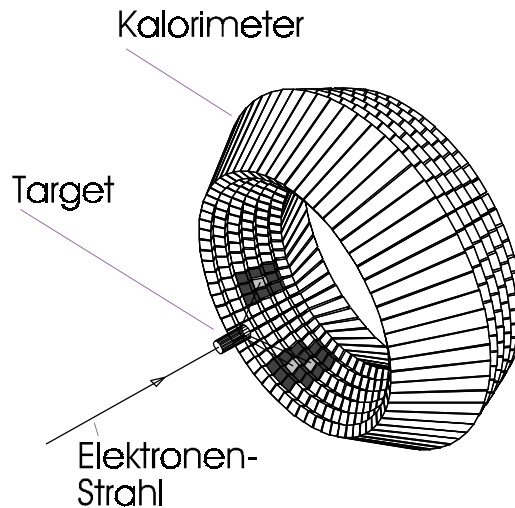


Abbildung 2.3: Schematische Gesamtansicht des Kalorimeters (aus Gründen der Übersichtlichkeit sind weniger als 1022 Detektoren eingezeichnet).

Als Kalorimetermaterial werden Kristalle aus Bleifluorid (PbF_2) verwendet. Dieses Material hat einen optischen Brechungsindex von 1.8 bei 400 nm. Teilchen mit einer Energie, die größer als die kritische Energie von 9 MeV ist, erzeugen Čerenkov-Licht, das mit Photomultipliern nachgewiesen wird.

Das Integral des Photomultipliersignals ist dann proportional zur deponierten Energie. In Abbildung 2.4 ist das Ausgangssignal eines Photomultipliers, der an einen PbF_2 -Kristall angekoppelt war, gezeigt. Die gemessene Anstiegszeit des Signals beträgt $t_r = 2$ ns, die Abklingzeit $t_F = 12$ ns (dies entspricht $\tau_r \approx 0.9$ ns und $\tau_F \approx 5.5$ ns)¹. Die sehr kurze Antwortzeit von PbF_2 auf einen elektromagnetischen Schauer reduziert gegenüber einem herkömmlichen Szintillationsdetektor (wie z.B. NaJ, mit $\tau_F \approx 250$ ns) die Wahrscheinlichkeit von Doppeltreffern während der Leuchtdauer. Somit ist es möglich, durch Integration des PbF_2 -Signals innerhalb von 20 ns die Energie des zugehörigen Ereignisses zu bestimmen. Die optimale Integrationszeit ergibt sich aus der Minimierung des Verhältnisses von Signal zu Rauschen. Eine Verlängerung der Integrationszeit führt dann zu einem stärkeren Anwachsen des Rauschbeitrags im Vergleich zum Signalbeitrag; eine Verkürzung führt zu einer größeren Reduktion des Signalbeitrags im Vergleich zum

¹ Anstiegs und Abklingzeiten werden häufig als die Zeit definiert, in der sich die Signalamplitude von 10% auf 90% der Maximalamplitude ändert. Für Exponential-Funktionen wird oft die Zeit τ angegeben, in der das Signal auf $1/e$ der Maximalamplitude abgefallen ist. Es gilt folgender Zusammenhang: $\tau = t_{R/F} / \ln 9$.

Rauschbeitrag. Als mathematische Bedingung ergibt sich unter der Annahme eines weißen Rauschspektrums (s. [Wil90]):

$$\int_{t_1}^{t_2} p(t) dt = 2(t_2 - t_1) p(t_2) .$$

Dabei beschreibt $p(t)$ die Pulsform, t_2 und t_1 sind Anfangs- und Endzeitpunkt der Integration. Durch geeignete Parametrisierung der Pulsform und Lösung der Gleichung erhält man für die Integrationsdauer $T \approx 12$ ns. Aus schaltungstechnischen Gründen wurde die Integrationsdauer auf 20 ns festgelegt. Eine meßbare Erhöhung des Rauschbeitrags ist dabei nicht zu erwarten.

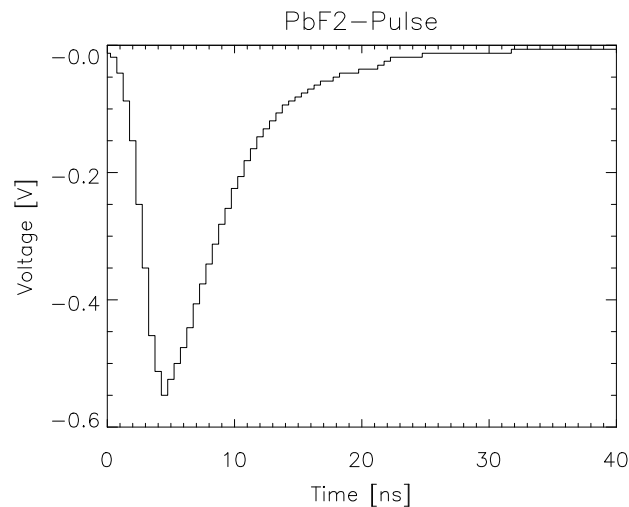


Abbildung 2.4: Antwortverhalten eines PbF_2 -Kristalls auf einen elektromagnetischen Schauer bei Auslese des Čerenkov-Lichts mit Hilfe eines Photomultipliers.

Ein weiterer Vorteil von Bleifluorid ist die hohe Dichte ($\rho = 7.8 \text{ g/cm}^3$), die zu einer sehr kurzen Strahlungslänge von nur 0.9 cm führt [Gri96]. Dadurch ist es möglich, sehr kurze kompakte Kristalle zu benutzen, in denen die Elektronen ihre gesamte Energie deponieren.

Das Kalorimeter wird aus 1022 Einzelkristallen aufgebaut, die in 7 Ringen mit 146 Spalten angeordnet sind. Die Größe der Kristalle ist so gewählt, daß 99% der Energie eines elektromagnetischen Schauers bei zentralem Einschuß in einem „Cluster“ von 3×3 Einzelkristallen deponiert wird. Durch Bildung der Energiesumme dieser 9 Kristalle erreicht man eine Energieauflösung von $3.5\% / \sqrt{E}$.

Untergrundprozesse & „pile up“

Das Kalorimeter wird nicht nur von elastisch am Wasserstoff gestreuten Elektronen getroffen, sondern auch von Teilchen, die aus Untergrundprozessen stammen. Inelastisch gestreute Elektronen am Wasserstoff, Streuung an den Ein- und Austrittsfenstern der Targetzelle, Doppelstreuereignisse von der Streukammer, Rückstoßprotonen und Pionen aus der Δ -Anregung sind nur einige dieser Prozesse. In Abbildung 2.5 ist ein Energiespektrum gezeigt, wie es unter 35° , mit einem PbF_2 -Testkalorimeter gemessen wurde. Durch die Energiemessung ist es möglich, die elastische Linie vom Untergrund zu trennen. Diese Trennung ist notwendig, weil man die Asymmetrie der Untergrundprozesse nicht genau kennt. Dies kann zu einer Beimischung unbekannter Asymmetrien führen, so daß die Asymmetrie der elastischen Streuung verfälscht

oder ganz überdeckt wird. Die Berechnung der Asymmetrien von inelastischen Prozessen ist Gegenstand aktueller Arbeiten (z.B. [Ham94], [Ham95]).

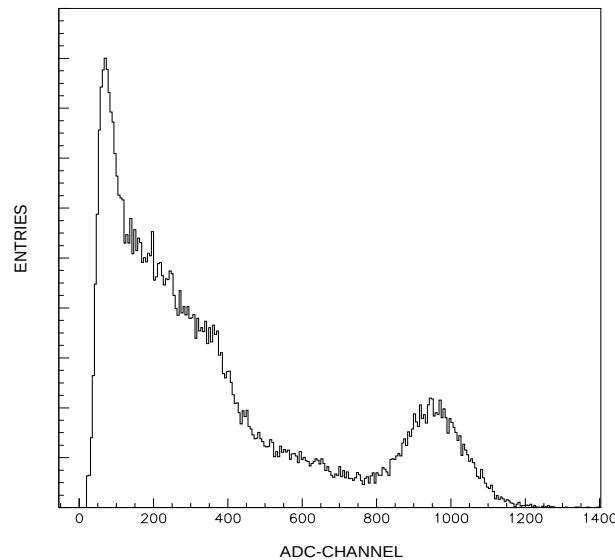


Abbildung 2.5: Energiespektrum, wie es mit einem Kalorimeter unter 35° bei der Streuung von Elektronen an Wasserstoff gemessen wurde. Der Energienullpunkt ist bereits korrigiert. Die elastische Linie ist durch die Energieauflösung des Kalorimeters verbreitert, ihr Zentrum liegt bei Kanal 950 und entspricht einer Energie von 735 MeV. Der Peak bei Kanal 100 ist ein Schwelleneffekt, der durch die Datenerfassungs-Elektronik hervorgerufen wurde.

Die Güte der Trennung wird von der Energieauflösung des Kalorimeters bestimmt. Mit einer Energieauflösung von $3.5\%/\sqrt{E}$ ist es möglich, die inelastischen Reaktionen mit etwa 4σ Auflösung von der elastischen Linie abzutrennen [Pre92].

Aus Abbildung 2.5 geht hervor, daß die Untergrundprozesse in den Raten dominieren. Eine Abschätzung der Raten aus den zugehörigen Wirkungsquerschnitten ergibt, daß Untergrundprozesse etwa 10 mal so häufig sind wie elastische Ereignisse [Hei94]. Das bedeutet, daß die Teilchen vom Target mit etwa 100 MHz mittlerer Rate in den Raumwinkelbereich des Detektors gestreut werden. Damit verzehnfacht sich die Wahrscheinlichkeit für gleichzeitige Treffer des Detektors von mehreren Teilchen, was zu Problemen mit der Energiemessung führen kann. Eine genauere Diskussion der Wahrscheinlichkeiten für „Doppeltreffer“ und deren Auswirkungen auf die Energiemessung ist in 3.3.2 durchgeführt.

Strahlparameter

Neben dem Einfluß von inelastischen Untergrundereignissen kann die Asymmetrie in Gl. 2-12 durch alle polarisationsabhängigen Luminositätsschwankungen gestört werden. Zur Erzeugung polarisierter Elektronen wird mit zirkularpolarisiertem Laserlicht auf einen Halbleiterkristall geleuchtet. Die Elektronen werden durch Photoeffekt ausgelöst. Mit einer Pockels-Zelle wird die Zirkularpolarisation des Lasers umgeschaltet und damit auch die Polarisation des Elektronenstrahls. Ein nicht perfekt justiertes Lasersystem kann dann Strahlstromschwankungen, zum Beispiel durch Änderung der optischen Transmission des Systems hervorrufen. Diese Änderungen übersetzen sich in Zählratenschwankungen auf dem Detektor und erzeugen somit eine „falsche“ Asymmetrie. Dieser Effekt wird als PITA (Polarisation Induced Transport Asymmetry)-Effekt bezeichnet [Cat89]. Die Kontrolle aller Strahlparameter, die mit der Polarisation korreliert sein können, ist daher unumgänglich. Durch Normierung der gemessenen Zählraten auf die Lumino-

sität können die Zählratenänderungen, die sich linear mit der Polarisation verändern, korrigiert werden. Effekte, die quadratisch mit Polarisationsschwankungen korrelieren, sind nur schwer zu korrigieren. Daher müssen die Zählratenschwankungen so klein gehalten werden, daß quadratische Effekte vernachlässigbar sind.

Auch die Polarisation des Elektronenstrahls muß während des Experiments fortlaufend beobachtet werden. Dazu wird ein Compton-Rückstreu-Polarimeter aufgebaut (s. Abbildung 2.6). Ein Laserstrahl wird antiparallel mit dem Elektronenstrahl überlagert. Die Rückstreuung der Photonen an den Elektronen ist polarisationsabhängig und kann so als Methode zur Bestimmung der Strahlpolarisation benutzt werden [Lop96]. Der große Vorteil dieser Methode ist darin zu sehen, daß der Elektronenstrahl nach dem Polarimeter nicht aufstreut. Man kann also gleichzeitig mit der Datennahme des eigentlichen Experiments die Polarisation bestimmen.

Strahlstromschwankungen und Fluktuationen der Targetdichte, die ebenfalls polarisationsabhängig sein können, werden mit Hilfe eines Luminositäts-Monitors (s. Abbildung 2.6) nachgewiesen. Man benutzt für diesen Zweck einen mit Wasser gefüllten Detektor, der unter kleinen Streuwinkeln zwischen 2° - 5° aufgestellt wird, da bei kleinen Streuwinkeln die Asymmetrien der beteiligten physikalischen Prozesse vernachlässigbar klein sind (s. Gl. 2-3). Die gestreuten Teilchen erzeugen im Wasser Čerenkov-Strahlung. Die erzeugte Lichtmenge wird dann über die Zeit, in der die Polarisation des Elektronenstrahls nicht umgeschaltet wird, integriert und liefert damit ein Signal, mit dem die Zählrate des Kalorimeters normiert werden kann. Mit dieser Methode ist eine sehr exakte Bestimmung der Luminosität möglich [Ham96].

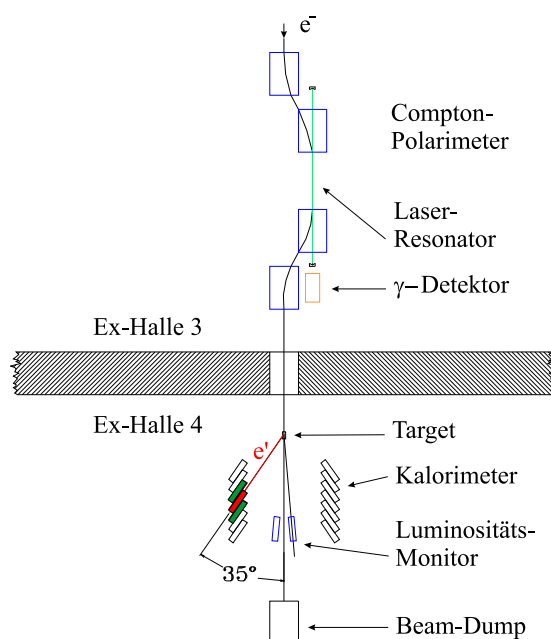


Abbildung 2.6: Schematische Gesamtansicht des A4-Experiments mit Compton-Polarimeter und Luminositäts-Monitor (nicht maßstabsgerecht).

2.4 Anforderungen an die Datenerfassung

Nach dem in den vorangegangenen Abschnitten der experimentelle Aufbau skizziert wurde, sollen nun die Anforderungen an das Trigger- und Datenerfassungssystem formuliert werden.

Die wichtigsten Parameter des Experiments, die den statistischen Fehler beeinflussen, sind in Tabelle 2-1 zusammengefaßt.

Strahlenergie	855 MeV
Strahlpolarisation	80 %
Strom	20 μ A
Target	10 cm LH ₂
Luminosität	$5.3 \cdot 10^{37} \text{ s}^{-1} \text{ cm}^{-2}$
Gesamtzahl Ereignisse	$2.7 \cdot 10^{13}$
Meßzeit	<1000 h
Streuwinkel	$35^\circ \pm 5^\circ$

Tabelle 2-1: Die wichtigsten Parameter des A4-Experiments

Aus den angegebenen Werten folgt, daß in weniger als 1000 h die erforderliche Zahl von Elektronen elastisch gestreut wurde. Die Raten, mit denen elastisch gestreute Elektronen auf das Kalorimeter treffen, sind in Tabelle 2-2 nach Streuwinkeln aufgegliedert. Der Vollständigkeit halber sind die Energie und die Quadrate des Impulsübertrags ebenfalls notiert.

Der Detektor ist in sieben Ringe unterteilt, die den Streuwinkelbereich von 30° bis 40° abdecken. Jeder Ring ist in 146 Segmente unterteilt. Die elastische Rate, mit der elastisch gestreute Elektronen einen einzelnen Detektorkristall treffen, variiert von 6.5 kHz im siebten Ring bis 19 kHz im ersten Ring. In Abschnitt 2.3.1 wurde bereits darauf hingewiesen, daß die Gesamtrate der Teilchen, die den Detektor treffen, etwa um den Faktor 10 größer ist als die elastische Rate. Diese Annahme wird im weiteren unabhängig vom Streuwinkel immer verwendet und ist als obere Abschätzung geeignet.

Ring	1	2	3	4	5	6	7
Winkel in $^\circ$	30.7	32.14	33.57	35.0	36.43	37.86	39.29
Energie der gestreuten Elektronen [MeV]	758	750	742	734	726	717	709
Q^2 [GeV ²]	0.182	0.197	0.212	0.227	0.243	0.258	0.274
Rate/Detektor (elast) [kHz]	19	16	13	11	8.9	7.5	6.5

Tabelle 2-2: Raten elastisch gestreuter Elektronen auf dem Detektor.

Insgesamt treffen elastisch gestreute Elektronen mit 12 MHz mittlerer Rate auf den Detektor. Das Triggersystem soll sofort nach der Integration der Detektorsignale wieder in der Lage sein, ein neues Ereignis zu verarbeiten, um Zählratenverluste durch Totzeit zu minimieren und eine unnötige Verlängerung der Meßzeit zu vermeiden.

Zusätzlich zur Bestimmung der Energie soll auch der Auftreffort eines Teilchens auf den Detektor bestimmt werden. Messungen mit einem Testkalorimeter haben gezeigt, daß die Genauigkeit mit der die Energie eines Teilchens bestimmt werden kann, vom Auftreffort auf die Frontfläche des Detektors abhängt. In Abbildung 2.7 ist gezeigt, wie sich die Energieauflösung mit dem Auftreffort verändert (der Experiment-Aufbau ist in [Gri96] beschrieben).

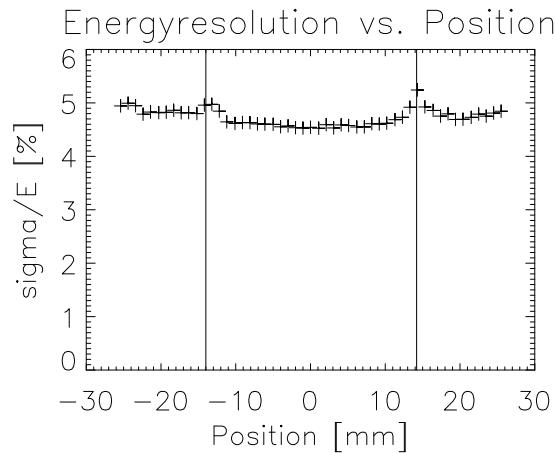


Abbildung 2.7: Gemessene Energieauflösung eines PbF_2 -Testkalorimeters in Abhängigkeit vom Auftreffort der Teilchen. Die Kristallgrenzen liegen bei -14 mm und +14 mm.

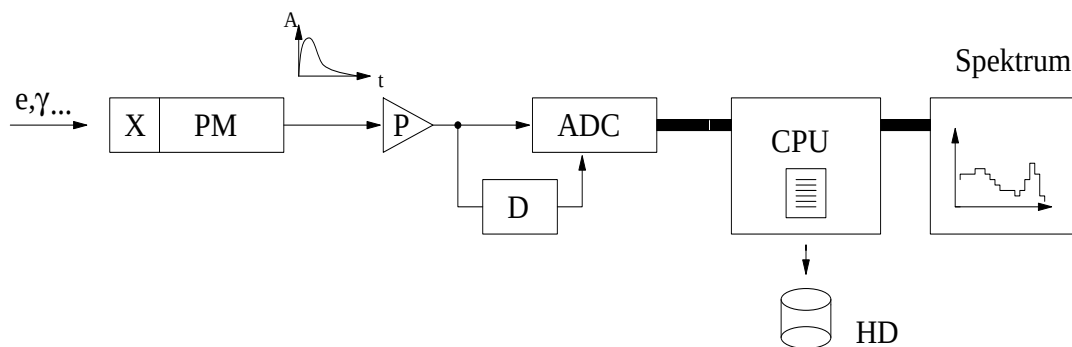
In den Randbereichen, wo die Detektoren aneinander stoßen, ist die Energieauflösung schlechter als bei zentralen Treffern.

Wenn man den Auftreffort auf den Kristall bestimmen kann, ist es möglich durch Unterdrückung der Ereignisse, die den Randbereich eines Kristalls treffen, die Energieauflösung zu verbessern. Damit kann man den Untergrund besser von der elastischen Linie trennen.

Die Ortsbestimmung soll ohne zusätzliche Detektoren auskommen. In [Bug98], [Eyl94] und [Pre92] sind Verfahren beschrieben, die zur Bestimmung des Auftreffortes die Energiedeposition des elektromagnetischen Schauers in den benachbarten Kristallen ausnutzen. Wenn in allen vier direkten Nachbarkristallen die gleiche Energiemenge deponiert wird, geht man von einem zentralen Treffer aus (s. Abbildung 3.2, die mit 1, 3, 5 und 7 bezeichneten Detektoren werden als *direkte* Nachbarn bezeichnet. Zur Nomenklatur s. Abschnitt 3.1). Bei Treffern in der Randregion eines Kristalls (Nr. 0) wird in den benachbarten Detektoren (z.B. 1 und 5) ungleich Energie deponiert. Die einzelnen Verfahren zur Ortsbestimmung unterscheiden sich in den Berechnungsfunktionen des Ortes aus den Energiedepositionen der Nachbarkristalle.

3 Entwicklung eines Trigger- und Datenerfassungskonzeptes

Jede Datenerfassungsanlage eines physikalischen Experiments benötigt Signale und Algorithmen, aus denen abgeleitet werden kann, ob ein Ereignis abgespeichert und weiterverarbeitet werden soll oder nicht. Diese Signale werden als Trigger bezeichnet. Sie starten z.B. die Konversion analoger elektronischer Signale in digitale (häufig als „first-level“-Trigger bezeichnet) oder bestimmen in einem weiteren Schritt, ob ein bereits zwischengespeichertes Ereignis mit zum relevanten Datensatz gehört („second-level“-Trigger)². Als „Ereignis“ wird im folgenden immer der Vorgang bezeichnet, bei dem ein Teilchen den Detektor trifft und dort meßbar Energie deponiert, aber nicht notwendigerweise den Trigger auslöst.



er

Abbildung 3.1: Der prinzipielle Aufbau eines einfachen Datenerfassungssystems, bestehend aus Detektor (X), Photomultiplier (PM), analoger Signalaufbereitung (P), Triggersystem (D), Analog-Digitalwandlung (ADC), Verarbeitung (CPU) und Speichermedium (HD).

Viele Datenerfassungssysteme lassen sich auf das in Abbildung 3.1 gezeigte Grundprinzip reduzieren. Als Beispiel sei hier ein Szintillationsdetektor (X) betrachtet, der mit einem Photomultiplier (PM) ausgelesen wird. Das Signal wird in einer analogen Vorstufe (P) verstärkt und gegebenenfalls in der Pulsform verändert. Aus dem resultierenden Signal wird mit Hilfe einer Triggerlogik (D) abgeleitet, ob es zu einem interessanten Ereignis gehört. Dann wird in D ein Triggersignal erzeugt, das den ADC (Analog-Digital-Converter) veranlaßt, das Signal von der Vorstufe zu digitalisieren („first-level“-Trigger). In einem Prozessor (CPU) läuft ein Programm, das weitere Verarbeitungsschritte vornimmt („second-level“-Trigger). Die Daten werden zum Bei-

² Sowohl „first level“- als auch „second level“-Trigger werden während der Messung benutzt („online“-Trigger). In der späteren Analyse der Experimentdaten können noch weitere Triggerbedingungen benutzt werden, diese werden dann aber als „offline“-Trigger bezeichnet.

spiel archiviert (HD) und zu einer Ausgabestation transportiert. Diese Verarbeitungsstufen sind in nahezu allen Trigger- und Datenerfassungssystemen zu finden.

Es ist bei den heutigen Experimenten möglich, die Bedingungen für den „first-level-Trigger“ nur sehr schwach zu formulieren, um so möglichst viele Ereignisse zu speichern und dann erst zu einem späteren Zeitpunkt weitere Bedingungen in den „second-level“-Trigger einzubauen, der in Form eines Programms auf der CPU läuft. Dies hat den großen Vorteil, daß sehr viel Information zur Verfügung steht und verschiedene physikalische Fragestellungen an einem Experiment untersucht werden können, ohne den experimentellen Aufbau oder die Elektronik zu verändern. Diese Methode stößt allerdings schnell an ihre Grenzen. In zukünftigen Experimenten der Hochenergiephysik werden Datenmengen von einigen Megabyte pro Ereignis üblich sein (s. z.B. für das CMS-Experiment [Cit96]). Damit wird die Zahl der pro Zeiteinheit abspeicherbaren Ereignisse durch die Rechnerleistung beschränkt.

Im A4-Experiment müssen $\approx 10^{14}$ Ereignisse mit einer mittleren Rate von ca. 100 MHz registriert werden. Also müssen andere Wege gefunden werden, um die Menge der Daten sinnvoll zu beschränken. Es geht im folgenden darum, Kriterien zu definieren, mit deren Hilfe man elektromagnetische Schauer mit einer gewissen Mindestenergie erfassen und von Untergrundereignissen trennen kann. Ob diese Schauer von elastisch gestreuten Elektronen oder aus inelastischen Streuprozessen stammen, ist für das Triggersystem unerheblich. Diese Unterscheidung wird später in der Analyse der Daten gefällt.

3.1 Triggerdefinition

Die Messung der Energie benötigt in jedem Kalorimeter eine bestimmte Zeit. Als Meßgröße wird üblicherweise das Integral des Spannungs- bzw. Stromsignals des Auslesegeräts verwendet [Kno89]. Dieses Integral ist proportional zur deponierten Energie. Im Fall des PbF_2 -Kalorimeters, das mit Photomultipliern ausgelesen wird, beträgt die Signaldauer ca. 20 ns. Während dieser Zeit werden die Ausgangssignale integriert und das System darf nicht durch weitere Teilchen, die Signale erzeugen, gestört werden, da sonst diese Einzelmessung unbrauchbar wird.

Nimmt man an, daß ein Teilchen einen Detektor getroffen und die Energiemessung begonnen hat, dann kann man drei Fälle von Störungen unterscheiden:

- ein zweites Teilchen trifft den gleichen Detektor kurz nach Start der Energiemessung,
- ein zweites Teilchen trifft einen Detektor der Nachbarschaftszone (in Abbildung 3.2, die Detektoren 1..8)
- ein zweites Teilchen trifft einen Detektor der Vetozone (in Abbildung 3.2, die Detektoren R1..R16).

Diese rein qualitative Formulierung der Ereignissignatur wird im folgenden benutzt, um zu definieren, welche Ereignisse bzw. Kombinationen von Ereignissen aufgenommen werden sollen und welche Kombinationen als „nicht entscheidbar“ zu bezeichnen sind.

3.1.1 Summenenergie

In Abbildung 3.2 sind drei Regionen um Treffer, in denen elektromagnetische Schauer Energie deponiert haben, dargestellt. Es soll angenommen werden, daß sie den Detektor zur gleichen Zeit getroffen haben (das heißt, innerhalb eines 20 ns Zeitfensters). Das einzelne Ereignis (mit Zentrum in der Zelle (3;142)) ist der einfachste Fall. Es ist zeitlich und räumlich von anderen Ereignissen getrennt und soll deshalb aufgenommen werden.

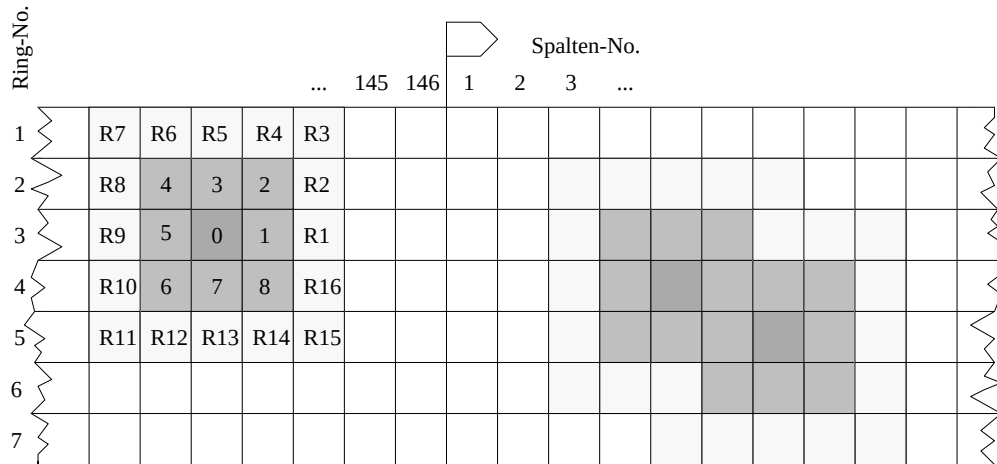


Abbildung 3.2: Schematischer Ausschnitt aus dem Kalorimeter. Die dunklen Zellen sollen andeuten, daß in ihnen aufgrund eines elektromagnetischen Schauers Energie deponiert wurde. Links ist das Schema zur Numerierung der Detektoren gezeigt. Mit 0 wird das Zentrum eines Schauers, mit 1..8 die Nachbarschaftszone und mit R1..R16 die Vetozone bezeichnet. Rechts ist ein Muster für zwei Schauer, die gleichzeitig nahe beieinander auftreten, angedeutet.

Ein Detektor (mit 0 bezeichnet) wurde getroffen und es entwickelt sich ein elektromagnetischer Schauer. In den Nachbarn, hier mit 1..8 nummeriert, wird ein Teil der Energie deponiert. Um die geforderte Energieauflösung zu erhalten, ist es notwendig, die Energien dieses 9er „Clusters“ zu summieren. Wenn diese 9er-Summe eine zunächst willkürliche Schwelle überschreitet, soll der Trigger ausgelöst werden. Mit dieser Schwelle werden niederenergetische Untergrundereignisse von der Weiterverarbeitung ausgeschlossen. Man muß also zu jedem Zeitpunkt die Summe der Energien von 9 benachbarten Detektoren bilden und mit einem Schwellenwert vergleichen. Ist die Summe größer, so wird ein Signal erzeugt, das im Folgenden mit SUM abgekürzt wird.

3.1.2 Lokales Maximum

Es ist a priori nicht klar, in welchem der 9 Kristalle, die zu einem elektromagnetischen Schauer gehören, das Zentrum des Schauers liegt, wenn man nur Summen bildet. Daher ist es notwendig, zu jedem Zeitpunkt die Energie in einem Detektor mit der Energie der Nachbarn zu vergleichen. Wenn die Energie eines Detektors größer ist als die seiner vier direkten Nachbarn (1, 3, 5 und 7), wird dieser als Zentrum des elektromagnetischen Schauers angesehen. In diesem Fall spricht man von einem lokalen Maximum. Das Signal, das bei Eintreten dieser Bedingung erzeugt wird, ist im Folgenden mit LM bezeichnet.

Das gleichzeitige Auftreten eines Signals ausreichender Amplitude und eines lokalen Maximums bedeutet für die Entscheidungslogik, daß es sich um ein potentiell abzuspeicherndes Ereignis handelt. Die logische UND-Verknüpfung aus LM und SUM führt dann zur Bildung des eigentlichen Triggersignals, welches im folgenden mit TRIGGER bezeichnet wird.

In Abbildung 3.3, Fall 1 ist zusammenfassend dargestellt, wann ein Ereignis aufgenommen werden soll. Das Zentrum eines Schauers in Detektor 0 ist durch ein größeres Signal dargestellt als die Signale seiner Nachbarn 1 bis 8, und in der Vetozone R1 bis R16 ist kein Ereignis aufgetreten. Nach Ablauf der Integrationszeit soll dann ein TRIGGER-Signal erzeugt werden.

3.1.3 Vetodefinition

Die Fälle 2, 3 und 4 in Abbildung 3.3 zeigen Situationen, in denen kein Triggersignal erzeugt werden soll, weil die Energiemessung eines Ereignisses gestört wurde.

Die zwei Schauer im rechten Teil der Abbildung 3.2 überlappen sich und erlauben so keine klare Zuordnung der Energie im Überlappungsbereich zu einem der beiden Schauer. Dieser Fall ist gleichbedeutend mit dem Auftreten eines lokalen Maximums in der Vetozone R1 bis R16. In Abbildung 3.3, Fall 2 ist dies dargestellt. Der Pfeil an dem LM-Signal in der Vetozone soll andeuten, daß jeder Zeitpunkt innerhalb des Zeitfensters ± 20 ns um ein Ereignis zu einem VETO-Signal führt. Ein VETO-Signal ist gleichbedeutend mit der Unterdrückung des TRIGGER-Signals (durch das Kreuz symbolisiert).

Der Fall 3 in Abbildung 3.3 stellt folgende Situation dar: Ein niederenergetisches Teilchen trifft den Detektor in der Nachbarschaft (Detektoren 1 bis 8) eines interessanten Ereignisses. Der Pfeil soll hier auch wieder darauf hinweisen, daß dies zu jedem Zeitpunkt innerhalb der Zeitfensters geschehen kann und dann zu einem VETO führen soll. Allerdings muß der Zeitpunkt 0 ausgespart werden. Dann überlagert sich die Energie des Schauers mit der Energie des zweiten Teilchens. Diese Situation ist dann nicht von der Situation in Fall 1 zu unterscheiden.

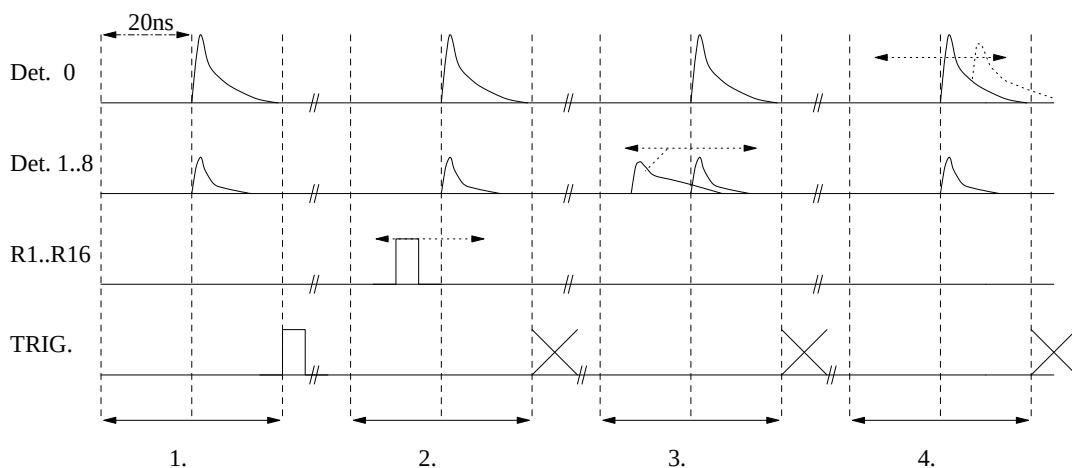


Abbildung 3.3: Zeitlicher Ablauf der Trigger- und Vetobedingungen. Es sind vier unterschiedliche Kombinationen von Ereignissen gezeigt (Erläuterungen im Text).

Wenn zwei Teilchen innerhalb der Integrationszeit denselben Detektor treffen, kommt es zur Situation 4. Das Erste erfüllt die Triggerbedingungen und startet die Energiemessung. Das zweite Teilchen deponiert, während der Messung des Ersten, zusätzlich Energie. Es sind Fälle denkbar, in denen ein Teilchen mit niedriger Energie den Detektor trifft und keinen TRIGGER auslöst, weil die Schwellenenergie nicht überschritten wird. Wenn in einem zeitlichen Abstand von weniger als 20 ns später ein Teilchen den Detektor trifft und einen Trigger auslöst ist im Integral noch Information des vorhergehenden Ereignisses vorhanden und verfälscht somit ebenfalls die Energiemessung. Deshalb wird die Überlappungsfreiheit auch für Zeiten vor Auftreten der TRIGGER-Bedingung gefordert.

Es ist wünschenswert, nur Ereignisse mit klarer Ereignissignatur abzuspeichern. Die Signatur für ein Ereignis, das aufgezeichnet werden soll, kann folgendermaßen zusammengefaßt werden:

- Die Energie in einem einzelnen Detektor (0 in Abb. 3.2) plus seinen 8 Nachbarn übersteigt eine gewisse Mindestenergie.

- *In diesem Detektor (0) wurde mehr Energie als in seiner Nachbarschaft (1,3,5,7) deponiert.*
- *Vom Triggerzeitpunkt aus, darf für den Zeitraum von ± 20 ns kein weiteres lokales Maximum in der Vetozone aufgetreten sein.*
- *Vom Triggerzeitpunkt aus, darf für den Zeitraum von ± 20 ns keine weitere Energie in der Nachbarschaftszone deponiert worden sein, außer zum Zeitpunkt $t=0$.*
- *Vom Triggerzeitpunkt aus, darf für den Zeitraum von ± 20 ns keine weitere Energie im Zentrum deponiert worden sein, außer zum Zeitpunkt $t=0$.*

Eine quantitative Analyse der Wahrscheinlichkeiten für die oben genannten Fälle wird in Abschnitt 3.3.2 durchgeführt.

3.2 Zwei mögliche Konzepte

Die Trigger- und Vetobedingungen, wie sie im vorangegangenen Abschnitt definiert wurden, gleichen sich für viele Experimente, bei denen elektromagnetische Kalorimeter eingesetzt werden. Speziell die Experimente, die für LHC (Large Hadron Collider) geplant werden, müssen Anforderungen genügen, die mit denen des A4-Experiments vergleichbar sind (vgl. die Artikel [Gin92] für das ATLAS-Experiment, [Pal96] für das CMS-Experiment und [Con95] für das LHC-B-Experiment). Es lag daher nahe, die vorgeschlagenen Triggersysteme dieser Experimente zu untersuchen und eventuell auf das A4-Experiment zu übertragen.

Im folgenden werden zwei Lösungsansätze miteinander verglichen und ihre Realisierbarkeit überprüft. Als erstes wird ein flexibler, Software orientierter Ansatz betrachtet. Der zweite Ansatz ist dann stärker an einer reinen Hardware Lösung orientiert.

3.2.1 Erster Ansatz : Software-orientiert

Zwei wichtige Gesichtspunkte bei der Entwicklung vieler Datenerfassungssysteme sind zum einen die Möglichkeit, die Triggerbedingungen flexibel an die Erfordernisse des Experiments anzupassen und zum anderen möglichst viel Information abspeichern zu können. Diese Anforderungen werden zum Beispiel durch eine CPU gestützte Lösung umgesetzt, bei der die Triggerbedingungen durch ein Software-Programm beschrieben werden. Häufig werden dazu digitale Signalprozessoren (DSP) eingesetzt. Durch Änderung des Programms, das in einem solchen DSP ausgeführt wird lassen sich die Triggerbedingungen an neue Erfordernisse anpassen, ohne dabei die Hardware des Systems verändern zu müssen. Durch Abspeichern der Daten in sequentieller Reihenfolge ihres Auftretens (sog. Listmode) erhält man in der Analyse des Experiments die Möglichkeit, die zeitliche Abfolge der Ereignisse zu rekonstruieren und so Korrelationen mit anderen Experimentparametern durchzuführen. Das nachstehend beschriebene Konzept geht auf beide Punkte ein.

Ein mögliches Konzept für das Triggersystem des A4-Experiments ist in Abbildung 3.4 gezeigt. Das System besteht aus einem einfachen Diskriminator (D), der anspricht, wenn ein Detektorsignal eine (niedrige) Schwelle übersteigt. Die analoge Information wird für 20 ns integriert und danach mit einem ADC digitalisiert. Die digitalisierte Energieinformation wird in eine „Pipeline“ geschickt. Als Pipeline wird ein adressierbarer Speicher bezeichnet, dessen Inhalte bei jedem Zeittakt um eine Stelle weitergeschoben werden. Der Zeittakt mit dem die Inhalte weitergeschoben werden sollen beträgt 5 ns (200 MHz). So wird der Ereigniszeitpunkt mit 5 ns Zeitauflösung festgehalten.

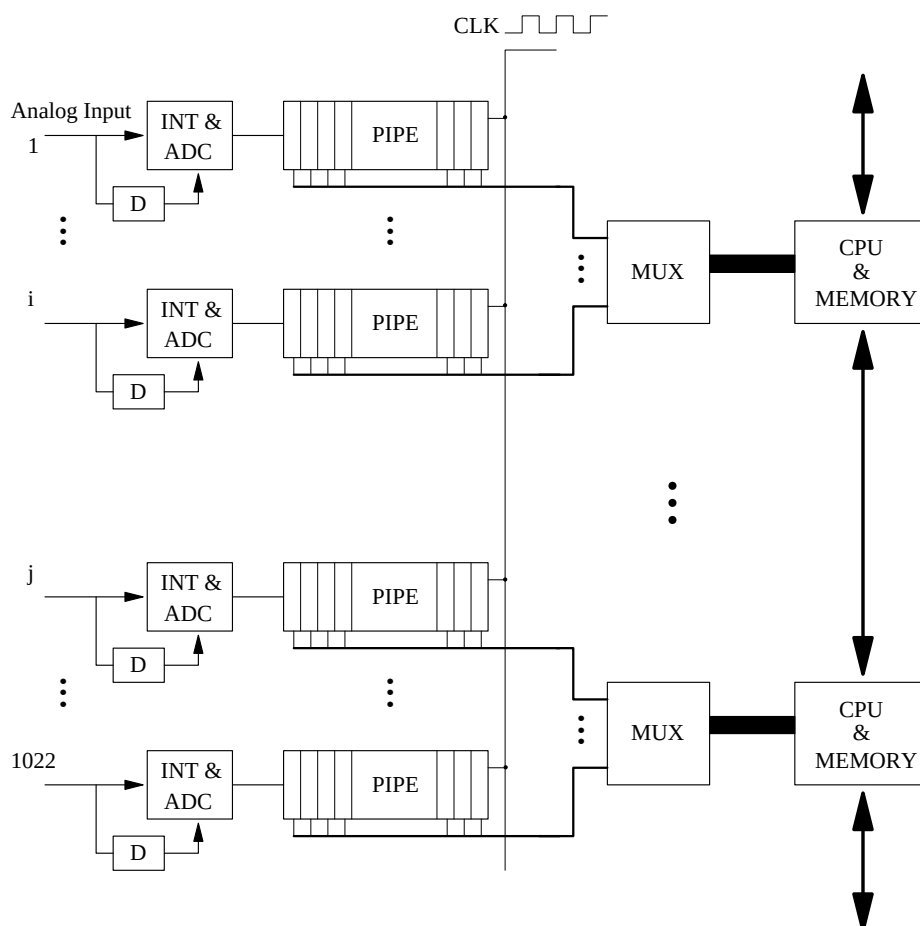


Abbildung 3.4: Datenerfassungskonzept mit Digitalisierung in der ersten Stufe und Überprüfung der Trigger- und Vetobedingungen in der zweiten Stufe

Jedem Detektor ist eine solche Verarbeitungskette zugeordnet. Die Ereignisse in allen Pipelines werden synchron mit 200 MHz weitergeschoben. Durch diese Pipeline-Architektur ist es möglich, die Zeitscheiben vor und nach Eintreten eines Ereignisses in einem Detektor und seiner Nachbarschaft zu überprüfen. So können die Trigger- und Vetosituationen analysiert werden. Wenn beispielsweise ein zweites Ereignis 10 ns später in einem Nachbarkanal auftritt, hat die dortige Pipeline einen Eintrag, der um zwei Taktzyklen weiter hinten liegt.

Die Verarbeitungsschritte eines Prozessors sehen dann folgendermaßen aus. Nachdem ein Ereignis die Integration und Digitalisierung ausgelöst hat, wird es in die Pipeline geschrieben, womit ihm eine Ereigniszeit zugeordnet werden kann. Der Prozessor erhält die Nachricht, daß sich in der Pipeline ein Ereignis befindet. Es soll angenommen werden, daß der Prozessor vorher im Wartezustand war. Nach Meldung des Ereignisses wird der Speicherinhalt in das Register des Prozessors geladen. Dies benötigt mindestens 2 Taktzyklen (Multiplexer adressieren und Inhalt der Speicherstelle ins Register laden). Jetzt müssen die Speicherinhalte vor und nach dem Ereignis (± 20 ns) nacheinander mit dem Ereignis im Register verglichen werden (8 Zeitschritte à 5 ns). Für den einzelnen Vergleich sind mindestens 3 Taktzyklen notwendig (Multiplexer bzw. Speicher adressieren, Inhalt der Speicherstelle ins Register laden, vergleichen). Für alle 25 Pipelines werden dann mindestens $25 \cdot (3 \cdot 8)$ Takte benötigt.

Bei einer Taktrate des DSPs³ von 100 MHz können Ereignisse mit einer Folgefrequenz von 166 kHz verarbeitet werden. Unter diesen Voraussetzungen sind die gesamt Raten pro Detektor

³ Die Zykluszeit der schnellsten am Markt erhältlichen DSP beträgt zur Zeit etwa 10 ns (Stand August 1998).

von Ring 1 und 2 (vgl. Tabelle 2-2) bereits im Grenzbereich der Verarbeitungsgeschwindigkeit, wenn man für jeden Detektor einen eigenen Prozessor vorsieht. Die Zahl der benötigten Takte gibt nur eine untere Grenze an. Für die Kommunikation zwischen den Prozessoren werden weitere Taktzyklen benötigt, so daß die Folgefrequenz mit der Ereignisse verarbeitet werden können weiter sinkt. Selbst bei Verwendung der schnellsten am Markt erhältlichen Signalprozessoren und bei einem Aufbau in dem jedem Detektorkanal eine eigene Verarbeitungseinheit zugeordnet wird, kann nicht sicher gestellt werden, daß die erforderlichen Verarbeitungsgeschwindigkeiten erreichbar sind.

Auch der zweite Gesichtspunkt bei der Entwicklung eines Datenerfassungskonzepts, die Daten im Listmode abzuspeichern, erweist sich beim A4-Experiment als ungünstig. Die anfallende Datenmenge kann für List-Mode-Verarbeitung folgendermaßen abgeschätzt werden:

- 10 bit für die Information, in welchem der 1022 Kristalle das Zentrum eines Schauers lag
- 8 bit Energieinformation
- 6 bit für den Schauerschwerpunkt innerhalb eines Kristalls
- 1 bit für die Polarisation des Elektronenstrahls

Das heißt, es werden mindestens 25 bit pro Ereignis benötigt. Bei 10^{14} Ereignissen ergibt dies eine gesamte Datenmenge von ca. 300 TByte. Diese Datenmenge ist praktisch nicht zu bearbeiten und zu analysieren. Daher muß ein anderer Weg gefunden werden um die Datenmenge klein zu halten und die Verarbeitungsgeschwindigkeit des Triggersystems zu erhöhen.

3.2.2 Zweiter Ansatz : Hardware-orientiert

Ein Verfahren, die hohe erforderliche Verarbeitungsgeschwindigkeit zu erzielen und die Datenmenge zu reduzieren ist, alle Kanäle mit einer kompletten Verarbeitungseinheit auszustatten und auf die Speicherung der Daten im List-Mode zu verzichten, wobei die Zeitinformation verlorengeht. Da es bei dem A4-Experiment nicht auf die Rekonstruktion der Ereignisse ankommt, sondern auf die Zahl der nachgewiesenen elastisch gestreuten Elektronen, ist ein solches akkumulierendes Verfahren ausreichend. Die digitalisierten Energien werden direkt in Histogrammen abgelegt.

Da jedes Datenerfassungssystem einen ADC und den „first-level“-Trigger benötigt, liegt es nahe, auch die Überprüfung der Trigger- und Vetobedingungen in dieser ersten Stufe vorzunehmen und den Informationsaustausch zu den benachbarten Kanälen durchzuführen. In den späten 60er und frühen 70er Jahren wurden im Rahmen der Kernspektroskopie Verfahren vorgeschlagen, die Detektorsignale in zwei voneinander unabhängigen Zweigen zu verarbeiten. Ein „langsamer“ Zweig zur Bestimmung der Energie und ein „schneller“ Zweig zur Überprüfung auf „pile-up“-Freiheit (eine Übersicht findet sich in [Nic74]). In Abbildung 3.5 ist ein solches Triggersystem gezeigt. Jedem der 1022 Detektoren ist eine solche Einheit zugeordnet.

Aus jeweils 9 benachbarten Kanälen (0 und 1..8 aus Abbildung 3.2) wird die Energiesumme mit Hilfe eines Summierverstärkers (SUM) gebildet. Ein Diskriminator (CFD) mit einstellbarer Schwelle leitet aus der Summe das SUM-Signal ab. Das lokale Maximum (loc. MAX) wird mit Hilfe von 4 Komparatoren gebildet, die jeweils die Nachbarn (1, 3, 5, 7 aus Abbildung 3.2) mit dem zentralen Signal vergleichen. Es genügt, diese vier Signale zur Bestimmung des lokalen Maximums zu verwenden. Wenn ein Teilchen einen Detektor in einer Ecke trifft, kann immer noch mit ausreichender Genauigkeit ein lokales Maximum bestimmt werden. Das Auftreten eines lokalen Maximums wird an die benachbarten Kanäle weitergemeldet (R1..R16).

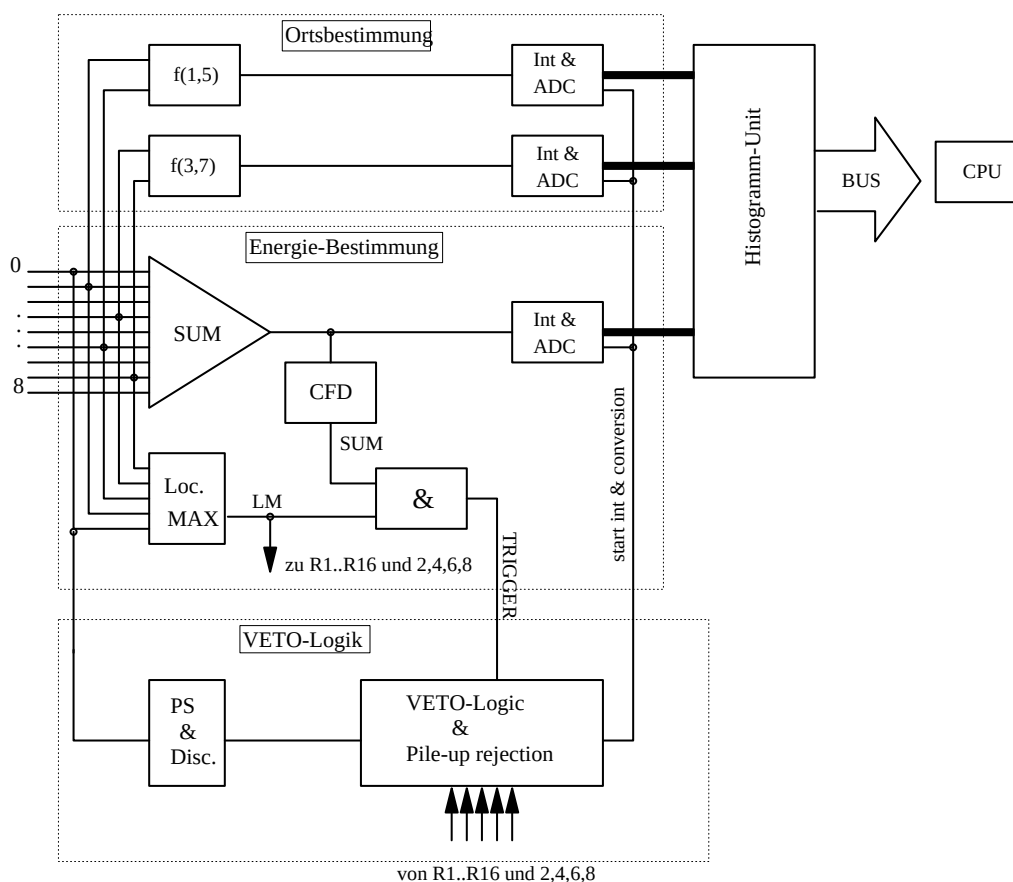


Abbildung 3.5: Prinzip der Triggerlogik und Datenerfassung in einem vollständig parallelen Konzept mit lokaler Speicherung der Daten.

Aus der logischen UND-Verknüpfung eines LM-Signals und eines SUM-Signals wird das Triggersignal gebildet und an die Vetologik weitergereicht. Die Vetologik überprüft die Triggerbedingungen wie in Abschnitt 3.1.3 beschrieben. Wenn ein lokales Maximum in der Vetozone vorlag, wird es an diese Logik gemeldet (angedeutet durch die Pfeile). Auch ein Doppeltreffer in Detektor 0 wird an dieser Stelle erkannt. Dazu werden die Eingangssignale des Detektors differenziert (PS) und mit einer Schwelle (Disc) verglichen. Somit wird erkennbar, ob zwei Ereignisse innerhalb von 20 ns vorliegen. Wenn eine Vetobedingung vorlag, wird der Trigger unterdrückt (vgl. Abschnitt 3.1.3). Falls ein Ereignis als „gut“ erkannt wurde, wird die analoge Summe zusammen mit der Ortsinformation digitalisiert. Der Funktionsblock „Ortsbestimmung“ aus Abbildung 3.5 bestimmt aus den Nachbarsignalen, wie in 2.4 beschrieben, den Auftreffort eines Teilchens auf den Detektor. Aus der digitalisierten Orts- und Energieinformation wird die Adresse für einen Histogrammspeicher gebildet und der zugehörige Speicherinhalt um eins erhöht. Dieses Verfahren entspricht der Arbeitsweise eines Vielkanal-Analysators.

Im Vergleich zu dem Triggerkonzept, daß im vorangegangenen Abschnitt 3.2.1 diskutiert wurde, ist dieses System weniger flexibel, da die Triggerbedingungen nicht frei programmierbar sind (man spricht in diesem Zusammenhang auch von „fest verdrahteter Logik“). Dafür ist durch die Verwendung schneller Logikbausteine aus der ECL-Familie (Emitter-Coupled-Logic) die Überprüfung der Triggerbedingungen in extrem kurzer Zeit möglich. Typische Gatterlaufzeiten für diese Bausteine liegen in der Größenordnung von einigen 100 ps (s. Kapitel 4.1).

Da jedem einzelnen Detektor eine eigene Verarbeitungseinheit zugeordnet ist, hält sich der Speicherbedarf in Grenzen. Geht man wie in Abschnitt 3.1.3 von 8 bit Energie-, 6 bit Ortsinformation und einem Polarisationsbit aus so, kann man mit einem Speicher, der über 2^{15} Adres-

sen mit je 32bit Speichertiefe verfügt (128 kByte), alle notwendigen Informationen eines Kanals akkumulieren. Insgesamt fallen pro Meßzyklus von 20 min etwa 128 Mbyte Daten an. Nach 1000 h Meßdauer beläuft sich die Datenmenge auf ca. 400 GByte.

3.3 Präzisierung der Anforderungen

In den folgenden Abschnitten wird die „pileup“-Problematik quantifiziert und die Anforderungen an das Trigger- und Datenerfassungssystem weiter präzisiert. Es werden zunächst die Funktionsblöcke aus Abbildung 3.5 betrachtet.

3.3.1 Anforderungen an das Triggersystem

Summe

Die Summierung der Energie von jeweils neun benachbarten Kristallen soll mit einem analogen Summierverstärker vorgenommen werden. Dazu müssen die Photomultipliersignale an die neun benachbarten Triggerkanäle verteilt werden. Die Bildung einer analogen Summe setzt voraus, daß die Amplituden der Photomultiplier aufeinander abgeglichen sind. Ein Elektron definierter Energie soll am Ausgang jedes Detektors die gleiche Amplitude aufweisen. Diese Anforderung ist nicht durch einmaligen Abgleich zu erreichen. Durch Temperaturdrift und Alterungseffekte der Photomultiplier wird es nötig, diesen Abgleich in gewissen Zeitabständen zu überprüfen und gegebenenfalls zu korrigieren. Die Überprüfung der Kalibrierung ist durch Abschalten der Summierung möglich. Dann kann man die Spektren einzelner Kristalle ohne Verkopplung mit den Nachbarkanälen vermessen. Der Abgleich wird durch Nachregeln der Hochspannung an den Photomultipliern durchgeführt.

„Constant fraction“-Diskriminator

Nach Bildung der analogen Summe soll der Trigger aus einem „Constant fraction“-Diskriminator abgeleitet werden, um amplitudenabhängige Schwankungen der Triggerzeitpunkte zu vermeiden. Die Ansprechschwelle soll einstellbar sein.

Lokales Maximum

Um ein lokales Maximum zuverlässig erkennen zu können, wird gefordert, daß das Signal des jeweils zentralen Detektors (0) einen festzulegenden Mindestwert überschreitet und mindestens 5 ns lang über dem Signal der Nachbarn liegt. Damit werden Fehlidentifikationen durch Rauschen und leichte zeitliche Variationen der Zeitdifferenz zwischen zwei Signalen unterdrückt.

Es sind Fälle denkbar, in denen zwei benachbarte Kanäle gleichzeitig ein lokales Maximum erkennen. Dies kann zum Beispiel dann auftreten, wenn ein Teilchen in den Randbereich zwischen zwei Detektoren trifft. Nicht exakt gleiche Ansprechschwellen der Komparatoren können dazu führen, daß beide zugehörigen Kanäle in ihrem Zentraldetektor (0) ein größeres Signal als in ihrer Nachbarschaft erkennen. Um in diesen Fällen zu vermeiden, daß beide Kanäle ein Ereignis registrieren, wird eine Vorzugsrichtung vorgegeben. Bei gleichzeitigen LM-Signalen zweier Nachbarn wird dann systematisch der rechte bzw. obere Nachbar bevorzugt und der andere an der Abspeicherung gehindert.

Vetologik

Vetosituationen, wie sie in Abschnitt 3.1.3 diskutiert wurden, werden mit Hilfe der sogenannten Vetologik analysiert. Diese Einheit muß mit allen Kanälen, die zum jeweiligen Cluster gehören, verbunden sein. Die Vetologik entscheidet darüber, ob ein Ereignis weiterverarbeitet oder unterdrückt werden soll. Dies soll ohne Zeitverzögerung geschehen. In dieser Einheit muß die „Vorgeschichte“ eines Ereignisses gespeichert sein, um die Fälle erkennen zu können, in denen vor Eintreten einer Triggerbedingung bereits eine Vetobedingung vorlag (vgl. z.B. Abbildung 3.3, Fall 2).

Die Verteilung der Information an die 24 benachbarten Kanäle soll über eine *lokale* Bus-Struktur erfolgen, um zu vermeiden, daß jeder Kanal mit seinen Nachbarn verkabelt werden muß. Dies wäre sonst bei über 24000 notwendigen Verbindungen eine sehr große Fehlerquelle. Die Bus-Struktur soll so gestaltet sein, daß nur die Nachbarn die Information erhalten, die für die Entscheidung des Triggers notwendig sind, um zu vermeiden, daß der Bus überlastet wird.

Pulsformung (PS)

Der Funktionsblock PS aus Abbildung 3.5 dient zur Entscheidung, ob in dem jeweiligen Kanal ein Doppelereignis aufgetreten ist, d.h. ob während der Integration eines Ereignisses ein zweites im gleichen Detektor aufgetreten ist. Dazu soll durch ein RC-Netzwerk die Eingangspulsform so verformt werden, daß die resultierende Pulsdauer kleiner als 5 ns ist. Durch Vergleich, ob ein solcher verkürzter Puls innerhalb oder außerhalb eines erlaubten Zeitfensters von 5 ns um den Triggerzeitpunkt liegt, lassen sich die Fälle 3 und 4 aus Abbildung 3.3 überprüfen. Dazu ist es notwendig, auch dieses Signal über den lokalen Bus zu verteilen.

Wenn die Zeitdifferenz für das Auftreten von zwei Ereignissen kleiner als 5 ns ist, können sie nicht mehr als getrennte Ereignisse behandelt werden. Dieser Wert ist ein Kompromiß zwischen dem schaltungstechnischen Aufwand und der Wahrscheinlichkeit für solche Doppelereignisse (vgl. Abschnitt 3.3.2).

Integrator & ADC

Die Integration der analogen 9er-Summe soll für 20 ns erfolgen. Unmittelbar nach Beendigung der Integration soll dieser Wert von einem ADC digitalisiert werden. Der Integrator soll sofort wieder für die Integration des nächsten Ereignisses bereit sein. Das heißt, daß die Zeitdauer für die Übernahme des Integrals in den ADC kleiner als 1 ns sein soll.

Die Verwendung eines ADC mit 8 bit Auflösung erweist sich als ausreichend, wenn man fordert, daß die Kanalbreite kleiner als 1% des gemessenen Signals sein soll. Geht man davon aus, daß die elastische Linie bei Kanal 200 auftreten soll, beträgt die Breite eines Kanals 0.5%.

Ortsrekonstruktion

Zur Bestimmung des Auftreffortes eines Teilchens auf dem Detektor können verschiedene Verfahren angewendet werden (s. Abschnitt 2.4). Die Kenntnis des Auftreffortes ist zur Trennung von Randtreffern notwendig. Daher ist nur eine relativ grobe Auflösung gefordert. Es genügen 3 bit in jeder Richtung. Damit wird der Kristall in 8×8 Felder aufgeteilt.

Histogramm

Aus den 8 bit Energie- und den 6 bit Ortsinformation wird zusammen mit dem Signal über die Strahlpolarisation (1bit) eine 15 bit breite Adresse für einen Histogrammspeicher gebildet. Als Speichertiefe für das Histogramm ergeben sich für Meßzeiten von 20 min bei 200 kHz Ereig-

nisrate $2.4 \cdot 10^8$ Einträge. Dies entspricht 28 bit, unter der ungünstigsten Annahme, daß alle Ereignisse im gleichen Kanal registriert werden. Für Gleichverteilung über alle 256 Kanäle ergibt sich eine Speichertiefe von 20 bit. Um auch andere Experiment mit höherer Luminosität durchführen zu können, soll sowohl die Geschwindigkeit der Histogrammeinheit wie auch die Speichertiefe großzügig ausgelegt werden. Daher soll die Histogrammeinheit mittlere Teilchenraten von 2 MHz verarbeiten können und die Speichertiefe 32 bit betragen.

Der minimale Abstand zwischen zwei Ereignissen, die noch registriert werden können, soll 20 ns betragen. Dies macht die Verwendung eines Zwischenspeichers (FIFO=First In First Out) erforderlich. Damit können schnell hintereinander auftretende Ereignisse in einer Warteschlange abgelegt und mit niedrigerer Rate verarbeitet werden.

Die Histogrammeinheit soll von außen mit einem Signal an- bzw. abschaltbar gemacht werden. Dies wird durch gezielte Unterbrechung des Datenflusses zwischen der Triggerstufe und der Histogrammstufe erreicht. Damit sollen einerseits die Phasen, in denen die Polarisation des Elektronenstrahls gewechselt wird, für die Datennahme ausgeblendet werden (die Zeit für einen Wechsel der Polarisation beträgt etwa 20 μ s), andererseits soll die Datenaufnahme definiert angehalten werden können, um die Inhalte der Histogramme auslesen zu können.

3.3.2 „Pile up“

Bei der Definition der Vetobedingungen in Abschnitt 3.1.3 wurde bereits vorweggenommen, daß die Wahrscheinlichkeit für Doppeltreffer während der Energiemessung eines Teilchens nicht zu vernachlässigen ist. Solche Doppeltreffer beeinflussen auf drei Arten die Messung. Zum einen reduziert „pile up“ die gemessene Zählrate, was durch Verlängerung der Meßzeit ausgeglichen werden kann. Zum anderen können Untergrundprozesse, deren Wirkungsquerschnitte einen polarisationsabhängigen Anteil haben, zur Reduktion der gemessenen Asymmetrie führen (s. [Ham96] und [Hei94]). Schließlich führt „pile up“ zu einer Verformung der gemessenen Energiespektren zu höheren Energien hin, was sich in einer Verschlechterung der Energieauflösung bemerkbar macht [Kno89]. Es ist daher wichtig, die Rate, mit der „pile up“-Ereignisse auftreten, zu bestimmen.

Wenn ein Teilchen das Kalorimeter trifft, werden zur Bestimmung des Ereignistyps (Trigger oder Veto) insgesamt 25 Detektoren bzw. deren Signale benötigt. Die Wahrscheinlichkeit für „pile up“ folgt der Poisson-Statistik. Je höher die Rate auf dem Detektor ist, desto größer wird auch die Wahrscheinlichkeit für „pile up“ und damit die Rate für Vetoereignisse. Unter der Annahme, daß der Erwartungswert für die Zahl der Ereignisse innerhalb der Integrationszeit τ_{int} sehr viel kleiner als 1 ist, kann die Poisson-Verteilung linear angenähert werden (s. Anhang A). Die Rate für Vetoereignisse r_{VETO} kann als Zufallskoinzidenz zwischen einem Detektor (0) mit der Rate r_0 und seinen Nachbardetektoren (1..8 und R1..R16) mit der Gesamtrate $r_{Nachbar}$ verstanden werden.

Gl. 3-1

$$r_{VETO} = 2\tau_{int} r_0 r_{Nachbar}$$

Die Rate $r_{Nachbar}$ setzt sich aus den Raten der einzelnen Detektoren eines Clusters zusammen. Da die einzelnen Ereignisse als statistisch unabhängig voneinander betrachtet werden können, addieren sich die Raten. Um auch Doppeltreffer desselben Detektors zu berücksichtigen, ist die Rate r_0 zur Summe hinzugefügt.

Gl. 3-2

$$r_{\text{Nachbar}} = \sum_{i=R1}^{R16} r_i + \sum_{i=1}^8 r_i + r_0$$

Die Indizes bezeichnen die Detektoren wie in Abbildung 3.2. Da die Teilchenraten auf dem Kalorimeter nicht konstant sind, sondern von Ring zu Ring variieren, ist es sinnvoll, die Summe Gl. 3-2 nach Ringen geordnet zu zerlegen. Mit i wird der Ring bezeichnet, in dem ein Teilchen einen Detektor getroffen hat.

Gl. 3-3

$$r_{\text{Nachbar},i} = 2r_i^R + 2r_{i-1}^R + 2r_{i+1}^R + 5r_{i-2}^R + 5r_{i+2}^R + 2r_i^N + 3r_{i-1}^N + 3r_{i+1}^N + r_i$$

Die r_j^R sind die Raten pro Detektor in Ring j , mit denen ein LM-Signal auftritt. Wird ein Detektor im Ring i getroffen, gibt es zwei Detektoren in der Vetozone des gleichen Rings mit der Rate r_i^R , je zwei Detektoren der Vetozone, die zu benachbarten Ringen gehören (Raten: $r_{i\pm1}^R$) und jeweils fünf Detektoren der Vetozone, die zu den übernächsten Ringen gehören (Raten: $r_{i\pm2}^R$). Mit r_j^N sind die Raten der direkten Nachbarn bezeichnet. In Tabelle 3-1 sind die Veto- und Triggerraten angegeben. Als Triggerrate wurde die 10fache elastische Ereignisrate angenommen. Bei der Berechnung der Vetorate wurde berücksichtigt, daß sich bei einem Treffer in Ring 1 oder 2, bzw. 6 oder 7, die Zahl der Nachbarn reduziert. Ein Detektor aus diesen Ringen hat weniger Nachbardetektoren als ein Detektor aus den Ringen 3, 4 und 5. Somit ist die Vetorate dort kleiner. Daraus ergibt sich als Verhältnis von Vetorate zu Triggerrate ein Verlust von 10.2% der gesamten Ereignisse.

Ring	1	2	3	4	5	6	7	Σ
Triggerrate/Detektor in kHz	192	158	130	111	89	75	65	820
Vetorate/Detektor in kHz	18.4	18.6	17.6	12.3	8.4	5.1	3.0	83.4
unerkanntes „pile up“ in kHz	2.0	2.3	1.6	1.1	0.7	0.5	0.3	8.5

Tabelle 3-1: Trigger- und Vetoraten für die einzelnen Detektorringe

In der letzten Zeile von Tabelle 3-1 sind die Raten für unerkanntes „Pile up“ angegeben. Dabei handelt es sich um Doppeltreffer, die innerhalb eines 5 ns Zeitfensters gleichzeitig mit einem anderen Ereignis auftreten. Für diesen Typ werden die Raten der Vetozone nicht benötigt. Dort führen Ereignisse *immer* zu einem Veto (vgl. Vetobedingungen 3.1.3). Nach diesen Annahmen tritt unerkanntes „pile up“ nur in etwa 1% aller Ereignisse auf.

4 Aufbau der Elektronik

In diesem Kapitel wird die Umsetzung der Überlegungen aus Kapitel 3 in eine elektronische Schaltung erläutert. Das gesamte Datenerfassungssystem ist in zwei Stufen gegliedert. In der ersten Stufe, der Triggerstufe, wird die Überprüfung der Trigger- und Vetobedingungen sowie die Konversion der analogen Energie- und Ortsinformation in digitale Informationen vorgenommen. Die Triggerstufe wurde schaltungstechnisch von der zweiten Stufe, der Histogrammeinheit, getrennt, um ein Übersprechen von digitalen Signalen in die empfindliche Analogelektronik zu vermeiden. Die Histogrammeinheit enthält die elektronischen Baugruppen, die zur Erzeugung von Histogrammen sowie zur Speicherung und zur Auslese der Daten über ein Computersystem notwendig sind.

4.1 Triggermodul

Die Triggerstufe enthält die Baugruppen, die zur Verarbeitung der analogen Detektorsignale einschließlich der Erzeugung der Trigger- und Vetosignale notwendig sind. Schnelle Operationsverstärker aus der Videotechnik werden dabei zur Verarbeitung der Analogsignale eingesetzt. Diese weisen eine sehr große Bandbreite auf und sind in der Lage, schnelle Photomultiplier-Signale zu verarbeiten⁴. Allerdings sind die Amplituden, die verarbeitet werden können, auf maximal ± 1 V beschränkt (s. z.B. [Bur95]). Um sicher zu stellen, daß alle Bausteine ihre maximale Bandbreite ausnutzen und mit guter Linearität arbeiten, wurden die maximalen Amplituden auf 700 mV beschränkt.

Alle Bausteine, die zur Erzeugung logischer Signale benötigt werden, stammen aus der ECL-Familie (Emitter-Coupled-Logic) [Mot93]. Die logischen Pegel sind bei ECL-Gattern folgendermaßen definiert: Eine Spannung von -0.8 V wird als logische 1 und eine Spannung von -1.6 V als logische 0 angesehen. Die typischen Gatterlaufzeiten dieser Logikfamilie liegen bei 500 ps. Die Schwankungen der Gatterlaufzeiten liegen bei etwa 100 ps.

Zur Vereinfachung der Schaltpläne wurden alle Betriebsspannungsanschlüsse weggelassen. Ebenso wurden aus Gründen der Übersichtlichkeit die 100 Ω Widerstände gegen -2 V bei den ECL Bausteinen weggelassen. Sie dienen als Abschlußwiderstände für die Signalleitungen.

⁴ Die Bandbreite der schnellsten am Markt erhältlichen Operationsverstärker reicht bis 800MHz (z.B. der Typ HFA 1100 der Fa. Harris, Stand April 1998).

4.1.1 Summierverstärker

Die Addition der neun Signale, die zu einem elektromagnetischen Schauer gezählt werden, wird mit Hilfe eines Operationsverstärkers durchgeführt, der als invertierender Summierverstärker beschaltet ist (Abbildung 4.1). Für die Ausgangsspannung U_a erhält man [Tie90]

$$-U_a = \sum_{i=0}^8 \frac{R_f}{R_i} U_i .$$

Mit R_f wird der Rückkopplungswiderstand und mit R_i die Eingangswiderstände bezeichnet. Die Widerstände sind mit $1\text{ k}\Omega$ so dimensioniert, daß die Signalquellen möglichst wenig belastet werden und die Gesamtverstärkung den Wert -1 hat. Im Datenblatt des verwendeten Verstärkers der Firma Harris, Typ: HFA 1145, werden diese Werte für die Dimensionierung vorgeschlagen [Har96]. Die Bandbreite beträgt bei dieser Beschaltung 300 MHz und die Anstiegsgeschwindigkeit $1900\text{ V}/\mu\text{s}$.

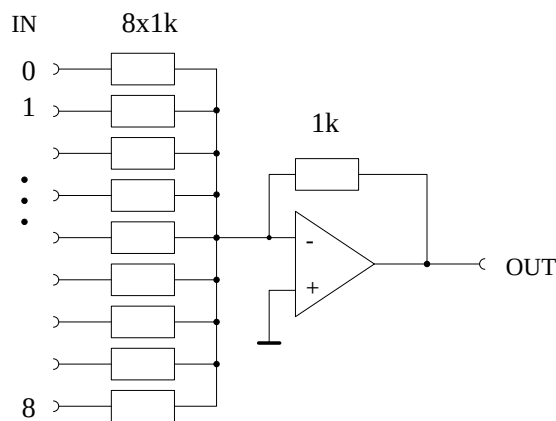


Abbildung 4.1: Schaltung des Summierverstärkers

4.1.2 „Constant fraction“-Diskriminator

Aus dem analogen Summensignal wird mit einem „constant fraction“-Diskriminator (CFD) ein digitales Signal abgeleitet, dessen Zeitpunkt unabhängig von der Amplitude der Summe ist. Damit wird erreicht, daß die Integration der Summe (s.u.) immer zum gleichen Zeitpunkt beginnt. Die Schaltung des CFD ist in Abbildung 4.2 und der zeitliche Ablauf in Abbildung 4.3 dargestellt.

Das analoge Summensignal liegt an der Eingangsstufe, einem Buffer-Verstärker, an. Das Signal am Ausgang des Buffers ist mit (1) bezeichnet. Dieses Signal wird im unteren Zweig der Schaltung zum einen um 3 ns verzögert (2) und zum anderen definiert mit R_3 abgeschwächt (3). Diese Signale liegen am Eingang eines Komparators. Wenn das Signal am nicht invertierenden Eingang „+“ größer ist, als das am invertierenden Eingang „-“, wird am Ausgang eine logische 1 erzeugt. Dieser Zustand wird direkt mit Auftreten des Signals (3) erzeugt. Wenn das nicht abgeschwächte Signal (2) größer wird als das abgeschwächte (3), ändert sich der Ausgang des Komparators von logisch 1 auf logisch 0 (4a). Im oberen Zweig der Schaltung wird das Signal (1) mit einer Schwellenspannung verglichen. Diese wird von einem DAC (Digital-Analog-Converter) geliefert. Wenn die Signalspannung von (1) größer wird als die Schwellenspannung, geht der invertierende Ausgang des Komparators auf logisch 0 (4b). Die logische Oder-Verknüpfung von

4a und 4b liefert ein Signal, das erst dann logisch 0 wird, wenn sowohl (4a) als auch (4b) logisch 0 sind. Dieses Signal wird mit einem Inverter zum Ausgangssignal (out).

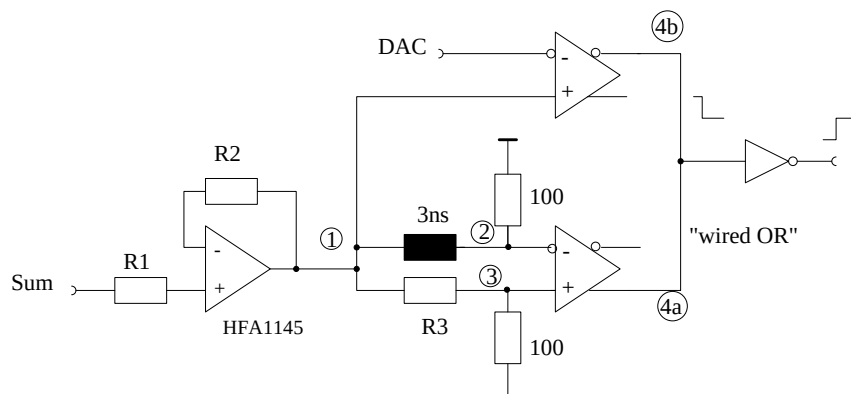


Abbildung 4.2: Schaltung des „Constant fraction“-Diskriminators

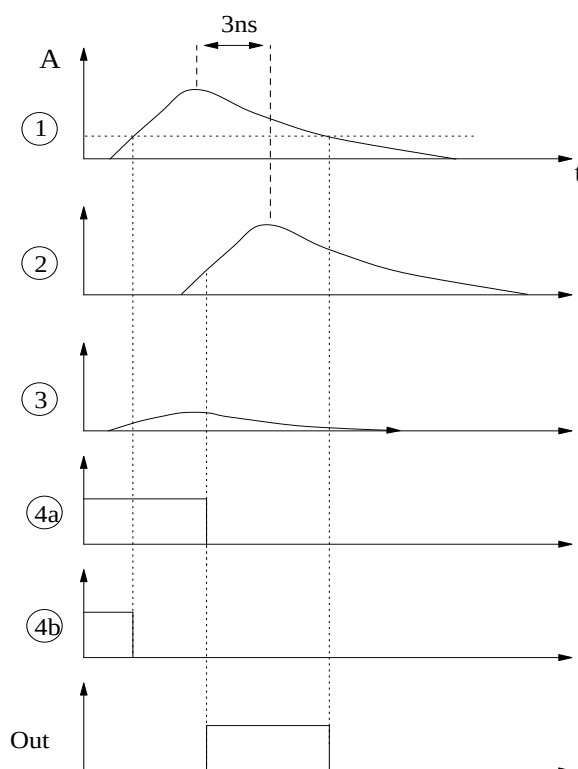


Abbildung 4.3: Zeitlicher Ablauf der Signale beim „Constant fraction“-Diskriminator.

Als Komparator wird der Typ SPT 9687 der Firma Signal-Processing-Technologies verwendet. Dieser Komparator hat eine Bandbreite von 300 MHz und eine Schwankungsbreite der Durchlaufzeit von weniger als 300 ps [Spt95]. Als Eingangsbuffer wird, wie auch beim Summierverstärker, der Typ HFA1145 eingesetzt. Der Widerstand R3 ($390\ \Omega$) bildet mit dem $100\ \Omega$ Eingangswiderstand des Komparators einen Spannungsteiler mit dem Untersetzungsverhältnis 1:5. Dieses Verhältnis limitiert die Schwellenspannung (DAC), die an den oberen Komparator angelegt werden kann. Größere Schwellenspannungen als 20% der erwarteten Maximalamplitude können dazu führen, daß der Zeitpunkt des Ausgangssignals nicht mehr stabil ist. (4a) und (4b)

vertauschen dann ihre Rollen. Der Bereich, in dem die Schwellenspannung variiert werden sollte, liegt dementsprechend zwischen 0 und etwa 20% der erwarteten Maximalamplitude (700 mV).

Die Verzögerungsleitung wurde mit 3 ns so groß gewählt wie die Anstiegszeiten der Signale an dieser Stelle.

4.1.3 Erkennung von lokalen Maxima

Die Schaltung zur Erkennung eines lokalen Maximums ist in Abbildung 4.4 wiedergegeben. Die Eingangssignale werden vor dem Summierverstärker abgegriffen. Ein lokales Maximum liegt dann vor, wenn alle Komparatoren gleichzeitig melden, daß das Signal des zentralen Detektors eine größere Amplitude aufweist als seine Nachbarn. Es werden nur Kanäle miteinander verglichen, deren Detektoren eine gemeinsame Kante haben. Für die diagonal benachbarten Kanäle wären weitere 4 Komparatoren erforderlich gewesen.

Die Ausgänge der Komparatoren gehen für den Fall, daß die Nachbarn eine kleinere Amplitude haben von logisch 0 auf logisch 1. Ein UND-Gatter liefert dann einen Übergang von logisch 0 nach logisch 1. Da die Komparatoren permanent diesen Vergleich durchführen, kann es vorkommen, daß aufgrund zufälliger Fluktuationen alle vier Komparatoren gleichzeitig einen Übergang von 0 nach 1 ausführen und so ein „falsches“ lokales Maximum erkennen. Daher wurde als zusätzliche Bedingung ein weiteres UND-Gatter eingefügt, mit dem gefordert wird, daß das Signal des zentralen Detektors über einer Schwelle liegen muß. Hinter dieses UND-Gatter ist ein „Pulslängen-Filter“ geschaltet, um die Schaltung unempfindlicher auf Fehlanpassungen in der Laufzeit der Detektorsignale zu machen.

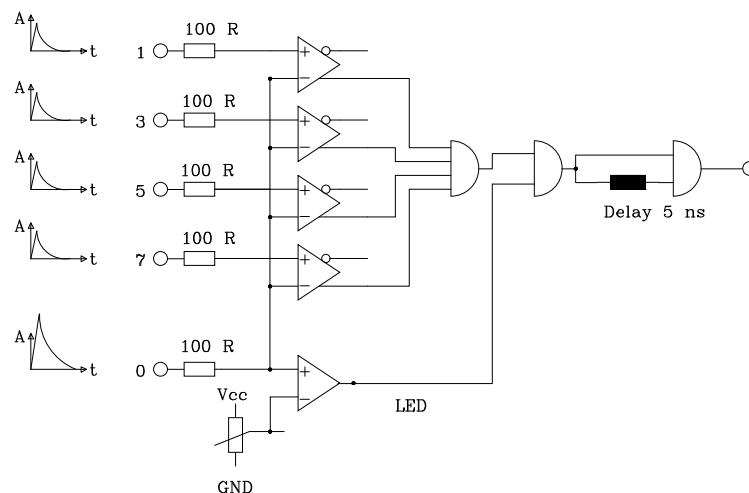


Abbildung 4.4: Die Schaltung zur Erkennung eines lokalen Maximums.

In Abbildung 4.5 ist der Fall illustriert, daß ein Detektorsignal, das zum Zentrum eines Schauers gehören soll (b), später eintrifft als die zugehörigen kleineren Nachbarsignale (a). Hierdurch wird während der Anstiegsflanke von Signal b ein lokales Maximum erzeugt. Jedoch nur solange wie die Signalamplitude von a größer ist als die von b. Erst dann herrschen die korrekten Bedingungen, die zur Erzeugung eines lokalen Maximums in b führen. Das Diagramm des Zeitablaufs zeigt, daß zunächst ein kurzer Puls in a erzeugt wird und anschließend ein korrekter Puls in b. Der „Pulslängen-Filter“ sorgt dafür, daß Pulse, deren Pulsdauer kleiner als 5 ns ist, nicht zum Ausgang gelangen. Nur Pulse, deren Breite größer als 5 ns ist, erzeugen ein Ausgangssignal.

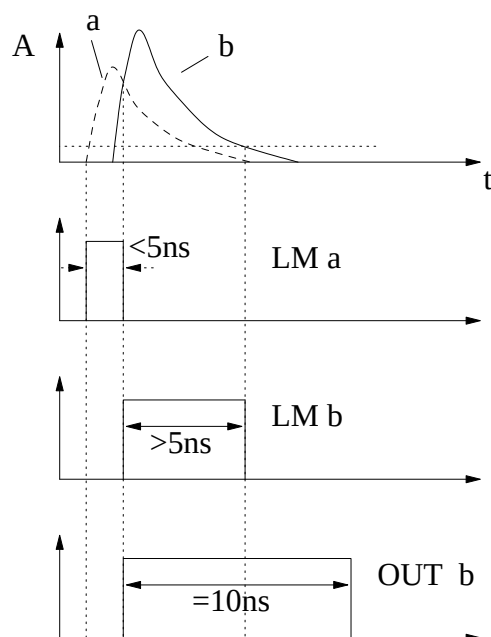


Abbildung 4.5: Verhalten des lokalen Maximum-Detektors bei Fehlanpassung der Signallaufzeiten.

Die Bedingung an ein lokales Maximum ist also um die Forderung erweitert worden, daß ein Detektor für mindestens 5 ns ein größeres Signal erzeugen muß als seine Nachbarn. Im Anschluß an diese Stufe ist noch eine Pulsformer Stufe geschaltet (im Schaltplan nicht eingezeichnet), die den Ausgangssignalen eine feste Pulsdauer von 10 ns gibt. Als Komparatoren wurden, wie auch bei dem „Constant fraction“-Diskriminator, die Typen SPT 9687 verwendet. In den Voruntersuchungen wurde festgestellt, daß bereits 50 ps Zeitverschiebung zwischen zwei identischen Signalen an den Eingängen ausreichen, um den Komparator immer in denselben Zustand schalten zu lassen (bei identischen Signalen würde man schwingende Ausgangszustände erwarten). Um diese extreme Empfindlichkeit zu reduzieren und das Schwingen der Ausgänge zu vermeiden, wurden folgende Vorkehrungen getroffen: In den Eingang wurde ein $100\ \Omega$ -Widerstand in Serie geschaltet, der mit der Eingangskapazität der Komparatoren von 3 pF einen Tiefpass mit einer Grenzfrequenz von 530 MHz bildet. Dabei ist zu beachten, daß die $100\ \Omega$ im Eingang keineswegs die Signalquellen belasten, da die Komparatoren keinen virtuellen Erdpunkt an ihrem Eingang herstellen. Der Eingangsruhestrom der Komparatoren beträgt typ. $6\ \mu\text{A}$. An den Widerständen fallen dann 0.6 mV ab. Die Eingangsempfindlichkeit beträgt etwa 1 mV. Um zu verhindern, daß die Ausgänge oszillieren, wurde der Eingang, der zum zentralen Detektor gehört, mit 3 mV Offset-Spannung vorgespannt. Damit sind alle logischen Pegel in der Ruhelage definiert.

4.1.4 Integrator

Das analoge Summensignal wird mit einem geschalteten („switched“) Integrator weiterverarbeitet, um es anschließend mit einem Analog-Digital-Konverter zu digitalisieren. Das Schaltbild des Integrators ist in Abbildung 4.6 gezeigt. In der Eingangsleitung liegt ein DMOS FET Schalter (TR1), der bei einer positiven Schaltspannung am Eingang T1 leitend wird. Über R1 fließt dann der Ladestrom für den Kondensator C. Während dieser Zeit muß der zweite Schalter (TR2) geöffnet sein (0 V am Eingang T2). Der Widerstand R_i stellt einen Gleichspannungspfad

vom Ausgang des Integrators zu seinem Eingang her. Damit wird vermieden, daß der Ausgang des Integrators bis zu seiner maximalen Ausgangsspannung läuft [Hor89].

Im Ruhezustand ist der Schalter TR1 geöffnet und TR2 geschlossen, also der Kondensator entladen.

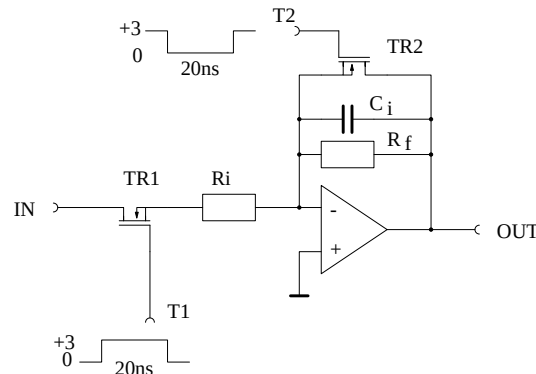


Abbildung 4.6: Schaltung eines „switched capacitor“ Integrators.

Als Schalter werden DMOS FET Transistoren des Typs SD215 der Firma Temic eingesetzt. Die Schaltspannung muß größer als 1.5 V sein. Es wurden 3 V gewählt, weil dann der Bahnwiderstand im Schaltzustand auf 70 Ω sinkt. Im geöffneten Zustand beträgt der Leckstrom 100 nA. Über die Eingänge T1 und T2 wird die Dauer des Integrationszyklus festgelegt. Sie beträgt 20 ns.

Als Ausgangsspannung ergibt sich [Tie90]:

$$U_{out} = \frac{1}{RC} \int_{t=0}^{t=20ns} U_{in} dt.$$

Die Dimensionierung der Schaltung wurde durch SPICE-Simulationen mit realistischen Modellen für Schalter und Operationsverstärker optimiert. $R_i = 150 \Omega$ und $C_i = 12 \text{ pF}$ ergaben optimale Resultate in Bezug auf die Signalformen (s. Abbildung 4.7). Als Operationsverstärker wird der Typ OPA643 der Firma Burr-Brown eingesetzt[Bur95].

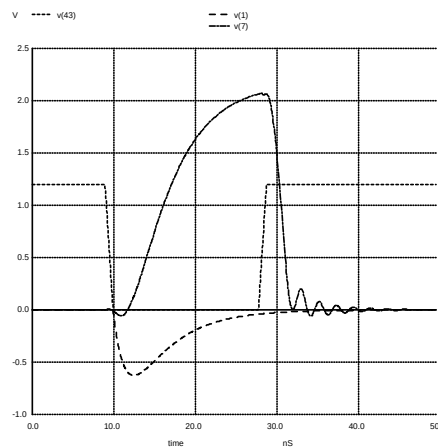


Abbildung 4.7: SPICE-Simulation des Integrators. Der Spannungsverlauf v(1) entspricht dem Eingangsimpuls, v(7) dem integrierten Ausgangssignal. Zusätzlich ist noch der Spannungsverlauf des Schalters mit dargestellt (Rechteckpuls, V(43)).

4.1.5 Analog-Digital Konvertierung

Die Digitalisierung der integrierten Summensignale wird mit einem 8 bit Flash-Analog-Digital-Converter (FADC) vorgenommen. Bei diesen Konvertern wird die Umsetzung des analogen Eingangssignals mit Hilfe von 256 parallel arbeitenden Komparatoren durchgeführt. Daher ist die benötigte Zeit zur Digitalisierung sehr kurz [Tie90].

Die Beschaltung des FADC ist in Abbildung 4.8 zu sehen. Das integrierte Signal wird in der Eingangsstufe gepuffert. Um den Signalnullpunkt dem Eingangsspannungsbereich des FADC anzupassen, ist der invertierende Eingang des Einganspuffers über einen Operationsverstärker mit der Referenzspannung des ADC verbunden. Die Referenzspannung wird in einem separaten Baustein (REF) erzeugt. Der Triggerpuls geht auf den CLK-Eingang des ADC. Die ECL-Ausgänge des ADC werden in TTL-Pegel umgesetzt.

Als ADC wird ein 8 bit FADC von Thomson-CSF, Typ TS 8378 eingesetzt [Tho94]. Die maximale Abtastrate dieses ADC beträgt 150 MHz. Diese wird allerdings nicht benötigt, da zwei Integrationen nicht schneller als 20 ns aufeinander folgen können. Die Konversionszeit ist im Datenblatt mit weniger als 1 ns angegeben. Damit ist es möglich, direkt das Maximum des integrierten Signals zu digitalisieren.

Die Entscheidung für diesen ADC waren zum einen der günstige Preis und zum anderen die einfache Ansteuerung. Andere FADC-Typen benötigen mehrere Taktzyklen vom Zeitpunkt der Digitalisierung bis die Daten am Ausgang erscheinen. Zwar kann ein neues Ereignis bereits nach einem Taktzyklus wieder registriert werden, allerdings werden dann noch Taktzyklen zur Dekodierung benötigt. Die Ansteuerung eines solchen ADC Typs erschien in einem asynchronen System wie es hier vorliegt zu aufwendig.

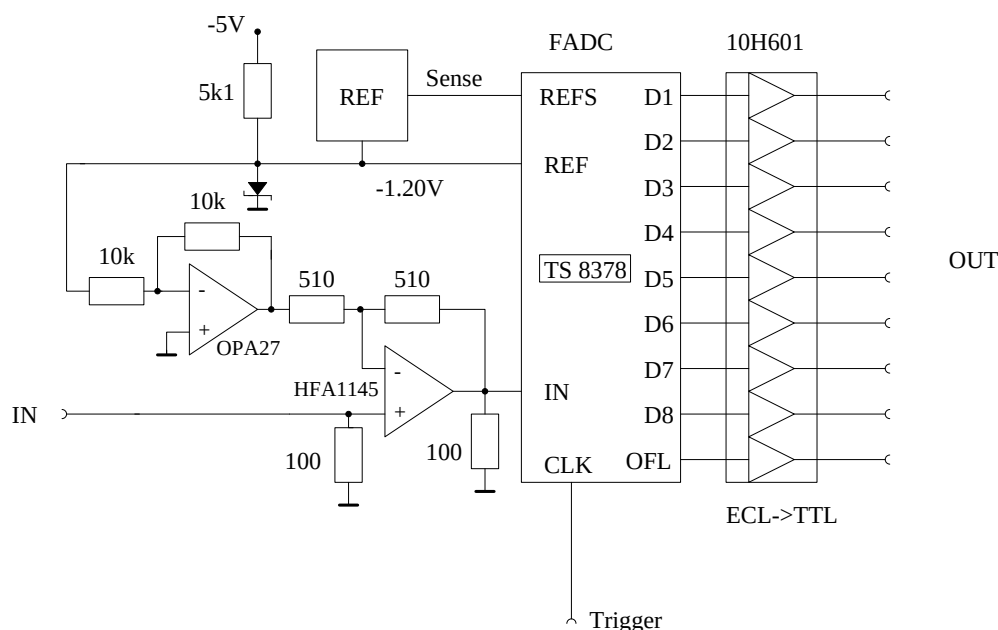


Abbildung 4.8: Die Beschaltung des Analog-Digital-Konverters

4.1.6 „Pile up“ Erkennung und Unterdrückung

In Kapitel 3.1.3 wurden die Vetobedingungen beschrieben. Die Umsetzung in eine Schaltung ist in Abbildung 4.9 gezeigt. Das Funktionsprinzip beruht auf einem RS-Flip-Flop, das für die Zeit, in der ein Veto erzeugt werden kann, gesetzt wird und durch ein Veto zurückgesetzt werden kann.

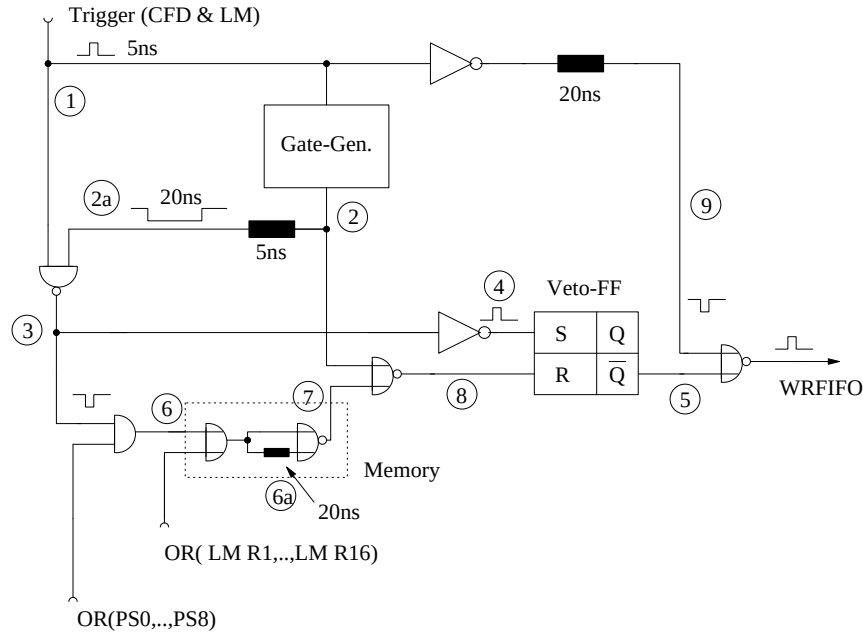


Abbildung 4.9: Schaltplan der Vetologik. Die schwarzen Vierecke stellen Verzögerungsleitungen dar. Die eingekreisten Zahlen beziehen sich auf das Diagramm des Zeitablaufs in Abbildung 4.10

Abbildung 4.10 beschreibt den zeitlichen Ablauf nach Auftreten eines Triggers. Ein Triggersignal (1) stößt den Gate-Generator an, der aus dem 5 ns langen Triggersignal ein 20 ns langes Zeitfenster erzeugt (2). Dieses Zeitfenster wird um 5 ns verzögert (2a) und sperrt, nachdem das Triggersignal durch das NAND-Gatter gelaufen ist (3), den Eingang der Vetologik. Das Signal (3) wird invertiert (4) und setzt damit das Veto-Flip-Flop, d.h. der Ausgang $\bar{Q}$ geht von logisch 1 nach logisch 0 (5). Das Signal (3) wird zusätzlich dazu verwendet, um das Signal vom logischen OR aus den Signalen PS0,...,PS8 zum Triggerzeitpunkt auszublenden. Die Signale PS0,...,PS8 sind logische Signale, die anzeigen, ob in einem der Detektoren 0,...,8 Energie deponiert wurde. Die Erzeugung dieser Signale wird im nächsten Abschnitt beschrieben. Für das Zeitdiagramm wurde angenommen, daß in einem der Detektoren 15 ns vor Eintreten des Triggersignals Energie deponiert wurde (6). Dieses Signal gelangt auf zwei Wegen zum Ausgang des „Memory-Blocks“. Auf dem direktem Weg wird sofort ein Ausgangssignal (7) erzeugt und auf dem Weg durch die Verzögerungsleitung wird nach 20 ns ein weiterer Puls erzeugt (6a). Das NOR-Gatter zwischen den Signalen (2) und (7) erzeugt einen Reset-Puls (8). Damit wird der Ausgang $\bar{Q}$ des Flip-Flops wieder auf logisch 1 geschaltet (5). Wenn kein Signal an den Vetoeingängen OR(PS0,...,PS8) und OR(LM R1,...,LM R16) während des Zeitfensters auftritt, wird das Flip-Flop nicht zurück gesetzt; $\bar{Q}$ bleibt auf logisch 0. Das Ausgangssignal (WRFIFO) wird mit einem NOR-Gatter aus dem invertierten verzögerten Triggersignal (9) und dem Ausgang des Flip-Flops (5) gebildet. Es tritt nur dann auf, wenn die Triggerbedingungen erfüllt waren und keine Vetobedingungen vorlagen.

An dieser Stelle sei auf einen schaltungstechnischen „Trick“ hingewiesen. Um den Abgleich der Laufzeiten zu vereinfachen, wird der Integrator und der ADC bereits mit dem Triggersignal, das aus CFD und LM gebildet wird, gestartet. Die Entscheidung, ob ein Veto vorlag, wird erst bei der Übergabe der digitalen Signale zur Histogrammeinheit benutzt. Wenn ein Veto vorlag, wird der Übergabepuls (WRFIFO) unterdrückt.

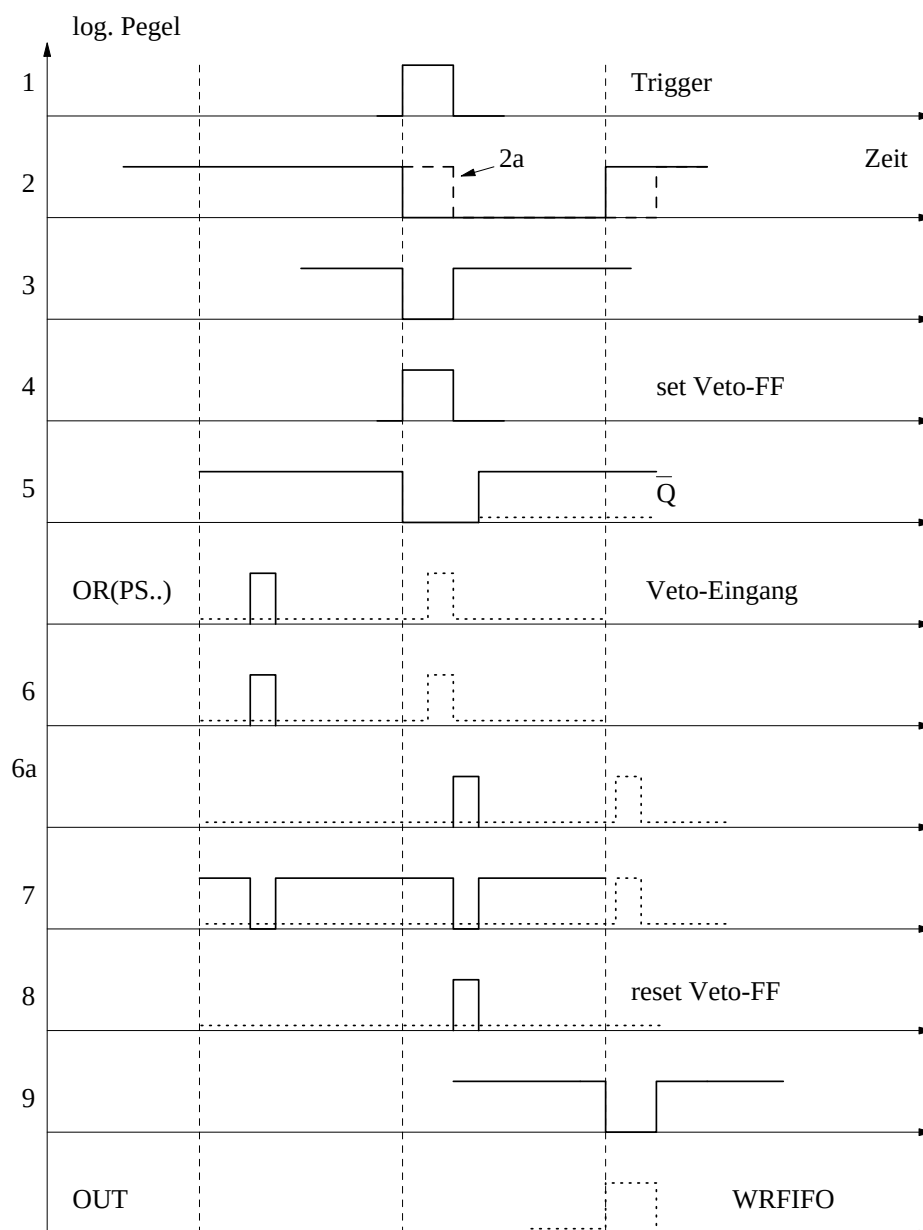


Abbildung 4.10: Zeitablauf eines Vetoereignisses (Erläuterungen im Text).

4.1.7 Pulsformung

Bei der Beschreibung der Vetologik im vorangegangenen Abschnitt wurden die Signale erwähnt, die zeitgleich mit dem Deponieren von Energie in einem Detektor erzeugt werden und die zur Erkennung von Doppeltreffern in der Nachbarschaftszone benötigt werden.

Um die geforderte Doppelpulsauflösung von 5 ns (s. Abschnitt 3.3.1) zu realisieren, leitet man aus der Anstiegsflanke des Photomultipliersignals kurze logische Signale ab.

Die in Abbildung 4.11 gezeigte Schaltung erzeugt solche Signale, wenn in dem zugeordneten Detektor Energie deponiert wurde. Ein Signal außerhalb des 5 ns Zeitfensters führt bei der in Abschnitt 4.1.6 beschriebenen Vetologik zum Reset des Flip-Flops.

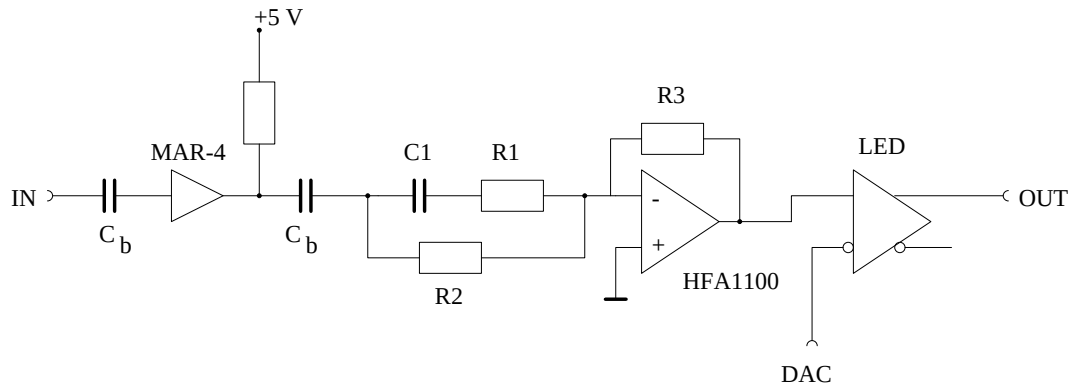


Abbildung 4.11: Schaltung zur Erkennung von Doppelpulsen.

Das analoge Signal des zugeordneten Detektors wird über einen Kondensator abgekoppelt. Bei dem nachfolgenden Verstärker handelt es sich um einen Mikrowellenverstärker, der diese Art der Ankopplung an ein Signal verlangt. Dieser Verstärker wird eingesetzt, weil die Signalamplitude im nachfolgenden RC-Glied stark herabgesetzt wird. Ein Operationsverstärker ist an dieser Stelle wegen seiner begrenzten Ausgangsamplitude nicht geeignet. Nach dem Verstärker befindet sich ein Kondensator, um den DC-Anteil der Betriebsspannung abzublocken. Das Netzwerk aus R_1 , R_2 und C_1 hat die Aufgabe, die asymmetrischen Eingangspulse zu verkürzen (das Verfahren ist als Pole-Zero-Cancellation bekannt [Now65], s.a. Anhang C). Dazu wird die Zeitkonstante der abklingenden Flanke durch eine kürzere Zeitkonstante ersetzt. Dieses Verhalten ist als Ergebnis einer Simulationsrechnung in Abbildung 4.12 dargestellt.

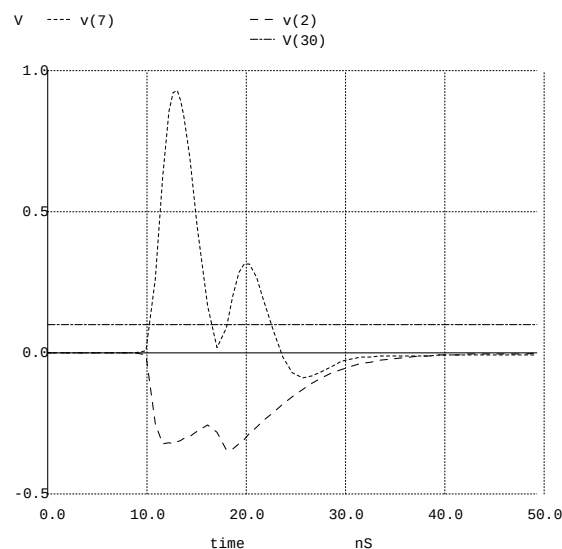


Abbildung 4.12: Simulation eines Pole-Zero-Cancellation-Netzwerks. Die Kurve $v(2)$ stellt das Eingangssignal dar. Die mit $v(7)$ bezeichnete Kurve zeigt das Ausgangssignal der Schaltung.

Als Eingangsimpuls wurde die Summe zweier zeitlich gegeneinander verschobener Signale verwendet, deren Signalform die Pulsform eines Photomultipliers im „pile up“ Fall nachbilden (in der Abbildung mit negativer Amplitude). Der Ausgang des nachfolgenden Operationsverstärkers zeigt zwei voneinander getrennte Pulse, die im nachfolgenden Komparator zwei logische Pulse erzeugen (diese werden mit PS0..8 bezeichnet). In Abbildung 4.12 ist eine Schaltschwelle des Komparators von 100 mV angedeutet. Die abfallende Flanke kann nicht kürzer werden als die Anstiegsflanke. Damit ist die Grenze für die Doppelpulsauflösung ungefähr die zweifache Anstiegszeit.

Der verwendete Mikrowellenverstärker vom Typ MAR-4 der Firma Mini-Circuits hat eine obere Grenzfrequenz von 2GHz und eine Verstärkung von 4 dB an 50 Ω . Die Koppelkondensatoren haben eine Kapazität von 2.7 nF. Das RC-Netzwerk wurde mit C1=18 pF, R1=22 Ω und R2=240 Ω bestückt. Bei dem Operationsverstärker handelt es sich um den Typ HFA1100 der Firma Harris. Die Grenzfrequenz dieses Typs liegt bei 850 MHz. Bei dem Komparator wurde der Typ SPT9687 verwendet.

4.1.8 Gesamtschaltung

Die bisher beschriebenen Einzelkomponenten sind zur Gesamtschaltung wie in Abbildung 4.13 zusammengefügt. Auf den Abdruck des Gesamtschaltplans wurde aus Gründen der Übersichtlichkeit verzichtet. Der Blockschaltplan entspricht im wesentlichen dem bereits früher gezeigten aus Abbildung 3.5. Auf die Unterschiede soll jedoch hingewiesen werden.

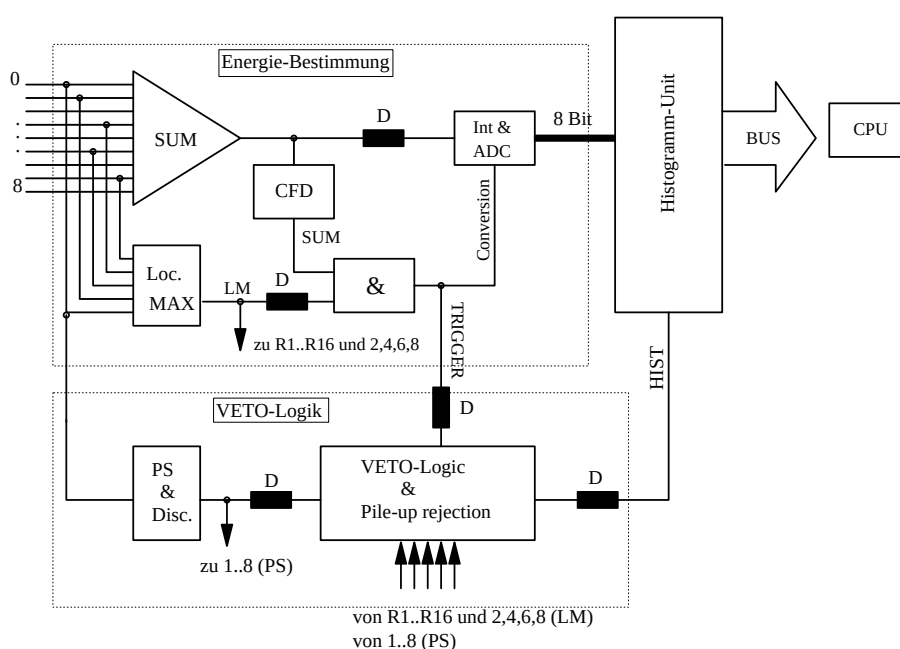


Abbildung 4.13: Schematisches Blockschaltbild der Triggerkarte.

- Die Ortserkennung aus Abschnitt 3.3.1 wurde nicht implementiert. Es sind aber alle Schnittstellen vorhanden um ein Zusatzmodul auf der Platine der Triggerkarte unterzubringen [Bug98]. Ebenso ist die Histogrammeinheit zur Verarbeitung der Ortsinformation vorbereitet.
- Das Triggersignal (TRIGGER) wird direkt dazu benutzt, die Integration und Digitalisierung des Analogsignals anzustoßen. Die Entscheidung, ob das Ergebnis der Digitalisierung abgespeichert werden soll, hängt von der Vetologik ab. Die Gültigkeit des Ergebnisses wird durch das Signal (HIST) angezeigt.
- Der Zeitabgleich zwischen den einzelnen Komponenten der Triggerelektronik wird mit Hilfe von Verzögerungsleitungen durchgeführt. Neben dem Zeitabgleich sind digitale Pulsformungsstufen notwendig, die den digitalen Signalen wie z.B. LM und SUM eine definierte Pulsdauer geben. Dazu werden monostabile Schaltungen eingesetzt. Da nach jeder Verzögerungsleitung die digitalen Signale aufbereitet werden müssen, sind sie mit den Pulsformerstufen, in Abbildung 4.13 durch schwarze Vierecke (D) angedeutet, zusammengefaßt.

4.1.9 Aufbau der Platine und eines Moduls

Platine

Die gesamte Schaltung für einen Triggerkanal wurde auf einer 8-lagigen Platine untergebracht. Die äußeren beiden Lagen sind für alle Signalleitungen vorgesehen. In den Zwischenlagen befinden sich die Masseflächen und die Versorgungsspannungen. Es werden drei Versorgungsspannungen benötigt: +5 V (Operationsverstärker), -5 V (Operationsverstärker und ECL-Gatter) und -2V (Abschlußwiderstände für ECL-Gatter). Normalerweise werden ECL-Gatter mit -5.2 V Versorgungsspannung betrieben. Operationsverstärker benötigen jedoch eine symmetrische Versorgungsspannung von ± 5 V. Um eine weitere Versorgungsspannung zu vermeiden, wurde ausgenutzt, daß -5 V noch innerhalb der Spezifikation für die Betriebsspannung von ECL-Gattern liegt.

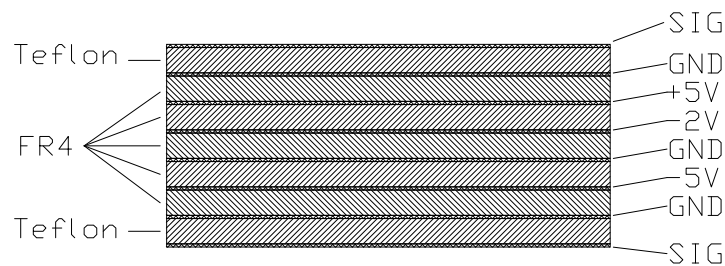


Abbildung 4.14: Schichtaufbau der Triggerplatine. Teflon wurde als Isolationsmaterial zwischen der Ebene der Signalleitungen und der Massefläche verwendet, um die Signalleitungen mit $100\ \Omega$ Impedanz zu verlegen (s. Text).

Alle Signalleitungen auf der Platine wurden so bemessen, daß ihre Impedanz $Z_T = 100\ \Omega$ beträgt. Somit erhält man einen störungssicheren Aufbau, in dem Signale mit schnellen Anstiegszeiten (< 5 ns) unverzerrt übertragen werden, wenn man die Enden der Leiterbahnen zur Vermeidung von Reflexionen mit $100\ \Omega$ abschließt. Zusätzlich kann man an den Ausgang eines ECL-Gatters zwei solche Leitungen anschließen, ohne die Gatter zu überlasten (s. [Mot93]). Um die Impedanz Z_T einer Leiterbahn zu bestimmen müssen die Breite der Leiterbahn b , Leiterbahndicke t , Abstand zur Massefläche d und Dielektrizitätskonstante ϵ_r des Isolators bekannt sein. Es gilt dann folgender Zusammenhang [Blo83]:

$$Z_T = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \left(\frac{5.98 \cdot d}{0.8 \cdot b + t} \right)$$

Für Standardplatinen beträgt die Leiterbahnbreite etwa $b = 0.4$ mm, die Kupferdicke $t = 35\ \mu\text{m}$, die Dicke einer Lage $d = 0.5$ mm und die Dielektrizitätskonstante des Isolatormaterials $\epsilon_r \approx 5$. Damit ergibt sich eine Impedanz der Leiterbahn von $73\ \Omega$. Um auf die gewünschte Impedanz von $100\ \Omega$ zu kommen, kann man die Leiterbahnbreite oder ϵ_r verringern. Die Dicke der Platine zu vergrößern ist nicht sinnvoll, weil sonst keine bedrahteten Bauteile mehr montierbar sind. Die Breite einer Leiterbahn kann unterhalb von 0.2 mm nicht mehr maßhaltig gefertigt werden. Die Toleranzen werden bei den üblichen Herstellungsverfahren zu groß. Als Ausweg bietet sich an,

ϵ_r durch die Verwendung von Teflon auf 2.1 zu verringern. Damit erhält man für die oben genannten Abmessungen 98 Ω .

Die Platine wurde, wo immer dies möglich war, mit Bausteinen bestückt, deren Gehäuseabmessungen klein sind. Es kam überwiegend die sogenannte SMD-Technik (Surface Mounted Devices) zum Einsatz. Hierbei werden die Bausteine direkt auf der Platine aufgelötet, im Gegensatz zur herkömmlichen Technik, bei der die Anschlüsse der Bauteile durch die Platine gesteckt und von der Rückseite verlötet werden. Durch den Einsatz der SMD-Technik reduziert sich zum einen der Platzbedarf der Schaltung und zum anderen verkürzen sich die Signalleitungen zwischen den Bausteinen, was sich in einer verbesserten Signalqualität bemerkbar macht, d.h. die kapazitive und induktive Verkopplung zwischen den Signalleitungen wird kleiner.

Modul

Aufgrund der starken Vernetzung für den Informationsaustausch zwischen den Elektronikkanälen benachbarter Detektoren, ist es sinnvoll, die Elektronikkanäle genauso anzuordnen wie die zugehörigen Detektorkanäle. Damit ist der räumliche Abstand zwischen benachbarten Kanälen immer gleich und die Signallaufzeiten lassen sich besser kontrollieren. Jeweils sieben Detektoren wurden, wie bereits in Abbildung 3.2 gezeigt, logisch zu einer Spalte zusammengefaßt. Daher wurden auch die Elektronikkanäle in Spalten angeordnet. Dazu wurden jeweils sieben Platinen in einem mechanischen Rahmen montiert. Diese Einheit wird im folgenden mit Modul bezeichnet.

Aus dieser Anordnung ergibt sich das in Abbildung 4.15 gezeigte Design für den Informationsaustausch eines einzelnen Triggerkanals mit seinen Nachbarn. Die Bezeichnungen (c,r) stehen für den Ursprung der Signale. c (Column) steht für den Index der Spalte (1..146), r steht für den Ring-Index (1..7).

Im linken Teil der Platine sind die Verbindungen eingezeichnet, die zur Bildung der Energiesumme notwendig sind. Das Signal des Detektors (c,r) wird durch sog. „Buffer“ (Operationsverstärker mit Verstärkungsfaktor 1) an alle direkt benachbarten Kanäle verteilt. Nach links sind die „Buffer“ gezeichnet, die das Signal an benachbarte Spalten senden. Nach oben und unten wird das Signal innerhalb einer Spalte verteilt. Entsprechend zur Verteilung der Signale sind auch die Eingänge von den Nachbarkanälen angeordnet. Die Eingänge des Analogteils sind in Abbildung 4.15 mit den $(c \pm i, r \pm j)$ -Paaren bezeichnet. Diese Anordnung der Ein- und Ausgänge für die Analogsignale ermöglicht, daß nach Aneinanderreihen mehrerer Platinen die Bildung der Energiesumme immer nur mit den Kanälen der jeweiligen Nachbarzone erfolgt. Auf diese Weise entsteht eine *lokale* Busstruktur, die immer nur miteinander benachbarte Karten verbindet.

Die „Buffer“ (HFA1145 der Firma Harris) verfügen über eine Steuerleitung, mit der der Ausgang abgeschaltet werden kann. Damit ist es möglich, für Kalibrationszwecke die Summierung von 9 Detektorsignalen abzuschalten und nur noch das einzelne Detektorsignal zu verarbeiten. So kann man die Energiespektren der einzelnen Detektoren vermessen. Die Verarbeitung der Signale ist in Abbildung 4.15 nur als Kasten dargestellt.

Auf der rechten Seite in Abbildung 4.15 sind die Verbindungen eingezeichnet, die zur Erkennung eines lokalen Maximums in der Vetozone benötigt werden.

Die Verbindungen, die nach oben und unten eingezeichnet sind, dienen dazu, durch Aneinanderreihen von weiteren Karten zu einer Spalte ebenfalls eine lokale Busstruktur zu erzeugen. Die Ein- und Ausgänge sind so angeordnet, daß jeweils die Karten von (r+2) bis (r-2) miteinander verbunden sind.

Die Verbindungen zwischen den einzelnen Spalten folgt dem gleichen Prinzip. Die lokale Busstruktur wird über Kabel realisiert, die an der Rückseite der Platine angebracht werden (in Abbildung 4.15, rechts, der gestrichelt umrandete Bereich). Der Verlauf der Signale über die rückseitige Verkabelung ist in Abbildung 4.16 gezeigt. Mit S (Sender) sind die Ausgänge der Signale bezeichnet.

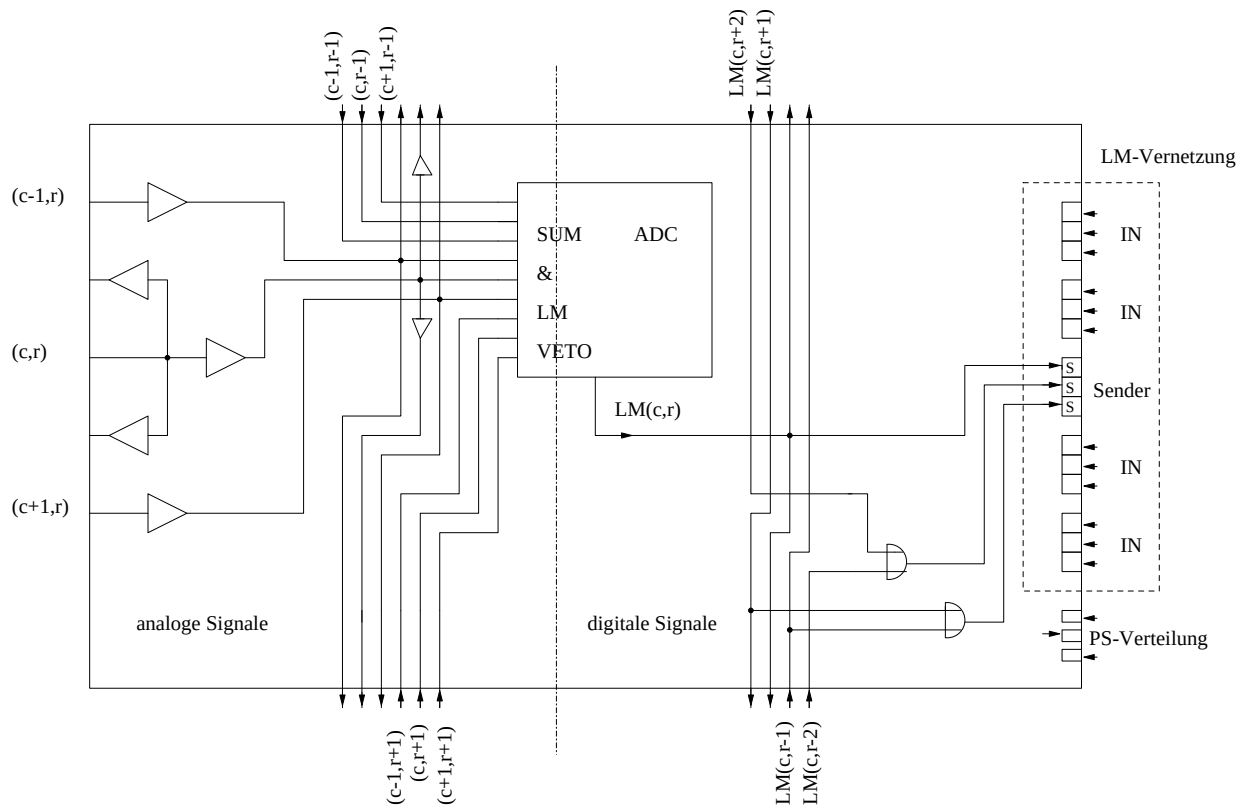


Abbildung 4.15: Schematische Ansicht der Leiterbahnführung zur Realisierung des Informationsaustauschs zwischen benachbarten Kanälen. Die Beschriftung an den Eingängen gibt den Ursprung der Signale an. Im linken Teil ist die Verteilung der Analogsignale und im rechten Teil die Verteilung der LM-Signale angedeutet. Der umrandete Bereich rechts ist die Steckerleiste zur LM-Verbindung mit benachbarten Spalten (Erläuterung s. Text).

Ein Beispiel soll den Signalverlauf verdeutlichen. Der Kanal mit dem Index (c,r) habe zur Zeit $t=0$ ein Ereignis registriert. Jetzt muß überprüft werden, ob in der Vetozone ein Ereignis bereits vorlag (ab $t = -20$ ns) oder noch ein Ereignis auftreten wird (bis $t=20$ ns). Es soll jetzt davon ausgegangen werden, daß zum Zeitpunkt ($t = -15$ ns) in dem Kanal mit dem relativen Index $(c-2,r+2)$ ein Ereignis vorlag. Die Triggerkarte mit dem Index $(c-2,r)$ erhält durch die vertikale Vernetzung die Mitteilung eines LM-Signals in der Triggerkarte, $(c-2,r+2)$. Die Karte $(c-2,r)$ bildet aus den Signalen der Karten $(c-2,r+2)$ und $(c-2,r-2)$ durch logische ODER-Verknüpfung das Signal $LM(c',r\pm 2)$. Dieses Signal wird über die Kabel der Rückseite verteilt. In Abbildung 4.16 ist die Struktur der Verkabelung abgebildet. Der Sender S des Signals $LM(c',r\pm 2)$ verschickt diese Signal über die Kabel nach rechts und links. In Abbildung 4.16 grau unterlegt. Die Karte (c,r) erhält die „Nachricht“ über ein LM-Signal an dem Eingang $LM(c-2,r\pm 2)$ und kann dann daraus das VETO generieren.

Nach dem gleichen Prinzip der lokalen Busstruktur funktioniert auch der Austausch der PS Signale (s. Abschnitt 3.2.2), die Signale die den Zeitpunkt eines Ereignisses anzeigen. Der Übersichtlichkeit wegen wurden diese Verbindungen hier nicht eingezeichnet.

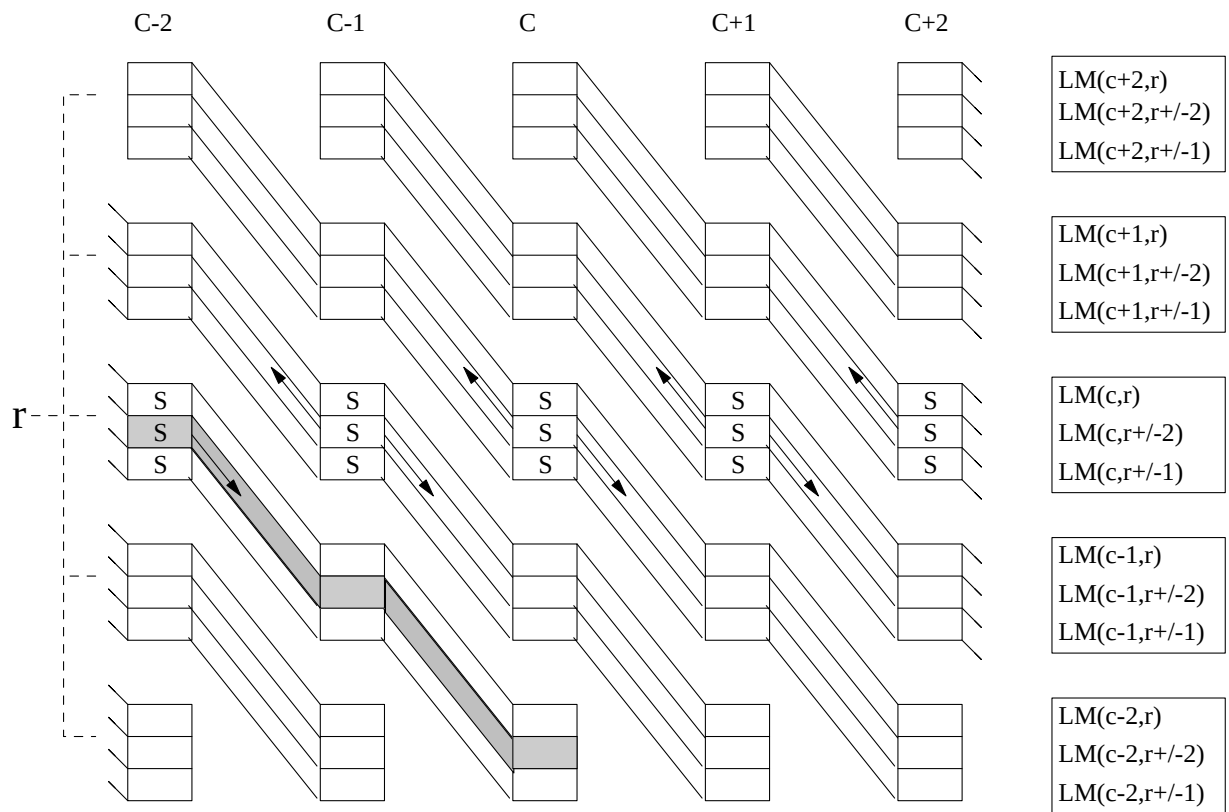


Abbildung 4.16: Rückseitige Verkabelung der Triggerkarten zur lokalen Busstruktur. Dargestellt ist die Verkabelung für 5 benachbarte Karten, mit dem gleichen Ringindex r .

4.2 Erzeugung und Speicherung von Histogrammen

Die Verarbeitungseinheit, die zur Erstellung der Histogramme und Speicherung der Daten vorgesehen ist, wurde von der Triggereinheit abgetrennt.

Aus der digitalen Energie-, Orts- und Polarisationsinformation wird eine Adresse für einen Histogramm-Speicher gebildet und der Inhalt der zugehörigen Speicherstelle wird um eins erhöht. In Abbildung 4.17 ist das Schaltbild der Histogrammeinheit schematisch gezeigt. Die Adresse für den Histogrammspeicher setzt sich folgendermaßen zusammen: die Niederwertigsten Bits 0 bis 7 repräsentieren die Energie des Ereignisses, die Bits 8 bis 13 enthalten die Ortsinformation, Bit 14 trägt die Polarisationsinformation. Zusätzlich ist ein Reservebit vorgesehen.

Gültige Informationen am Eingangs-Buffer (Receiver) werden durch das Signal HIST angezeigt, das direkt zum Histogrammprozessor (HIST-Proc.) geleitet wird. Der Histogrammprozessor gibt dieses Signal an den FIFO-Zwischenspeicher weiter. Das Adresswort wird dann in den FIFO-Speicher geschrieben. Falls der FIFO-Speicher vorher leer war, wird jetzt das Signal FNE (Fifo Not Empty) gesetzt. Der Histogrammprozessor startet seinen Histogrammzyklus wenn der FIFO-Speicher das FNE-Signal setzt. Er führt solange Histogrammzyklen durch, bis das FNE-Signal wieder auf logisch 0 zurückgesetzt wird, also der FIFO-Speicher leer ist.

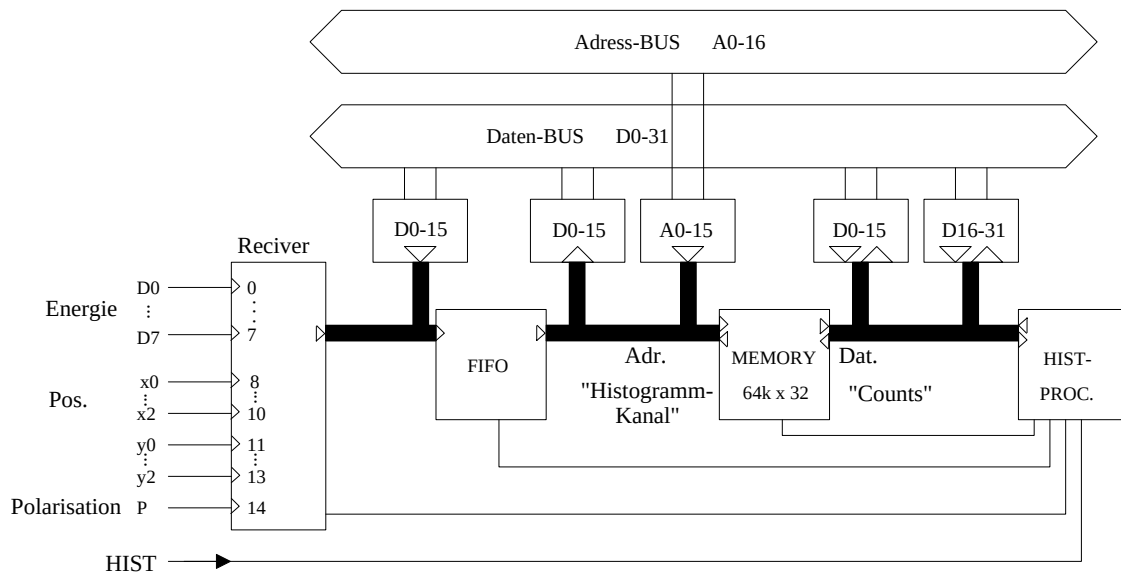


Abbildung 4.17: Schematischer Schaltplan der Histogrammeinheit. Die Steuerleitungen wurden in dieser Skizze aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht eingezeichnet.

4.2.1 Der FIFO-Zwischenspeicher

Die Informationen, die im Histogrammspeicher abgelegt werden sollen, treten zeitlich statistisch verteilt auf. Als mittlere Rate kann die Triggerrate (aus 2.4) angenommen werden. Als kürzeste Zeitabstände können aufgrund der Vetologik nur 20 ns auftreten. Kürzere Zeitabstände werden als „pile up“ verworfen. Da der Histogrammprozessor nicht in der Lage ist, alle 20 ns ein neues Ereignis abzuspeichern, wird die ankommende Information in einen FIFO-Zwischenspeicher geschrieben. Dieser hat die Funktion einer Warteschlange. Der Histogrammprozessor muß nur noch so schnell arbeiten, wie es der mittleren (Trigger-)Rate entspricht. Dazu muß die Länge der Warteschlange ausreichend dimensioniert sein (s. Anhang A).

Als FIFO-Speicher der Typ CY7C457 der Firma Cypress verwendet. Die Speicherplatztiefe (d.h. die max. Länge der Warteschlange) beträgt 2048 und die Zugriffszeit auf den Speicher 14 ns [Cyp95].

4.2.2 Der Histogrammprozessor

Der Histogrammprozessor führt den Zählvorgang aus. Dazu werden die Informationen, die im FIFO-Speicher stehen, als Adressen an den Speicher (MEMORY) angelegt. Der Inhalt der adressierten Speicherstelle wird in den Histogrammprozessor geladen und um eins erhöht. Anschließend wird der erhöhte Zählerstand wieder in die noch adressierte Speicherstelle zurückgeschrieben. In Abbildung 4.18 ist der zeitliche Ablauf eines Histogrammzyklus im Detail dargestellt.

Mit CLK0 wird die externe „Uhr“ bezeichnet, auf die alle Abläufe im Histogrammprozessor synchronisiert sind. Die Eigenschaft des FIFO-Speichers, sein Statusregister erst mit einem Lesezyklus zu aktualisieren, erzwingt vor einem Histogrammzyklus einen Lesezugriff auf den FIFO-Speicher, um die Statusänderung FNE (Fifo Not Empty) abfragen zu können (dies ist in der CLK0-Phase, die mit 0 bezeichnet ist, angedeutet). Wenn der FIFO-Speicher das Signal FNE auf

logisch 1 setzt, startet der Histogrammprozessor seinen Zyklus (CLK0-Phase 1). Die Signale FHIST (Fifo-to-HISTogram) und MEN (Memory-ENable) werden gesetzt. Während der CLK0-Phase 1 wird das Adresswort, das an erster Stelle im FIFO-Speicher steht, an den Histogrammspeicher gelegt. In Phase 2 wird der Speicherinhalt der adressierten Stelle in einen 32-bit Zähler geladen, der sich im Histogrammprozessor befindet (LD in CLK1). In Phase 3 wird der Inhalt des Zählers um 1 erhöht („Count UP“ in CLK1). Phase 5 wird dazu benutzt, den Inhalt des Zählers wieder an die noch adressierte Speicherstelle zurück zu schreiben. Mit Beendigung der Phase 6 sind alle Vorgänge abgeschlossen. Falls der FIFO-Speicher noch nicht leer ist, wird ein weiterer Histogrammzyklus gestartet.

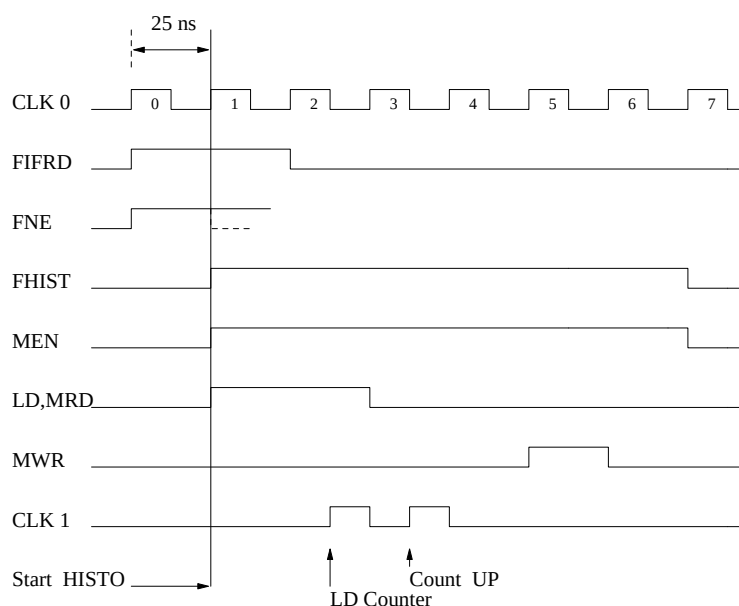


Abbildung 4.18: Zeitlicher Ablauf eines Histogrammzyklus.

Für den Histogrammprozessor wurde ein frei programmierbarer Logikbaustein (sog. FPGA Free Programmable Gate Array) benutzt. Diese Bausteine erlauben es, beliebige komplexe logische Verknüpfungen zu realisieren. Mit Hilfe einer speziellen Makrosprache können diese Bausteine über die serielle Schnittstelle eines Computers programmiert werden. Die Verknüpfungen sind in einem nicht flüchtigen Speicher festgehalten, so daß nach Aus- und wieder Anschalten die Verknüpfungen immer noch bestehen.

Als Typ wurde der Baustein ispLSI 1024 der Firma Lattice verwendet. Der Baustein ist für Taktfrequenzen bis 80 MHz einsetzbar. Die verwendete Taktfrequenz beträgt 40 MHz. Damit ergibt sich für einen Histogrammzyklus eine Gesamtzeit von 150 ns (zum Vergleich: Der mittlere erwartete Abstand zwischen zwei Ereignissen in einem Kanal beträgt $\approx 1 \mu\text{s}$).

Als Histogramm-Speicher (MEMORY) wurde ein statischer RAM-Baustein des Typs EDI 8L3265C 15 AC der Firma Electronic Design Inc. eingesetzt. Der Speicher ist mit 64k Adressraum mit jeweils 32 bit tiefen Speicherstellen ausgestattet, dessen Zugriffszeit 15 ns beträgt.

Die gesamte Trigger- und Verarbeitungs-Elektronik soll, um Kabelwege kurz zu halten, in der Nähe des Experiments aufgebaut werden. In den Experimentierhallen herrscht allerdings während einer Strahlzeit ein relativ großer Strahlungsuntergrund. Das bedeutet, daß die Wahrscheinlichkeit von Fehlfunktionen der Elektronik zunimmt [Gat69]. Daher wurde darauf geachtet, an kritischen Stellen Redundanzen „einzubauen“, um Fehlfunktionen erkennen zu können. Als

kritische Stellen können alle hochintegrierten Schaltungen betrachtet werden, also insbesondere Histogrammprozessor und -speicher. In jeden Histogrammprozessor wurde daher ein 4 bit Ereigniszähler eingebaut, der bei jedem Histogrammzyklus um eins erhöht wird. So erhält man die unteren 4 bit der Gesamtzahl der Ereignisse. Wenn der Speicher ausgelesen wird, kann man die Summe der Speicherinhalte berechnen und mit dem Ereigniszähler vergleichen. Bei Abweichungen liegt eine Fehlfunktion vor.

Der Histogrammspeicher ist mit 32 bit Tiefe ausreichend bemessen (s. Abschnitt 3.3.1). Sollte aber dennoch der Histogrammzähler im Prozessor einen Überlauf melden, liegt ebenfalls eine Fehlfunktion vor. Dies wird in einem weiteren Status-Bit des Histogrammprozessors festgehalten.

4.2.3 Das Histogrammodul

Wie auch bei der Triggerelektronik wurden hier sieben Kanäle zu einer Einheit zusammengefaßt. Allerdings war es möglich, diese auf einer Platine mit vier Leiterbahnebenen unterzubringen. Diese Einheit wird im folgenden als Histogrammodul bezeichnet. Jede Platine ist mit einer VME-Schnittstelle ausgestattet, über die die Steuerung der Funktionen und die Auslese der Histogramme vorgenommen werden kann.

Neben dem bereits erläuterten Möglichkeit des Histogrammiers verfügt das Histogrammodul über weitere Betriebsmodi. Ein zusätzlicher Lattice Baustein vom Typ ispLSI1016 übernimmt das Zurücksetzen der Histogrammspeicher. Durch Anlegen eines Signals (MZERO) über den VME-Bus werden gleichzeitig alle sieben Speicher eines Moduls von diesem Lattice-Baustein adressiert und in jede Speicherstelle wird als Datenwert 0 geschrieben.

Auf einer Platine sind verschieden Testmöglichkeiten vorgesehen, um die Funktionsfähigkeit des Moduls auch ohne Anschluß an eine Triggerkarte überprüfen zu können. In Abbildung 4.17 ist dies durch die Verbindungswege zwischen dem externen und dem internen Bus angedeutet. So können direkt Adressworte für den Histogrammspeicher in den FIFO-Speicher geschrieben werden, Adressworte können aus dem FIFO-Speicher direkt ausgelesen werden, der Histogrammspeicher ist mit Werten beschreibbar und auslesbar und der Zähler des Histogrammprozessors ist voreinstellbar.

Um die Histogrammkanäle definiert an- und abschalten zu können, ist auf jeder Platine ein Eingang vorgesehen, mit dem die Histogrammfunktion gesperrt werden kann. Das Histogrammodul übernimmt auch die Steuerfunktion für die Triggerkarte. Die Schwellen für die Komparatoren und der Kalibrier-Modus können von hier aus gesetzt werden.

4.3 Gesamtaufbau der Elektronik

In Abbildung 4.19 und Abbildung 4.20 ist der mechanische Gesamtaufbau der Datenerfassungselektronik gezeigt. Wegen der Faßgeometrie des Experiments und der überlappenden Summen und Vetoregionen wurden die Elektronikkanäle auf die gleiche Weise angeordnet. Auf die Montage direkt hinter dem Detektor wurde aus Gründen des Strahlenschutzes und der Wartbarkeit des Systems verzichtet. Die Elektronik wird hinter einer 4 m hohen und 1 m dicken Betonwand aufgestellt.

Oben befinden sich die Triggerkarten, deren mechanische Höhe etwa 1 m beträgt. Darunter sind die VME-Crates aufgebaut, in denen sich die Histogrammkarten und die Ausleseprozessoren befinden. Zur Auslese von 1022 Detektoren werden 8 VME-Crates benötigt.

Der vom Detektor getrennte Aufbau erzwingt, daß 1022 Signalkabel vom Detektor zur Elektronik verlegt werden. Es finden spezielle Koaxialkabel Verwendung, deren Isolator material aus aufgeschäumten Polyethylen besteht. Diese Kabel zeichnen sich durch sehr geringe Dämpfung und Dispersion aus [Els95]. Vorversuche haben gezeigt, daß Pulsanstiegszeiten von 1 ns ohne Veränderung über 20 m übertragen werden.

Die Kabel sind in der Laufzeit abgeglichen worden, so daß sich die „elektrische“ Länge der Kabel untereinander um weniger als 0.5 ns unterscheidet. Damit ist sichergestellt, daß ursprünglich gleichzeitige Ereignisse nicht falsch interpretiert werden (als „pile up“).

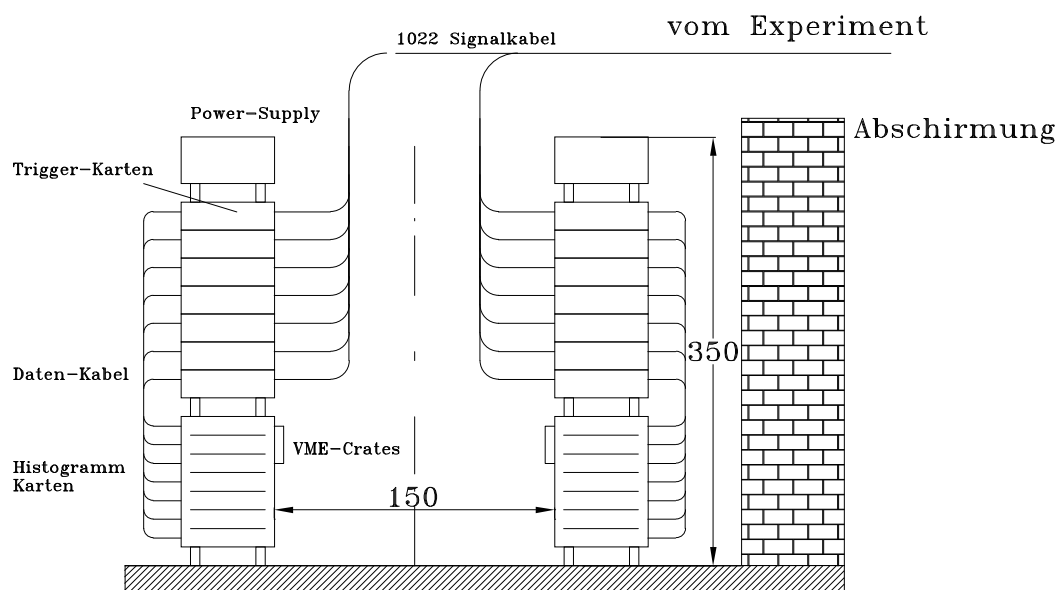


Abbildung 4.19: Seitenansicht des kompletten Elektronikaufbaus (geplant).

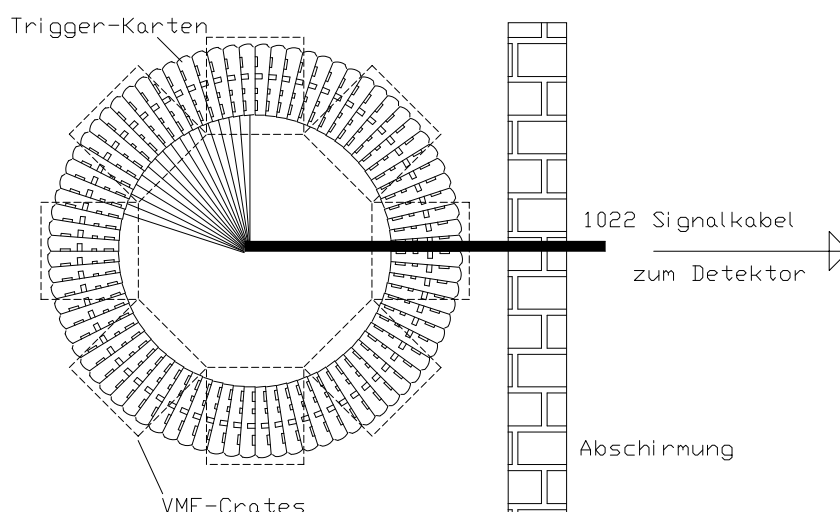


Abbildung 4.20: Ansicht des kompletten Elektronikaufbaus von oben. Die Triggerkarten werden frei tragend in einem Ring montiert, die Histogrammkarten sind in 8 VME-Crates untergebracht

5 Tests und Messungen

Die Überprüfung der Funktionsfähigkeit und der Spezifikationen wurde an 49 komplett ausgestatteten Elektronikkanälen durchgeführt. Dazu wurden sieben Triggermodule mit je sieben Kanälen und die dazugehörigen Histogrammodule aufgebaut. Die Funktionstests wurden in Labortests mit Pulsgeneratoren und mit Detektoren am Elektronenstrahl vorgenommen.

Zunächst werden die Durchführung sowie die Ergebnisse der Tests und Messungen an der Triggerkarte beschrieben. Dabei wird der Schwerpunkt auf den Signalweg der Analogsignale vom Eingang bis zur Digitalisierung gelegt. Die Vetologik wird in einem gesonderten Abschnitt behandelt. An diesen anschließend werden die Tests an der Histogrammkarte beschrieben. Das Kapitel endet mit einer Zusammenfassung der Ergebnisse.

5.1 Test des Triggermoduls mit Pulsgeneratoren

Tests mit Pulsgeneratoren liefern sehr gute Aussagen über die Funktionsweise und mögliche Fehlerquellen in elektronischen Schaltungen, da sie unter definierten reproduzierbaren Bedingungen durchgeführt werden. Viele Funktionen des Triggermoduls konnten auf diese Weise vermessen werden.

Im Gegensatz zu den vorangegangenen Beschreibungen des Kapitel 4, in denen immer entlang des Signalpfades vorgegangen wurde, wird zur Beschreibung der Tests und Messungen eine andere Reihenfolge gewählt.

Den Anfang bilden die Tests des Integrators (aus Abschnitt 4.1.4, Abbildung 4.6) und des damit eng verknüpften FADCs (Abschnitt 4.1.5, Abbildung 4.8). Dort werden Messungen zur Linearität und zu Exemplarschwankungen der 49 Kanäle vorgestellt. Anschließend werden die Tests zur Verteilung der Analogsignale und des Summierverstärkers (aus 4.1.1, Abbildung 4.1) beschrieben.

Danach wird die Erzeugung des Triggersignals aus den Einzelsignalen des lokalen Maximums und des „constant fraction“-Diskriminators beschrieben und deren Stabilität für verschiedene Amplituden. Der Abschnitt endet mit Messungen zur Ratenstabilität und zum Einschaltverhalten der Triggerkarte.

Wie in Abschnitt 4.1.9 erläutert, bietet die Eingangsstufe der Triggerkarte die Möglichkeit, die Summierung über die neun Kanäle der Nachbarschaftszone aufzuheben. Die fehlende Offsetkompensation macht sich allerdings beim Umschalten zwischen den beiden Betriebsmodi störend bemerkbar. Im Summiermodus werden die Signale der Nachbarkanäle zum Signal des zentralen Kanals hinzu addiert, also auch deren Offsetspannungen. Beim Umschalten in den Kalibriermodus werden auch die Offsetspannungen weggelassen, was zu einer Verschiebung des Nullpunktes der Triggerkarte führt (s.u. Abschnitt 5.1.2) und somit auch zu einer Verschiebung

der gemessenen Spektren. Zur besseren Vergleichbarkeit wurden alle Messungen dieses Kapitels im Summiermodus durchgeführt.

5.1.1 Integrator und FADC

Die Funktionsweise des Integrators aus 4.1.4 ist in Abbildung 5.1 illustriert. Mit einem Speicher-Oszilloskop wurden der Eingangspuls (C4) der Triggerkarte, der integrierte Eingangspuls direkt am Eingang des FADC (C1) und der Schaltimpuls für den Entladeschalter (C2) aufgenommen. Der Eingangspuls (C4) wurde mit Hilfe eines Pulsgenerators erzeugt. Seine Anstiegs- und Abfallzeiten sind so gewählt, daß sie möglichst gut die Pulsform eines Detektorsignals wiedergeben. Diese Pulsform wird auch für die weiteren Tests der Triggerkarte verwendet und mit „Modellpuls“ bezeichnet.

Die Zeitdifferenz zwischen Eingangssignal und integriertem Signal entspricht der Durchlaufzeit durch die analoge Signalverarbeitungskette vom Eingang der Triggerkarte bis zum Eingang des Integrators. Die Signalformen stimmen mit den Ergebnissen der SPICE-Simulation aus Kapitel 4.1.4, Abbildung 4.7 überein. Die Digitalisierung des integrierten Signals erfolgt mit der steigenden Flanke von C2.

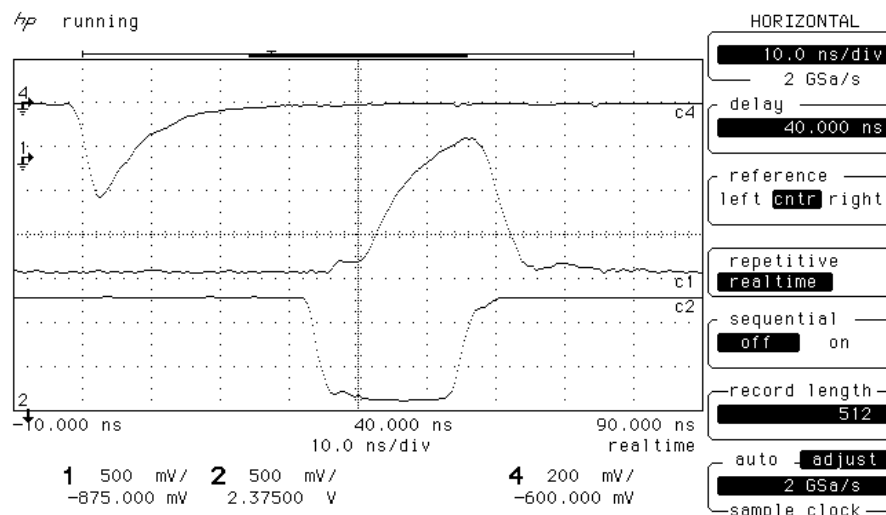


Abbildung 5.1: Der zeitliche Ablauf der Ein- und Ausgangssignale des Integrators mit einem Speicher-Oszilloskop aufgenommen. Das Eingangssignal (C4), das integrierte Signal (C1) und der Schaltimpuls des Entladeschalters (C2) sind zu sehen. Die Zeitablenkung betrug 10 ns/div.

Nullpunkte und Empfindlichkeit

Um die Kanäle der ADCs einer Energie zuzuordnen zu können muß jede Triggerkarte kalibriert werden. Dies wird im Folgenden exemplarisch an einem Kanal erläutert. Dazu wurde ein Eingangssignal mit bekannter Pulsform und bekannter Amplitude über einen variablen geeichten Abschwächer auf den Eingang der Triggerkarte gegeben (s. Abbildung 5.2).

Die Ladung im Eingangspuls ist in Abbildung 5.3 gegen die digitalisierten Pulsamplituden aufgetragen. Die Ladung des benutzten Pulsgenerators betrug $127 \text{ pC} \pm 5\%$. Die Genauigkeit des Abschwächers war mit $<3\%$ angegeben.

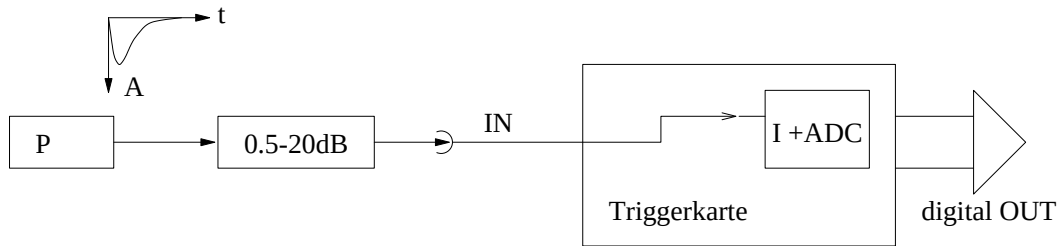


Abbildung 5.2: Messung zur Bestimmung des Nullpunkts und der Empfindlichkeit einer Triggerkarte. Der Pulsgenerator, dessen Pulsladung bekannt ist, wird über einen geeichten Abschwächer an den Eingang der Triggerkarte angeschlossen.

Wie zu erwarten war, liegen die Meßpunkte sehr gut auf einer Geraden. Man spricht in diesem Zusammenhang auch von der *integralen* Linearität. Die Lage des Nullpunkts der ADC-Skala wurde mit $-67 \pm 2(\text{syst.})$ Kanälen bestimmt. Die Empfindlichkeit dieser Triggerkarte beträgt $0.47 \pm 0.024(\text{syst.})$ pC/Kanal. Die systematischen Unsicherheiten sind durch den systematischen Fehler in der Ladung des Pulsgenerators begründet.

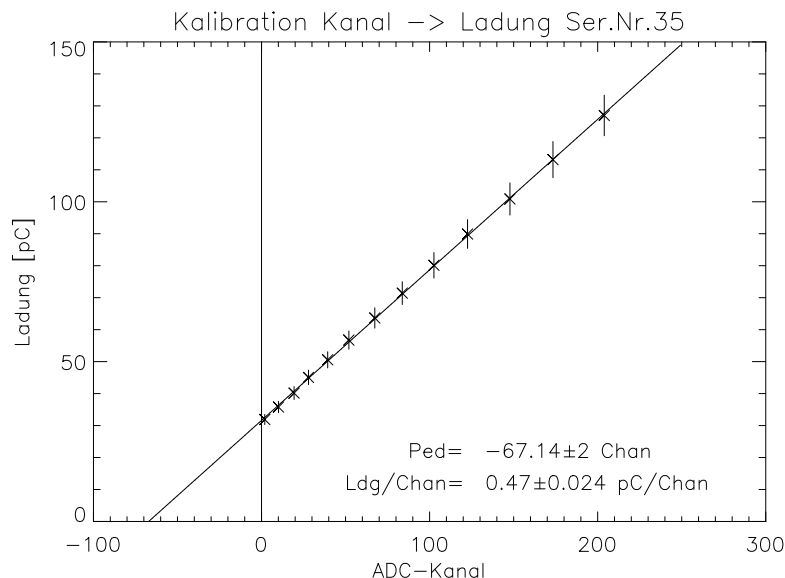


Abbildung 5.3: Kalibrationsgerade zur Bestimmung der integralen Linearität und des Nullpunkts der ADC-Skala. Bei den Fehlerbalken der Meßpunkte handelt es sich um den korrelierten Fehler, mit dem die Pulsladung bekannt ist.

Diese Messung wurde für alle Triggerkarten durchgeführt. Dabei ist zu beachten, daß die Lage des Nullpunkts nicht nur von der jeweiligen Karte, sondern auch durch die individuellen Offsetspannungen der Nachbarkanäle beeinflusst wird und somit von der jeweiligen Anordnung der Triggerkarten abhängt. Die Nachbarkarten addieren in der Summenstufe ihre Offsetspannungen zum jeweiligen Kanal hinzu. Der Austausch einer Karte beeinflusst auf diese Weise die Nullpunktlagen der acht benachbarten Karten.

In Abbildung 5.4 ist die Verteilung der Empfindlichkeiten der einzelnen Triggerkarten dargestellt. Als Mittelwert der Verteilung erhält man 0.47 pC/Kanal. Der systematische Fehler dieser Messung liegt bei 5% und ist durch die Unsicherheit der Ladungsbestimmung des Eingangspulses gegeben. 48 der 50 getesteten Triggerkarten liegen innerhalb eines 10% Toleranzbandes um

den angegebenen Mittelwert. Diese Schwankungen sind im wesentlichen durch die Verwendung von Integrationskapazitäten der 10%-Reihe verursacht.

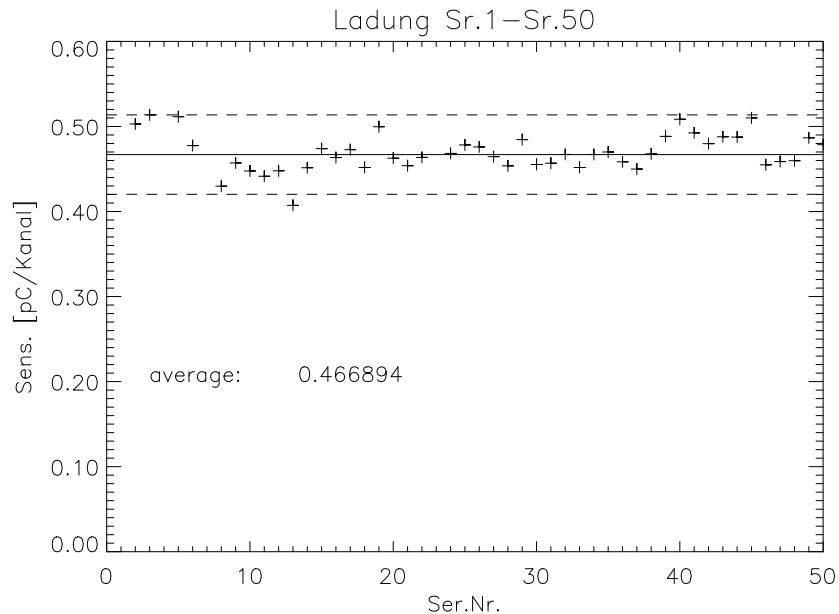


Abbildung 5.4: Verteilung der Empfindlichkeit der 49 Triggerkarten. Der Mittelwert liegt bei 0.47 pC/Kanal. Zusätzlich ist das 10%-Toleranzband um diesen Wert ist eingezeichnet.

Die Lage der Nullpunkte für einen gegebenen Aufbau ist in Abbildung 5.5 dargestellt. Der Mittelwert der Nullpunkte liegt bei -48.7 Kanälen. Eingezeichnet ist ein 20% Toleranzband um den Mittelwert. Die starken Schwankungen haben ihre Ursache in den stark schwankenden Offsetspannungen der verwendeten Operationsverstärker der Signalverarbeitungskette. Da diese Werte so stabil wie die Offsetspannungen sind, können die Nullpunkte für einen gegebenen Aufbau vermessen und die gemessenen Spektren damit korrigiert werden.

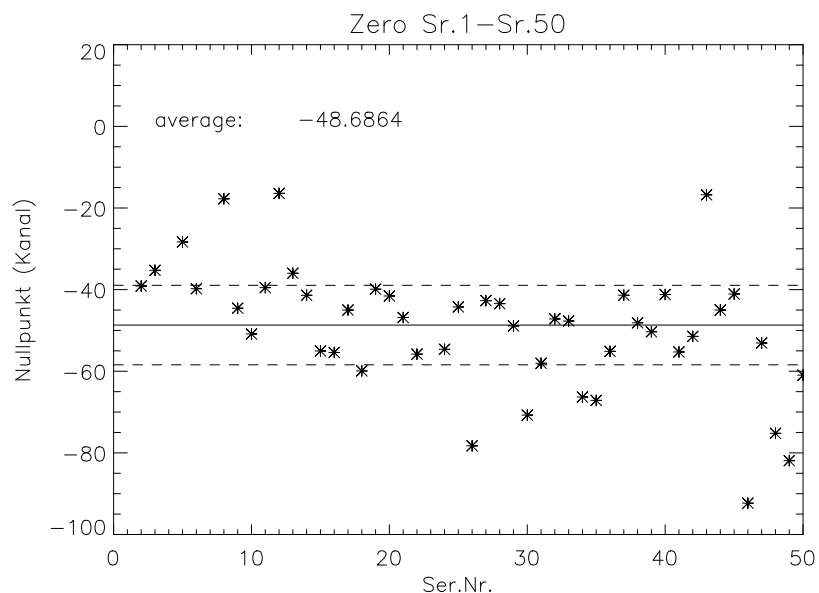


Abbildung 5.5: Verteilung der Nullpunktlagen der 49 Triggerkarten. Eingezeichnet ist ein 20%-Toleranzband.

Differentielle Nichtlinearität

Die Bestimmung der Empfindlichkeit im vorangegangenen Absatz macht Aussagen über die *integrale* Linearität der Triggerkarte. Eine Eigenschaft von FADCs ist allerdings ihre relativ große *differentielle* Nichtlinearität. Es handelt sich dabei um zum Teil starke lokale Schwankungen der Kanalbreite.

Ein 8-bit FADC ist intern mit 256 Komparatoren aufgebaut, die ihre Referenzspannung über eine Widerstandskette erhalten. Die Genauigkeit, mit der diese Widerstände in den Halbleitern hergestellt werden können, ist begrenzt. Dies führt dazu, daß die effektiven Kanalbreiten stark schwanken. Im Datenblatt des verwendeten FADC ist die Schwankungsbreite mit 0.6 LSB (typ.) angegeben, das entspricht Kanalbreiten von 0.4 bis 1.6 relativ zur idealen Kanalbreite von 1.

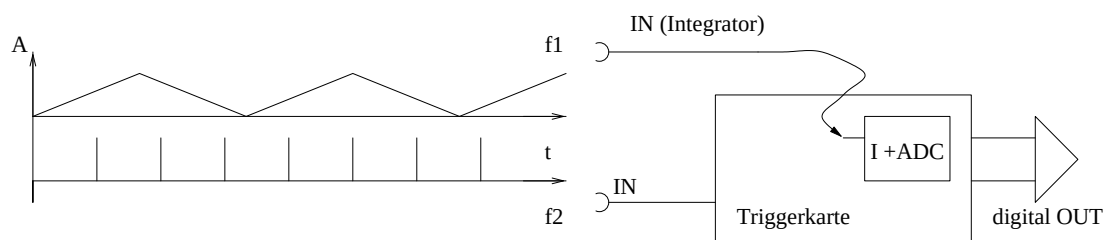


Abbildung 5.6: Messung zur Bestimmung der differentiellen Nichtlinearität.

In Abbildung 5.6 ist der Aufbau skizziert, mit dem die differentielle Nichtlinearität vermessen wurde. Der Eingang des Integrators wird von der Signalkette abgekoppelt und direkt mit einer Dreiecksspannung versorgt, deren Frequenz (f_1) kleiner ist als die Rate (f_2), mit der die Triggerkarte getriggert wird. Für f_1 wurden etwa 100 kHz und für f_2 1 MHz gewählt. Der Eingang des ADCs überstreicht in kurzer Zeit den gesamten dynamischen Bereich der Eingangsspannung. Nach einigen Sekunden erhält man ein Spektrum wie in Abbildung 5.7 gezeigt.

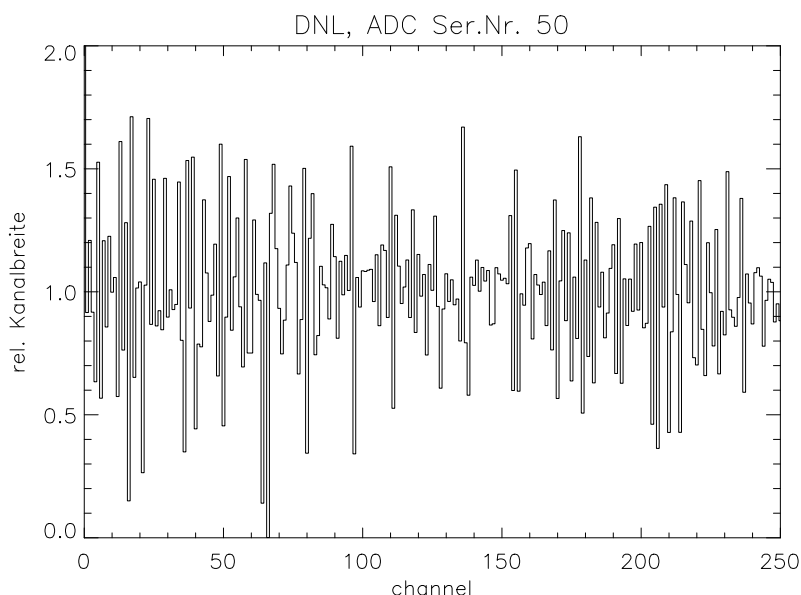


Abbildung 5.7: Spektrum der differentiellen Nichtlinearität eines ADC.

Ein idealer ADC würde die gleiche Zahl an Einträgen für alle Kanäle liefern, was einer horizontalen Gerade entsprechen würde. Abbildung 5.7 zeigt ein auf 1 normiertes, Spektrum der differentiellen Nichtlinearität für einen Triggerkanal. Der statistische Fehler der Messung ist klei-

ner als 10^{-4} . Es handelt sich demnach bei den gezeigten Schwankungen um einen systematischen Effekt.

Die relativen Kanalbreiten liegen bis auf wenige Ausnahmen zwischen den im Datenblatt angegebenen typischen Werten von 0.4 bis 1.6. Es fällt auf, daß Kanal 66 keine Einträge hat, die Kanalbreite beträgt 0. Dieser Effekt wird als „missing code“ bezeichnet. Er tritt auf, wenn die Widerstandskette der Komparatoren des ADC einen Fehler aufweist.

Die Spektren der differentiellen Nichtlinearität sind individuell für jeden ADC. Es ist also erforderlich, von allen Triggerkanälen ein solches Spektrum aufzunehmen.

Als Konsequenz der Fluktuationen der Kanalbreiten ergibt sich, daß die Spektren, die mit diesen Karten aufgenommen werden, starke Schwankungen der Einträge von Kanal zu Kanal zeigen. Die Genauigkeit, mit der z.B. die Kurvenform der elastischen Linie angepaßt werden kann, leidet darunter. Die Spektren lassen sich aber korrigieren, wenn man die differentielle Nichtlinearität der jeweiligen Karte verwendet. In Abschnitt 5.1.4 ist die „Glättung“ eines gemessenen Spektrums mit Hilfe der relativen Kanalbreiten an einem Beispiel illustriert.

5.1.2 Summierung

Die Eigenschaften des Summierverstärkers bestimmen wesentlich die Genauigkeit, mit der die Energieauflösung des Detektors bestimmt werden kann. Würde ein stark rauschender Verstärker verwendet, hätte dies zur Folge, daß die elastische Linie im gemessenen Spektrum verbreitert und die Energieauflösung somit verschlechtert wäre. Zum Test der Summierung wurde der gleiche Pulsgenerator wie im vorangegangenen Abschnitt verwendet. In Abbildung 5.8 ist der Meßaufbau skizziert. Der Puls wird in einem aktiven Teiler verzweigt. Der nicht abgeschwächte Puls wird an den Summeneingang gelegt, der zu Detektor 0 gehört (direkter Signaleingang der Triggerkarte). Der zweite abgeschwächte Puls wird nacheinander an die Eingänge der Triggerkarten der Nachbarzone (1 bis 8) gelegt. Das abgeschwächte Signal gelangt so über die Verteilung der Analogsignale (vgl. Abschnitt 4.1.9) zum Summierverstärker der Triggerkarte 0.

Zunächst wurde eine Messung durchgeführt, in der nur der zentrale Eingang 0 mit dem nicht abgeschwächten Signal beschaltet war und die Lage des Eintrags im Spektrum bestimmt.

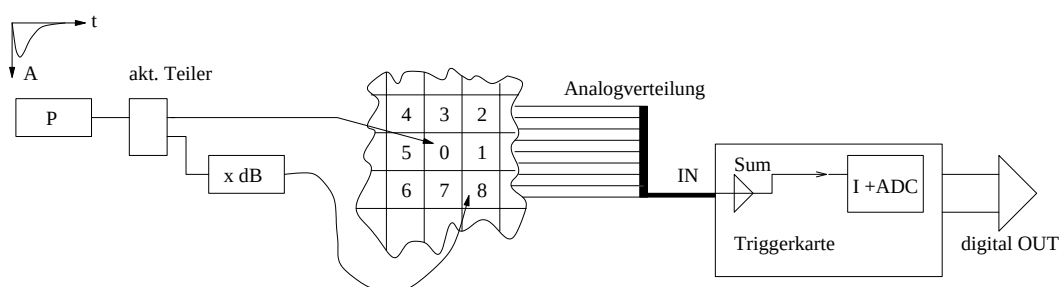


Abbildung 5.8: Meßaufbau zur Überprüfung der Summierung

Anschließend wurde nacheinander an die Eingänge 1 bis 8 der um 40 dB bzw. 26 dB abgeschwächte Puls zusätzlich angelegt. Das Ergebnis der Messung ist in Abbildung 5.9 gezeigt.

Das nicht abgeschwächte Signal der ersten Messung liegt in Kanal 203.3 (es sprechen in der Regel 2 bis 3 Kanäle im Histogramm an; die Lage wurde durch Bildung des Mittelwerts der Verteilung bestimmt).

Da die Empfindlichkeit der zentralen Karte bekannt ist (Messung aus Abbildung 5.3), kann bestimmt werden, wo der Eintrag für die Summe auftreten muß (jeweils durch senkrechte strich-

punktierte Linie in Abbildung 5.9 gekennzeichnet). In der Abbildung sind die acht resultierenden Summen-Peaks übereinander dargestellt.

Der Summeneintrag für die Messung mit +40 dB wird um 2.7 Kanäle nach oben verschoben erwartet. Die Lagen der acht Summen-Peaks weichen hiervon um etwa 7% ab. Für die Messung mit +26 dB werden die Einträge um 13.5 Kanäle nach oben verschoben erwartet. Die Abweichung der acht Summen-Peaks beträgt weniger als 0.6 Kanäle, was etwa 5% Abweichung entspricht. Diese Abweichungen entsprechen den Toleranzen der verwendeten Widerstände in der Verteilungsstufe der Analogsignale und im Summierverstärker.

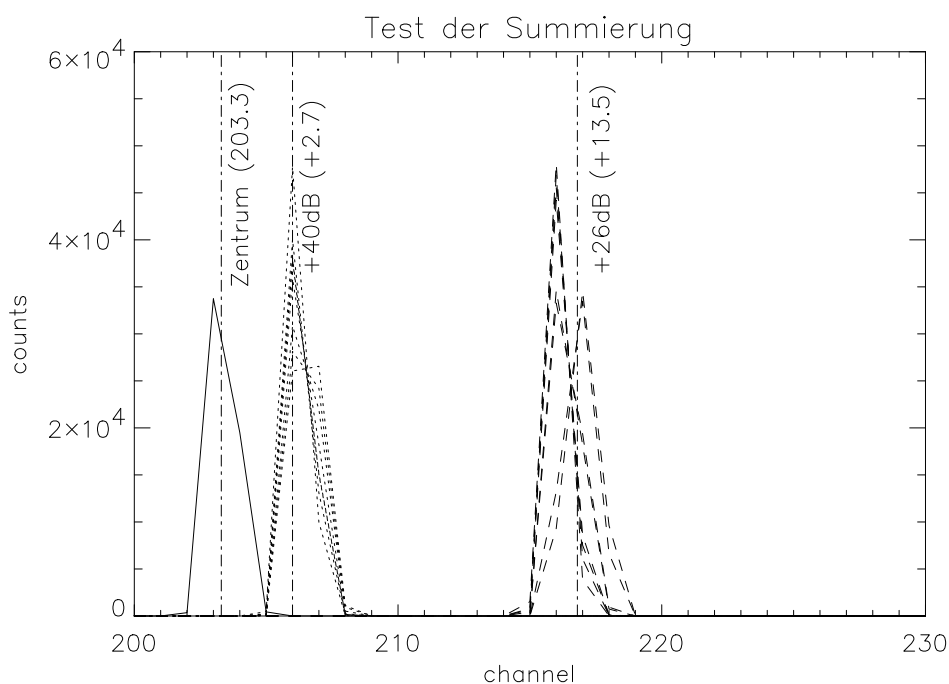


Abbildung 5.9: Test der Summierung der analogen Eingangssignale. Es ist lediglich der Ausschnitt aus dem Spektrum von Kanal 200 bis 230, in dem die Peaks liegen, gezeigt. Die jeweils acht resultierenden Summenpeaks liegen übereinander und weichen um weniger als 7% von den erwarteten Werten ab.

Bemerkung zum Kalibriermodus

Wie bereits in der Einleitung dieses Abschnittes erläutert, wurden alle Messungen im Summiermodus durchgeführt. Der Effekt der sich verschiebenden Spektren beim Umschalten der Betriebsmodi läßt sich quantitativ durch Betrachtung der Offsetspannungen verstehen. Beim Umschalten der Betriebsmodi ist eine Verschiebung der Spektren zwischen 15 und 30 Kanälen zu beobachten. Im Datenblatt des verwendeten Operationsverstärkers (HFA 1145) ist die Offsetspannung mit ± 2 mV (typ.) angegeben. Während des Aufbaus der 49 Triggerkanäle hat sich allerdings gezeigt, daß die Offsetspannungen dieser Verstärker alle positiv sind und zum Teil stark streuen (es traten Typ-Schwankungen bis 30 mV auf). Von +2 mV Offsetspannung ausgehend, werden am Summierpunkt des Operationsverstärkers bei neun Kanälen schon 18 mV Offsetspannung zum Signal addiert. Das ergibt an einem Eingangswiderstand von 50Ω bei einer durchschnittlichen Empfindlichkeit der Triggerkarte von 0.47 pC/Kanal und 20 ns Integrationszeit eine Verschiebung von 15 Kanälen.

Um den Kalibriermodus verwenden zu können, müssen auch in diesem Modus alle Nullpunkte bestimmt werden (analog zum Verfahren in Abschnitt 5.1.1). Dann können die Spektren, die im Kalibriermodus aufgenommen wurden, mit denen im Summenmodus verglichen werden, um damit die Hochspannungen der Photomultiplier zu kalibrieren (s. Abschnitt 3.3.1).

5.1.3 Trigger

In Abbildung 5.10 ist die Erzeugung des Triggersignals aus dem Signal des lokalen Maximums (LM) und des „constant fraction“-Diskriminators (CFD) veranschaulicht (zum Blockschaltbild der Triggerkarte s. Abbildung 4.13). Aus dem Eingangssignal (C3) werden die Signale für das lokale Maximum (C4) und den CFD (C2) abgeleitet. Beide Signale sind ECL-Signale, für die inverse Logik verwendet wurde, d.h. eine logische 1 wird durch einen ECL-Low Pegel (-1.6 V) und eine logische 0 durch einen ECL-High Pegel (-0.8 V) dargestellt. Durch die logische UND-Verknüpfung von (C2) und (C4) wird der Trigger (C1) erzeugt. Dieser wird durch einen ECL-High-Pegel dargestellt.

Der CFD (C2) bestimmt mit der fallenden Flanke das Zeitverhalten der Triggerkarte. Aus diesem Signal wird abgeleitet, wann der Integrator gestartet wird, wann digitalisiert wird und wie die Zeitfenster der Vetologik liegen. Es ist daher erforderlich, daß das Signal des CFD (C2) innerhalb des Zeitfensters des lokalen Maximums (C4) liegt. Das Signal des Triggers (C1) wurde mit einem Tastkopf aufgenommen, dessen Masseverbindung und Grenzfrequenz für schnelle ECL-Signale nicht geeignet war. Daher ist die Pulsform von Reflexionen überlagert.

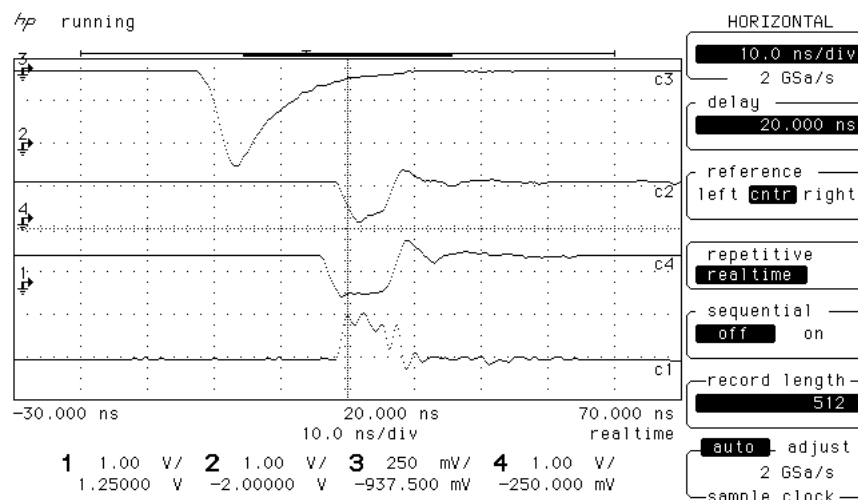


Abbildung 5.10: Erzeugung des Triggersignals aus lokalem Maximum und CFD. Die Zeitskala beträgt 10ns/div.

Da das Signal des CFD den Zeitablauf der Triggerkarte bestimmt, ist es wichtig, das Zeitverhalten dieses Signals für verschiedene Signalamplituden zu kennen. In Abbildung 5.11 ist die Zeitverschiebung des CFD-Signals für verschiedene Amplituden gegenüber der Maximalamplitude (auf der Skala bei 1) gezeigt. Die Signalthöhe der Maximalamplitude entspricht der eines elastischen Ereignisses.

Für Signalamplituden von 100% bis etwa 30% der Maximalamplitude ist das CFD-Signal sehr stabil. Es verschiebt sich um weniger als 400 ps. Erst wenn das Eingangssignal unter 20% der Maximalamplitude liegt, hat sich das CFD-Signal um mehr als 1 ns nach hinten verschoben. Zum Vergleich ist in Abbildung 5.11 auch das Zeitverhalten des LM-Signals dargestellt. Die

Fehler beider Messungen sind durch die Meßgenauigkeit des Speicher-Oszilloskops gegeben (durch Fehlerbalken angedeutet).

Die Verschiebung des Triggerzeitpunkts führt zu einem späteren Beginn der Integration. Da der Integrationsablauf ausreichend früh gestartet wird (s. Abbildung 5.1), ist sicher gestellt, daß der Anfang des Summensignals immer im Integrationsfenster liegt. Daher führt eine Verschiebung des Integrationsfensters zu verschieden langen Integrationen am Ende des Summensignals. Das kann dazu führen, daß kleine Amplituden (<20%) länger integriert werden als große Signalamplituden, was sich in einer Abweichung von der integralen Linearität bemerkbar machen würde. Wie aus Abbildung 5.3 hervorgeht, ist aber keine Abweichung von der Linearität festzustellen. Damit kann die Zeitverschiebung des Integrationsfensters als vernachlässigbar betrachtet werden.

Eine Verschiebung des Zeitbezugs der Vetosignale um 1 ns ist ebenfalls tolerierbar. Das 5 ns Zeitfenster, das zur Ausblendung gleichzeitiger Signale in der Nachbarschaftszone in Folge eines Schauers verwendet wird, kann um 1 ns nach hinten verschoben werden, ohne daß der Trigger des zentralen Kanals fälschlicherweise ein Veto erhält (s. Kapitel 4.1.6).

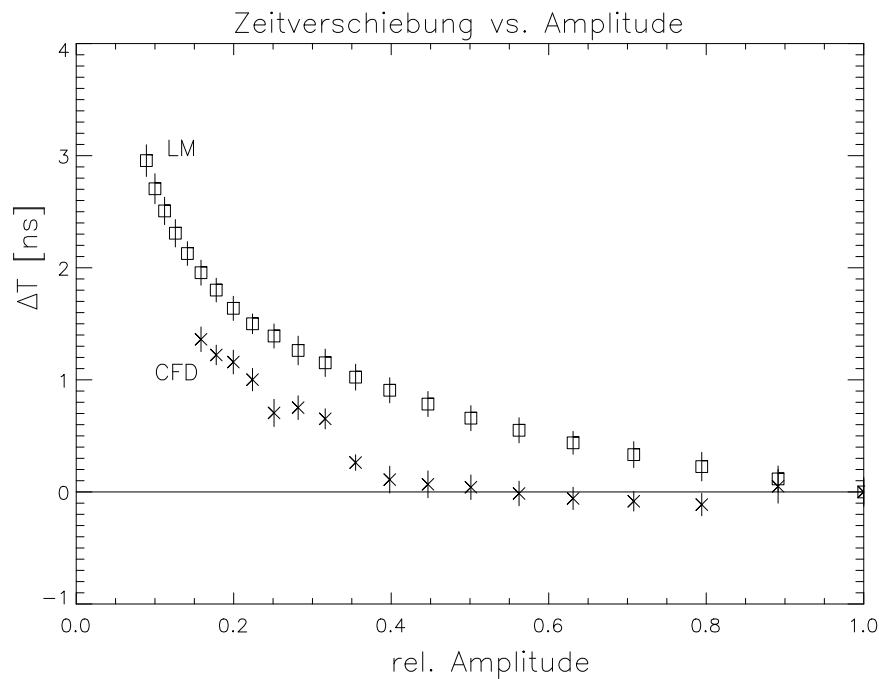


Abbildung 5.11: Messung der Zeitverschiebung für verschiedene relative Amplituden. Normiert wurde auf die Signal-Amplitude, die für ein elastisches Ereignis erwartet wird.

5.1.4 Triggerkarte als Ganzes

Die bisher dargestellten Tests und Messungen haben die Funktionsfähigkeit einzelner Komponenten des Aufbaus überprüft. Allerdings wurde die Erkennung von lokalen Maxima bisher noch nicht beschrieben, weil diese Tests mit Pulsgeneratoren nur schwer durchzuführen sind. Deshalb werden diese Tests weiter unten bei den Tests am Elektronenstrahl diskutiert.

Um die Funktionen der Triggerkarte in ihrem Zusammenwirken zu beurteilen, wurden weitere Tests mit Pulsgeneratoren vorgenommen.

Ratenverhalten

Das Verhalten der Triggerkarte bei hohen Triggerraten wurde mit Hilfe eines Pulsgenerators bestimmt. Dazu wurde an den Eingang der Triggerkarte der „Modellpuls“ mit variabler Frequenz angelegt und die Lage des so entstehenden Peaks im Spektrum bestimmt.

Die Frequenz wurde von 173 kHz bis 24 MHz variiert (s. Abbildung 5.12). Die Lage des Peaks im Spektrum verändert sich lediglich im Schritt von 15 MHz auf 24 MHz um 3 Kanäle. Dieser Effekt ist jedoch nicht durch die Triggerkarte verursacht, sondern durch den verwendeten Puls-generator, dessen Grundlinie sich bei hohen Frequenzen verschiebt.

Bei höheren Frequenzen war aufgrund des Meßaufbaus keine zuverlässige Messung mehr möglich.

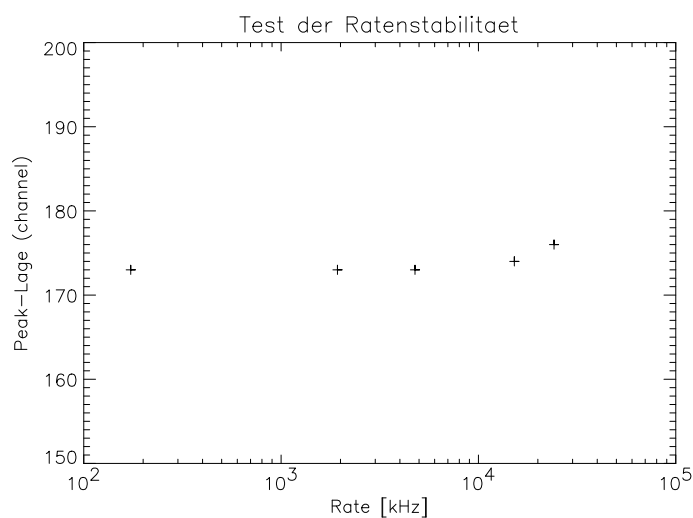


Abbildung 5.12: Test der Stabilität der Triggerkarte für hohe Triggerraten.

Einschaltverhalten

Elektronische Meßinstrumente benötigen üblicherweise eine Aufwärmzeit, bis sich die Arbeitspunkte aller Schaltungen stabilisiert haben. In Abbildung 5.13 ist die Veränderung der Lage eines Pulses im Spektrum während der ersten beiden Stunden nach Einschalten der Elektronik gezeigt. Nach einer etwa 30 minütigen Aufwärmphase ist die Lage im Spektrum bereits stabil und ändert sich während der folgenden Zeit nur noch um einen Kanal.

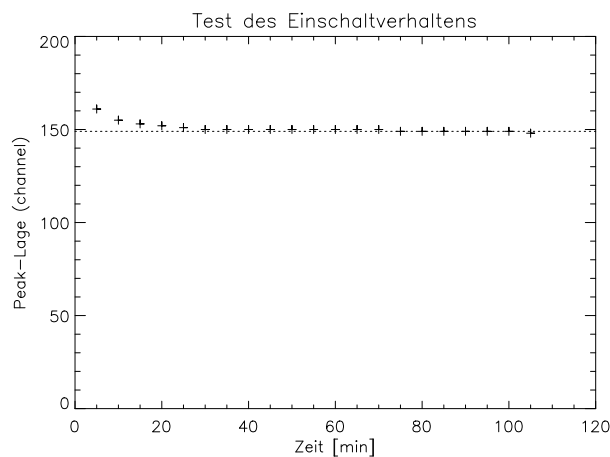


Abbildung 5.13: Messung der Peaklage eines Pulses während der ersten 120 min nach dem Einschalten.

5.2 Test der Triggermodule am Elektronenstrahl

Neben den Tests mit Pulsgeneratoren wurde die Triggerelektronik auch mit Detektoren am Elektronenstrahl getestet. Dabei kann das Verhalten der Triggerkarten mit statistisch in der Amplitude und der Zeit fluktuierenden Signalen studiert werden. Die Strahltests wurden zum einen mit einem direkt auf die Detektoren gerichteten Elektronenstrahl geringer Strahlstromstärke (wenige fA) und zum anderen mit den an einem Wasserstofftarget gestreuten Teilchen durchgeführt.

Als erster Test wurde das Ansprechverhalten der lokalen Maximum Erkennung in Abhängigkeit des Einschußortes in den Detektor am direkten Elektronenstrahl betrachtet. Danach wurde die Energieauflösung eines einzelnen Detektors am direkten Strahl bestimmt. Die Tests am Wasserstofftarget dienten im wesentlichen zur Bestimmung der Energieauflösung und der Übereinstimmung gemessener Zählraten mit den Erwarteten.

5.2.1 Direkter Strahl

Strahltest des lokalen Maximums

Die Erkennung von lokalen Maxima wurde mit Hilfe von Detektoren am direkten Elektronenstrahl getestet. Den verwendeten Aufbau zeigt Abbildung 5.14. Die Detektoren (PbF_2) 1 und 2 wurden auf einem Verschiebetisch durch den Elektronenstrahl bewegt. Der Strahlstrom betrug 2.4 fA, was einer Rate von 15 kHz entspricht. Die Rate wurde mit einem Plastiksintillator zur Normierung gemessen (nicht eingezeichnet)

Zum Test der Gleichförmigkeit des Antwortverhaltens des lokalen Maximums für verschiedene Auftrefforte wurden die Detektoren in zwei Konfigurationen benutzt. In der ersten Anordnung wurden die Detektoren parallel zum Elektronenstrahl ausgerichtet und in der zweiten Anordnung waren sie um ca. 5° gegen den Elektronenstrahl geneigt. Die Position der Detektoren wurde in 1 mm Schritten verändert. Die Rate der lokalen Maximum Signale der zugehörigen Triggerkarten wurden gemessen und auf die Rate der ankommenden Elektronen normiert.

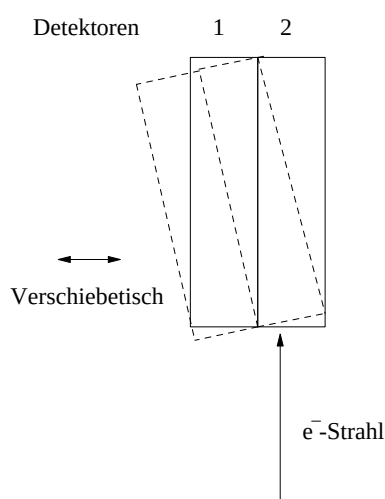


Abbildung 5.14: Messung des Antwortverhaltens der lokalen Maximums-Funktion für verschiedene Einschußpositionen.

In Abbildung 5.15 ist das Ergebnis der Messung für die parallele Detektor-Anordnung im Grenzbereich zwischen den Detektoren gezeigt. Die senkrechte Linie bei 212 mm deutet die

Grenze an. Mit „+“-Symbolen ist die normierte Rate von LM-Signalen von Detektor 1 eingezeichnet, mit „*“-Symbolen die von Detektor 2. Der statistische Fehler der Messung beträgt $< 1\%$.

Die durchgezogene Linie ist die Summe aus den gemessenen Raten von Detektor 1 und 2. Im Übergangsbereich bei 211 mm sieht man einen Verlust der gesamten LM-Rate von etwa 10%. Um sicher zu stellen, daß es sich hierbei um Verluste durch Teilchen handelt, die ohne nennenswerten Energieverlust durch die Lücke zwischen den Detektoren fliegen, wurde in der zweiten Konfiguration das Detektorpaar gegenüber dem Elektronenstrahl geneigt.

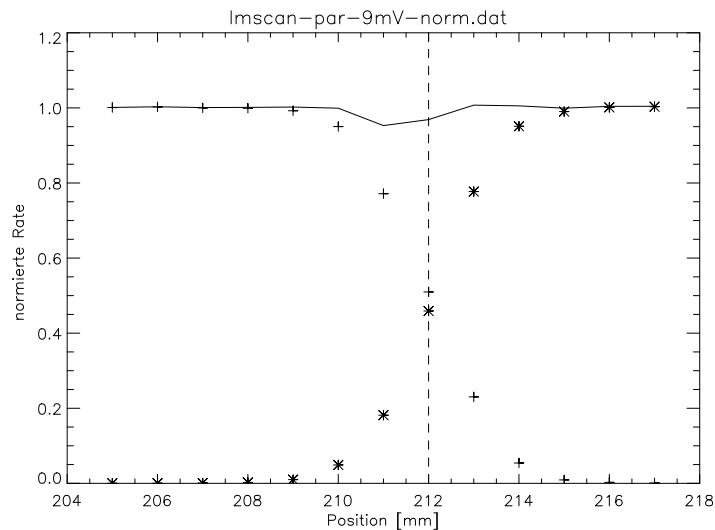


Abbildung 5.15: Verhalten des lokalen Maximums für verschiedene Auftrefforte. Der statistische Fehler der Messung beträgt $< 1\%$.

Das Ergebnis der Messung mit geneigten Detektoren ist in Abbildung 5.16 gezeigt. Die Grenze lag bei dieser Konfiguration bei 213 mm. Man erkennt, daß die Summe der Einzelraten keinen Einbruch mehr zeigt. Das bedeutet, daß die Erkennung von lokalen Maxima auch in der Grenzregion zwischen zwei Detektoren ohne Zählratenverlust funktioniert.

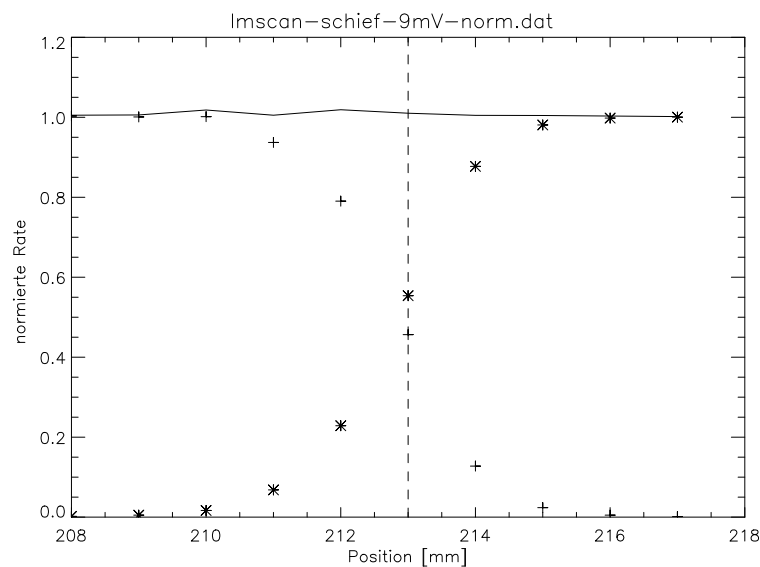


Abbildung 5.16: Verhalten des lokalen Maximums bei schrägem Einschluß.

In dem Übergangsbereich von ≈ 2 mm kann es vorkommen, daß aufgrund von Schauerfluktuationen das lokale Maximum nicht in dem Kanal detektiert wird, in den das Teilchen wirklich eingetreten ist, sondern im benachbarten Kanal. Als Folge davon spricht der „falsche“ 9er Block an, d.h. die Energiesumme wird über die benachbarten 9 Detektoren gebildet und digitalisiert. Dies führt zu einer Verschlechterung der Energieauflösung. Aus diesem Grund ist die Möglichkeit zur Ortsbestimmung (s. Abschnitt 2.4) vorgesehen. Durch Kenntnis des Auftreffortes ist es später in der Analyse möglich, die Randbereiche gesondert zu behandeln.

Energieauflösung

Die Energieauflösung eines Detektor-Kristalls mit der zugehörigen Triggerelektronik wurde mit demselben Aufbau gemessen wie zur Bestimmung der Ortsabhängigkeit des lokalen Maximums. Der Elektronenstrahl mit 855 MeV Strahlenergie und 15 kHz Rate wurde in die Mitte des Kristalls eingeschossen. In Abbildung 5.17 ist das resultierende Spektrum gezeigt. Es wurde nur die Energie des getroffenen Kristalls digitalisiert; die benachbarten Kristalle waren nicht an die Summierung angeschlossen.

An die Verteilung wurde eine Gauß-Funktion angepaßt. Die Breite σ der Linie beträgt 14.5 Kanäle, der Mittelwert liegt bei 185.3 Kanälen. Mit der Nullpunktlage des ADC von -69 Kanälen ergibt sich als Energieauflösung 5.7%. Es ist üblich die Energieauflösung von Detektoren auf Teilchen mit 1 GeV Energie zu normieren. Man erhält: $5.2\%/\sqrt{E}$. Aus GEANT-Simulationsrechnungen die die Kristallgeometrie, die Erzeugung und Absorption von Čerenkov-Licht im Kristall und die Quanteneffizienz der Photokathoden berücksichtigen erhält man für monoenergetische 735 MeV Elektronen eine Energieauflösung von 6.1% [Ach98]. Dies entspricht bei Normierung der Teilchenenergie auf 1 GeV der gemessenen Energieauflösung.

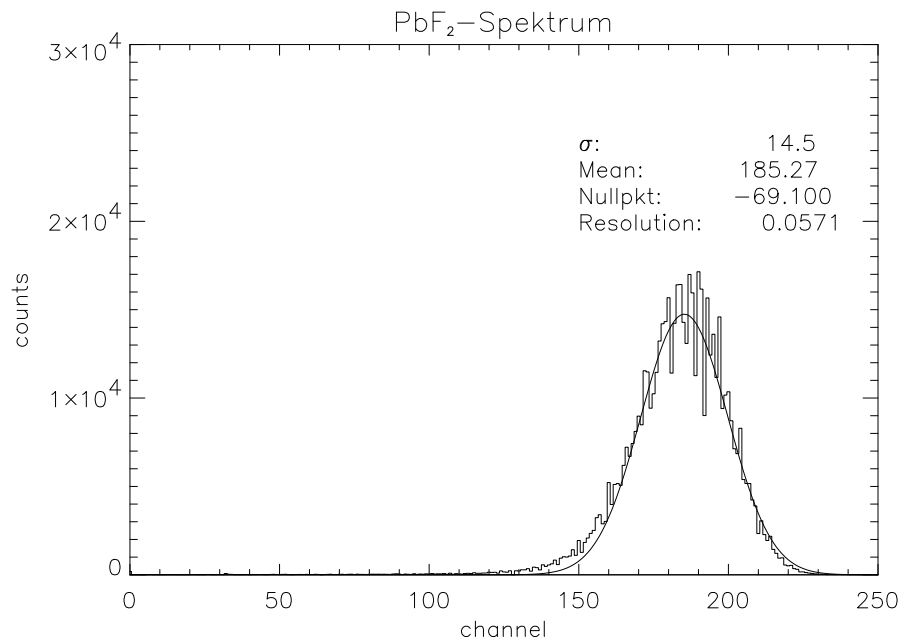


Abbildung 5.17: Spektrum eines Strahls von 855 MeV Elektronen, bei direktem Einschuss in einen Detektorkristall. Die Energieauflösung beträgt 5.7%.

5.2.2 Test am Wasserstofftarget

Während einer Strahlzeit im Juni 98 wurde das Verhalten der gesamten Elektronik erstmals unter Experimentbedingungen am Wasserstofftarget getestet. Mit 49 voll ausgestatteten Detektorkanälen wurden an einem Wasserstofftarget Spektren gemessen. Der Strahlstrom betrug $20\ \mu\text{A}$ und die Meßdauer 300 s. In Abbildung 5.18 ist ein erstes Spektrum gezeigt. Mit den „*“-Symbolen sind die gemessenen Daten dargestellt. Die durchgezogene Linie zeigt das Spektrum nach Korrektur der differentiellen Nichtlinearität.

Aufgrund des statistischen Charakters und des dynamischen Bereichs der Signale traten Bedingungen in der Triggerlogik auf, die mit Hilfe von Pulsgeneratoren nur schwer nachzubilden sind. Für die gegebene Meßdauer erwartet man mehr Einträge im Histogramm als tatsächlich gemessen wurden. Unter 35° erwartet man nach 300 s etwa $3.3 \cdot 10^6$ elastisch gestreute Elektronen (s. Tabelle 2-2). Gemessen wurden nur etwa 30% davon. Der Grund für diese Diskrepanz lag bei den monostabilen Schaltungen zur Erzeugung fester Pulsdauern für die Triggerlogik (s. Abschnitt 4.1.8). Diese wurden von „unsauberen“ Signalen angesteuert. Das führte dazu, daß diese Schaltungen „bistabil“ wurden, d.h. statt für eine feste Zeit den Logikpegel zu wechseln und wieder zurückzuschalten, blieben diese Schaltungen nach dem Umschalten stabil. Daher meldete die Triggerlogik einiger Kanäle dauerhaft ein lokales Maximum an die Nachbarn. Erst ein zweiter Triggerpuls brachte die Schaltungen zurück in ihren Ausgangszustand. Die so fälschlicherweise erzeugten Vetos reduzierten die Triggereffizienz drastisch. Eine Modifikation der monostabilen Schaltung beseitigte diesen Fehler sofort.

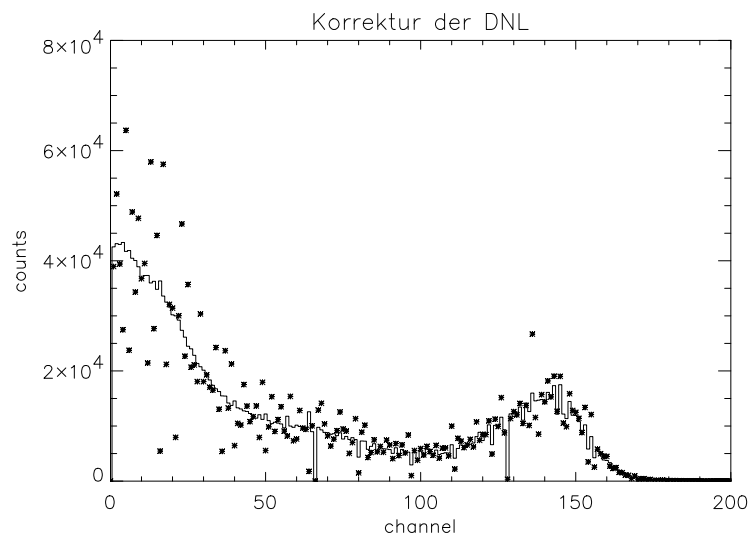


Abbildung 5.18: Spektrum elastisch gestreuter Elektronen am Wasserstoff-Target unter 35° Streuwinkel. Die Elastische Linie liegt bei Kanal 142. Mit „*“-Symbolen ist das Spektrum ohne Korrektur der differentiellen Nichtlinearität eingezeichnet. Die durchgezogene Linie ist das korrigierte Spektrum.

Energieauflösung

Bei einer weiteren Strahlzeit im Juni 98 wurde die Energieauflösung des Detektors an der elastischen Linie bei der Streuung am Wasserstoff bestimmt. Das Summenspektrum von neun zu einem „Cluster“ gehörenden Detektoren ist in Abbildung 5.19 zu sehen. An die elastische Linie wurde eine Gauß-Funktion angepaßt. Man erhält eine Energieauflösung von 4.7% für die Energie der gestreuten Elektronen von 735 MeV. Normiert auf 1 GeV ergibt sich $4.0\%/\sqrt{E}$.

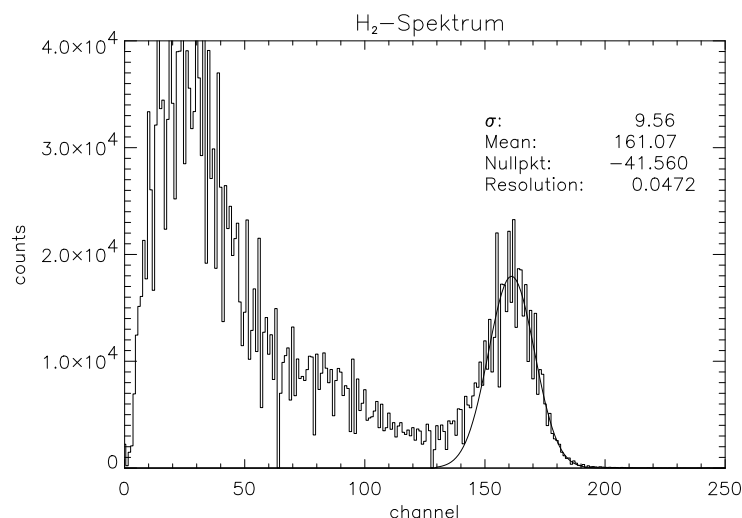


Abbildung 5.19: Spektrum gestreuter Elektronen am Wasserstoff. Die elastische Linie liegt in Kanal 161, mit einer σ -Breite von 9.6 Kanälen. Der Strahlstrom betrug 20 μ A.

Für diesen Elektronikkanal lag kein Spektrum zur Korrektur der differentiellen Nichtlinearitäten vor. Die Hochspannungen der Photomultiplier waren lediglich grob abgeglichen. Ebenso war der Detektoraufbau nicht auf beste Energieauflösung optimiert. Zwischen den Detektoren waren noch Zwischenräume, durch die Teilchen ohne Energieverlust durchtreten konnten, was zur Verschlechterung der Energieauflösung führte.

5.3 Veto

Die Vetologik und die Vernetzung der Vetosignale wurde analog zu den anderen Komponenten der Triggerkarte mit Pulsgeneratoren und am Elektronenstrahl getestet. Zunächst werden die Tests der Pulsformerstufe zur „pile up“-Erkennung und Unterdrückung beschrieben. Anschließend werden die Tests zur Vernetzung der Vetologik vorgestellt, in denen zum einen die Zuordnung der Kanäle zueinander über die lokale Busstruktur überprüft wurde und die Laufzeit der Signale zwischen den Kanälen gemessen wurde.

5.3.1 Pulsformer

Die Pulsformerstufe aus Abschnitt 4.1.7, Abbildung 4.11 dient dazu die Eingangssignale der Triggerkarte in ihrer Pulsdauer zu verkürzen. Der zeitliche Verlauf des Eingangs- und Ausgangssignals des Pulsformers ist in Abbildung 5.20 wiedergegeben. Als Eingangssignal (C1) wurde derselbe „Modellpuls“ wie oben an den Eingang der Triggerkarte gelegt. Der Ausgang des Operationsverstärkers der Puls-Formungs-Stufe aus Abbildung 4.11 zeigt das umgeformte Eingangssignal (C2). Man erkennt, daß die Pulsdauer deutlich verkürzt ist; allerdings folgt dem verkürzten Puls noch ein zweiter „Nachpuls“. Die Pulshöhe des zweiten Pulses beträgt 7.5% der Gesamtpulshöhe des umgeformten Signals. Die gestrichelte Linie in Abbildung 5.20 entspricht der minimalen Schwelle von 113 mV, die man für den nachfolgenden Komparator einstellen kann, wenn man vermeiden möchte, daß ein „gutes“ Ereignis sich selbst durch ein Veto vom „Nachpuls“ verhindert. Die Breite des geformten Pulses beträgt bei Schwellenhöhe etwa 7 ns.

Mit dem so aufgebauten Pulsformer können „pile up“-Ereignisse mit Energien die größer sind als 7.5% der elastischen Linie, erkannt werden. Bei 35° Streuwinkel entspricht dies Ereignis-

sen von 55 MeV. Die Doppelpulsauflösung beträgt 7 ns. Es ist jedoch zu beachten, daß in diesem Fall die Anstiegszeit des Modellpulses etwa 3 ns beträgt. Wie bereits in Abschnitt 4.1.7 erwähnt, ist es mit dieser Art der Pulsformung nicht möglich, kürzere Pulse als die doppelte Signalanstiegszeit zu erhalten. Dafür wäre eine weitere Differenzierung der Signale erforderlich, was nur auf Kosten des Signal-Rauschverhältnisses erreicht werden kann. Gemäß der Simulationen (s. Abschnitt 4.1.7) ist zu erwarten, daß bei Verwendung von Detektorpulsen mit Anstiegszeiten von etwa 2 ns die Doppelpulsauflösung 5 ns beträgt.

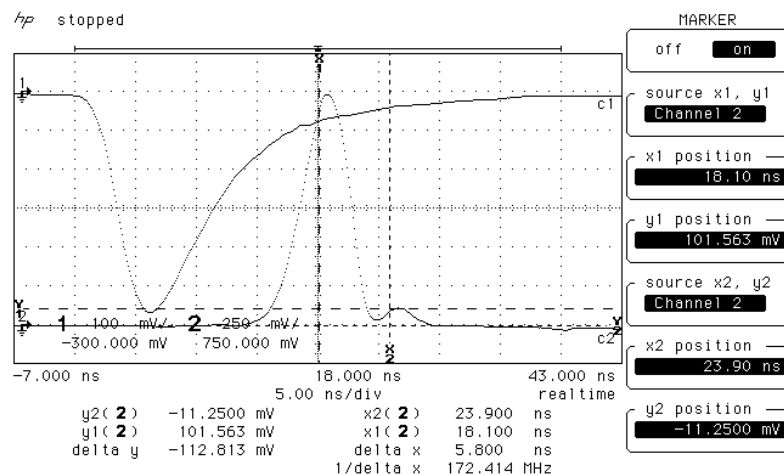


Abbildung 5.20: Eingangs- und Ausgangssignal des Pulsformer-Netzwerks. Als Eingangssignal wurde der Modellpuls (s. Text) verwendet (C1). Das Ausgangssignal der Pulsformers (C2) zeigt nach 6 ns einen zweiten Puls, dessen Amplitude etwa 7.5% der Gesamtamplitude beträgt.

Der zweite kleinere Puls in C2 etwa 6 ns nach umgeformtem Puls wird durch die Eingangsstufe der Triggerkarte verursacht. Die kapazitive Last, die die Komparatoren der lokalen Maximum-Erkennung für den vorangegangenen Operationsverstärker darstellen, führt zusammen mit einer nicht optimalen Leiterbahnführung zu einer kleinen Reflexion, die sich zum Orginalsignal hinzu addiert. Das so gestörte Signal gelangt in die Puls-Formungs-Stufe, wo es durch das Differenzier-Glied gegenüber dem eigentlichen Signal überhört wird. Durch bessere Leiterbahnführung und Kompensation der Einganskapazitäten der Komparatoren ist eine Reduktion des Nachpulses auf etwa 4% möglich, was einer Energie von 30 MeV entspricht.

Die Messungen in dieser Arbeit wurden jedoch mit der etwas ungünstigeren Variante des Pulsformers durchgeführt.

5.3.2 „Pile up“-Unterdrückung

Die Erkennung von „pile up“-Ereignissen wurde während einer Strahlzeit an einem Elektronikkanal eines aus 7 Kristallen bestehenden Detektors getestet.

Der Elektronenstrahl wurde mit einer Rate von 30 kHz direkt in den Kristall, der mit der Triggerkarte verkabelt war, eingeschossen und das Energiespektrum gemessen. Der Meßaufbau ist in Abbildung 5.21 gezeigt. Die Photomultipliersignale wurden mit einem aktiven Teiler sowohl auf die Triggerkarte, als auch über einen Diskriminator auf einen Zähler gegeben. Die Doppelpulsauflösung beider Zweige des Meßaufbaus waren vergleichbar und betrugen zwischen 5 ns und 7 ns.

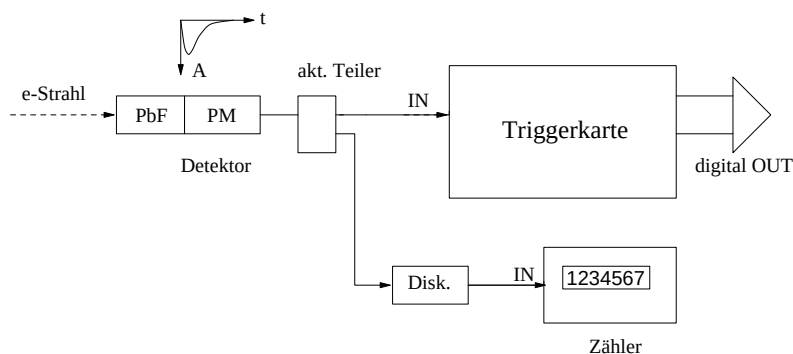


Abbildung 5.21: Meßaufbau zur Bestimmung der „pile up“-Rate.

Mit diesem Aufbau wurden zwei Messungen durchgeführt. Bei der ersten Messung wurde die „pile up“-Erkennung ausgeschaltet. Dies wurde durch Hochsetzen der Komparatorschwelle des PS-Zweigs der Triggerkarte erreicht (s. Abbildung 4.11). Wenn die Schwelle über den maximal vorkommenden Amplituden liegt, wird kein Signal erkannt und somit auch kein Veto ausgelöst. Das Spektrum zu dieser Messung ist in Abbildung 5.22 mit 1 gekennzeichnet. Das Spektrum zeigt wie Abbildung 5.17 die Antwort des Detektors auf einen 855 MeV Elektronenstrahl. Durch die logarithmische Darstellung erkennt man, daß bei höheren Energien Einträge im Spektrum enthalten sind. Diese Einträge kommen durch „pile up“ zustande.

In einer zweiten Messung wurde die Komparatorschwelle so gesetzt, daß „pile up“ erkannt werden konnte. Das resultierende Spektrum ist mit (2) gekennzeichnet. Die Einträge bei höheren Energien sind unterdrückt. Die Sicherheit, mit der „pile up“-Ereignisse erkannt wurden, geht aus folgender Tabelle hervor.

	Zählerstand	Histogrammeinträge	Diff.	Verlust
1.Messung (ohne „pile up“ Erk.)	12.011.277	12.010.211	1066	$8.9 \cdot 10^{-5}$
2.Messung (mit „pile up“ Erk.)	12.012.927	12.003.511	9416	$7.8 \cdot 10^{-4}$

Tabelle 5-1: Ergebnisse der Messung zu „pile up“ Unterdrückung.

In der dritten Spalte ist die Differenz zwischen den Zählerständen und den gesamten Einträgen im Histogramm gebildet. In der Spalte „Verlust“ ist die Differenz auf die Zählereinträge bezogen. Die nicht im Histogramm gespeicherten 1066 Ereignisse bei der ersten Messung sind auf die unterschiedlichen Schwellen der Diskriminatoren zurückzuführen. Es gibt daher Ereignisse, die der Zähler noch registriert hat, die Triggerlogik aber nicht mehr.

Die Messung mit angeschalteter „pile up“-Erkennung weist deutlich mehr unterdrückte Ereignisse aus. Speziell bei hohen Energien sieht man, daß „pile up“-Ereignisse wirksam unterdrückt werden. Für eine Rate von 30 kHz und eine Integrationszeit von 20 (+4) ns erwartet man einen Anteil von $6(+1.2) \cdot 10^{-4}$ „pile up“-Ereignissen. In Klammern sind die Unsicherheiten angegeben, mit der die Zeitfenster der Vetologik bekannt sind. Das Verhalten der „pile up“-Erkennung im Schwellenbereich bei kleinen Energien wird noch untersucht.

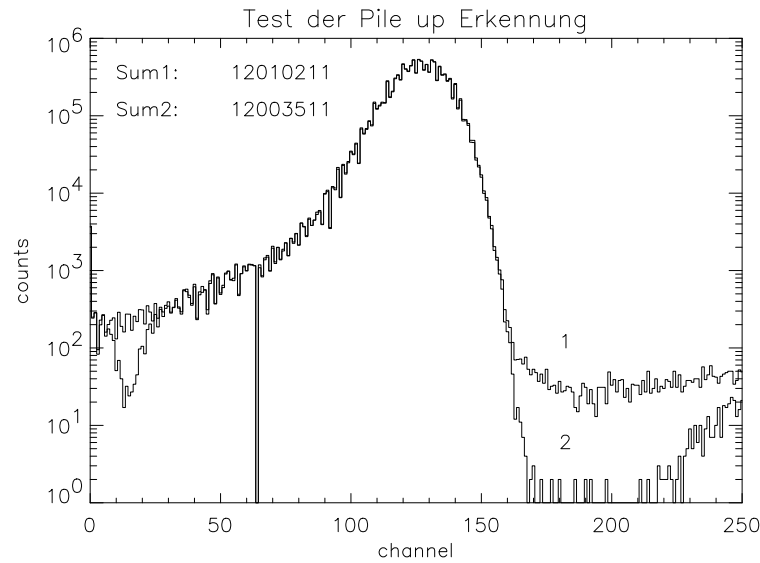


Abbildung 5.22: Spektrum von 855 MeV Elektronen in einem Bleifluoridkristall. Es wurde mit und ohne „pile up“-Unterdrückung gemessen.

5.3.3 Veto-Verteilung

Die Überprüfung der korrekten Zuordnung der benachbarten Kanäle wurde mit einem Aufbau durchgeführt, derwie er in Abbildung 5.23 dargestellt ist. Der zentrale Kanal 0 wurde mit einem Eingangssignal versorgt und nacheinander ein weiteres Eingangssignal an die Eingänge der benachbarten Triggerkarten gelegt. Der Test ergab, daß die Zuordnung der Kanäle durch die lokale Busstruktur funktioniert.

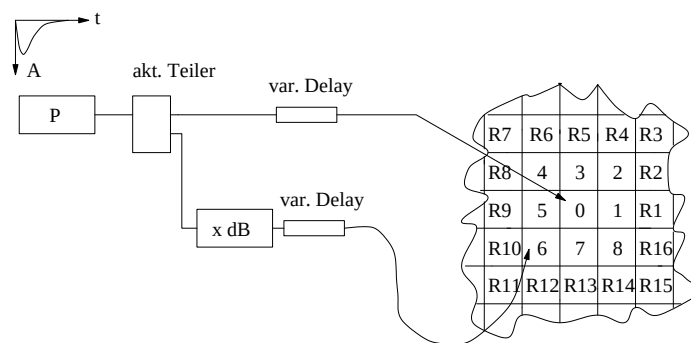


Abbildung 5.23: Test der Vernetzung und Messung der Laufzeiten zwischen den Triggerkarten.

Die Bestimmung der Laufzeiten durch die lokale Busstruktur und deren Auswirkungen war Gegenstand weiterer Messungen. In Abbildung 5.24 ist die Lage des Zeitfensters, das zur Ausblendung gleichzeitiger PS-Signale aus der Vetologik dient, gezeigt. Dieser Test wurde wieder mit Hilfe des „Modellpulses“ durchgeführt. In C3 ist der Eingangspuls der Triggerkarte zu sehen. C2 ist das logische Signal, das aus dem Eingangssignal nach dem Pulsformer-Netzwerk gebildet wird (PS0). In C1 sieht man das Triggerfenster mit einer Länge von 6.5 ns, das zeitgleiche PS-Signale aus der Vetologik ausblendet (vgl. Abschnitt 4.1.6). In C4 sieht man das HIST-Signal (s. Abbildung 4.13), das die Gültigkeit dieses Ereignisses anzeigt.

In Abbildung 5.25 ist die gleiche Konfiguration wie vorher dargestellt. In einen der vier diagonalen Nachbarkanäle (2,4,6,8) wurde ein zweites um 4 ns gegenüber dem Zentralsignal verzögertes Signal eingespeist (s. Abbildung 5.23). Man erkennt, daß das PS-Signal durch die zusätzliche Laufzeit von 2.5 ns durch die Platine und den Verteilungsweg 6.5 ns nach dem ersten Signal auftritt. Es wird nicht mehr ausgeblendet, deshalb wird kein Übernahme-signal (HIST) in C4 erzeugt. Dieses Ergebnis ist für alle diagonalen Nachbarkanäle gleich. Für die direkt benachbarten Kanäle (1,3,5,7) fällt das PS-Signal wegen der kürzeren Laufzeit noch in das Triggerzeitfenster. Es wird also ausgeblendet und das HIST-Signal wird erzeugt. Die Laufzeiten von den benachbarten Kanälen bis zur zentralen Karte betragen zwischen 1 ns und 1.5 ns. Die Genauigkeit, mit der diese Zeiten bestimmt werden konnten, beträgt etwa 0.5 ns. In Tabelle 5-2 sind die Zeiten aufgelistet, um die das in der Nachbarschaft eingespeiste Signal verzögert werden muß, bis es nicht mehr ausgeblendet wird. Für größere Zeiten werden die Signale als getrennte Ereignisse erkannt und ein Vetosignal wird erzeugt.

Kannäle	Zeit
2,4,6,8	4 ns $\pm$ 1 ns
1,5	5 ns $\pm$ 1 ns
3,7	6.5 ns $\pm$ 1 ns

Tabelle 5-2: Zeitdifferenzen zwischen Zentral- und Nachbarkanal ab denen ein Veto generiert wird. Die Zeitdifferenzen konnten mit ± 1 ns (syst.) Unsicherheit bestimmt werden.

Neben der Zeit für die Doppelpulsauflösung ist auch der minimale zeitliche Abstand interessant, für den bei zwei aufeinander folgenden Ereignissen auch zwei HIST-Signale (gültige Ereignisse) ausgelöst werden. Diese Messung wurde ebenfalls mit dem Aufbau aus Abbildung 5.23 durchgeführt. Man erwartet für zeitliche Abstände, die größer als 20 ns sind, zwei HIST-Signale und für Abstände kleiner 20 ns keines. Die Messungen ergaben jedoch folgendes: Für zeitliche Abstände, die kleiner als 20 ns sind wird kein HIST-Signal erzeugt, für Abstände größer als 30 ns werden zwei HIST-Signale erzeugt. In dem Zwischenbereich wird nur ein gültiges Ereignis erkannt.

Dieser Effekt hat seine Ursache in einem nicht symmetrisch zum Triggerzeitpunkt liegenden Vetofenster. Das erste Ereignis „sieht“ seinen Nachfolger nicht mehr, weil mehr als 20 ns zwischen beiden liegen und wird somit als gültig akzeptiert. Das zweite Ereignis „sieht“ allerdings seinen Vorgänger und wird daher als ungültiges Ereignis verworfen. Durch Optimierung des Zeitabgleichs mit Hilfe von Verzögerungsleitungen ist es möglich, das Zeitfenster symmetrisch zum Triggerzeitpunkt zu legen.

Die oben beschriebenen Tests wurden auch mit den Kanälen der Vetozone und der Erzeugung von LM-Signalen durchgeführt. Der Effekt des asymmetrischen Zeitfensters tritt dort wie zu erwarten ebenfalls auf. Der Grund ist im Aufbau der Schaltung aus Abbildung 4.9 zu sehen. Die PS- und LM-Signale werden dort elektronisch gleich behandelt (mit 6 markiert).

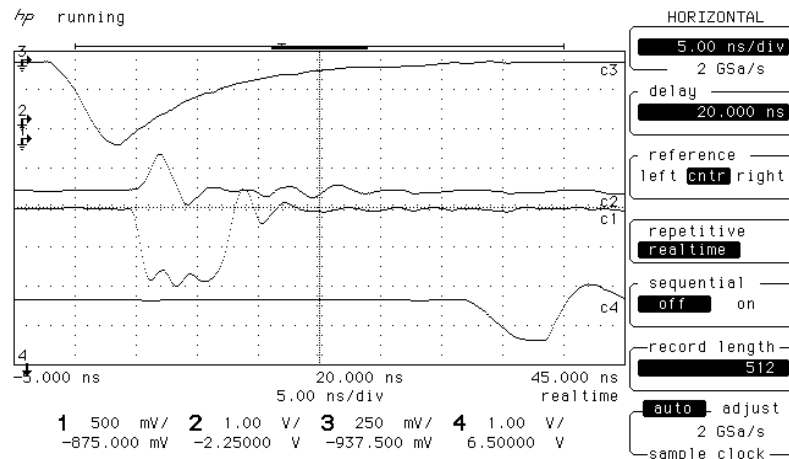


Abbildung 5.24: Signalverlauf der Eingangs- und Ausgangssignale der Vetologik. Das Eingangssignal der Triggerkarte (C3), das logische Ausgangssignal des Pulsformers (C2), das Zeitfenster zur Ausblendung (C3) und das HIST-Signal (C4) sind gezeigt. Der dargestellte Fall entspricht einem gültigen Ereignis.

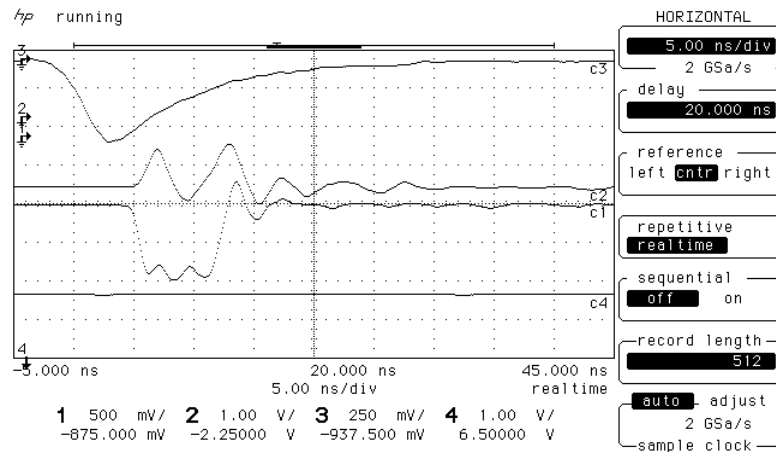


Abbildung 5.25: Signalverlauf der Eingangs- und Ausgangssignale der Vetologik.. Das Eingangssignal der Triggerkarte (C3), das logische Ausgangssignal des Pulsformers (C2), das Zeitfenster zur Ausblendung (C3) und das HIST-Signal (C4) sind gezeigt. Der dargestellte Fall entspricht einem ungültigen Ereignis, da 4 ns nach dem ersten Ereignis in einem Nachbar-kanal ein zweites Ereignis erzeugt wurde.

5.4 Histogrammodul

Die Histogrammkarte wurde wie auch die Triggerkarte auf ihre Spezifikationen getestet, sowohl unter Laborbedingungen als auch unter Experimentbedingungen.

Zunächst wurden die internen Testmöglichkeiten (s. Abschnitt 4.2.3) verwendet, um einen groben Funktionstest der Karten vorzunehmen. Danach wurden mit Hilfe von Pulsgeneratoren, die Bitmuster erzeugen, weitere Spezifikationen überprüft. Um das Verhalten der Karten bei zeitlich statistisch verteilten Eingangssignalen zu überprüfen, wurden Tests am Elektronenstrahl durchgeführt.

Interne Tests und Tests mit Pulsgenerator

Mit Hilfe der eingebauten Testmöglichkeiten des Histogrammoduls können bereits im Aufbaustadium der Karten, ohne einen externen Testgenerator oder die Triggerkarte, wesentliche Funktionstests durchgeführt werden. So war es möglich, die gesamte Datenübertragung vom FIFO-Zwischenspeicher bis zum Histogrammprozessor und die damit zusammenhängenden Funktionsabläufe zu testen. Eine Karte wurde erst dann für weitere Tests freigegeben, wenn alle internen Tests erfolgreich verlaufen sind.

Zum Test der Eingangsstufe der Histogrammkarte und zur Überprüfung der Geschwindigkeit wurde ein Bitmuster-Generator aufgebaut. Dieser Generator ist in der Lage, alle 20 ns ein neues Bitmuster an den Eingang der Histogrammkarte zu legen und das zugehörige HIST-Signal zu erzeugen. Die Zahl der Histogrammzyklen, die durch diesen Generator angestoßen werden können, ist jedoch auf 4096 beschränkt. So konnte nur das Kurzzeitverhalten der Karte getestet werden. Um das Langzeitverhalten studieren zu können, wurde eine feste Bitkombination an den Eingang der Histogrammkarte gelegt und mit einem Pulsgenerator im sogenannten „Burstmode“ 3 HIST-Signale im Abstand von je 20 ns erzeugt. Die Wiederholrate dieser „Bursts“ lag bei etwa 1.5 MHz, was einer mittleren HIST-Rate von 4.5 MHz entspricht. Die Meßdauer betrug 100 s. Die Zahl der Einträge im Histogrammspeicher wurde mit der erwarteten Zahl verglichen. Die Abweichungen waren kleiner als 10^{-4} und liegen in der Unsicherheit, mit der die Meßdauer bekannt ist, begründet.

Ein weiterer Test wurde zusammen mit den Triggerkarten durchgeführt. Eine bekannte Zahl an Signalen wurde auf die Triggerkarte gegeben und mit der Zahl der Einträge im Histogramm verglichen. Die Signalarate betrug etwa 2 MHz und die Meßdauer 10 s. Als größte Differenz zwischen Signalanzahl und Histogrammeinträgen ergaben sich 13 Einträge. Dies entspricht Abweichungen die kleiner als $6 \cdot 10^{-7}$ sind.

Strahltest

Zusätzlich zu den Tests mit Pulsgeneratoren war es erforderlich, die Histogrammodule auch unter Experimentbedingungen zu testen. Zum einen wurde die Einbindung der Histogrammkarten in die Ablaufsteuerung des gesamten Experiments getestet und zum anderen die Funktionsweise mit Hilfe von „zufälligen“ Signalen überprüft.

Die Ablaufsteuerung schaltet an der Histogrammkarte das Polarisationsbit um und kontrolliert den Datenfluß zwischen Triggerkarte und Histogrammkarte (s. Abschnitt 4.2.3).

Bei der Messung wurden unpolarisierte Elektronen an einem Aluminiumtarget gestreut. Das Spektrum ist in Abbildung 5.26 gezeigt. In der Ablaufsteuerung des Experiments wurde allerdings das Polarisationsbit hin- und hergeschaltet. Auf diese Weise lassen sich interne Asymmetrien der Ablaufsteuerung und der Triggerelektronik finden. Die Spektren für die verschiedenen Polarisationsbits sind übereinander gelegt. Als weiters ist in der Abbildung das Differenzspektrum zu sehen. Für das Polarisationsbit 0 wurden 79052 Einträge im Spektrum gemessen und für Polarisationsbit 1 wurden 79208 Einträge gemessen. Es zeigt sich, das bei dieser ersten Messung der internen Asymmetrie des Datenerfassungssystems keine Asymmetrie auf dem Niveau von 10^{-3} zu finden ist. Diese Untersuchungen werden zur Zeit fortgeführt, um die statistische Genauigkeit zu verbessern.

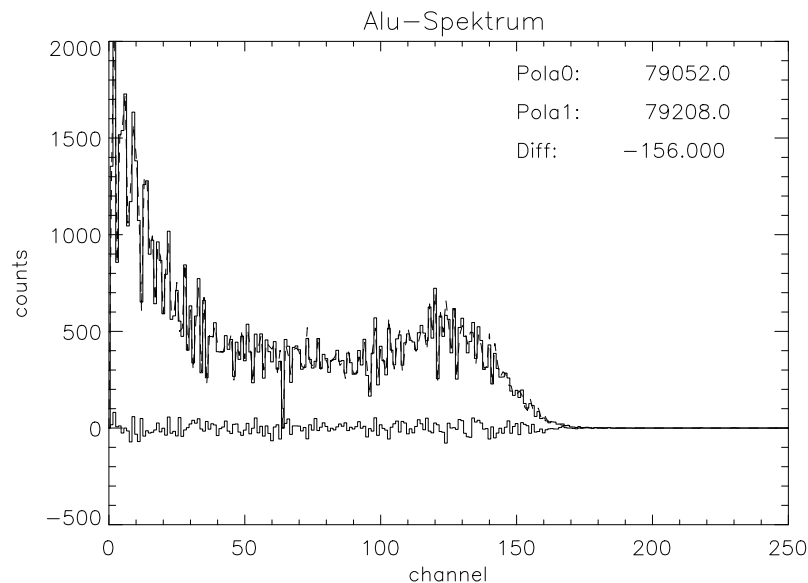


Abbildung 5.26: Spektrum der Streuung unpolarisierter Elektronen am Aluminium.

5.5 Zusammenfassung der Messungen

Die oben beschriebenen Tests und Messungen demonstrieren die Funktionsfähigkeit des Trigger- und Datenerfassungssystems. An dem aufgebauten Prototypen mit 49 Kanälen konnte gezeigt werden, daß die Vorgaben durch das Experiment in nahezu allen Punkten erreicht werden konnten, bzw. sich mit leichten Veränderungen erreichen lassen.

Es konnte gezeigt werden, daß die analoge Signalverarbeitungskette von der Summierung über die Integration bis zur Digitalisierung funktionieren. Die Linearität der Schaltung und das Verhalten für hohe Raten entsprechen den Anforderungen. Damit wurde die Möglichkeit geschaffen, daß die Energie eines Ereignisses innerhalb von 20 ns als Information zur Verfügung steht und abgespeichert werden kann.

Die erstmalig eingesetzte Technik zur Erkennung von lokalen Maxima mit Hilfe schneller Komparatoren erweist sich als sehr zuverlässig und stabil. Die Tests am Elektronenstrahl zeigen eine sehr hohe Nachweiseffizienz für lokale Maxima auch in den Randbereichen zwischen den einzelnen Detektoren.

Aufeinander folgende Ereignisse im gleichen Detektor können mit Hilfe der „pole zero cancellation“-Technik bis zu einem Abstand von 6.5 ns als getrennte Ereignisse aufgelöst und unterdrückt werden. Durch Entwicklung einer lokalen Busstruktur wurde es möglich, den Informationsaustausch zur „pile up“-Erkennung auf die beteiligten Kanäle der Nachbarschafts- und Vetozone zu beschränken, ohne dabei die Zahl der nötigen Steckverbindungen zu groß werden zu lassen.

Auch die Histogrammkarte erfüllt die Anforderungen. Ereignisraten von 4.5 MHz können problemlos verarbeitet werden. Der minimale Zeitabstand zwischen zwei Ereignissen kann 20 ns betragen. Die Einbindung in die Ablaufsteuerung des Experiments verlief ohne Schwierigkeiten.

Nicht alle Anforderungen des Experiments wurden bereits im Prototypaufbau voll erreicht. Der Grund dafür liegt unter anderem in dem weitgehenden Verzicht zusätzlicher Kompensati-

onsmaßnahmen. Ziel war es, ein System zu entwickeln, das unkritisch auf Bauteilstreuungen reagiert, um den Abgleichaufwand auch bei 1022 Kanälen in vertretbaren Grenzen zu halten.

Die größten Schwierigkeiten während des Aufbaus und der Inbetriebnahme des Systems bereiteten schlechte Lötverbindungen und defekte Verbindungskabel. Diese „Details“ können den Gesamtaufbau der 49 Kanäle in seiner Funktionsweise sehr empfindlich stören. Die sonstigen Fehler in der Triggerelektronik ließen sich in den meisten Fällen durch minimale Schaltungsmodifikationen schnell beheben. Auf der Histogrammkarte ließen sich Fehler dank des Einsatzes programmierbarer Logik oft in wenigen Minuten beheben.

Die Verbesserungen, die noch vorgenommen werden müssen um von dem Prototypaufbau zu einer endgültigen Serienversion der Schaltung zu kommen, beinhalten im Wesentlichen die folgenden Punkte: Die Laufzeiten der Signale zwischen den einzelnen Triggerkanälen müssen besser abgeglichen, die Bauteiltoleranzen können an einigen Stellen enger bemessen und die Leiterbahnführung auf der Platine kann unter Gesichtspunkten für Hochfrequenzschaltungen optimiert werden. Des weiteren empfiehlt sich der zusätzliche Einsatz von Offsetkompensation am Summierverstärker.

6 Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit wurde durch die Fragestellung motiviert, welchen Beitrag die s-Quarks zu den Formfaktoren des Nukleons leisten. Antworten können mit Hilfe eines Asymmetrie-Experiments in der elastischen Streuung von Elektronen am Nukleon gewonnen werden. Aus den physikalischen Randbedingungen wurden die Anforderungen hergeleitet, die an ein Trigger- und Datenerfassungssystem gestellt werden müssen, um ein solches Asymmetrie-Experiment erfolgreich durchführen zu können.

Die sehr kleine Asymmetrie, von 10^{-5} und die damit verbundene große Zahl an nachzuweisenden Teilchen von 10^{14} erforderte die Entwicklung eines neuartigen Triggerkonzepts. Die 1022 Detektoren des Kalorimeters arbeiten mit einer Gesamtrate von nahezu 100 MHz. Nur mit Hilfe eines vollständig parallelen Aufbaus der Elektronik, von der Signalquelle bis zur Speicherung der Informationen, kann diese Rate verarbeitet werden. Durch den Einsatz eines akkumulierenden Verfahrens unter Verzicht auf die Zeitinformation der Ereignisse bleiben auch die anfallenden Datenmengen in einem beherrschbaren Rahmen.

Ein wesentlicher Teil dieser Arbeit beschäftigt sich mit den elektronischen Schaltungen, die zur analogen Signaleverarbeitung, zur Selektion interessanter Ereignisse und zur Speicherung der Information in Histogrammen benötigt wurden. Beim Entwurf des Systems wurde darauf geachtet, daß der Aufwand zum Bau und zur Inbetriebnahme von 1022 Kanälen minimiert wurde.

An einem Prototypaufbau für 49 Detektorkanäle wurden Tests und Messungen durchgeführt, die die Funktionsfähigkeit des Systems demonstrieren. Nahezu alle Anforderungen konnten bereits bei dem Prototypsystem umgesetzt werden. Es wurde gezeigt, daß die Verarbeitung hoher Ereignisraten zuverlässig möglich ist und damit die Messung der Paritätsverletzung in der elastischen Streuung von Elektronen am Nukleon durchgeführt werden kann.

Die am Prototypaufbau gewonnen Erfahrungen werden im weiteren dazu benutzt, den endgültigen Aufbau der 1022 Kanäle vorzubereiten. Durch schaltungstechnische Verbesserungen kann das System soweit optimiert werden, daß es den gesamten Anforderungen genügt. Parallel dazu werden die Arbeiten an einer Zusatzplatine zur Ortserkennung fortgeführt, um im fertigen Gesamtaufbau diese Information ebenfalls nutzen zu können.

Anhang A : „Pile up“ und Warteschlangen

Streut man einen Teilchenstrahl an einem Target und beobachtet die zeitliche Verteilung der Treffer auf einem Detektor, der unter einem beliebigen Streuwinkel steht, so stellt man fest, daß dieser Prozeß der Poisson-Statistik gehorcht. Es gilt dann [Nel95]:

- (1) der Erwartungswert der Treffer in einem Zeitintervall Δt ist proportional zu dessen Länge,
- (2) die Wahrscheinlichkeit, daß zwei oder mehr Teilchen den Detektor im Intervall Δt treffen ist für $\Delta t \rightarrow 0$ vernachlässigbar gegenüber der Wahrscheinlichkeit, daß 1 Treffer auftritt.

Unter diesen Voraussetzungen kann man die Wahrscheinlichkeitsverteilung für Zeitintervalle zwischen zwei Treffern berechnen. Für die Wahrscheinlichkeit, daß ein Teilchen den Detektor während Δt trifft, gilt dann:

$$p_1(\Delta t) = \alpha \cdot \Delta t .$$

α ist die mittlere Teilchenrate auf den Detektor. Für die Wahrscheinlichkeit, daß *kein* Treffer während Δt auftritt, gilt entsprechend:

$$p_0(\Delta t) = 1 - \alpha \cdot \Delta t$$

Für die Verteilungsfunktion der Zeitintervalle betrachtet man nun $\Phi(\Delta t)$. $\Phi(\Delta t)$ sei die Wahrscheinlichkeit, daß während der Zeit Δt kein Ereignis auftritt. Verlängert man diese Zeit um dt , so gilt:

$$\Phi(\Delta t + dt) = \Phi(\Delta t) \cdot (1 - \alpha \cdot dt)$$

$$\Leftrightarrow \frac{\Phi(\Delta t + dt) - \Phi(\Delta t)}{dt} = -\alpha \cdot \Phi(\Delta t)$$

Die Lösung dieser Differentialgleichung liefert $\Phi(\Delta t) = c \cdot \exp(-\alpha \cdot \Delta t)$. Die Integrationskonstante c konvergiert $c \rightarrow 1$ unter der Anfangsbedingung, daß für $\Delta t \rightarrow 0$ die Wahrscheinlichkeit, daß kein Treffer auftritt, gegen 1 geht.

Zufallskoinzidenzen

Aus den beiden Voraussetzungen (1) und (2) läßt sich die zufällige Koinzidenzrate berechnen, mit der zwei Ereignisse in einer Koinzidenzeinheit mit der Zeitauflösung τ auftreten. Man betrachte zwei unabhängige Quellen 1 und 2 mit den Raten α_1 und α_2 . Wenn ein Signal von Quelle 1 erzeugt wurde, dann ist die Wahrscheinlichkeit, daß Quelle 2 ein Signal erzeugt, das entweder um maximal τ voraus geht oder nachfolgt, $2\tau\alpha_2$. Die Rate, mit der dann Zufallskoinzidenzen auftreten, ist $\alpha_z = 2\tau \cdot \alpha_1 \cdot \alpha_2$. Dies gilt nur wenn $1/\tau$ groß ist verglichen mit der Summe der Einzelraten (2). Falls dies nicht mehr gilt, müssen auch die Wahrscheinlichkeiten für Drei- und Mehrfachkoinzidenzen berücksichtigt werden.

Warteschlangen

Eine weitere wichtige Anwendung der Zeitintervallverteilungen tritt bei sogenannten Warteschlangen-Problemen auf. Bei der Eingangsstufe der Histogrammeinheit handelt es sich um eine einfache Warteschlange mit einer „Bedienstation“ und dem FIFO-Zwischenspeicher als „Warteraum“. Von der Triggerkarten werden mit zufälligen Zeitabständen Energie- und Ortsinformationen an die Histogrammeinheit weitergegeben. Der Histogrammprozessor benötigt allerdings eine feste Zeit zur Bearbeitung eines Ereignisses (150 ns). Wenn die mittlere Bearbeitungsrate kleiner ist als die mittlere Ankunftsrate, dann ist das System instabil und die Schlängellänge wächst über alle Grenzen. Es ist eine notwendige Voraussetzung für Warteschlangenprobleme, daß die mittlere Ankunftsrate λ kleiner ist als die mittlere Bearbeitungsrate μ .

Es ist wichtig, die Wahrscheinlichkeit zu kennen, mit der verschiedene Längen der Warteschlange auftreten. Damit ergeben sich Kriterien, nach denen die Länge des Warteraums bemessen werden kann. In der Terminologie der Warteschlangentheorie handelt es sich bei der Histogrammeinheit um eine sogenannte M/D/1/2000-Warteschlange. M bedeutet dabei, daß die Zeitintervalle zwischen zwei Ankünften in den Warteraum exponentiell verteilt sind (Markov-Prozess). Mit D wird die festgelegte (Deterministische) Verteilung der Bearbeitungszeit bezeichnet. 1 steht dafür, daß nur ein Histogrammprozessor die Warteschlange bearbeitet und 2000 repräsentiert die maximal mögliche Schlängellänge, die durch den FIFO-Zwischenspeicher vorgegeben ist.

Die Auslastung eines Systems wird definiert als:

$$\rho = \frac{\lambda}{\mu}.$$

Die Wahrscheinlichkeit für eine gegebene Schlängellänge N beträgt [Kle96]:

$$P[N = n] = (1 - \rho) \sum_{k=0}^n (-1)^{n-k} \frac{(k\rho + n - k)(k\rho)^{n-k-1}}{(n-k)!} \exp(k\rho)$$

Für den konkreten Fall der Histogrammeinheit ist in Kapitel 4.2 die Wahrscheinlichkeit gegen die Länge der Schlange für verschiedene Ankunftsrate aufgetragen.

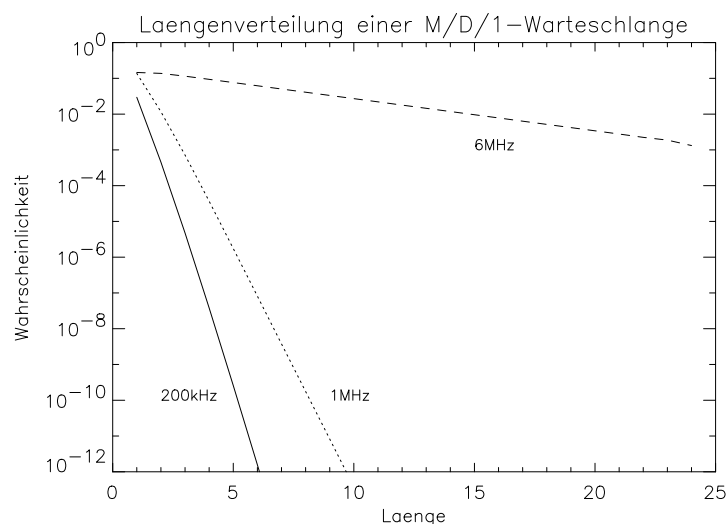


Abbildung A.1: Die Wahrscheinlichkeiten für die Länge einer Warteschlange. Als Parameter sind drei verschiedene Ankunftsrate angenommen

Für die Ankunftsrate von 200 kHz ergibt sich z.B. eine Wahrscheinlichkeit von 10^{-10} , daß die Warteschlange die Länge 5 erreicht. Das bedeutet, daß dies unter Experimentbedingungen in einem Kanal etwa alle 14 Stunden auftritt. Im gesamten Aufbau mit 1022 Kanälen ist dann alle 50 Sekunden mit einer Warteschlange der Länge 5 zu rechnen.

Die Wahrscheinlichkeit, daß die Warteschlange die Länge 2000 erreicht ist praktisch 0, somit ist ein Überlaufen ausgeschlossen.

Anhang B : VME-Schnittstelle des Histogrammoduls

Für die Schnittstelle zum Auslesen der Histogrammodule wurde der VME-Standard zugrunde gelegt. Jeweils 20 Histogrammodule werden in einem mechanischen Überrahmen („VME-Crate“) zusammengefaßt und durch eine CPU gesteuert und ausgelesen (s. Abschnitt 4.2). Unter einer CPU versteht man in diesem Zusammenhang eine Einschubkarte in den VME-Überrahmen, die mit einem Mikroprozessor, Speicher und einer VME-Schnittstelle ausgestattet ist. Geräte im VME-Überrahmen werden durch Adressen angesprochen. Die CPU behandelt diese Adressen so, als ob sie zum Speicherbereich des Mikroprozessors gehören. Lese- und Schreiboperationen auf diese Adressen steuern dann die Geräte im Überrahmen. Um jedes Gerät eindeutig ansprechen zu können, muß der Adressbereich jedes Geräts einstellbar sein.

Die Steuerung und der Zugriff auf die Speicher eines Histogrammoduls wird im Folgenden genauer beschrieben. Die Module wurden mit einer vereinfachten VME-Schnittstelle ausgestattet. Auf die Dekodierung von Adressmodifiern und Interrupt-Steuerung wurde verzichtet. Der Zugriffsmodus wurde auf A32/D32 der VME-Spezifikationen beschränkt. Das bedeutet, daß die Module nur in Überrahmen mit einem voll ausgestatteten Bus eingesetzt werden können, der sowohl über 32 Adress-, als auch über 32 Datenleitungen verfügt.

Jedes Modul verfügt über Schalter mit denen sich die höchstwertigen 8 bit einer 32 bit Adresse einstellen lassen. Damit lassen sich die einzelnen Einschübe identifizieren. Ein Histogrammodul wird dann nach folgendem Schema in den Adressraum der CPU abgebildet:

aaaa aaaa mmmm xxss ssss ssss ssss ssxx.

Die höchstwertigen 8 bit (Bit A31 bis Bit A24, hier mit **a** bezeichnet) werden als Basis-Adresse bezeichnet. Jede Basisadresse darf nur einmal innerhalb eines VME-Crates vergeben werden. Bit A23 bis A20 (**m**) stellen Subadressen auf dem Histogrammodul dar. Es werden 9 Subadressen verwendet: das Control-Register im VME-Lattice (mmmm=0), die Histogrammkäle (mmmm=1 bis 7), und die DAC-Steuerung für die Schwellen der Komparatoren auf der Triggerkarte (mmmm=8). Bit A17 bis Bit A2 (**s**) ist der Adressbereich des Histogrammspeichers. Wobei A2-A9 die Energie-, A10 bis A15 die Orts- und A16 die Polarisationsinformation tragen.

Das Control-Register benutzt die Datenbits D0 bis D15, der Basisadresse um die verschiedenen Funktionen des Histogrammoduls zu steuern und zu überwachen. Das Setzen eines Bits führt eine Funktion aus, das Lesen eines Bits gibt über den Zustand des Histogrammoduls Auskunft.

- Bit D0 (VMEMEM) : legt den Histogrammspeicher an den VME-Bus, ermöglicht Lese- und Schreibzugriffe auf die Histogramme; wird zum Auslesen der Histogramme verwendet.
- Bit D1 (TEST) : legt den Eingang des FIFO an den VME-Bus, ermöglicht das Beschreiben des FIFO für Testzwecke.

- Bit D2 (HISTO) : schaltet in den Histogrammodus, jedes am Eingang der Karte erscheinende Signal wird gezählt; in diesem Modus werden Daten während des Experiments aufgenommen.
- Bit D3 (FIFVME) : legt Ausgang des FIFO an den VME-Bus, ermöglicht die Einzelaufnahme von Ereignissen,
- Bit D4 (CALIB) : ein Signal wird an die Triggerkarte gesendet zum Abschalten der Summierung; Kalibrationsmodus.
- Bit D5 (RESET) : Reset des Histogramm-Lattice,
- Bit D6 (MZERO) : setzt die Inhalte aller sieben Histogrammspeicher auf 0 zurück.,
- Bit D7 (CCR) : ermöglicht die Auslese des Kontrollzählers,
- Bit D8 (OVFLH) : zeigt den Überlauf eines Histogrammspeichers an (logisches ODER aus allen sieben Speichern, activ low),
- Bit D9-D15 (FIFOVFL) : zeigt Überlauf des jeweiligen FIFO an.

Wenn man beispielsweise den Inhalt des Histogrammspeicher des Histogrammoduls mit der Basisadresse A5(hex) auf 0 zurücksetzen möchte, muß an die Adresse: 1010 0101 0000 0000 0000 0000 0000 (bit) bzw. A5000000 (hex) der Datenwert 0000 0000 0100 0000 (bit) bzw. 0040 (hex) geschrieben werden. Wie dies in einem Programm aussieht ist weiter unten erläutert.

Die Inhalte der Histogrammspeicher werden auf die gleiche Weise ausgelesen. Zunächst muß der Histogrammspeicher an den VME-Bus gelegt werden (Bit 0 des Ctrl-Registers). Anschließend wird die gewünschte Histogrammadresse eines der sieben Kanäle in der VME-Adresse verschlüsselt und der Inhalt der so generierten Adresse gelesen. Als Beispiel sei wieder eine Histogrammkarte mit der Basisadresse A5 (hex) betrachtet. Man interessiert sich für den Zählerstand der Ereignisse mit positiver Polarisierung (Polarisationsbit, Bit 14 =1), den Ort 0 (Bit 8 bis 13) und der Energie die Kanal 215 (Bit 0 bis 7) entspricht. Daraus ergibt sich folgendes Bitmuster für die Histogrammadresse: ssss ssss ssss ssss = 0100 0000 1101 0111 (bit). Diese wird in die VME-Adresse eingesetzt.

$$\underbrace{1010\ 0101}_{\text{Basisadresse}} \underbrace{0100}_{\text{Histogramm-Kanal}} \underbrace{0001\ 0000\ 0011\ 0101\ 1100}_{\text{Polarisation, Ort, Energie}} \text{ oder } A541\ 035C \text{ (hex)}$$

Das im Folgenden abgedruckte C-Programm zeigt das Gerüst des Ausleseprogramms der Histogrammspeicher. Es soll verdeutlichen wie mit Hilfe der MECDAS-Library-Funktionen **vme-bus** der Histogrammspeicher ausgelesen werden kann [Kry95]. Nach der Deklaration der Variablen wird mit Hilfe der **vmebus**-Funktion der VME-Adressbereich in den Speicherbereich der Auslese-CPU abgebildet. Die Funktion liefert einen Zeiger zurückder auf die Basisadresse zeigt. Durch verändern der Zeigeradress kann im VME-Modul jede Adresse erreicht werden.

```

/* Auslese des Histogrammspeichers */
/* Auszug aus dem Programm histread.c */
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <errno.h>
#include <unistd.h>
#include "mecdas/vmebus.h"
#include "calorihist.h"

int main()
{
    /* VARIABLEN*/
    short          channelnr;          /* Channel to readout          */
    unsigned long   addconv,            /* Var for calculating addresses*/
                  counts,
                  input_addr,          /* Input-Address, first two nibbles */
                  *base_addr,          /* Baseaddress for VME-Modul      */
                  *channel_addr,       /* Baseaddress for Channel        */
                  *ctrl_addr,          /* Baseaddress for Ctrl-Register  */
                  *histmem_base_addr;  /* Baseaddress for Histmemory     */

    volatile
        unsigned long mem_addr;        /* Adress for Memory (Softwareaddress) */
        size_t        mem_size,        /* Pagesize (Size of one Chan-
nel=64kx4=256kbyte)*/
        ctrl_size;    /* Pagesize of Ctrl register (small)*/

    ctrl_addr = vmebus(VMEEXT, base_addr , CTRL_SIZE) /* Memory Mapping VME-Bus */
                                                       /* Control Register only */

    addconv    = base_addr;
    /* Memory Mapping VME-Bus, Histogramm-Memory */
    histmem_base_addr = vmebus(VMEEXT,channel_addr, HIST_MEM_SIZE)
    *ctrl_addr= VMEMEM;                          /* Switch to Readout-Mode */
    for(mem_addr =0; mem_addr < 0x8000 ; mem_addr++)
    {
        counts=(*(histmem_base_addr + mem_addr));
        printf(„%d“,counts);
    };
    return(0);
}

```


Anhang C : Pole-Zero-Cancellation

In Kapitel 4.1.7 wird im Zusammenhang mit der Veto-Logik das Pulsformungs-Netzwerk zur Erkennung von „Pile up“-Ereignissen beschrieben. In Abbildung C.1 ist das Netzwerk noch einmal dargestellt. Die Dimensionierung der Widerstände und der Kapazität wurden mit Hilfe einer SPICE-Simulationsrechnung gewonnen.

Die Analyse des Netzwerks ist jedoch unter der Annahme eines idealen Operationsverstärker auch analytisch möglich.

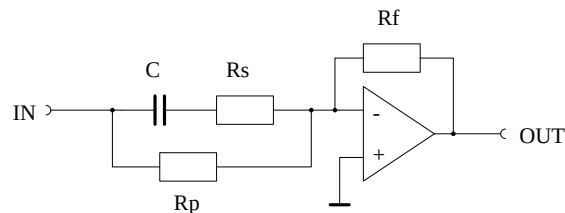


Abbildung C.1: Schaltplan des Pulsformer Netzwerks.

Der Operationsverstärker wird als invertierender Verstärker mit dem Verstärkungsfaktor

$$\text{Gl. C-1} \quad \frac{U_A}{U_E} = -\frac{R_f}{Z},$$

betrieben. Der komplexe Eingangswiderstand Z lässt sich aus der Serienschaltung von R_s mit C und R_p parallel dazu berechnen:

$$\text{Gl. C-2} \quad Z = \frac{(\frac{1}{\tilde{p}C} + R_s)R_p}{\frac{1}{\tilde{p}C} + R_s + R_p}.$$

Für die Kapazität C wurde der komplexe Widerstand mit Hilfe des Differentialoperators

$$\tilde{p} \equiv \frac{d}{dt}$$

ausgedrückt (zur mathematischen Begründung des Verfahrens s. z.B. [Vah73]). Durch Einsetzen und Umformen erhält man den folgenden Ausdruck:

$$\text{Gl. C-3} \quad U_A + R_s C \tilde{p} U_A = -\frac{R_f}{R_p} U_E - \frac{R_f(R_s + R_p)C}{R_p} \tilde{p} U_E.$$

Die Form des Eingangssignals ist bekannt; die Pulsform kann durch eine steigende und eine fallende Exponentialfunktion modelliert werden, wobei τ_R und τ_F die Anstiegs- bzw. Abfall-Zeitkonstanten sind.

$$\text{Gl. C-4} \quad U_E(t) = \hat{U} \left(e^{-\frac{t}{\tau_F}} - e^{-\frac{t}{\tau_R}} \right)$$

Setzt man diese Pulsform in die rechte Seite von Gleichung Gl. C-3 ein, so erhält man eine inhomogene lineare Differentialgleichung 1.Ordnung. Die rechte Seite wird im folgenden mit $f(t)$ abgekürzt:

$$\text{Gl. C-5} \quad \frac{d}{dt} U_A(t) + \frac{1}{R_S C} U_A(t) = f(t),$$

mit der Anfangsbedingung $f(0) = 0$. Mit dem üblichen Lösungsverfahren für Differentialgleichungen ergibt sich unter Berücksichtigung der Anfangsbedingung:

$$\text{Gl. C-6} \quad U_A(t) = e^{-\frac{t}{R_S C}} \int_0^t e^{\frac{t'}{R_S C}} f(t') dt',$$

bzw. ausführlich:

$$\text{Gl. C-7} \quad U_A = \hat{U} R_F e^{-\frac{t}{R_S C}} \int_0^t \left\{ \frac{1}{R_S R_P C} \left(e^{-\frac{t'}{\tau_R}} - e^{-\frac{t'}{\tau_F}} \right) - \frac{R_P + R_S}{R_P R_S} \left(\frac{1}{\tau_R} e^{-\frac{t'}{\tau_R}} - \frac{1}{\tau_F} e^{-\frac{t'}{\tau_F}} \right) \right\} e^{-\frac{t'}{R_S C}} dt'.$$

Das Netzwerk soll so bemessen werden, daß die Ausgangspulsform nicht mehr von der Eingangspulsform abhängt. Dazu soll angenommen werden, daß die Anstiegszeit des Eingangspulses vernachlässigt werden kann ($\tau_R \rightarrow 0$). Unter Berücksichtigung des Konvergenzverhaltens des Integrals kann man diesen Grenzübergang durchführen. Wenn die Zeitkonstante des Ausgangssignals nicht mehr von der Zeitkonstante des Eingangssignals abhängen soll, muß gelten:

$$\frac{1}{R_S R_P C} = \frac{R_P + R_S}{R_P R_S} \frac{1}{\tau_F},$$

$$\text{Gl. C-8} \quad \text{bzw.} \quad \frac{\tau_F}{C} = R_P + R_S.$$

Die Simulationsergebnisse aus Abschnitt 4.1.7 ergaben für $C=18$ pF, $R_S=22 \Omega$ und $R_P=240 \Omega$. Wenn man diese Werte in Gl. C-9 einsetzt, erhält man als Zeitkonstante für die dieses Netzwerk optimiert ist 4.7ns. Die Simulation ging von einer Zeitkonstante von 5.5ns aus. Das bedeutet, daß die analytische Lösung sehr gut zur Bestimmung der Bauteildimensionierung geeignet ist.

Anhang D : Fotos

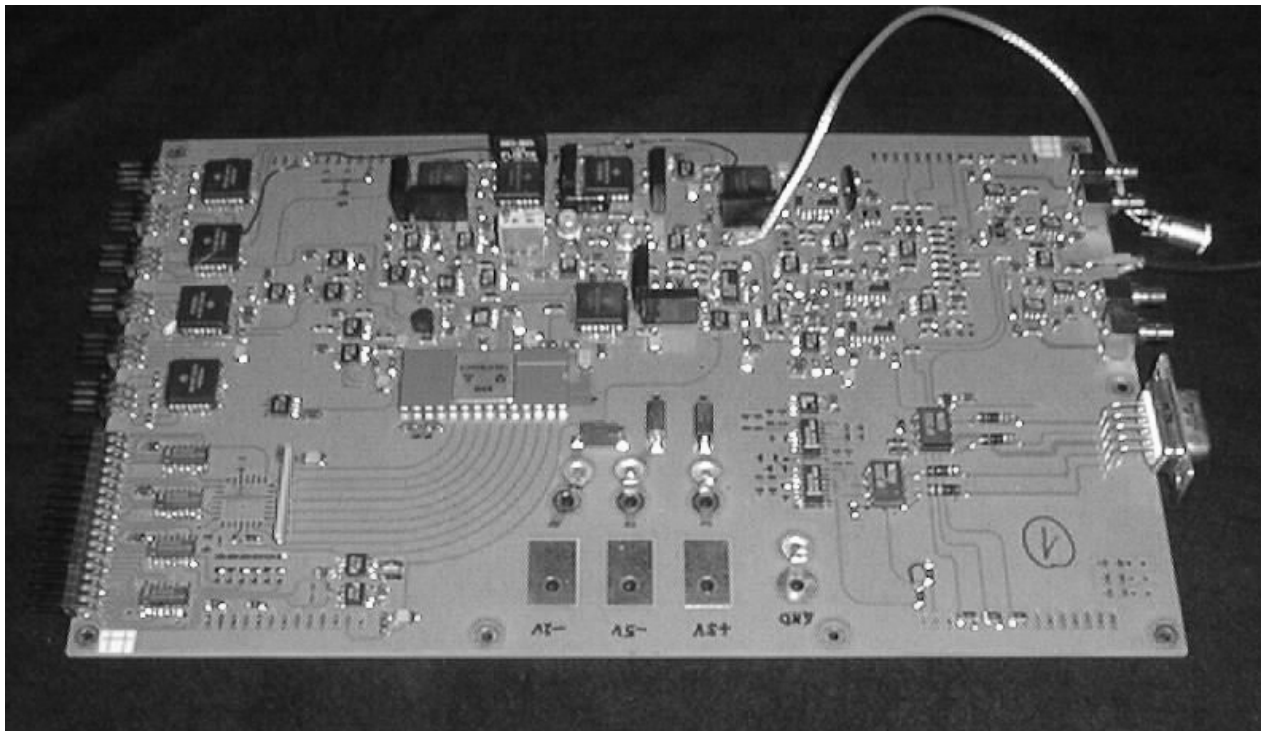


Abbildung D.1: Platine eines Triggerkanals. Rechts oben im Bild sind die Eingangsbuchsen der Analogsignale zu erkennen. Auf der linken Seite befinden sich die Stecker für die lokale Busstruktur und die Verbindung zum Histogrammmodul. Die Maße der Platine betragen 220 mm x 135 mm. Fast alle Bausteine sind oberflächenmontiert (SMD).



Abbildung D.2: Ansicht des Prototyp-Aufbaus mit 49 Kanälen. Man erkennt die Frontseiten von sieben Triggermodulen. Ebenfalls zu sehen ist die Verkabelung der Analogsignale zu den benachbarten Modulen.

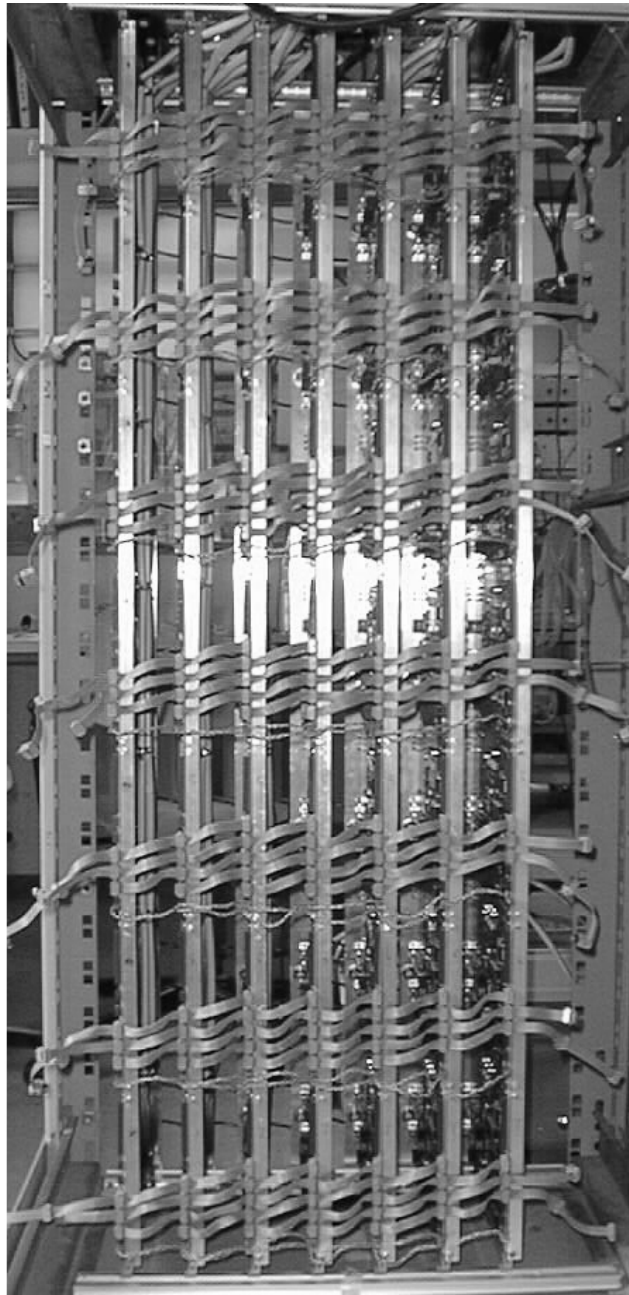


Abbildung D.3: Der Prototypaufbau mit 49 Triggerkanälen von der Rückseite. Deutlich zu erkennen sind die Flachbandkabel, die den Informationsaustausch mit den Nachbarkanälen ermöglichen. Diese bilden die lokale Busstruktur.

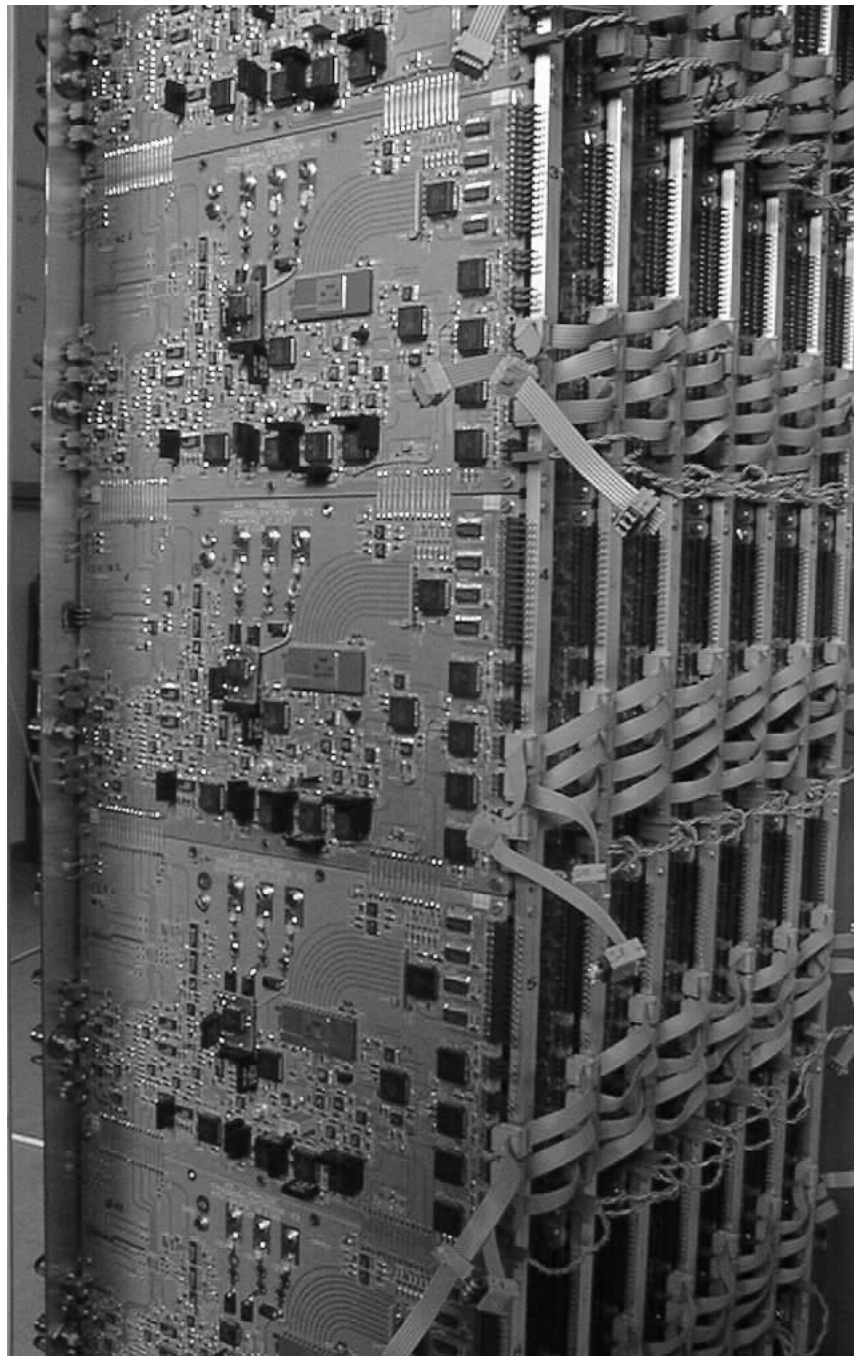


Abbildung D.4 Der Prototypaufbau von der Seite. Man erkennt die Verkabelung der lokalen Busstruktur und die übereinander montierten Triggerkarten in einem Modul. Die Kabel zu den Histogrammkarten sind nicht aufgesteckt.

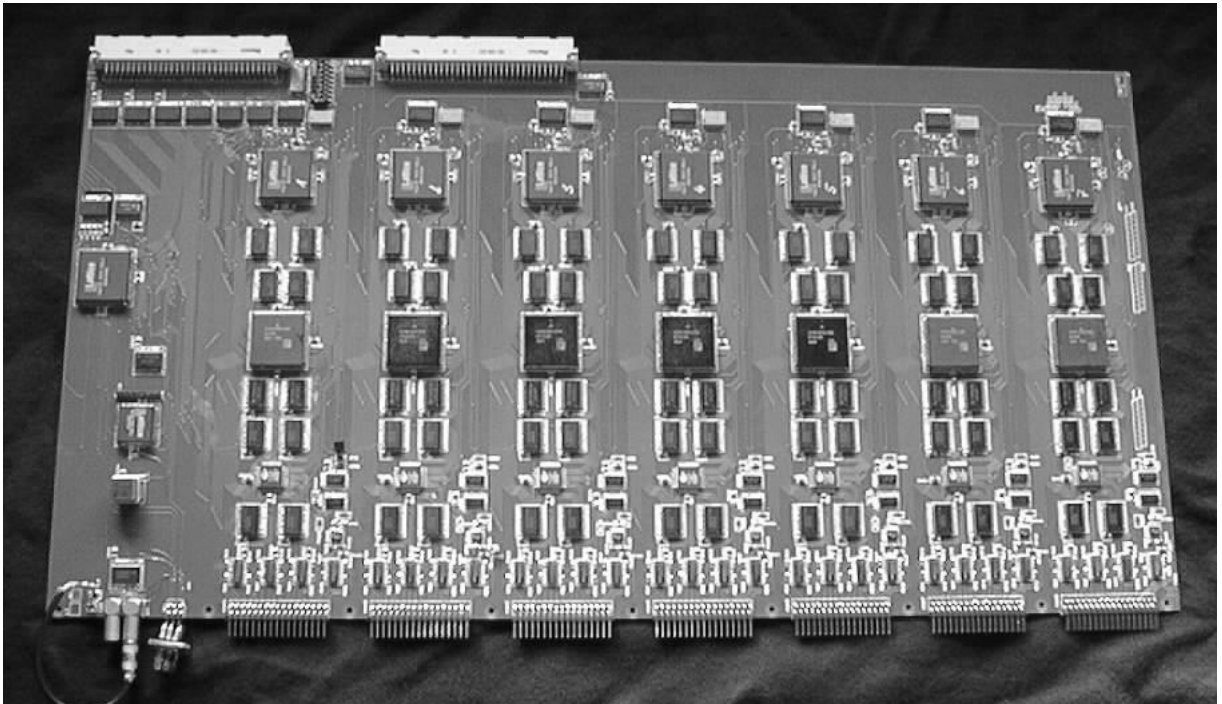


Abbildung D.5: Aufnahme eines Histogrammoduls. Man erkennt die sieben Kanäle die auf der Platine untergebracht sind. Die Maße der Platine betragen 260 mm x 500 mm. Oben links erkennt man die Stecker des VME-Bus Interfaces. Am unteren Rand sind die Stecker für die Eingänge von der Triggerplatine zu sehen.

LITERATUR

- [Ach98] P.Achenbach, Inst. f. Kernphysik, Mainz, Private Mitteilung, August 1998
- [Ana92] „Amplifier Applications Guide“, Analog Devices Inc., Norwood, Massachusetts, USA, 1992
- [Ash88] J.Ashman, *et. al.*, Phys. Lett, B206, p.364, 1988
- [Bec89] D.H.Beck, „Strange-quark vector currents and parity-violating electron scattering from the nucleon and from nuclei“, Phys. Rev. D **39**, p.3248, 1989
- [Blo83] W.R.Blood,(jr.): „MECL System Design Handbook“, Motorola Inc., 4th ed., 1983
- [Bug98] P.Bugner: „Untersuchungen zur Echtzeit-Ortsbestimmung in homogenen EM-Kalorimetern“, Diplomarbeit in Vorbereitung, Mainz, 1998
- [Bur95] „Burr Brown Databook, Linear Products“, Burr Brown Corporation, Tucson, Arizona, USA, 1995
- [Cat89] G.D.Cates: „The Bates polarized electron source“, Nucl. Instr. Meth. **A278**, p.293, 1989
- [Cit96] S.Cittolin: „Trigger and Data Acquisition at Large Hadron Collider“, Proceedings of the 1996 CERN School of Computing, Egmond aan Zee, Netherlands, September 1996, CERN 96-08, p.133, (auch im Internet: <http://cmsdoc.cern.ch/ftp/distribution/tridas/CMS-DOC/CernSchool96.pdf>)
- [Con95] S.Conetti, D.Crosetto, „Triggering at LHC-B and the 3D-Flow System“, Proceedings of the Fifth International Conference on Electronics for Particle Physics, Chestnut Ridge, New York, May 1995, Le Croy Corporation
- [Cyp95] „Cypress Databook“, Cypress Semiconductor Corporation, San Jose, California, USA, 1995
- [EDI96] „Electronic Design Inc., Memory Module Databook 1996-1997“, Electronic Design Inc., Westborough, Massachusetts, USA, 1996

- [Els95] Elspec Datenblatt: „HF-Kabel“, Geretsried, Germany, 1995
- [Eyl94] D.Eyl: „Messung des Spintransfers in elastischer und quasielastischer Streuung polarisierter Elektronen in den Reaktionen $H(e,e',p)$ und $D(e,e',p)$ “, Dissertation, Mainz, 1994
- [Gat69] Proceedings of the Gatlinburg Conference on Semiconductor Nuclear Particle Detectors and Circuits, Gatlinburg, Nuclear Science Series Rep. No. 44, 1969
- [Gin92] D.M.Gingrich, *et. al.*, ATLAS Collaboration, „ATLAS Letter of Intent for a General-Purpose pp Experiment at the Large Hadron Collider at CERN“, CERN/LHCC/92-4
- [Gri96] K.Grimm: „Untersuchungen von Detektormaterialien zur Eignung als Kalorimeter für die Messung der paritätsverletzenden Elektronenstreuung“, Diplomarbeit, Mainz, 1996
- [Ham94] H.W.Hammer: „Paritätsverletzende Beiträge zur Elektroproduktion von Pionen“, Diplomarbeit, Mainz, 1994
- [Ham95] H.W.Hammer, D.Drechsel: „Parity violating pion production off the nucleon“, Z. Phys. **A352**, p.321, 1995
- [Ham96] Th.Hammel: „Entwicklung eines Luminositätsmonitors für ein Experiment zur paritätsverletzenden Elektronenstreuung“, Diplomarbeit, Mainz, 1996
- [Har96] „Harris Semiconductor Databook“, Harris Corporation, Melbourne, Australia, 1996
- [Hei94] E.Heinen-Konschak: „Vorbereitende experimentelle Studien für die Messung der Paritätsverletzung in der elastischen ep-Streuung“, Dissertation, Mainz, 1994
- [Hen90] E.M.Henley: „Parity violation and electron scattering“, Proceedings of the workshop: Parity Violation in Electron Scattering, World scientific publishing, Singapore, 1990
- [Hor89] P.Horowitz, W.Hill: „The art of electronics“, Cambridge University Press, Cambridge, 2nd ed., 1989
- [Kle96] L.Kleinrock, R.Gail, „Queueing Systems, Problems and Solutions“, John Wiley & Sons, New York, 1996
- [Kno89] G.F.Knoll, „Radiation detection and measurement“, John Wiley & Sons, New York, 2nd ed., 1989
- [Kry95] K.W.Krygier, „Konzeption und Realisierung eines Datenerfassungssystems für die Experimente am Mainzer Mikrotron und Inbetriebnahme für Koinzi-

- denzexperimente mit virtuellen Photonen an der Drei-Spektrometer-Anlage“, Dissertation Mainz, 1995
- [Lat94] „Lattice Handbook“, „Lattice Databook“ und „Lattice System Macro Library“, Lattice Semiconductor Corporation, Hillsboro, Oregon, USA, 1994
- [Lop96] A.Lopes Ginja: „Vorstudien zum Bau eines Polarisationsmonitors für ein paritätsverletzendes Experiment“, Diplomarbeit, Mainz, 1996
- [Mot93] „Motorola ECL Design Handbook“, Motorola LTD, European Literature Center, Milton, Keynes, UK, 1993
- [Nap90] J.Napolitano: „Measuring the strangeness radius of the proton“, Phys.Rev. C, **43**, p.1473, 1991
- [Nel95] R.Nelson: „Probability, stochastic processes, and queueing theory, The Mathematics of computer performance modeling“, Springer-Verlag NewYork, 1995
- [Nic74] P.W.Nicholson, „Nuclear Electronics“, John Wiley & Sons, London, 1974
- [Now65] C.H.Nowlin and J.L.Blankenship: „Elimination of Undesirable Undershoot in the Operation and Testing of Nuclear Pulse Amplifiers“, Rev. Sci. Instr., **36**, p.1830, (1965)
- [Pal96] M.de Palma: „The CMS experiment at LHC“, Proceedings of the Fifth International Conference on Advanced Technology and Particle Physics, Como, Italy, 7-11 October 1996, Nucl. Phys. B (Proc. Suppl.) **61B**, (1998), p.32
- [Par94] J.A.Parsons, *et al.*, „A High Rate Precision Calorimetry Readout“, Proceedings of the Fourth International Conference on Electronics for Future Colliders, Chestnut Ridge, New York, May 1994, Le Croy Corporation
- [Pre92] J.Pretz: Untersuchung eines Bariumfluorid-Kalorimeters für die Messung der paritätsverletzenden Elektronenstreuung, Diplomarbeit, Mainz, 1992
- [RPP94] „Review of Particle Properties“, Phys. Rev. **D50**, p.1173, (1994)
- [Spt95] SPT Signal Processing Technologies, Databook, SPT Colorado Springs, 1995
- [Tem97] Temic Semiconductors, „N-Channel Lateral DMOS FETs“, Datenblatt zur SD211 Serie, Siliconix Corporation, 1997
- [Tho94] Thomson-CSF Semiconducteurs, Datenblatt zum FADC TS 8378, Orsay, France, 1994
- [Tie90] U.Tietze, Ch.Schenk: Halbleiter-Schaltungstechnik, Springer-Verlag, Berlin, 9. Aufl, 1990

- [Vah73] H.Vahldiek, Übertragungsfunktionen: Lineare Schaltungen im Frequenz- und Zeitbereich, R.Oldenbourg Verlag, München, 1973
- [Vit87] „The VMEbus Specification“, Vita (VMEbus Intern. Trade Association), Scottsdale, Arizona, USA, 1987
- [Wil90] T.H.Wilmshurst, „Signal recovery from noise in electronic instrumentation“, Adam Hilger imprint by IOP Publishing, Bristol, 2nd ed., 1990

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich bei all jenen bedanken die mich auf meinem Weg während der letzten 4 Jahre begleitet haben und Teil hatten am Gelingen dieser Arbeit.

Zunächst möchte ich mich bei meinem Doktorvater, Herrn Prof. Dr. D.v.Harrach bedanken für das Interesse am Fortgang der Arbeit, die vielen Freiheiten und das in mich gesetzte Vertrauen die richtigen Entscheidungen zu treffen.

Bei Frau Priv. Doz. Eva Maria Kabuß möchte ich mich bedanken für das geduldige Korrekturlesen dieser Arbeit und die wertvollen Anregungen in Fragen der Darstellung der zum Teil schwierigen Sachverhalte.

Ohne die Unterstützung der Elektronikwerkstatt beim Design, dem Aufbau und der Inbetriebnahme der Elektronik wäre diese Arbeit wohl nie zustande gekommen. Mein Dank gilt ganz besonders den Herren Dr. G. Stephan und B. Fiedler, die immer zu Diskussionen bereit waren und deren riesiger Erfahrungsschatz an der ein oder anderen Stelle verhinderte, mit dem Projekt in einer Sackgasse stecken zu bleiben. Herrn H. Walther gilt mein Dank für das Design der Histogrammkarte, Herrn Weidel für den Aufbau eines Testgenerators, Herrn Klein für die geduldige Bestückung der Platinen mit den „winzigen“ SMD-Bauteilen und Herrn Reinemann für das CAD-Layout der Platinen.

Bei der EDV-Abteilung des Instituts, speziell bei den Herren Dr. K.W. Krygier und N. Clawiter möchte ich mich für die Unterstützung bei der Lösung von allen aufgetretenen Software-Problemen bedanken.

Den Gruppenmitgliedern der A4-Kollaboration möchte ich danken, insbesondere Klaus Grimm, Holger Hofmann, Jürgen Hoffmann, Peter Hartmann für das freundliche Gruppenklima und die ständige Hilfsbereitschaft, den Luggies für den „Kablische“, Patrick Achenbach für die Bereitstellung von Simulationsrechnungen zur Energieauflösung, Sebastian Baunack und Mario Sikora für die Konfektionierung von 26 km Kabel in über 1000 Signalkabel und Frau Jacob die in kritischen Situationen immer half bürokratische Hindernisse zu überwinden.

Allen nicht namentlich erwähnten Institutsmitgliedern möchte ich danken für das sehr angenehme Klima und die große Unterstützung die ich von allen Seiten erfahren habe.

Schließlich möchte meiner Freundin Silke dafür Danken, daß sie mir immer wieder den Blick für auf wesentlichen Dinge freigeräumt hat.

Lebenslauf

Name Simon Köbis

Anschrift Im Dechand 56, 55262 Heidesheim

Geburtstag 10.12.67, Mainz

Familienstand ledig

Schulbildung

1974 -1978 Grundschule Schwabenheim

1978-1987 Sebastian Münster-Gymnasium, Ingelheim

Juni 1987 Abitur

Studium

Okt. 1987 - Nov. 1992 Physik, Johannes Gutenberg-Universität, Mainz

Okt. 1989 Vordiplom

Nov. 1992 - Jan. 1994 Diplomarbeit am Institut für Kernphysik, Uni Mainz:
Entwicklung eines kombinierten elektrostatischen Polarimeters/Spektrometers für eine polarisierte Elektronenquelle am Mainzer Mikrotron (MAMI)

Promotion

seit Feb. 1994 Institut für Kernphysik, Universität Mainz