Fakultät für Physik und Astronomie
Ruprecht-Karls-Universität Heidelberg

Diplomarbeit
im Studiengang Physik

vorgelegt von
Wolfgang Hötzel
aus Speyer

Juli 1999

Untersuchungen zur Zeitstruktur von Kalorimeterpulsen im ATLAS-Experiment am LHC

Die Diplomarbeit wurde von Wolfgang Hötzel ausgeführt am

Institut für Hochenergiephysik

unter der Betreuung von

Herrn Prof. Dr. Karlheinz Meier

Abstract

In dieser Arbeit wurde ein Konzept entwickelt, um den Peak von ATLAS Level-1 Kalorimeter Trigger Signalen mit Energien oberhalb 250 GeV, dem zugehörigen Bunch-Crossing zuzuordnen. Zunächst wurde innerhalb eines Laboraufbaus untersucht, wie sich die Übertragungsstrecke vom Detektor zu dem Level-1 Kalorimeter Trigger auf das analoge Signal auswirkt. Dazu wurden charakteristische Signalparameter verifiziert. Es ergaben sich erhebliche Deformationen der Signalform. Davon ausgenommen, blieb die Anstiegsflanke nahezu unverändert erhalten. Hierauf basierte die Grundidee, zur Ermittlung des Peaks, eine analoge Diskriminatorschwelle auf die Anstiegsflanke zu setzen. Das Konzept wurde mit NIM-Modulen innerhalb eines Laboraufbaus getestet. Die positiven Ergebnisse gaben Anlaß, das analoge Diskriminator-Konzept als Option innerhalb des Preprocessors des Level-1 Kalorimeter Triggers vorzusehen.

Investigation of the calorimeter-pulse time-structure for the ATLAS-experiment at LHC:

A concept has been developed, which is able to identify the corresponding bunch-crossing in time for ATLAS level-1 calorimeter trigger signals exceeding an energy of 250 GeV. A laboratory test setup has been used to measure the influence of transporting the analog signal from detector to the level-1 calorimeter trigger. Several electronic components and the twisted-pair cable cause saturation and distortion of the pulse. The leading edge is nearly untouched. Therefore an analog discriminator-threshold has been set on the leading edge to identify the peak and the corresponding bunch-crossing. The concept has been tested in laboratory test setup with NIM-modules. It has worked quite satisfying. Therefore it has been implemented as an option for the preprocessor of the level-1 calorimeter trigger.

Inhaltsverzeichnis

ABSTRACT **I**

INHALTSVERZEICHNIS **III**

1 PHYSIKALISCHER HINTERGRUND **1**

1.1 DER LARGE HADRON COLLIDER (LHC) 1
1.2 PHYSIK AM LHC 3
1.2.1 Proton-Proton Streuung 5
1.3 DER ATLAS DETEKTOR 7

2 DAS ATLAS-TRIGGERKONZEPT **11**

2.1 DIE TRIGGERSTUFEN 11
2.2 DER LEVEL-1 TRIGGER 14
2.3 DER LEVEL-1 KALORIMETER TRIGGER 14
2.4 DAS PREPROCESSOR SYSTEM 16

3 ANALOGES SIGNAL ZUM LEVEL-1 KALORIMETER TRIGGER **19**

3.1 EIGENSCHAFTEN DES ANALOGEN SIGNALS 19
3.2 RAUSCHEN UND ZEITSTABILITÄT 20
3.3 ÜBERTRAGUNGSSTRECKE 21
3.3.1 Versuchsaufbau zur Messung der Änderung wichtiger Signal-Parameter 21
3.3.2 Versuchsdurchführung und Fehlerrechnung 24
3.3.3 Messung der Ausgangs- in Abhängigkeit der Eingangs-Amplitude 28
3.3.4 Messung der Peaking-Time in Abhängigkeit der Eingangs-Amplitude 30
3.3.5 Messung der Latency in Abhängigkeit der Eingangs-Amplitude 32
3.3.6 Messung der Rise-Time in Abhängigkeit der Eingangs-Amplitude 33

4 ZEITSTRUKTUR FÜR GESÄTTIGTE PULSE **37**

4.1 MOTIVATION 37
4.2 KONZEPT FÜR ANALOGES BCID FÜR GESÄTTIGTE PULSE 39
4.3 VERSUCHSAUFBAU 40
4.4 VERSUCHSDURCHFÜHRUNG UND FEHLERRECHNUNG 46
4.4.1 Messung zum Aufsetzen des Timings 49
4.4.2 Messung der Effizienz in Abhängigkeit der Amplitude 51
4.4.3 Messung der Stabilität des Memory-Bits in Abhängigkeit der Diskriminator-Pulsbreite 57
4.4.4 Messung des Time-slewings 60
4.5 VERGLEICH DER MEßERGEBNISSE MIT ALTERNATIVEM DIGITALEN KONZEPT 62

5 VERGLEICH DER ZEITSTRUKTUREN FÜR GESÄTTIGTE UND UNGESÄTTIGTE PULSE **65**

5.1 MOTIVATION 65
5.2 DAS FRONT-END MODUL (FEM) 66
5.3 VERSUCHSAUFBAU 67

6 ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK **69**

ANHANG A **71**

LITERATURVERZEICHNIS **75**

Kapitel 1

1 Physikalischer Hintergrund

1.1 Der Large Hadron Collider (LHC)

Im Jahr 2005 soll am europäischen Kernforschungszentrum *CERN*[1] in Genf der *LHC*[2] in Betrieb gehen. Es handelt sich dabei um einen neuen Teilchenbeschleuniger, welcher bereits existierende Einrichtungen am CERN nutzen soll. Es ist geplant, den 26,7 km langen *LEP*-Tunnel[3], die Teilchenquellen und Vorbeschleuniger zu verwenden.

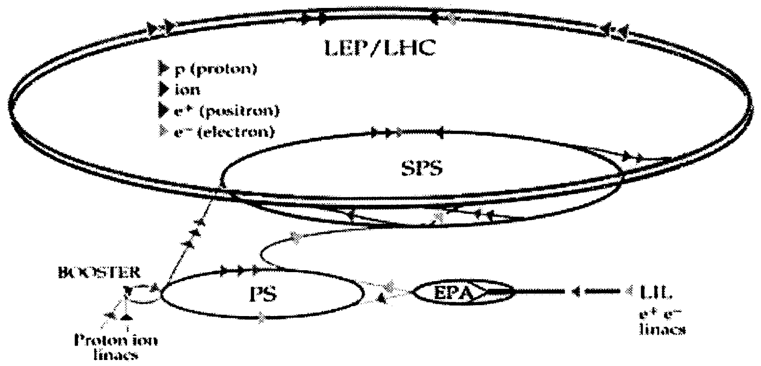


Abbildung 1: LHC Beschleuniger Anordnung [Ref. 1]

Der LHC ist ein Proton-Proton-Collider, d.h. die Protonen bewegen sich auf gegenläufigen Kreisbahnen, bevor sie zur Kollision gebracht werden. Die kreisförmige Anordnung ist in Abbildung 1 dargestellt.
Der Linearbeschleuniger Linac beschleunigt die Protonen auf eine Energie von 50 MeV, der Booster des PS[4] auf 1,4 GeV, der PS-Ring erhöht die Energie auf 26 GeV, und nach der Überleitung in den SPS-Beschleuniger[5] beträgt die Protonenenergie 450 GeV. An zwei Stellen des SPS-Rings werden Protonen ausgekoppelt und in jeweils einen der gegenläufigen Ringe des LHCs eingespeist, wo die Energie schließlich auf 7 TeV erhöht wird. Die Protonen werden in den Wechselwirkungszonen der einzelnen Experimente zur Kollision gebracht und es ergibt sich somit eine Schwerpunktsenergie von:

---

[1] **C**onseil **E**uropéen pour la **R**echerche **N**ucléaire
[2] **L**arge **H**adron **C**ollider
[3] **L**arge **E**lectron **P**ositron Collider
[4] **P**roton **S**ynchrotron
[5] **S**uper **P**roton **S**ynchrotron

Gleichung 1: $\sqrt{s} = 2 \cdot 7TeV = 14TeV$

Am LEP wurden bisher gegenläufige Positronen und Elektronen mit Massen von je 511 keV/c² verwendet. Da aber die abgegebene Synchrotron-Strahlung die Energie der beschleunigten Teilchen begrenzt, benutzt man bei LHC schwerere Protonen mit Massen von 938 MeV/c².
In Wirklichkeit handelt es sich nicht um einzelne Protonen sondern um Pakete, sogenannte *Bunches*. Diese kollidieren alle 25 nsec, somit ergibt sich eine sogenannte *Bunch- Crossing Rate* von 40 MHz.
Weiter gibt es einige wichtige physikalische Größen, die einen derartigen Collider charakterisieren.
Ein Maß für die Anzahl der Teilchen, die sich im Wechselwirkungspunkt pro Zeiteinheit und Querschnittsfläche durchdringen, ist die *Luminosität*. Es gilt [Ref. 2]:

Gleichung 2: $L = \dfrac{a \cdot b \cdot n \cdot \frac{v}{U}}{A}$

Wobei n die Anzahl der Teilchenpakete mit a bzw. b Teilchen darstellt. Diese laufen entgegengesetzt mit der Geschwindigkeit v im Speicherring mit dem Umfang U um. Mit A wird der Strahlquerschnitt im Kollisionspunkt bezeichnet. Aus der Luminosität L (Eigenschaft des Speicherrings) und dem totalen *Wirkungsquerschnitt* σ (Eigenschaft der Reaktion) kann die *Reaktionsrate* R berechnet werden.

Gleichung 3: $R = \sigma \cdot L$

Handelt es sich bei der zu untersuchenden Physik um sehr seltene Prozesse, d.h. die Wirkungsquerschnitte sind sehr klein, hat man für eine genügend große Luminosität L zu sorgen.
Für den LHC ist anfangs eine Luminosität von L = $10^{33} cm^{-2} s^{-1}$ vorgesehen, die dann auf L = $10^{34} cm^{-2} s^{-1}$ gesteigert werden soll. Mit einem totalen Wirkungsquerschnitt von σ = 100 mb für Proton-Proton Streuung ergibt sich eine Ereignisrate von R = $10^{9} s^{-1}$ Wechselwirkungen pro Sekunde. Bei einer Bunch-Crossing Rate von 40 MHz erhält man im Mittel 25 Proton-Proton Wechselwirkungen pro Bunch.
Am LHC werden vier Experimente aufgebaut (siehe Abbildung 2). Die Detektoren *ATLAS*[1] und *CMS*[2] befinden sich an gegenüberliegenden Wechselwirkungszonen. *LHC-B* befaßt sich mit der B-Physik, insbesondere mit der CP-Verletzung, während es sich bei *ALICE* um einen Detektor zur Untersuchung von Schwerionenreaktionen handelt. Zusätzlich zum Proton-Proton Betrieb ist die Beschleunigung schwerer Ionen (Bleikerne) vorgesehen.

[1] **A** **T**oroidal **L**HC **A**pparatu**S**
[2] **C**ompact **M**uon **S**olenoid

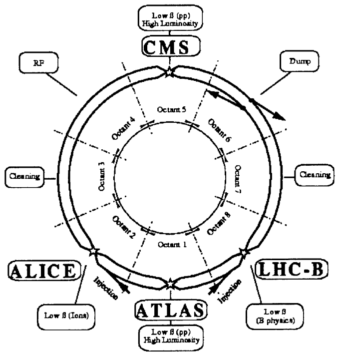


Abbildung 2: Experimente am LHC [Ref. 1]

1.2 Physik am LHC

Die Hauptforschungsschwerpunkte am LHC lassen sich folgendermaßen zusammenfassen:

- Suche nach SUSY-Teilchen
- Suche nach Higgs-Bosonen
- Forschung bezüglich der CP-Verletzung in B-Zerfällen
- Forschung bezüglich Schwerionenreaktionen
- Suche nach einer Quark Substruktur
- Suche nach einer Zusammensetzung der fundamentalen Fermionen
- Suche nach schweren W- und Z-Vektorbosonen
- Eventuell völlig unbekannte Physik

Das *Standardmodell* der Elementarteilchenphysik beinhaltet die vereinheitlichte Theorie der *elektroschwachen Wechselwirkung* und die *Quantenchromodynamik (QCD)*. Neben der Gravitation existieren drei elementare Wechselwirkungen, die durch den Austausch von Bosonen vermittelt werden (siehe Tabelle 1).
Neben den Austauschbosonen gibt es weitere fundamentale Teilchen, die Quarks und Leptonen, sie werden nach aufsteigender Masse in drei *Generationen* angeordnet. In Tabelle 2 sind diese dargestellt (ohne Antifermionen).

WECHSELWIRKUNG	AUSTAUSCHTEILCHEN	KOPPELT AN
stark	8 Gluonen	Farbe
elektromagn.	Photon	elektrische Ladung
schwach	W^{+-}, Z^0	schwache Ladung

Tabelle 1: elementare Wechselwirkungen außer Gravitation [Ref. 2]

FERMION	GENERATION		
	1.	2.	3.
Leptonen	ν_e	ν_μ	ν_τ
	e	μ	τ
Quarks	u	c	t
	d	s	b

Tabelle 2: Fermionen des Standardmodells [Ref. 2]

Die Theorie zur Vereinheitlichung von elektromagnetischer und schwacher zur elektroschwachen Wechselwirkung verlangt ein neutrales, skalares Teilchen, welches bisher experimentell noch nicht nachgewiesen werden konnte, das *Higgs*-Boson. Es entsteht in der Theorie als Überbleibsel des Mechanismus der spontanen Symmetriebrechung, der die Massen der intermediären Vektorbosonen erklärt. Der Massenbereich wird derzeit zwischen 80 GeV und 1 TeV [Ref. 3 und 4] angenommen. Man untersucht je nach Massenbereich unterschiedliche Zerfallskanäle (siehe Tabelle 3).

ZERFALLSKANAL	MASSE
$H \rightarrow b\bar{b}$	$80 < m_H < 100 GeV$
$H \rightarrow \gamma\gamma$	$90 < m_H < 150 GeV$
$H \rightarrow ZZ^* \rightarrow 4l^{+-}$	$130 GeV < m_H < 2m_Z$
$H \rightarrow ZZ \rightarrow 4l^{+-}, 2l^{+-}2\nu$	$2m_Z < m_H < 1 TeV$
$H \rightarrow WW, ZZ \rightarrow l^{+-}\nu + 2Jets, 2l^{+-} + 2Jets$	$m_H \approx 1 TeV$

Tabelle 3: Zerfallskanäle des Higgs-Bosons [Ref. 3 und 4] in Abhängigkeit des Massenbereichs

Man sollte das Higgs-Boson am LHC erzeugen können. Dies ist einer der Forschungsschwerpunkte am LHC. Ein weiterer ist die Theorie der Super-Symmetrie (*SUSY*). Diese besagt, daß zu jedem Fermion des Standardmodells ein bosonischer und zu jedem Boson ein fermionischer Partner existiert. Damit wird eine weitere Symmetrie hergestellt und eine Vereinheitlichung der Kräfte erreicht.
Darüber hinaus kann die Struktur der CP-Verletzung in der B-Physik weiter untersucht werden.

1.2.1 Proton-Proton Streuung

Am LHC kollidieren in den Wechselwirkungspunkten Protonenpakete mit einer Schwerpunktsenergie von bis zu 14 TeV. Dieser Streuprozeß wird von der starken Wechselwirkung dominiert. Die starke Wechselwirkung zwischen Hadronen wird durch die QCD beschrieben. Diese führt für Quarks eine Farbladung ein. Über den Austausch von Gluonen, die selber Farbladung tragen, findet eine Wechselwirkung statt. Gluonen können aufgrund der Farbladung auch untereinander wechselwirken. Dies führt dazu, daß die Stärke der Wechselwirkung zwischen den Quarks mit zunehmendem Abstand wächst, bis die potentielle Energie ausreicht, um ein Quark-Antiquark zu bilden. Hierbei wird die Farbladung abgeschirmt und es liegen nach außen farbneutrale Hadronen vor. Diesen Prozeß nennt man *Hadronisierung*.
Um Wirkungsquerschnitte zu berechnen, könnte man sich der Störungstheorie bedienen. Diese ist aber bei größerem Abstand der stark wechselwirkenden Teilchen nicht mehr anwendbar. Man führt daher das *Partonmodell* ein, wonach das Proton aus Konstituenten, den *Partonen*, aufgebaut ist. Die geladenen Partonen werden mit den Quarks identifiziert, die elektrisch neutralen mit den Gluonen, den Feldquanten der starken Wechselwirkung.
Die wichtigsten Parameter bei der Proton-Proton-Streuung sind die Wechselwirkungquerschnitte, die Energien der stoßenden Teilchen und die übertragenen Impulse. Die elastische Streuung ist charakterisiert durch geringen Impulsübertrag, kleine Ablenkwinkel der stoßenden Partner und die Erhaltung der Struktur der Protonen. Anders ist es bei der inelastischen Streuung, bei welcher die innere Struktur aufgebrochen wird und durch Hadronisierung weitere Teilchen entstehen. Bei der Proton-Proton Streuung mit hohen Impulsüberträgen wechselwirken einzelne Partonen miteinander, die Ablenkungswinkel sind sehr groß und es entstehen durch Hadronisierung ganze Bündel von Teilchen, sogenannte *Jets*. Charakteristisch sind bei *2-Jet Ereignissen* die entgegengesetzten Abstrahlrichtungen. Es können aber auch Prozesse höherer Ordnung auftreten, z.B. kann ein hartes (energiereiches) Gluon abgestrahlt werden, welches sich dann als dritter Hadronenjet bemerkbar macht (*3-Jet Ereignis*).
Die Untersuchung von Jet-Ereignissen ist sehr wichtig, da man daraus unter anderem Rückschlüsse auf die Ausdehnung der Quarks ziehen kann. Eine Abweichung von der durch die QCD vorhergesagten Punktförmigkeit, könnte auf eine Substruktur der Quarks deuten.
Bei der Diskussion über Streuprozesse muß man sich stets über die Größenordnung der Wirkungsquerschnitte bewußt sein. Den Hauptbeitrag zum Wirkungsquerschnitt bei der Proton-Proton Streuung liefern Prozesse, bei denen wenig Impuls übertragen wird. Solche, bei denen schwere Quarks oder Higgs-Bosonen produziert werden, sind extrem selten. In Abbildung 3 [Ref. 5] sind einige Wirkungquerschnitte von physikalisch interessanten Prozessen dargestellt. Es handelt sich um Proton-Proton Streuung in Abhän-

gigkeit der Schwerpunktsenergie. Um die entsprechenden Bereiche abzudecken, sind die Skalen jeweils logarithmisch dargestellt. Dies verdeutlicht noch einmal die Unterschiede der Größenordnungen für einige Prozesse. Die gestrichelte Linie gibt die Schwepunktsenergie bei LHC an. Die Raten in der Abbildung sind auf eine Luminosität von $L=10^{34}\,cm^{-2}\sec^{-1}$ bezogen. Mit einem totalen Wirkungsquerschnitt für Proton-Proton Streuung von etwa 100 mb ergeben sich 10^9 Proton-Proton Stöße pro Sekunde. Zum Vergleich beträgt der vorhergesagte Wirkungsquerschnitt für die Produktion eines Higgs-Bosons mit einer angenommenen Masse von 500 GeV etwa 1 pb. Das bedeutet, daß nur alle 10^{11} Ereignisse ein Higgs-Boson produziert werden könnte. Dies macht deutlich, daß an den ATLAS Detektor hohe Anforderungen gestellt werden müssen. Sogleich wird ein „Filter“ benötigt, um physikalisch „interessante“ von „uninteressanten“ Ereignissen zu trennen. Diese Aufgabe übernimmt der *Trigger*, welcher in Kapitel 2 vorgestellt wird.

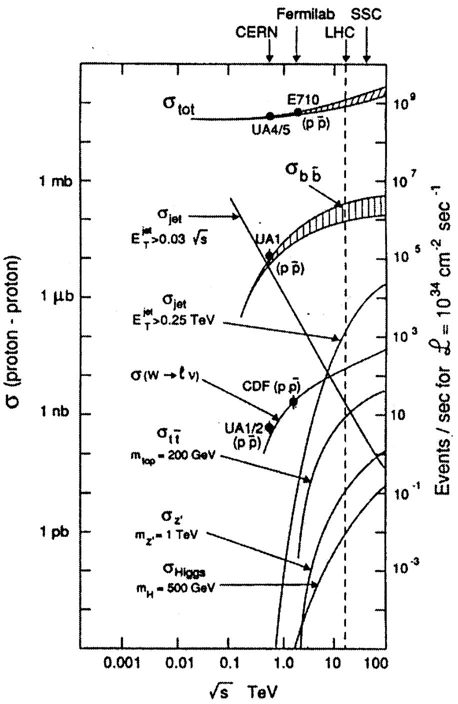


Abbildung 3: Wirkungsquerschnitte von physikalisch interessanten Prozessen bei Proton-Proton Streuung in Abhängigkeit der Schwerpunktsenergie [Ref. 5]

1.3 Der ATLAS Detektor

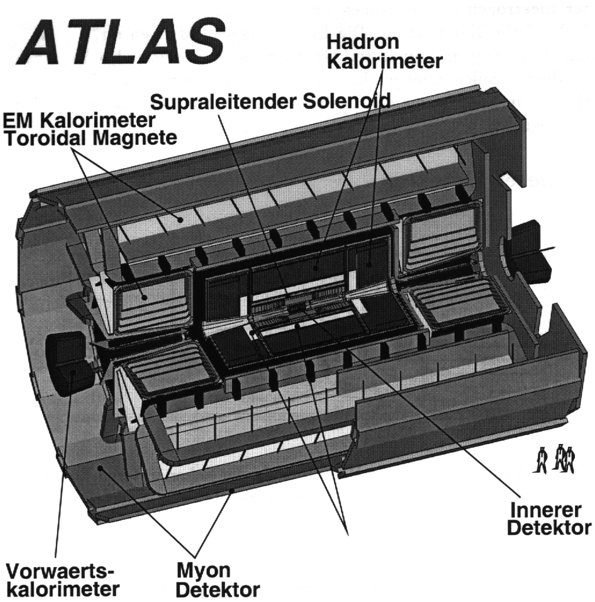


Abbildung 4: Der ATLAS Detektor [Ref. 6]

ATLAS (siehe Abbildung 4) hat mehrere Aufgaben zu bewältigen. Im Einzelnen sind dies die Bestimmung von Teilchenarten, die bei der Proton-Proton Streuung entstehen, das Auffinden ihrer Spuren, das Bestimmen ihres Impulses und ihrer Energien. ATLAS beteht aus verschiedenen Subdetektoren. Das sind im Wesentlichen der innere Detektor, das Myonspektrometer und die Kalorimeter. Die Anlage nimmt 22 Meter an Höhe und eine Länge von rund 42 Meter in Anspruch und wiegt zirka 7000 Tonnen.
Zur Beschreibung des Detektors verwendet man ein Koordinatensystem, dessen z-Achse in Strahlrichtung zeigt. Die beiden anderen Koordinaten sind der *Azimuthwinkel* ϕ und der *Polarwinkel* θ (Detektoraufbau rotationssymmetrisch), wobei anstelle von θ normalerweise die *Pseudorapidität* η angegeben wird. Der Grund hierfür ist, daß η für $\beta = \frac{v}{c} \rightarrow 1$ bis auf eine additive Konstante lorentzinvariant ist. Es besteht folgender funktionaler Zusammenhang:

Gleichung 4: $\eta = -\ln \tan \frac{\theta}{2}$

In Abbildung 5 sind die Koordinaten ϕ, $\eta = 0$ beziehungsweise $\eta = 1$ sowie die wichtigsten Kalorimeter dargestellt [Ref. 6].

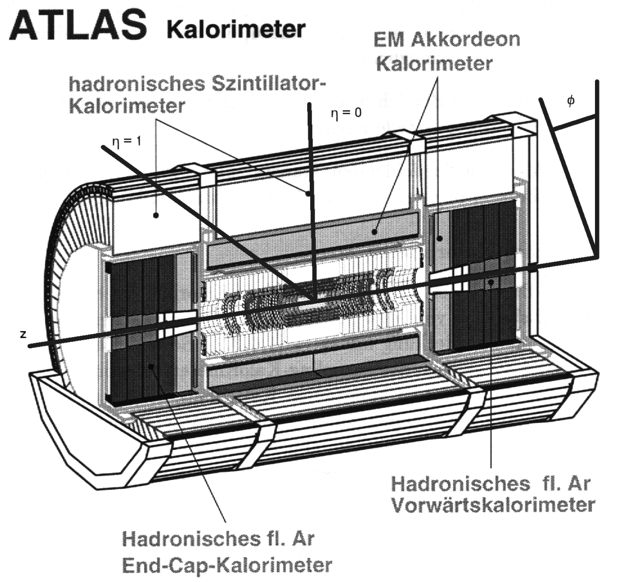


Abbildung 5: Koordinatensystem des ATLAS Detektors [Ref. 6]

Im Zentrum das ATLAS-Detektors, am Wechselwirkungspunkt, an dem die Protonstrahlen zusammentreffen, ist der innere Detektor für die möglichst genaue Rekonstuktion der Teilchenspuren plaziert. Dieser ist umgeben von einem Solenoid-Magneten, der ein homogenes Magnetfeld mit einer Feldstärke von 2 Tesla erzeugen kann. Aus der Krümmung der Bahnradien kann der Transversalimpuls der geladenen Teilchen gewonnen werden.
Der innere Detektor deckt einen Pseudorapiditätsbereich von $|\eta| < 2.5$ ab. Am Wechselwirkungspunkt sind Pixeldetektoren mit einem hohen Ortsauflösungsvermögen angeordnet, die wiederum von Siliziumstreifen in zwei- bis drei-facher Ausführung umgeben sind. Die Streifenlagen sind in kleinen Winkeln zueinander angeordnet.
Der innere Detektor wird von Kalorimetern umschlossen. Diese zeichnen sich durch die Abdeckung eines großen η-Bereiches und eine hohe Orts- beziehungsweise Energieauflösung aus. Sie werden unterteilt in ein *hadronisches* und ein *elektromagnetisches Kalorimeter*, wobei das elektromagnetische von dem hadronischen umschlossen wird. Sowohl das hadronische als auch das elektromagnetische Kalorimeter werden in einen zentralen *Barrel*-Bereich und in die *End-Cap* Kalorimeter an den Seiten aufgeteilt.
In dem elektromagnetischen Kalorimeter werden Energien von Elektronen und Photonen gemessen, während Hadronen hier nur einen kleinen Teil ihrer Energie deponieren. Der Rest wird in dem hadronischen Teil deponiert. Die Art der Energiemessung ist prinzipiell die gleiche. Hochenergetische Primärteilchen erzeugen in einem Absorbermaterial eine Kaskade von Sekundärteilchen, die in einer weiteren Lage von sensitivem Material nachgewiesen werden. Man spricht daher auch von *Sampling-Kalorimetern*. Im elektromagnetischen Kalorimeter bildet sich über Bremsstrahlung und Paarbildung eine Kaskade von Sekundärteilchen, die im sensitiven Material (flüssiges Argon) nachgewiesen werden. Im hadronischen Kalorimeter werden durch inelastische Stöße mit den Atomkernen des Absorbermaterials Hadronen gebildet. Die Absorber bestehen aus Materialien, die für den jeweiligen Prozeß einen hohen Wirkungs-

querschnitt besitzen. Für den elektromagnetischen Teil ist dies Blei, für den hadronischen Kupfer, Wolfram oder Eisen. Da die Absorptionslänge für hadronische sehr viel größer als die Strahlungslänge für elektromagnetische Prozesse ist (siehe Tabelle 4), nimmt das hadronische Kalorimeter mehr Platz in Anspruch als das elektromagnetische.

MATERIAL	$X_0[g/cm^2]$	$\lambda_{had}[g/cm^2]$
Ar	18.9	119.7
Fe	13.8	131.9
Pb	6.3	193.7

Tabelle 4: Absorptionslängen und Strahlungslängen einiger in den ATLAS-Kalorimetern verwendeten Materialien [Ref. 7]

Während die meisten Teilchen ihre Energie in den Kalorimetern deponieren, passieren Myonen diese praktisch ungehindert. Daher sind um die Kalorimeter Myonkammern angeordnet. In diesen Driftkammern hinterlassen die Myonen gekrümmte Spuren, da sie von einem zylindersymmetrischen (toroidalen) Feld mit der Symmetrieachse in Strahlrichtung abgelenkt werden. Das Feld wird durch supraleitende Magnete erzeugt.
Die bisher vorgestellten Komponenten betrafen weitestgehend die Detektion von Teilchen und ihrer Spuren im Detektor selbst. Die anfallenden Daten müssen noch verarbeitet und ausgewertet werden. Hierauf wird im folgenden Kapitel näher eingegangen.

Kapitel 2

2 Das ATLAS-Triggerkonzept

2.1 Die Triggerstufen

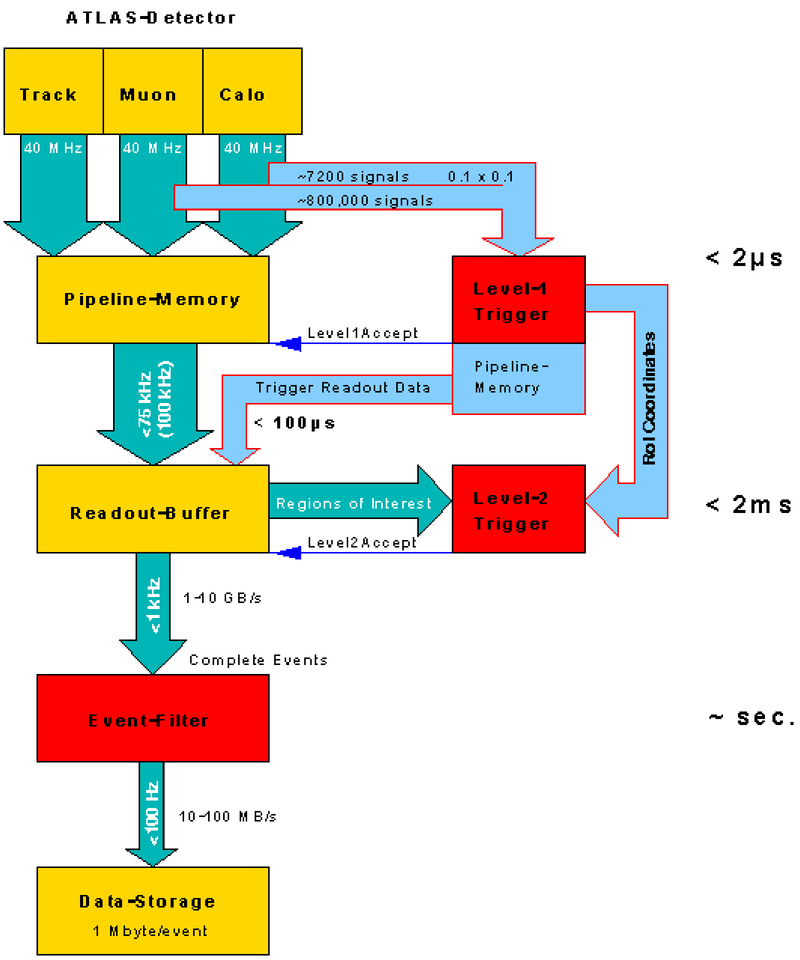


Abbildung 6: Triggerstufen des ATLAS-Triggers [Ref. 9]

Wie bereits in Kapitel 1 angedeutet, ist die Datenrate (ATLAS Bunch-Crossing Rate = 40 Mhz) des gesamten ATLAS-Detektors mit zirka 50 TByte/s [Ref. 8] sehr hoch. Dies schließt eine vollständige Speicherung auf Datenträgern auf absehbare Zeit aus. Eine Filterung von „wichtigen“ Daten wird nötig. Diese Aufgabe erfüllt das ATLAS-Triggersystem, was in Abbildung 6 dargestellt ist. Es muß in der Lage sein, in Echtzeit

physikalisch „interessante“ Ereignisse herauszufiltern und dadurch eine Reduktion der Datenrate zu erzielen.
Das ATLAS-Triggersystem ist in drei Stufen aufgeteilt (Level-1, Level-2, Level-3), in jeder findet eine Reduktion der Ereignisrate statt. In der ersten Stufe wird diese von 40 MHz auf etwa 75 bis 100 kHz reduziert, in der zweiten auf etwa 1 kHz und in der dritten auf zirka 100 Hz. Für die erste Stufe kommt nur eine Hardwarelösung in Frage, während für die zweite und dritte Stufe eine Softwarelösung vorgesehen werden kann. Der Grund hierfür ist die Zeit, die ein Trigger hat, um eine Entscheidung über die Relevanz der Daten zu treffen, die *Latenzzeit (Latency)*. In dieser Zeit müssen die Daten zwischengespeichert werden.

1) Erste Stufe des Triggers:

Für die erste Stufe des Triggers werden Daten aus den Kalorimetern wie auch aus den Myonkammern (Spurinformationen, hoher Transversalimpuls p_T) verwendet.
Um eine Selektion vornehmen zu können, verarbeitet der *Level-1 Trigger* Daten aus den Kalorimetern mit verminderter *Granularität*. Mehrere Zellen im Bereich $\Delta\eta \times \Delta\phi$ der Größe 0.1×0.1 werden zu *Trigger-Towern* zusammengefaßt. Die jeweiligen Energien aus den Zellen werden summiert. So ergeben sich etwa 8000 Kanäle für die erste Stufe. Die Entscheidung des Triggers beruht auf Schwellen, welche auf die Transversalenergie von Jets, isolierten elektromagnetischen Schauern im elektromagnetischen Kalorimeter sowie auf den fehlenden Transversalimpuls in der globalen Vektorsumme gesetzt werden. Der Level-1 Trigger muß seine Entscheidung in $2\mu\sec$ (Latency) treffen, während derer die Auslesedaten in *Pipeline-Memories* zwischengespeichert werden. Sind die Daten als physikalisch „interessant“ deklariert, wird ein *Level-1 Accept Signal*[1] an die nachfolgende Stufe weitergegeben und die Daten werden in den *Readout-Buffer* kopiert.

2) Zweite Stufe des Triggers:

In dieser Stufe, dem *Level-2 Trigger,* werden die Daten mit voller Granularität übertragen. Allerdings nicht für alle Detektorbereiche, sondern nur für die sogenannten *Regions of Interest* (RoIs). Dies sind Bereiche, in denen der Level-1 Trigger Energiedepositionen oder Myon-Spuren festgestellt hat (siehe Abbildung 7).
Da bereits durch den Level-1 Trigger eine Reduktion der Datenrate stattgefunden hat, ist es hier auch möglich, Spurinformationen aus dem inneren Detektor zu verarbeiten. Die Latency beträgt zirka 10 msec. Zum jetzigen Zeitpunkt werden Implementationen als Softwarelösung auf *Prozessorfarmen*[2] oder mit Unterstützung durch Coprozessoren auf FPGA-Basis[3] untersucht.

---

[1] Die Daten werden nicht verworfen sondern weiter verarbeitet.
[2] Anordnung, in der viele Prozessoren parallel arbeiten.
[3] **F**ield **P**rogrammable **G**ate **A**rray

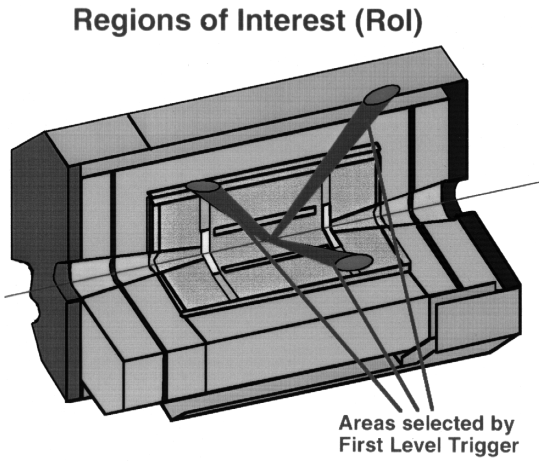


Abbildung 7: Regions of Interest RoI [Ref. 9]

3) Dritte Stufe des Triggers:
Die letzte Stufe ist der *Level-3 Trigger*. Der komplette Datensatz eines Bunch-Crossings wird an den *Event-Builder* weitergereicht. Es findet eine vollständige Rekonstruktion der Ereignisse statt. Hierzu verwendet man Algorithmen, die den in der Offline-Analyse verwendeten ähnlich sind. Dies ist möglich, da auf dieser Stufe die Latency im Bereich von 1 sec liegt. Um auf eine für Datenträger speicher- und auswertbare Datenrate von 10 bis 100 MB/s zu kommen, werden verteilte Ereignisdaten zu *Events* gebündelt. Der Level-3 Trigger wird eine reine Software-Lösung sein, dies hat unter anderem den Vorteil der Flexibilität, da eine softwaremäßige Manipulation jederzeit möglich ist. Auch eine Kombination aus Level-2 und Level-3 Trigger ist denkbar. In Tabelle 5 sind noch einmal die wichtigsten Kenndaten der einzelnen Triggerstufen dargestellt [Ref. 9].

	LEVEL-1	LEVEL-2	LEVEL-3
Reduktion der Ereignisrate	40 MHz auf 100 kHz	100 kHz auf 1kHz	1 kHz auf 100 Hz
Ausgangs-datenrate	100 GB/s bis 1 TB/s	1 bis 10 GB/s	10 bis 100 MB/s
Bearbeitungs-zeit (Latency)	~ 2.0 µsec	~ 10 msec	~ 1 sec
Systemgröße	~ 8000 Signale 0.1×0.1	Volle Granularität für RoIs	Komplette Event-Filter Auslesedaten

Tabelle 5: Wichtige Kenndaten der ATLAS Triggerstufen [Ref. 9]

2.2 Der Level-1 Trigger

Der Level-1 Trigger kann in vier Funktionsblöcke unterteilt werden [Ref. 10]. Diese sind im einzelnen (siehe Abbildung 8):

- Der *Kalorimeter-Trigger*, auf welchen in den folgenden Kapiteln näher eingegangen wird.
- Der *Muon Trigger*, welcher sich weiter nach unterschiedlichen Detektorkomponenten (Endkappen, Barrel) unterteilen läßt. Die Signale werden über eine Schnittstelle an den Central Trigger Processor weitergegeben.
- Der *Central Trigger Processor* (CTP), er sammelt die unterschiedlichen Informationen und generiert gegebenenfalls ein Level-1 Accept Signal.
- Das *Timing, Trigger and Control-System* (TTC), welches für das Front-End wichtige Signale wie LHC-Clock und Level-1 Entscheidung bereitstellt.

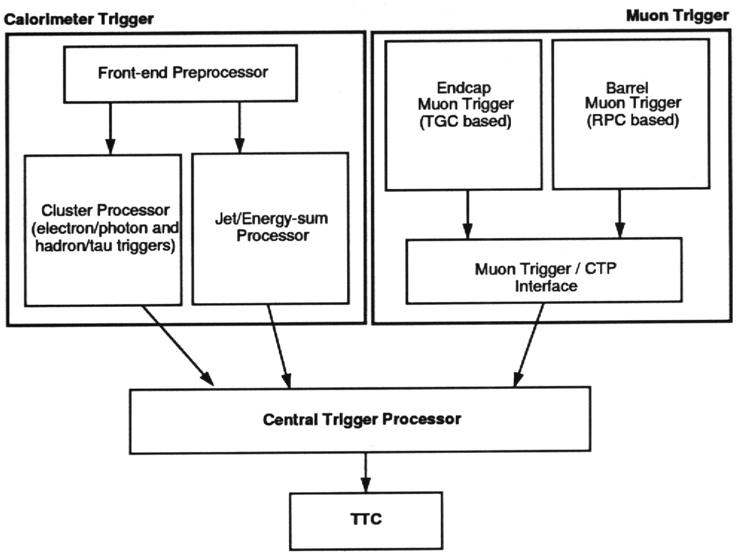


Abbildung 8: Blockdiagramm des ATLAS Level-1 Triggers [Ref. 10]

2.3 Der Level-1 Kalorimeter Trigger

Der Level-1 Kalorimeter Trigger besteht aus drei Funktionsblöcken [Ref. 10]. Diese sind:

- *PreProcessor*
- *Jet/Energy-sum Processor* (JEP)
- *Cluster Processor* (CP)

Er erhält analoge Trigger-Tower Signale von den elektromagnetischen und hadronischen Kalorimetern. Die Übertragung der Signale von den Kalorimetern zu dem Trigger

erfolgt differentiell über Kabel (siehe Abbildung 9). Die Auswirkungen der Übertragungsstrecke (Sender, Kabel, Empfänger) werden im Kapitel 3 näher untersucht.
Zur weiteren Verarbeitung werden die analogen Signale mittels *FADCs*[1] digitalisiert. Die Transversalenergie E_T der Kalorimeterpulse wird extrahiert und dem entsprechenden Bunch-Crossing zugeordnet. Dies geschieht innerhalb des Preprocessors, was im Abschnitt 2.4 näher erläutert wird.

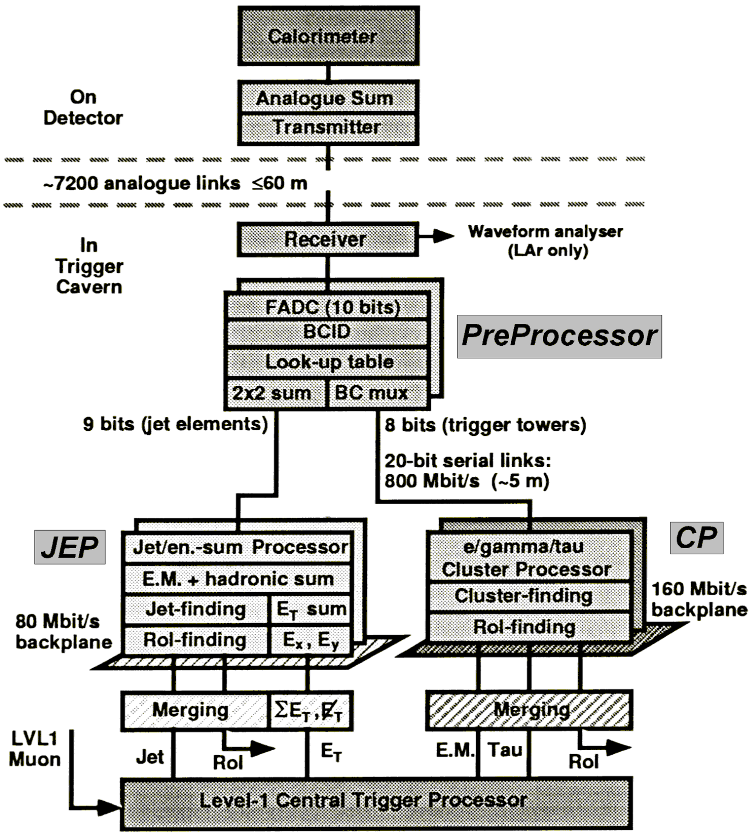


Abbildung 9: Blockdiagramm des Level-1 Kalorimeter Triggers [Ref. 10]

Die Trigger-Tower werden in der Front-End Elektronik durch Summation über mehrere Kalorimeterzellen gebildet. Der Cluster Processor und Jet/Energy-sum Processor verarbeiten Signale aus unterschiedlichen Bereichen der Kalorimeter. Der CP ist für die Suche nach Elektronen/Photonen beziehungsweise Hadronen/Taus mit hohem Transversalimpuls p_T zuständig. Der JEP bewältigt die Suche nach Jets mit hohen Transversalenergien E_T. Er berechnet die fehlenden E_T und die skalaren E_T-Werte. Die Ergebnisse werden an den Central Trigger Processor weitergeleitet.
Für den CP wird im Bereich $|\eta|$ < 2.5 für elektromagnetisches wie auch hadronisches Kalorimeter eine Granularität von $\Delta\eta \times \Delta\phi$ = 0.1×0.1 verwendet. Diese beträgt bei

[1] **F**lash **A**nalog to **D**igital **C**onverter

dem JEP für $|\eta| < 3.2$; $\Delta\eta \times \Delta\phi = 0.1 \times 0.1$. Dabei ist zu beachten, daß für $|\eta| < 2.4$ die Summe aus 2×2 Gruppen aus 0.1×0.1 Towern und jenseits von $|\eta| = 2.5$ aus 0.1×0.1 oder 0.1×0.2 Towern gebildet wird.

2.4 Das PreProcessor System

In Abbildung 10 sind in einem Blockdiagramm die Verarbeitungsstufen eines einzelenen Trigger-Tower Signals vom Preprocessor dargestellt [Ref. 10].

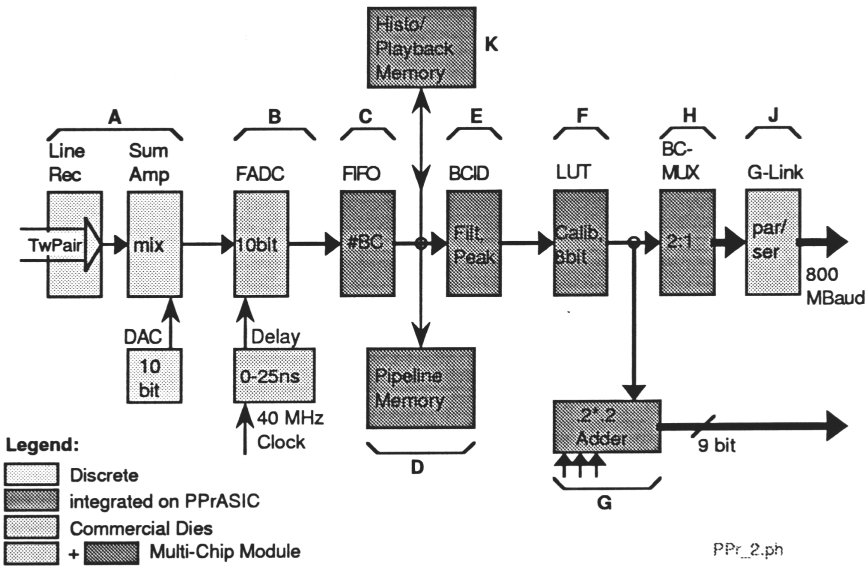


Abbildung 10: Verarbeitungsschema für ein Trigger-Tower Signal innerhalb des Preprocessors [Ref. 10]

Die Signale werden differentiell mittels Kabel über eine Distanz von 70 bis 80 Metern übertragen und von einer Empfänger-Elektronik aufbereitet. Dabei überstreichen die Signalamplituden einen linearen Bereich von 0 bis 2,5 Volt ($\Leftrightarrow$ 0 bis 250 GeV). Größere Amplituden führen zu Sättigungseffekten innerhalb der Elektronik (siehe Kapitel 3). Um die analogen Signale weiter verarbeiten zu können, werden diese in einem 10-Bit FADC digitalisiert (2,5 mV *LSB*[1]). Dabei wird der FADC mit der 40 MHz LHC-Clock betrieben. LAr-Kalorimeter[2] Signale haben bipolare Form während die des Tile-Kalorimeters unipolarer Natur sind. Um die Nullinie des Signals an den Wertebereich des FADCs anpassen zu können, wird diese mittels eines 10-Bit *DAC*s[3] variiert. Ebenfalls wichtig ist der Digitalisierungszeitpunkt relativ zum Maximum des Pulses. Dieser sollte möglichst „auf“ dem Maximum liegen. Daher wird ein programmierbares *Delay*

[1] **L**east **S**ignificant **B**it
[2] **L**iquid **Ar**gon-Kalorimeter
[3] **D**igital to **A**nalog **C**onverter

verwendet. Mit der Übertragung der Signale über 70 bis 80 Meter Kabel sind Laufzeiten von zirka 300 nsec (siehe Kapitel 3) verbunden. Um Laufzeitdifferenzen aufgrund unterschiedlicher Kabellängen zu berücksichtigen, ist ein *FIFO-Buffer*[1] vorgesehen. Um die Daten bis zur Auslese nach einem Level-1 Accept Signal zwischenzuspeichern, werden diese in eine *Pipeline* geschrieben. Dabei richtet sich die Speicherlänge nach der Latenzzeit; 2 µsec für den Level-1 Trigger. Ein zweiter Speicher der gleichen Länge ist vorgesehen, um das System zu testen (*Data PlayBack*). Darüber hinaus kann dieser zweite Speicher genutzt werden, um im laufenden Betrieb statistische Informationen über das System zu erhalten (*Histogramming*). Bei dem *BCID*[2] muß man zwei Fälle unterscheiden: Für Pulse oberhalb einer Energie von 250 GeV, beziehungsweise unterhalb dieser Energie. Im ersten Fall liegen gesättigte Pulse vor, deren oberer Teil abgeschnitten ist. Daher kommen unterschiedliche Systeme zur Anwendung. Die Entwicklung eines Konzeptes für die Zuordnung des Peaks gesättigter Pulse zu einem Bunch-Crossing war eine Hauptaufgabe dieser Diplomarbeit (siehe Kapitel 4).
Das Konzept des BCIDs ungesättigter Pulse sieht einen *FIR-Filter*[3] und einen *Peak Finder* vor. Letzterer bestimmt den Peak aus drei Digitalisierungspunkten. Er hält ein Maximum fest und läßt den Filter zwei weitere Punkte digitalisieren. Wird kein weiteres Maximum erkannt, werden die Werte vor und nach dem Peak auf Null gesetzt. Dadurch wird nur der Wert des Maximums weiterverarbeitet. Aufgrund der elektronischen Vorformung des Pulses, ist das Maximum zum zugehörigen Ereignis stets zeitlich definiert. Daher kann der Peak jederzeit einem Bunch-Crossing zugeordnet werden.
Die FADC Daten werden an eine *LUT*[4] weitergegeben. Diese führt mit gespeicherten Konstanten Korrekturen durch. Hierbei handelt es sich um Energie-Kalibrierung, Verschiebung der Nullinie und Setzen einer minimalen Schwelle gegen Rauscheinflüsse.
Die Digitalisierungswerte stellen die deponierte transversale Energie innerhalb Zellen einer Granularität von $\Delta\eta \times \Delta\phi = 0.1 \times 0.1$ dar. Dabei handelt es sich um die zur Identifikation von elektromagnetischen Clustern vorgesehene Granularität. Für Jets, E_T-Missing und E_T-Sum wird eine Granularität von $\Delta\eta \times \Delta\phi = 0.2 \times 0.2$ vorgesehen. Die Summierung findet im Preprocessor statt.
Um die Anzahl der Eingangssignale an den Trigger Processoren klein zu halten, werden die Daten jeder Triggerzelle über einen *HP G-Link* seriell transportiert. Der *BC-Multiplexer* nutzt die Tatsache aus, daß nach dem Peak eine Digitalisierung mit dem Wert Null folgt. So erhält man eine Reduzierung der Zahl der Kanäle von zwei auf eins.
Um eine hohe Integrationsdichte zu erhalten, finden als wesentliche Technologien *ASIC-Dies*[5] und *MCMs*[6] Anwendung. In Abbildung 11 ist die Umsetzung der Funktionsblöcke des Preprocessors auf einem MCM dargestellt [Ref. 11]. Dieses wird in Heidelberg am Institut für Hochenergiephysik realisiert und befindet sich derzeit in einem Stadium [Ref.12], in dem die korrekte Arbeitsweise des MCMs gezeigt wird.

---

[1] **F**irst **I**n **F**irst **O**ut
[2] **B**unch **C**rossing **ID**entification
[3] **F**inite **I**mpulse **R**esponse Filter
[4] **L**ook **U**p **T**able
[5] **A**pplication **S**pecific **I**ntegrated **C**ircuit
[6] **M**ulti **C**hip **M**odule

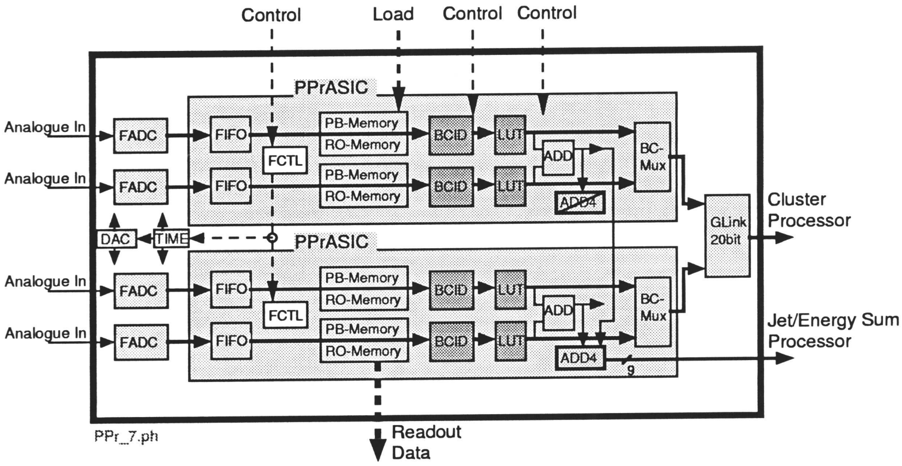


Abbildung 11: Blockdiagramm des Preprocessor MCMs [Ref. 11]

Kapitel 3

3 Analoges Signal zum Level-1 Kalorimeter Trigger

3.1 Eigenschaften des analogen Signals

Wie bereits im Kapitel 1 angedeutet, deponieren hochenergetische Elektronen oder Photonen durch Bremsstrahlung beziehungsweise Paarbildung Energie im Absorbermaterial des ATLAS-Kalorimeters. Es werden Schauer von Elektronen, Positronen und Photonen gebildet. Diese Schauerteilchen erzeugen im sensitiven Material (zum Beispiel flüssigem Argon) ein meßbares Ionisationssignal, welches vorverstärkt in einen Pulsformer (*Shaper*) gelangt. Dieser hat die Aufgabe, das Ionisationssignal zu kürzen und somit die Summe aus *Pile-Up*[1] und elektronischem Rauschen (siehe nächster Abschnitt) zu verringern.

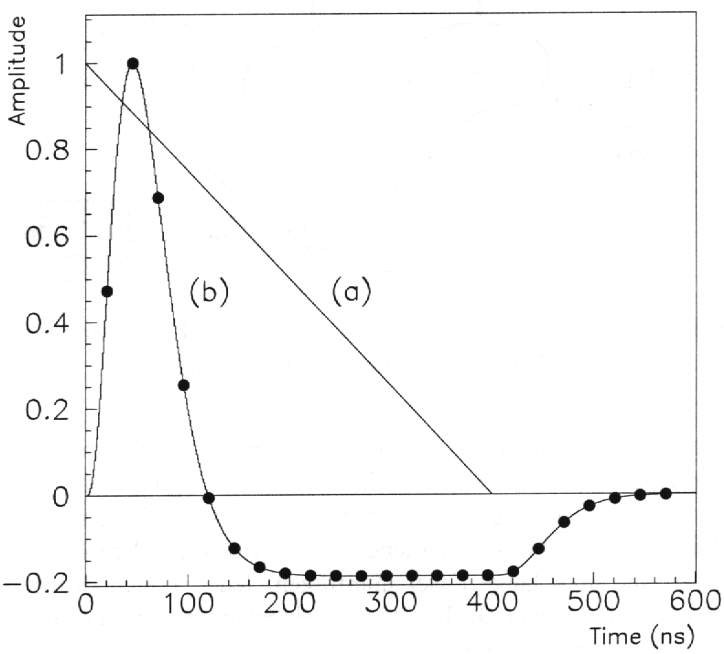


Abbildung 12: a) Durch Ionisation ausgelöster Driftstrom in einem LAr-Kalorimeter b) geformtes Signal mit zugehörigen 40 MHz Digitalisierungspunkten [Ref. 8]

[1] Überlagerung zweier um wenige Bunch-Crossings gegeneinander verschobene Signale

In Abbildung 12 ist unter a) ein typisches Driftstrom-Signal in einem LAr-Kalorimeter dargestellt. Für das Dreiecksignal läßt sich ein funktionaler Zusammenhang in folgender Weise angeben [Ref. 13]:

$$\textbf{Gleichung 5:}\ I\ (t) = I_0(1 - \frac{t}{t_{dr}}) \qquad \text{für } t \leq t_{dr}$$

Die Abklingzeit t_{dr} entspricht der Driftzeit in flüssigem Argon, etwa 400 nsec. Das Ausgangssignal des Pulsformers ist in Kurve b) dargestellt. Es handelt sich dabei um ein bipolares Signal, dessen positive Fläche genau der negativen entspricht. So verschwindet das zeitliche Integral über die Kurve.
Die Signalhöhe ist proportional der in den Zellen deponierten Energie und liegt in einem Bereich von 0 bis 2,5 Volt. Da die analoge Signalform zur weiteren Verarbeitung von einem FADC digitalisiert wird, ist der Amplitudenbereich diesem angepaßt. In der Abbildung sind die Sample-Punkte bei einer Digitalisierungsrate von 40 MHz eingezeichnet. Um Fehler zu vermeiden, ist bei Messungen darauf zu achten, daß „auf“ dem Maximum des Signals digitalisiert wird. Die Anstiegszeit (Amplitude von 10% auf 90%) beträgt zirka 25 nsec (siehe Abschnitt 3.3.6), die Abfallszeit 50 nsec. Innerhalb des positiven Teils des Signals finden bei 40 MHz etwa vier Digitalisierungen statt.

3.2 Rauschen und Zeitstabilität

Im Zusammenhang mit der Formung von Pulsen (*Shaping*) steht die Frage, welche Einflüsse sich störend auf die „ideale“ Signalform auswirken. Man unterscheidet zunächst *kohärentes* und *nicht-kohärentes* Rauschen. Zu letzterem gehören *thermisches* Rauschen von Verstärkern und Kabelleitungen sowie *Pile-Up* Rauschen. Darunter versteht man eine Überlagerung zweier um wenige Bunch-Crossings gegeneinander verschobene Signale. Thermisches Rauschen elektronischer Komponenten ist nie zu vermeiden. Verantwortlich hierfür sind statistische Prozesse auf Festkörperniveau. Zu dem kohärenten Rauschen gehören elektromagnetische Interferenzen (Übersprechen) und Wirbelströme. Problematisch an diesen Formen von Rauschen ist, daß sie erst mit Fertigstellung des kompletten Detektors verifiziert werden können. Im Zusammenhang mit dem zeitlichen Abgleich (*Timing*) verschiedener Komponenten aufeinander, stehen Effekte wie der *Timing-Jitter*. Hierbei erfahren „scharfe“ Signalformen zum Beispiel durch Schwebungen innerhalb elektronischer Komponenten eine endliche Verbreiterung. Um ein Gefühl für die Größenordnung zu bekommen, sind in Tabelle 6 charakteristische Rauschquellen mit den jeweiligen Werten bei endgültiger LHC-Luminosität dargestellt. Es handelt sich dabei um Trigger-Tower Signale der ATLAS-Kalorimeter [Ref. 14].

KOMPONENTE	WERT
LAr-Kalorimeter Pile-Up Rauschen	400 MeV
LAr-Kalorimeter thermisches Rauschen	217-410 MeV
LAr-Kalorimeter gesamtes Rauschen	450-570 MeV
Tile-Kalorimeter Pile-Up Rauschen	90 MeV
Tile-Kalorimeter Thermisches Rauschen	35 MeV
Tile-Kalorimeter Gesamtes Rauschen	97 MeV
Kal-Zellen Timing für Trigger-Tower Summation	±2,5 nsec
Trigger-Tower Timing-Jitter	±3 nsec

Tabelle 6: Charakteristische Rauschquellen mit den jeweiligen Werten bei endgültiger LHC-Luminosität [Ref. 14]

3.3 Übertragungsstrecke

Ausgehend von der Größe des ATLAS-Detektors (siehe Abschnitt 1.3) wird die Übertragung der Signale vom Detektor zu einem Elektronik-Raum mittels Kabel erforderlich. Die Distanz beträgt 70 bis 80 Meter. Es ist von Interesse, welche Auswirkungen die große Kabellänge beziehungsweise die Sender und Empfänger auf die Signalform haben.

3.3.1 Versuchsaufbau zur Messung der Änderung wichtiger Signal-Parameter

Es wurden wichtige Signal-Parameter, wie die *Rise-Time* (von 10% auf 90% Amplitude), *Peaking-Time* (von 5% auf Maximum Amplitude), Ausgangs-Amplitude sowie die *Latency* (hier Signalverzögerung) nach einer Übertragung über ein symmetrisches 300 MHz Netzwerk-Kabel der Firma Kerpen (Technische Daten siehe Anhang A) untersucht und mit denen des Eingangssignals verglichen. Das Blockschaltbild des Laboraufbaus ist in Abbildung 13 zu sehen.
Die Messungen führte man mit zwei Kabeln gleicher Bauart aber unterschiedlicher Länge durch. Das erste Kabel stellte mit einer Länge von 0,86 Metern in erster Näherung eine direkte Verbindung zwischen Sender und Empfänger dar. Mit dieser konnten die Auswirkungen der Elektronik alleine untersucht werden. Das zweite Kabel gab mit

einer Länge von 71 Metern eine realistische Übertragungsstrecke wieder. Ein typischer LAr-Kalorimeterpuls (Pulslänge = 2 µsec) wurde als Wave-Datei in einen 386er PC und mittels GPIB-Bus in den Speicher eines AFGs[1] geladen. Zur Steuerung diente das Software-Programm EASYWAVE (Le Croy). Bei dem AFG handelte es sich um das Modell 9109 der Firma Le Croy, mit 8-Bit Auflösung (LSB 10 mV). Dieser arbeitete intern mit einer Frequenz von 200 MHz. So betrug die Schrittweite der einzelnen Punkte der Waveform 5 nsec.

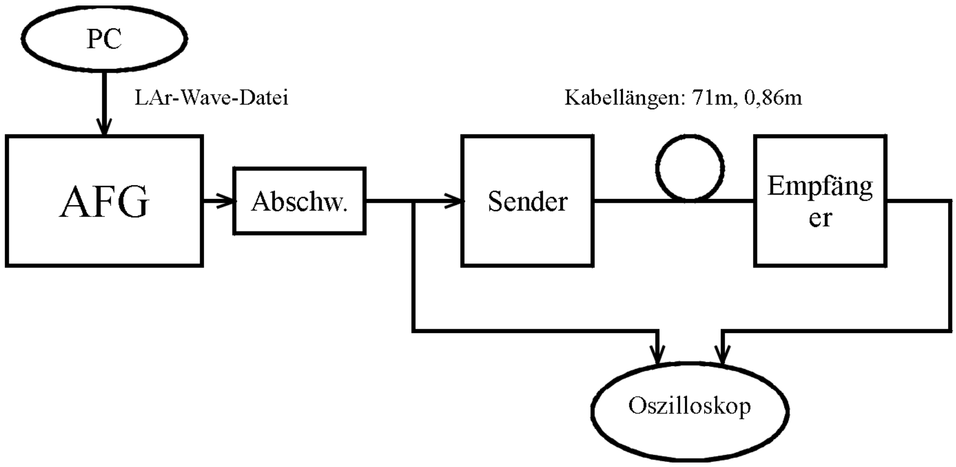


Abbildung 13: Blockschaltbild des Versuchsaufbaus zur Messung der Änderung wichtiger Signal-Parameter durch die Kabelübertragung

Um die Signalamplitude linear variieren zu können und für kleine Amplituden nicht in den Digitalisierungsbereich des AFGs zu kommen, wurde die maximale Ausgangsamplitude (hier: 4,8 V terminiert mit 50 Ω) verwendet und ein Abschwächer (Texscan Model-SA-58) nachgeschaltet. Die Verbindung bestand aus Koaxialkabeln mit LEMO-Steckern. Der Abgriff eines Tektronix TDS 640 Speicheroszilloskops (2 GS/s 500 MHz) befand sich für den ersten Kanal vor, für den zweiten Kanal nach der Sender-Kabel-Empfänger-Einheit. So konnte das Ausgangs- direkt mit dem Eingangssignal verglichen und wichtige Signal-Parameter extrahiert werden.
Die Übertragung von der Sende- zur Empfangseinheit erfolgte differentiell. Dies hat den Vorteil, daß sich Störungen auf beide Signaläste gleichermaßen auswirken. Wichtig ist hierbei jedoch, daß die Signaläste symmetrisch sind.
In Abbildung 14 sind die beiden für die jeweiligen Äste der differentiellen Übertragung notwendigen Operationverstärker (CLC502/CL) zu sehen [Ref. 15]. Es handelte sich dabei um invertierend verschaltete Operationsverstärker, deren *Clip-Spannungen* über VLOW beziehungsweise VHIGH mit +2,8 Volt und –2,8 Volt vorgegeben wurden. Vor die beiden *Clip-* wurde ein *Buffer-Verstärker* (AD8011an) mit einer Verstärkung (*Gain*) von eins geschaltet.

[1] **A**rbitrary **F**unction **G**enerator

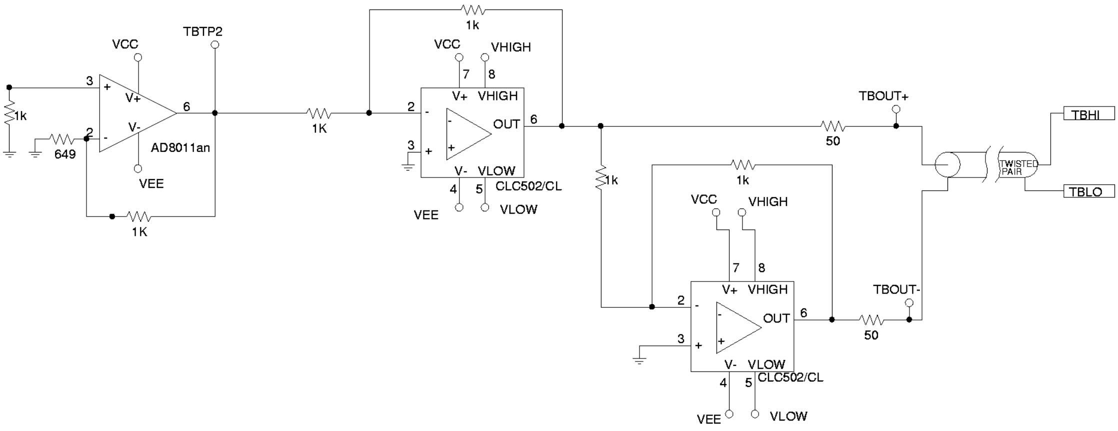


Abbildung 14: Schaltplan des Senders [Ref. 15]

In Abbildung 15 ist der Schaltplan des Empfängers zu sehen [Ref 15]. Über das Kabel gelangten die beiden Signaläste jeweils in einen Buffer-Verstärker (AD8011AN) und wurden dann in einem Clip-Verstärker (CLC502/CL) zusammengeführt.

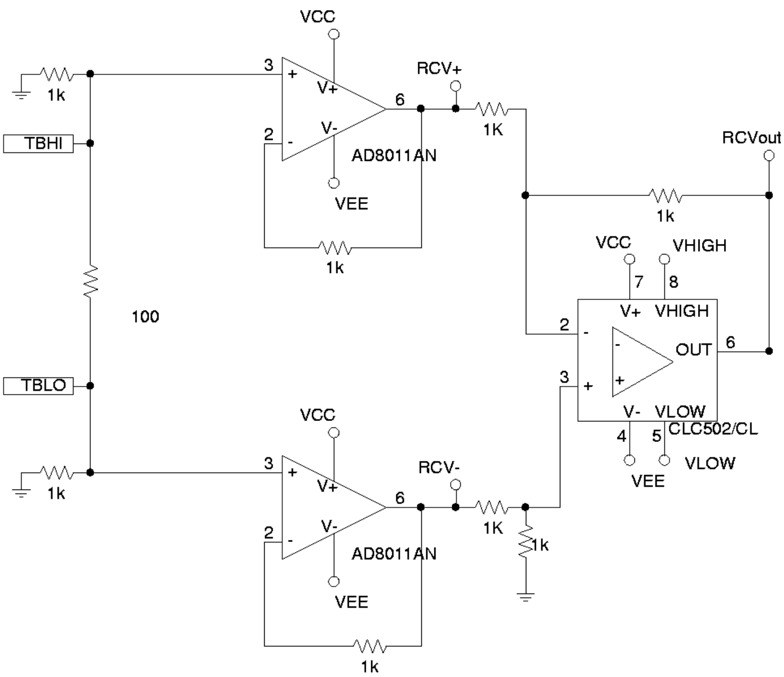


Abbildung 15: Schaltplan des Empfängers [Ref. 15]

Die eingestellten Clip-Spannungen betrugen +4 Volt und –4 Volt und lagen damit betragsmäßig über den Clip-Spannungen des Senders. Damit begrenzte dieser Operationsverstärker die Signalamplitude nicht mehr. Eine Alternative wäre gewesen, den Sender nicht begrenzen zu lassen und die Clip-Spannungen des Empfängers betragsmäßig kleiner als die des Senders zu wählen. Als Versorgungsspannungen (VCC, VEE) wurden +5 Volt beziehungsweise –5 Volt angelegt.
Beide Schaltungen wurden für die Tests zusammen auf einer Standard Lochplatine realisiert.

3.3.2 Versuchsdurchführung und Fehlerrechnung

In Abbildung 16 ist das Oszilloskopbild des verwendete LAr-Kalorimeterpulses (Ausgang AFG, invertiert) zu sehen. Die Amplitude beträgt 4,8 Volt.

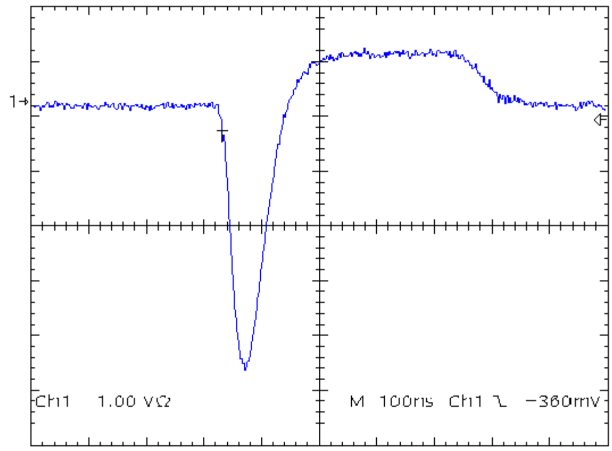


Abbildung 16: Oszilloskopbild des verwendeten LAr-Kalorimeterpulses

Das Signal ist bipolar. Die Pulslänge beträgt 2 µsec. Der positive Überschwinger erreicht 20% des Amplitudenmaximums und trägt zur Ladungserhaltung insofern bei, als daß die Flächen oberhalb und unterhalb der Nullinie gleich sind. Dabei ist zu berücksichtigen, daß in der Abbildung ein Offset von etwa 100 mV zu sehen ist. Eine erste grobe Abschätzung ergibt 45 nsec für die Peaking-Time (von 5% auf Maximum Amplitude) und 25 nsec für die Rise-Time (von 10% auf 90% Amplitude).
In Abbildung 17 ist ein direkter Vergleich zwischen dem Ausgangssignal des AFGs (größere Amplitude, zeitlich früher, Kanal 1), und dem Signal nach der Übertragungsstrecke mit 0,86 m Kabellänge (kleinere Amplitude, zeitlich später, Kanal 2) dargestellt. In erster Näherung können die Kabeleinflüsse wegen der geringen Kabellänge vernachlässigt werden. Die sichtbaren Abweichungen zwischen Eingangs- und Ausgangssignal stammen von der verwendeten Sender beziehungsweise Empfänger-Elektronik. Die Ausgangsamplitude wurde mit 2,04 Volt unterhalb der zuvor genannten Begrenzungsspannungen der Operationsverstärker (2,8 V) gewählt. Man sieht, daß die zweite Kurve (Kanal 2) im Bereich des Peaks nicht abgeschnitten ist und ein ausge-

prägtes Maximum besitzt. Auffällig sind die um etwa 20 % verringerte Amplitude (2,04 V $\rightarrow$ 1,64 V) und die um zirka 38 nsec verschobene Position des Maximums.

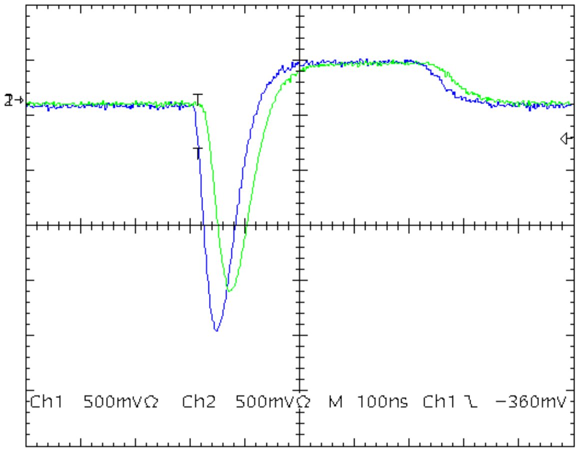


Abbildung 17: Vergleich des Eingangs- mit dem Ausgangssignal nach einer Übertragungsstrecke mit 0,86 m Kabellänge

Um eine Aussage über die niederfrequenten Amplitudenverluste der Elektronik machen zu können, wurde über den AFG ein Sinus-Signal mit einer Frequenz von 10 Hz und einer Amplitude von ± 2,5 Volt eingespeist (siehe Abbildung 18).

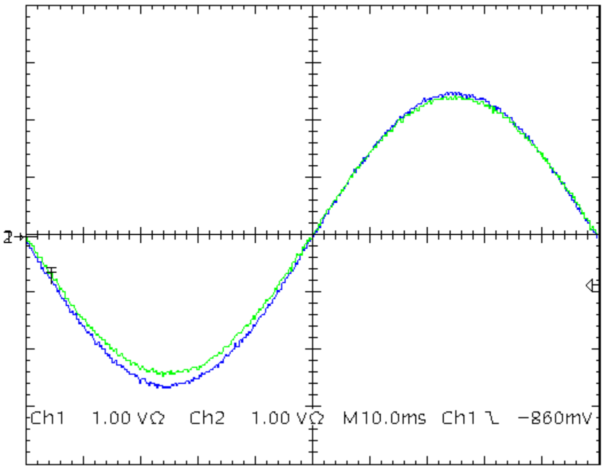


Abbildung 18: Elektronikverluste bei niederfrequentem 10 Hz Sinus-Signal

Es ergeben sich in erster Näherung als DC-Verluste:

5,04V Peak to Peak (Eingang) – 4,76V Peak to Peak (Ausgang)

$\Rightarrow$ 5,6% DC-Verluste (10 Hz Sinus-Signal)

Der restlichen Verluste sind auf die endliche Bandbreite der Elektronik zurückzuführen. In Abbildung 19 wird das Ausgangssignal des AFGs (größere Amplitude, zeitlich früher, Kanal 1) mit dem Ausgangssignal nach einer Übertragungsstrecke mit 71 m Kabellänge (kleinere Amplitude, zeitlich später, Kanal 2) verglichen.

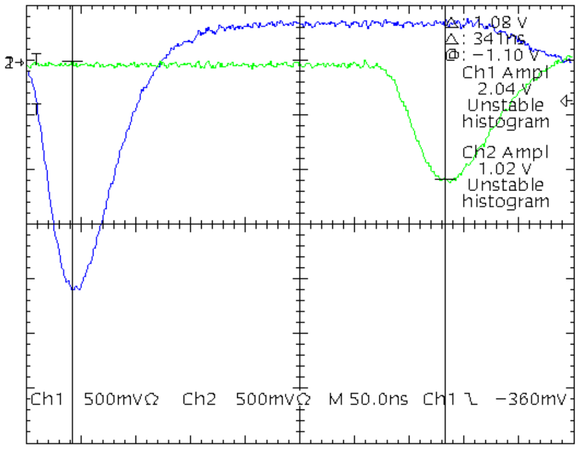


Abbildung 19: Vergleich des Eingangs- mit dem Ausgangssignal nach einer Übertragungsstrecke mit 71 m Kabellänge

Der Amplitudenvelust beträgt hier 50% (2,04 V $\rightarrow$ 1,02V) und die Verschiebung des Maximums liegt bei 341 nsec.
Die Abbildungen 17 und 19 unterscheiden sich durch die unterschiedliche Kabellänge. Aus dem Vergleich der beiden kann die Signallaufzeit des Kabels gewonnen und mit dem Datenblatt (siehe Anhang A) verglichen werden:

$$\text{Signallaufzeit z} := \frac{Zeit[\text{sec}]}{Strecke[m]} = \text{f(x,y)}$$

341 nsec – 38 nsec = 303 nsec
71 m – 0,86 m = 70,14 m

$\Rightarrow$ z = 4,320 µsec/km (= 4,32 nsec/m) Signallaufzeit

Der Fehler auf die Signallaufzeit kann folgendermaßen berechnet werden [Ref. 16]:
Es sei

$$z = f(x,y)$$

damit ergibt sich als totales Differential

$$dz = \frac{\partial f}{\partial x} \cdot dx + \frac{\partial f}{\partial y} \cdot dy$$

Man ersetzt die Differentiale dx und dy durch die Fehler Δx und Δy der gemessenen Werte, berücksichtigt aber, daß sich die Fehler im Mittel teilweise kompensieren, wenn sie voneinander unabhängig sind. Dies führt zum *Gauß'schen Fehlerfortpflanzungsgesetz:*

Gleichung 6: $\Delta z = \sqrt{(\frac{\partial f}{\partial x}\Delta x)^2 + (\frac{\partial f}{\partial y}\Delta y)^2}$

Diese Formel kann nun für den vorliegenden Fall modifiziert werden.
Es sei

$$z = \frac{x}{y}$$

damit ergibt sich nach Einsetzen in das Fehlerfortpflanzungsgesetz und etwas Rechnung

$$\Delta z = z \cdot \sqrt{(\frac{\Delta x}{x})^2 + (\frac{\Delta y}{y})^2}$$

Es wurden folgende Werte verwendet:

- x = 303 nsec
- y = 70,14 m
- Δx = 3 nsec
- Δy = 0,5 m

Damit ergibt sich der Fehler auf die Signallaufzeit

$$\Delta z = 5{,}27 \cdot 10^{-2}$$ µsec/km Fehler Signallaufzeit

Man erhält

Signallaufzeit (gemessen):	4,320 ± 0,053 µsec/km (= 4,32 ± 0,053 nsec/m)
Signallaufzeit (Datenblatt):	4,26 µsec/km

Die Messung ist mit den Angaben im Datenblatt (siehe Anhang A) verträglich.

Es galt nun systematischere Untersuchungen durchzuführen. Dazu wurde das AFG-Signal mittels des Abschwächers von 4,8 Volt bis auf 0,3 Volt verringert. Die zu messenden Größen überstreckten einen großen Wertebereich, was es erforderlich

machte, den Meßbereich des Oszilloskops mehrmals zu wechseln. Um eine Aussage über die Größe der Fehler machen zu können, wurde jeder Meßwert zehn mal bestimmt und der Mittelwert beziehungsweise der Fehler des Mittelwertes berechnet.
Es seien $x_1, x_2, x_3, ..., x_n$ die gemessenen Werte zu einem Meßpunkt. Dann ergibt sich der *Mittelwert*

Gleichung 7: $\bar{x} = \frac{x_1 + x_2 + x_3 + ... + x_n}{n}$

Ein Maß für die Streuung der einzelnen Messungen sind die Werte

$$(x_1 - \bar{x})^2, (x_2 - \bar{x})^2, ..., (x_n - \bar{x})^2$$

Hiervon wird der Mittelwert gebildet

$$\overline{(x_i - \bar{x})^2} = \frac{(x_1 - \bar{x})^2 + (x_2 - \bar{x})^2 + ... + (x_n - \bar{x})^2}{n}$$

Man definiert nun als mittlerer Fehler der Einzelmessung die *Standardabweichung* F_e

Gleichung 8: $F_e = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x})^2}{n-1}}$

Darüber hinaus ist der mittlere Fehler des Mittelwertes F_m von Interesse

Gleichung 9: $F_m = \frac{F_e}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x})^2}{n(n-1)}}$

In den folgenden Diagrammen repräsentieren die Meßpunkte den Mittelwert und die Fehlerbalken den Fehler des Mittelwertes.

3.3.3 Messung der Ausgangs- in Abhängigkeit der Eingangs-Amplitude

In Abbildung 20 sind die Ergebnisse der Messungen der Ausgangsamplitude nach der Übertragungsstrecke in Abbhängigkeit von der Eingangsamplitude dargestellt. Parameter war die Kabellänge (0,86 m, 71 m). Für die Fit-Kurven wurde die χ^2-Methode mit folgender Funktion angewendet:

$$f(x) = a + b \cdot x - e^{-c \cdot x}$$

Mit a,b,c als Fit-Parameter und x als unabhängige Variable.

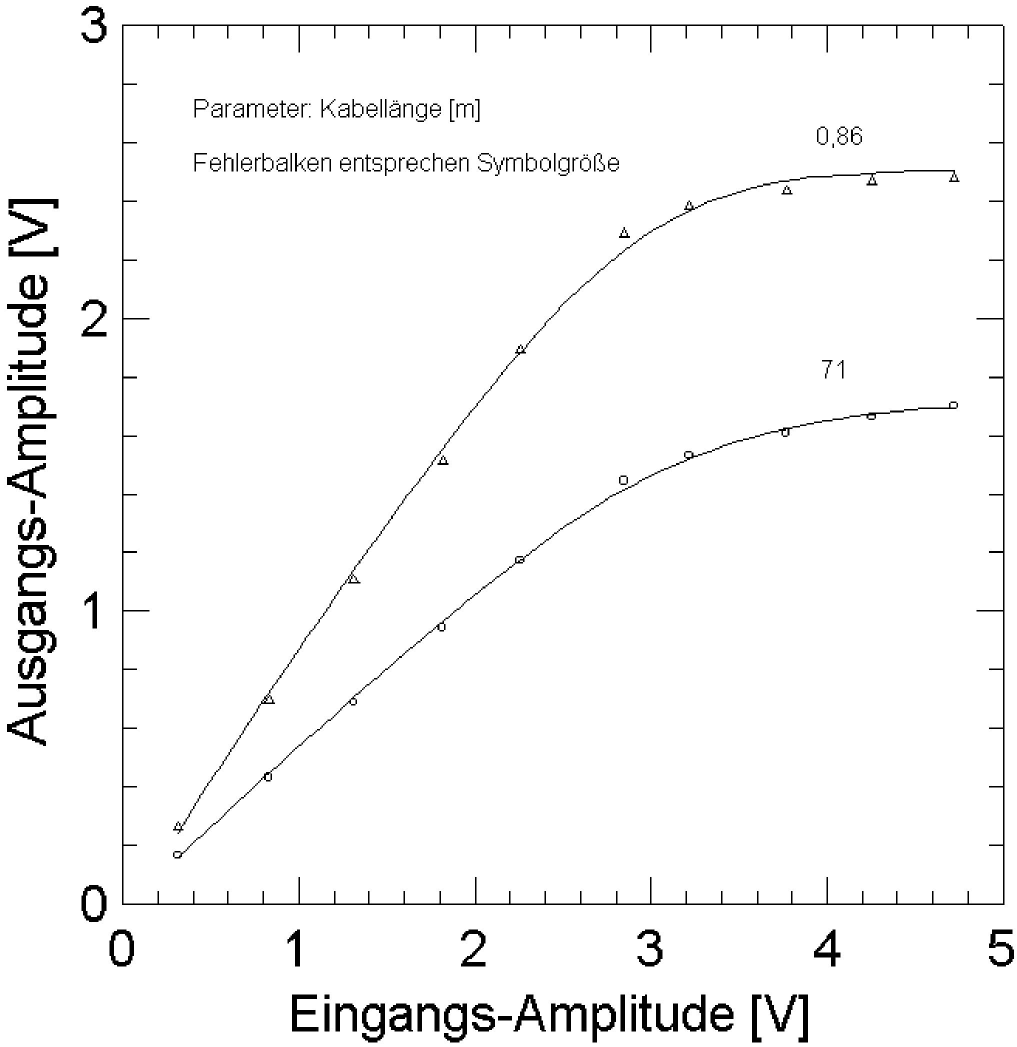


Abbildung 20: Ausgangsamplitude nach der Übertragungsstrecke in Abhängigkeit der Eingangsamplitude. Parameter war die Kabellänge

Die obere Kurve gibt die Messung mit einer Kabellänge von 0,86 Metern, die untere mit 71 Metern wieder. Die jeweilige Symbolgröße steht für die Fehler der Meßpunkte. Die Kurven lassen sich im wesentlichen in zwei Teilbereiche unterteilen, einer unterhalb und einer oberhalb von 2,8 Volt Eingangs-Spannung. Im unteren Teil ist das Verhalten in erster Näherung „linear", während sich oberhalb von 2,8 Volt die Clip-Operationsverstärker (Clip-Spannungen ±2,8 V) des Senders bemerkbar machen. Die Folge sind sehr stark abgeflachte Kurven. Die Verluste an Amplitude der oberen Kurve sind auf die Elektronik allein zurückzuführen (in erster Näherung kein Kabel). Bei der unteren kommen die Verluste über 71 Meter Kabel hinzu. Einen Überblick der prozentualen Spannungsverluste gibt die folgende Tabelle wieder.

EINGANGS-AMPLITUDE [V]	VERLUSTE ELEKTRONIK [%]	VERLUSTE ELEKTRO. + KABEL [%]
0,8	16	48
1,8	17	48
2,8	20	49
3,8	35	57
4,8	48	64

Tabelle 7: Spannungsverluste bedingt durch Elektronik und Elektronik + Kabel

3.3.4 Messung der Peaking-Time in Abhängigkeit der Eingangs-Amplitude

In Abbildung 21 sind die Ergebnisse der Messung der Peaking-Time (von 5% auf Maximum Amplitude) nach der Übertragungsstrecke in Abbhängigkeit von der Eingangsamplitude für zwei Kabellängen (0,86 m, 71 m) zu sehen. Desweiteren ist zum Vergleich die Peaking-Time des Eingangssignals (unterste Kurve) aufgetragen. Die mittlere Kurve steht für eine Kabellänge von 0,86 Metern, die obere für eine von 71 Metern. Für den Fit wurde die χ^2-Methode mit folgender Funktion angewendet:

$$f(x) = a + b \cdot x + c \cdot x^2$$

Mit a,b,c als Fit-Parameter und x als unabhängige Variable.
Die Peaking-Time des Eingangssignals (unterste Kurve) bleibt innerhalb der Fehlergrenzen nahezu konstant. Dies war zu erwarten, da zur Verringerung der Amplitude ein lineares Glied, der Abschwächer, verwendet wurde. Die stärkste Abweichung von dem Verhalten des Eingangssignals ist bei einer Kabellänge von 71 Metern zu beobachten (oberste Kurve). Es machen sich Dämpfung und die zeitliche Dehnung des Signals bemerkbar.

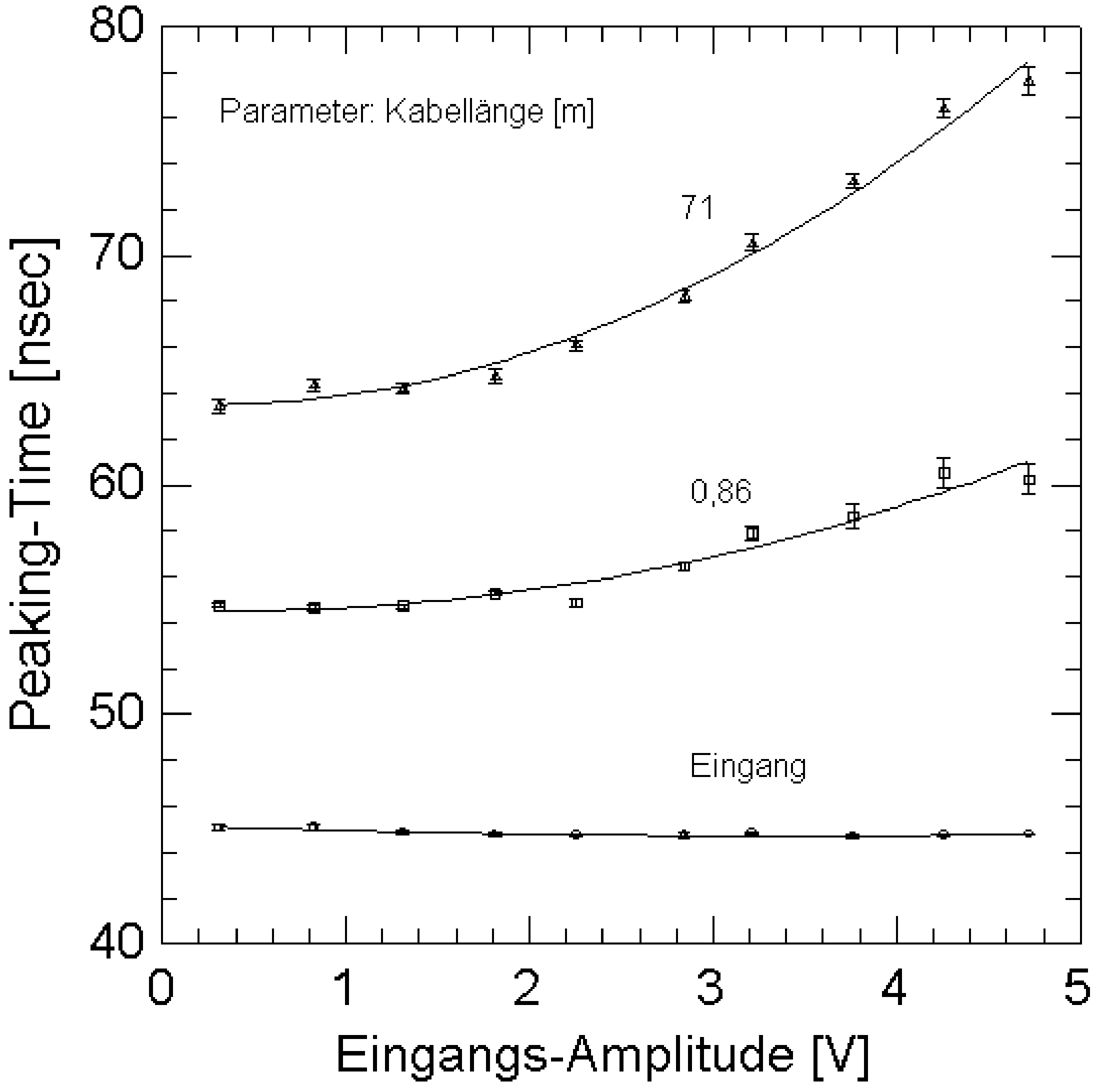


Abbildung 21: Peaking-Time nach der Übertragungsstrecke in Abhängigkeit der Eingangsamplitude mit zwei Kabellängen als Parameter. Zum Vergleich die Peaking-Time des Eingangssignals

Wichtig im Zusammenhang mit den später folgenden Messungen zum Bunch-Crossing Identification (Kapitel 4), sind die Auswirkungen auf die Peaking-Time. Diese müssen sich innerhalb eines Bereiches bewegen, der von dem für das Bunch-Crossing zuständigen System abgedeckt werden kann. Eine Zusammenstellung der Verschiebung der Peaking-Time in Abhängigkeit von einigen Eingangs-Spannungen ist in Tabelle 8 wiedergegeben.

EINGANGS-AMPLITUDE [V]	ELEKTRONIK PEAKING-TIME-VERSCHIEBUNG [NSEC]	ELEKTRO. + KABEL PEAKING-TIME-VERSCHIEBUNG [NSEC]
0,8	10	19
1,8	11	20
2,8	12	23
3,8	16	32
4,8	17	34

Tabelle 8: Verschiebung der Peaking-Time durch Elektronik und Elektronik + Kabel

3.3.5 Messung der Latency in Abhängigkeit der Eingangs-Amplitude

In Abbildung 22 sind die Ergebnisse der Untersuchung der zeitlichen Verschiebung der Signale durch die Elektronik (kurzes Kabel 0,86 m) und Elektronik + Kabel (71 m Kabel) dargestellt. Es wurde die absolute Verschiebung des Maximums gemessen. Die Symbole geben die Mittelwerte von jeweils zehn Messungen wieder. Die Symbolgrößen entsprechen den Fehlern der Mittelwerte. Die obere Kurve gibt die Verschiebung nach der Übertragungsstrecke mit 71 m Kabellänge wieder. Die untere steht für eine Kabellänge von 0,86 Metern. Die beiden Kurven unterscheiden sich durch die Signalverzögerung im Kabel und durch unterschiedliches Verhalten bezüglich der Peaking-Time (Abhängigkeit von der Eingangsamplitude). Es ist ersichtlich, daß die Signallaufzeit im Kabel den größeren Beitrag ausmacht. Für die Fit-Kurven wurde eine Funktion der Form

$$\mathrm{f(x)} = a + b \cdot x + c \cdot x^2$$

verwendet, mit a,b,c als Fit-Parameter und x als unabhängige Variable.

Durch die Elektronik ergeben sich Laufzeitverschiebungen von 32 nsec.
Durch 71 Meter Kabel ergeben sich Laufzeitverschiebungen von 320 nsec.

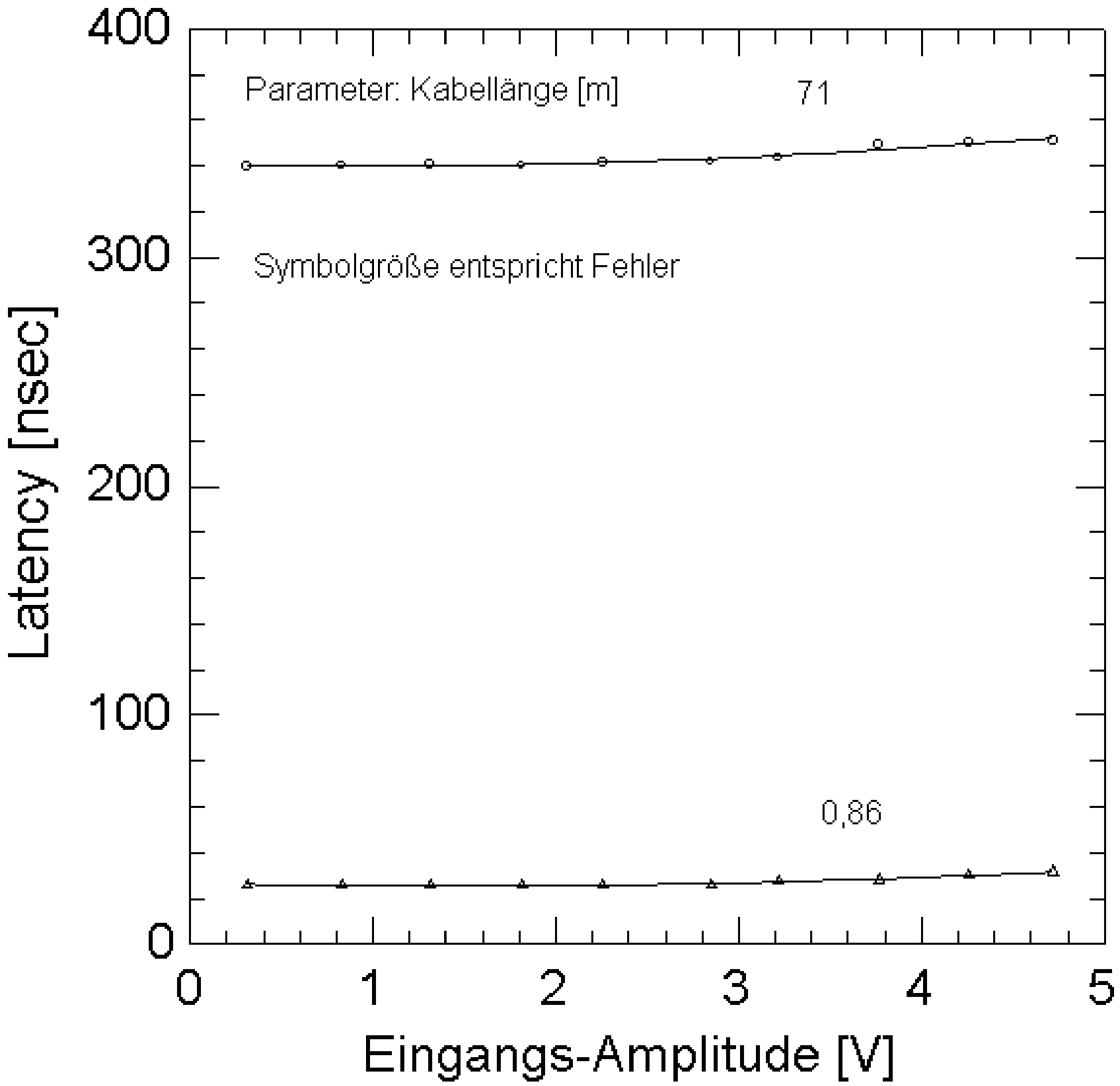


Abbildung 22: Latency (hier Signalverzögerung) der Übertragungsstrecke in Abhängigkeit der Eingangsamplitude mit zwei Kabellängen als Parameter

3.3.6 Messung der Rise-Time in Abhängigkeit der Eingangs-Amplitude

Ein weiterer Parameter, welcher Informationen über die Signaldeformationen der Übertragungsstrecke beinhaltet, ist die Rise-Time (10% auf 90% des Maximums). In Abbildung 23 sind die Ergebnisse der Messungen bezüglich dieser dargestellt. Für die Fit-Kurven wurde die χ^2-Methode mit der Funktion

$$f(x) = a + b \cdot x + c \cdot x^2$$

angewendet, mit a,b,c als Fit-Parameter und x als unabhängige Variable.

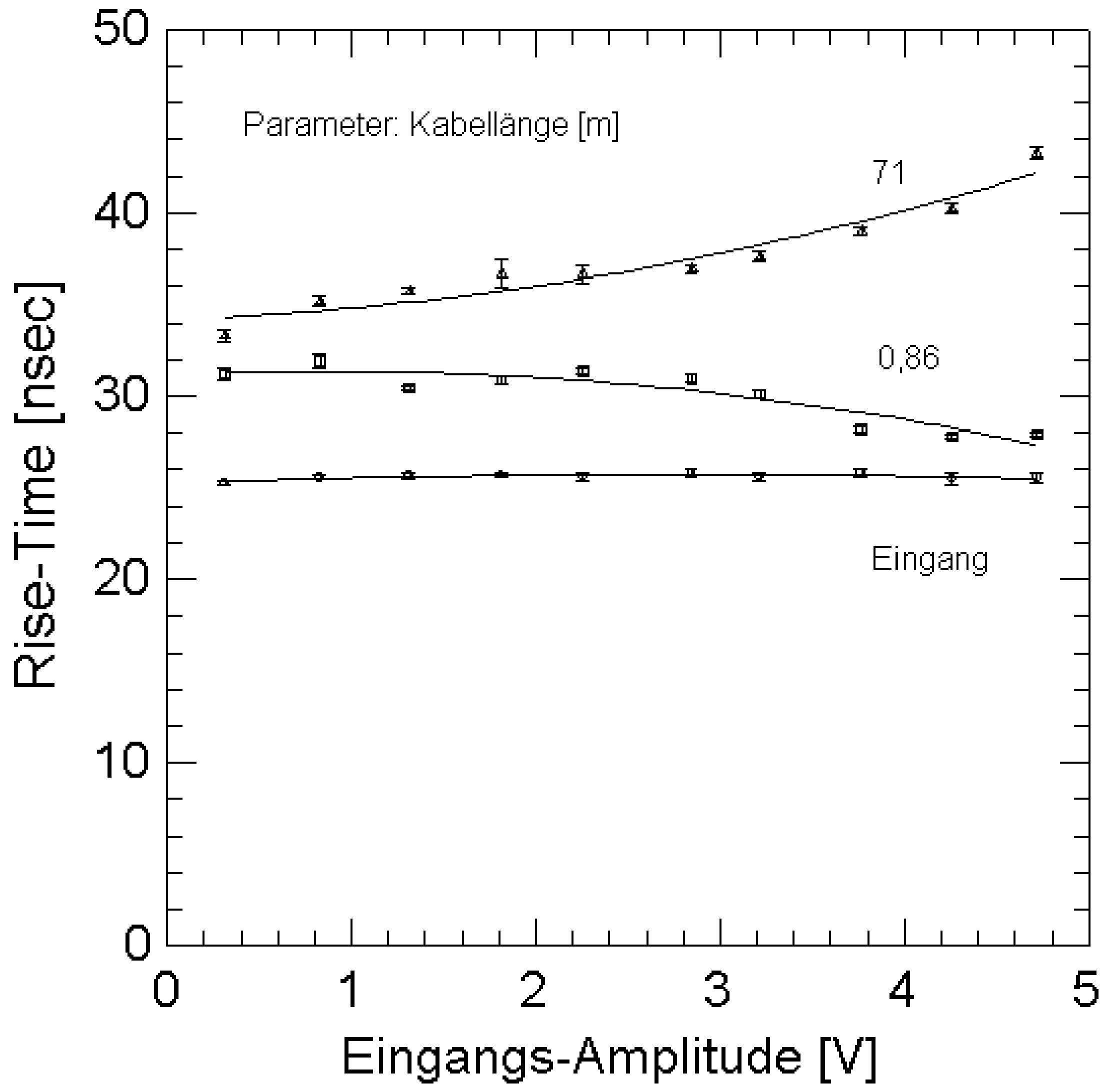


Abbildung 23: Rise-Time nach der Übertragungsstrecke in Abhängigkeit der Eingangsamplitude mit zwei Kabellängen als Parameter. Zum Vergleich die Rise-Time des Eingangssignals

Die oberste Kurve gibt eine Übertragungsstrecke mit einer Kabellänge von 71 Metern, die mittlere von 0,86 Metern, wieder. Zum Vergleich ist die Rise-Time des Eingangssignals (unterste Kuve) dargestellt. Wie erwartet, ist diese für den gemessenen Spannungsbereich unabhängig von der Eingangsspannung. Dies ist auf die Linearität des Abschwächers zurückzuführen. Mit Ausnahme der Amplitude wird die eigentliche Signalform durch ihn nicht verändert.
Besonders bei dem 71 Meter Kabel macht sich eine Signalverformung und damit eine Änderung der Rise-Time bemerkbar. Zu bedenken ist, daß das Signal von den Operationsverstärkern des Senders bei einer Spannung von 2,8 Volt abgeschnitten wurde. Diese „Beschneidung" des Pulses erfolgte nicht in Form eines „scharfen" Schnittes. So konnte nach wie vor ein Maximum mittels des Oszilloskops bestimmt werden. Die Steigung „in der Umgebung" des Maximums war sehr gering. Der Punkt, an dem 90% der

Amplitude erreicht wurden, wanderte zeitlich nach hinten. Die Deformationen des Pulses betrafen hauptsächlich den Bereich „in der Umgebung“ des Maximums und dahinter.

Die Differenz der Rise-Time beträgt für 71 Meter Kabel bis zu 11 nsec.
Für die Elektronik allein ergibt sich eine Differenz von bis zu 6 nsec.

Kapitel 4

4 Zeitstruktur für gesättigte Pulse

4.1 Motivation

Wie bereits in Kapitel 2 ausgeführt, verarbeitet der Level-1 Trigger Daten aus den Kalorimetern und den Myonkammern mit verminderter Granularität. Mehrere Zellen im Bereich $\Delta\eta \times \Delta\phi$ der Größe 0.1×0.1 werden zu Trigger-Towern zusammengefaßt. Die jeweiligen Energien aus den Zellen werden summiert. Die Entscheidung des Triggers beruht auf Schwellen, welche auf die Transversalenergie von Jets, isolierten elektromagnetischen Schauern im elektromagnetischen Kalorimeter, Myonen sowie auf den fehlenden Transversalimpuls in der globalen Vektorsumme gesetzt werden. Der dynamische Bereich der Energiemessung von Teilchen ist bei ATLAS mit einigen hundert MeV bis zu TeV sehr groß.
Eine Grundvoraussetzung für das Funktionieren des Level-1 Triggers ist, daß die analoge Pulsform (zur weiteren Verarbeitung durch FADC digitalisiert), speziell der Peak, genau in ein zeitliches Raster, vorgegeben durch die *Bunch-Crossing Rate*, eingeordnet werden kann. Hierfür ist das BCID zuständig. In Kapitel 3 wurde bereits die Übertragungsstrecke vorgestellt. Es wurde das Sättigungsverhalten der Operationsverstärker behandelt.
Daher teilt man die analogen Signale in zwei „Arten“, die *ungesättigten-* und die *gesättigten* Pulse. Die Grenze zwischen diesen, wird im Experiment bei einer Spannung (elektronische Meßgröße) von etwa 2,5 Volt liegen, was einer Energie (physikalische Meßgröße) von 250 GeV entspricht. Für ungesättigte Pulse ist ein wesentliches Merkmal, daß die Form (*Puls-Shape*) fest und nicht von der Amplitude abhängig ist. Dies ist bei gesättigten Pulsen aufgrund der in Kapitel 3 genannten Effekte nicht gegeben (wenigstens nicht für alle Teile des Pulses).
Die Sättigungseffekte haben mehrere Ursachen. Es tritt eine analoge Sättigung innerhalb mehrerer Stationen der Summationseinheit der LAr-Trigger-Tower Elektronik auf. Diese sind im einzelnen:

- *Pre-Amplifier und Shaper des Linear Mixers*
- *Layer Sum Board*
- *Tower Builder Board*

Desweiteren wird das Signal am Eingang des Preprocessors durch die 10-Bit Digitalisierung des FADCs bei 2,5 Volt abgschnitten.
In Abbildung 24 sind die PSPICE-Simulationen der Form eines gesättigten Trigger-Tower Signals an verschiedenen Stellen (Linear Mixer, Layer Sum Board und Tower Builder Board) der analogen Elektronik-Kette dargestellt [Ref. 14].

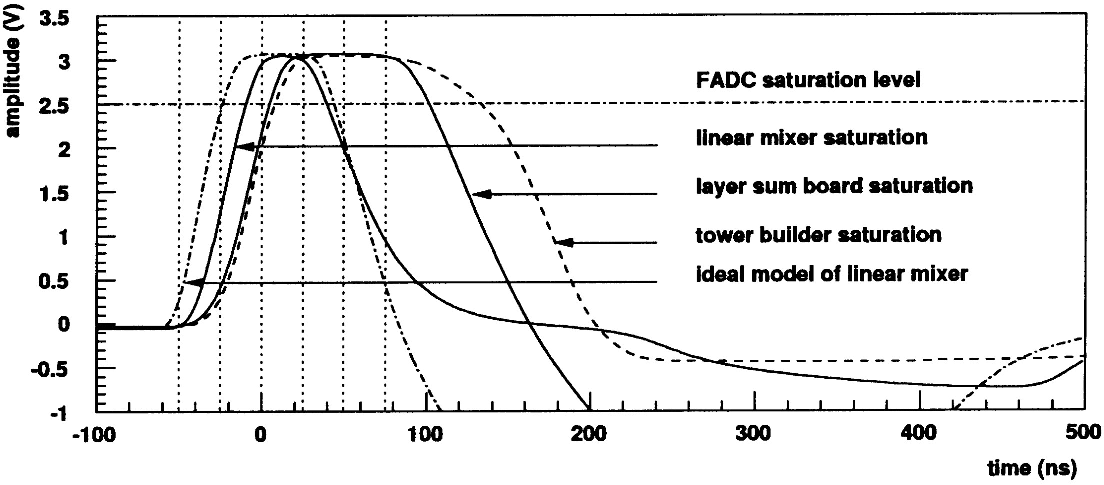


Abbildung 24: PSPICE-Simulation der Form eines gesättigten Trigger-Tower Signals an verschiedenen Stellen der analogen Elektronikkette. Die horizontale Linie gibt mit 2,5 Volt den maximalen Digitalisierungswert des FADCs wieder. Die vertikalen Linien stehen für die Bunch-Crossings [Ref. 13]

Alle Signale wurden am Empfängerausgang abgenommen. Die Amplitude entsprach einer Energie von 1 TeV und lag damit weit über der Sättigungsgrenze von 250 GeV. Es ist ersichtlich, daß die Sättigung des Linear Mixers die Lage des Pulsmaximums nur wenig beeinflußt. Allerdings ergibt die Integration über die Fläche der unterschiedlichen Polaritäten einen Wert ungleich Null, da der „Start" des negative Unterschwingers (*Undershoots*) verzögert ist. Dieser wandert mit größer werdender Energie zeitlich nach hinten. Die Sättigung innerhalb des Layer Sum Boards, macht sich in Form einer breiten „Abplattung" des oberen Bereichs bemerkbar. Sie steigt ebenfalls mit zunehmender Energie. Die größten Auswirkungen auf die Form des Pulses hat das Tower Builder Board. Die abfallende Flanke ist stark verzerrt, beziehungsweise zeitlich nach hinten gezogen. Nur die Anstiegsflanke wird von den einzelnen Elektronikkomponenten wenig beeinflußt.
Damit wird klar, daß die bereits bestehende Methode zur Ermittlung des richtigen Bunch-Crossings für ungesättigte Pulse, bei gesättigten Pulsen zu falschen Ergebnissen führt. Diese beruht auf der Ermittlung der Peakposition durch Vergleich jeweils mehrerer Signalwerte miteinander. Zum Beispiel muß für ein eindeutiges Maximum die folgende Bedingung erfüllt sein:

$$a_{n-1} < a_n > a_{n+1}$$

wobei a für den Wert an der Stelle n steht.
Um den Fehler des Verfahrens zu minimieren, werden mehr als drei Werte miteinander verglichen und so das Maximum extrahiert. Dieses Verfahren basiert letztlich auf der Verwendung des gesamten Pulses, speziell der ansteigenden und abfallenden Flanke. Letztere wird aber bei gesättigten Pulsen stark deformiert und ist damit zur Ermittlung der Peakposition ungeeignet.

Es galt also, ein Verfahren zur Bestimmung des zum Peak gehörenden Bunch-Crossings zu entwickeln, welches nicht auf alle Teile des Signals angewiesen ist.

4.2 Konzept für analoges BCID für gesättigte Pulse

Wie eben dargestellt, treten die Verformungen des Pulses vorwiegend nach dem Erreichen einer gewissen Sättigungsspannung auf (Abplattung des oberen Bereichs, starke Deformation der abfallenden Flanke). Die Anstiegsflanke ist von diesen Effekten wenig betroffen, daher ist die

Grundlegende Idee: Es wird nur die Anstiegsflanke des Signals zur Ermittlung des Peaks und damit des korrekten Bunch-Crossings benutzt.

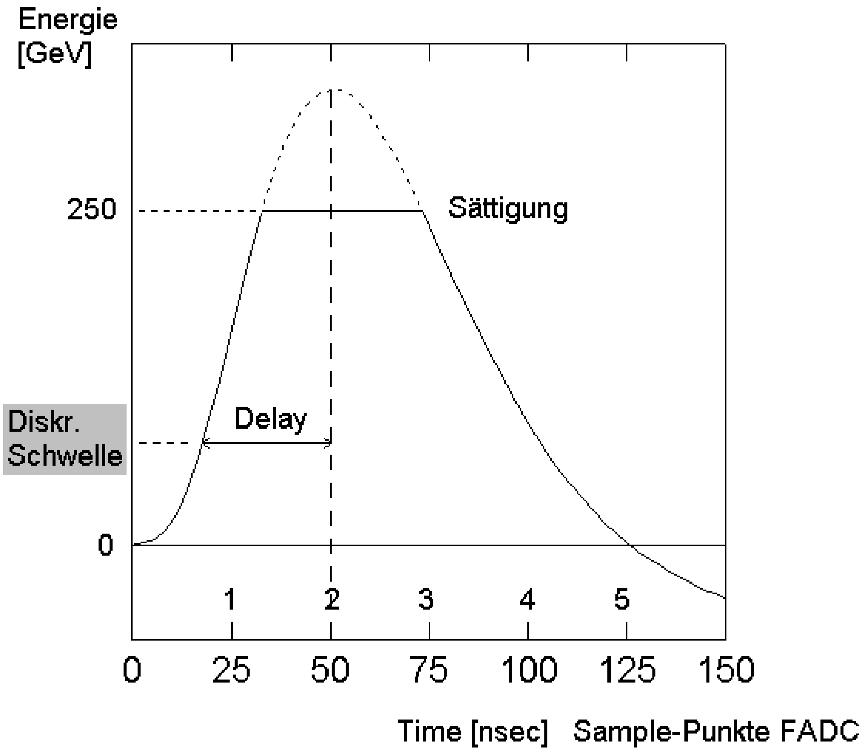


Abbildung 25: Konzept für die Verwendung eines analogen Diskriminators zum BCID für gesättigte Pulse. Auf der Abszisse sind mit 25 nsec Abstand die Digitalisierungspunkte des FADCs eingezeichnet

Anhand von Abbildung 25 soll die Vorgehensweise verdeutlicht werden. Auf der Abszisse sind die Zeit beziehungsweise die einzelnen Digitalisierungspunkte des FADCs (alle 25 nsec bei 40 MHz Bunch-Crossing Rate) aufgetragen. Die Ordinate stellt die Energie mit einem Grenzwert für gesättigte Pulse bei 250 GeV dar. Eingezeichnet ist der positive Teil eines typischen LAr-Kalorimeter Signals.

Grundlage ist die Verwendung eines analogen Diskriminators, welcher nach Überschreiten einer Schwellenbedingung (Anstiegsflanke) und einer definierbaren zeitlichen Verzögerung (Delay) die Peakposition markiert.

Sowohl die Diskriminatorschwelle, wie auch das Delay konnten vorgegeben werden.

4.3 Versuchsaufbau

Es wurden Untersuchungen mit bereits vorhandenen *NIM-Modulen* (logische Pegel: 0 Volt und –0,8 Volt) durchgeführt. Dabei wurden Effizienzkurven in Abhängigkeit verschiedener Parameter aufgenommen. Der Hauptteil des Versuchsaufbaus zur Untersuchung des analogen BCIDs ist in Abbildung 26 dargestellt. Der vom AFG gelieferte typische LAr-Kalorimeterpuls wurde in zwei Äste aufgesplittet. Während das Signal des einen Astes direkt in einem Kanal des FADCs digitalisiert wurde, gelangte das oberhalb 250 GeV abgeschnittene Signal des zweiten Astes erst auf einen Diskriminator (variable Schwelle) und dann auf den zweiten Kanal des FADCs. So konnten die beiden Äste direkt miteinander verglichen werden.

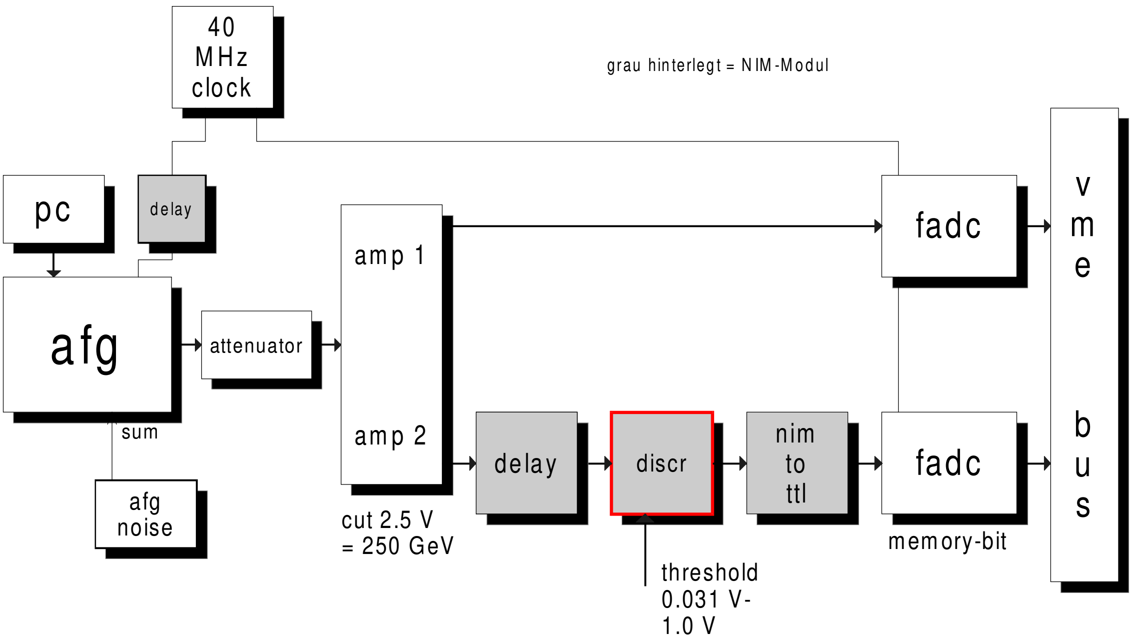


Abbildung 26: Hauptelement des Versuchsaufbaus zur Untersuchung des analogen BCIDs für gesättigte Pulse

Ausgangspunkt war wie bei den Untersuchungen der Übertragungsstrecke, ein Le Croy 9109 Arbiträrer Funktionsgenerator (8-Bit AFG, LSB 10 mV), welcher mittels eines 386er PCs und dem Le Croy Programm EASYWAVE über eine GPIB-Verbindung mit dem LAr-Kalorimeterpuls geladen wurde. Dem „idealen“ Kalorimetersignal konnte mittels eines Hewlett Packard 33120A Arbiträren Funktionsgenerators und dem Summiereingang des Le Croy AFGs ein Rauschsignal überlagert werden. Die Amplitudenwerte stammten aus einer Gaußverteilung. Allerdings betrug die Bandbreite des HP-AFGs nur 10 MHz. Als Parameter dienten vier Werte für das Rauschen:

- Kein Rauschen
- 20 mV Peak-to-Peak Amplitude ⇔ Energie 2 GeV
- 50 mV Peak-to-Peak Amplitude ⇔ Energie 5 GeV
- 100 mV Peak-to-Peak Amplitude ⇔ Energie 10 GeV

Verglichen mit dem beim Betrieb von ATLAS zu erwartenden Rauschen (siehe Kapitel 3.2), waren die verwendeten Werte zu groß. Diese wurden jedoch gewählt, um die Funktionsgrenze des Konzepts zu überprüfen.
Um eine zeitliche Beziehung zwischen der Ausgabe der Waveform und der Digitalisierung (FADC) herzustellen, wurde in beiden Fällen eine gemeinsame 40 MHz Clock (entspricht 40 MHz LHC Bunch-Crossing Rate) zur Taktung verwendet. Diese konnte im Falle des AFGs mittels eines SEN DU290G Delays (NIM-Modul) zeitlich verzögert werden. Wenn der AFG über den Trigger-Eingang ein Clock-Signal bekam, gab er die Waveform von 2 µsec Länge aus. Während dieser Zeit verarbeitete er keine weiteren Trigger-Signale. Um den Amplitudenwert des Peaks nach der Digitalisierung wenig zu verfälschen, mußte das Timing so gewählt werden, daß möglichst „auf" dem Peak digitalisiert wurde. Die Amplitude variierte man über ein lineares Abschwächungsglied Texscan Model-SA-58. Um Vergleichsmessungen machen zu können, mußte das Signal aufgesplittet werden. Für die ersten Untersuchungen wurde hierfür ein Linear FIFO Le Croy Model 428F (NIM-Modul) verwendet. Dieser erwies sich aber für die vorgesehenen Messungen als nur eingeschränkt brauchbar, da er die gewünschten Ausgangsspannungen der beiden Zweige, in einem Fall bis zu 8,0 Volt (50 Ohm-Terminierung !) nicht liefern konnte (siehe Abbildung 27).
Aufgrund dessen, wurde für die Messungen eine separate Verstärkerkarte [Ref. 17] entwickelt. Dazu nutzte man den oberen Steckplatz J1 eines VME-Crates 96 Pin zur Spannungsversorgung. Sowohl der Eingang als auch die beiden Ausgänge wurden als LEMO-Stecker ausgeführt. Abbildung 28 zeigt den Schaltplan. Hauptaufgabe dieser Schaltung war das Duplizieren des Eingangssignals (Input) auf die Ausgänge (Out1, Out2). Daher war die Schaltung bis auf wenige Abweichungen symmetrisch. Die zentrale Rolle spielten die Operationsverstärker IC1 und IC2 vom Typ HFA1130. Es handelte sich um Clip-Verstärker, deren Clip-Spannungen über einen Spannungsteiler und somit über $+V_H$ und $-V_H$ eingestellt werden konnten. Als nicht invertierender Verstärker beschaltet, konnte das jeweilige *closed-loop-gain*[1] individuell über das Verhältnis der Widerstände R1 und R2 beziehungsweise R9 und R10 vorgegeben werden.

[1] Vertärkung mit Rückkopplung

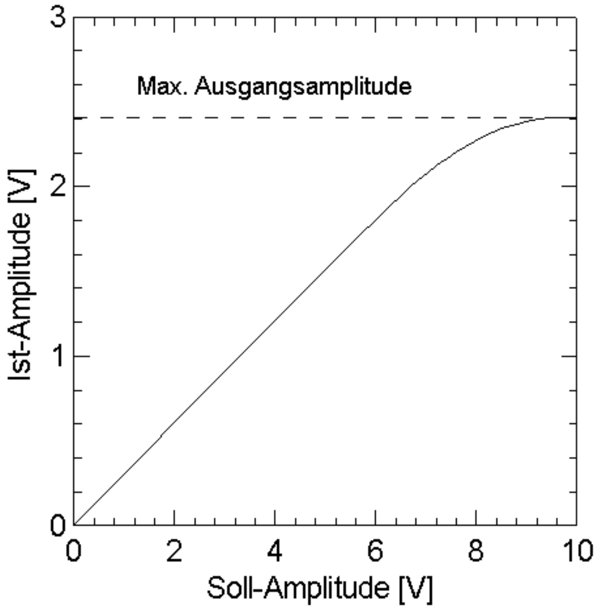


Abbildung 27: Amplitudenverlauf eines Le Croy Model 428F Linear FIFOs (NIM-Modul)

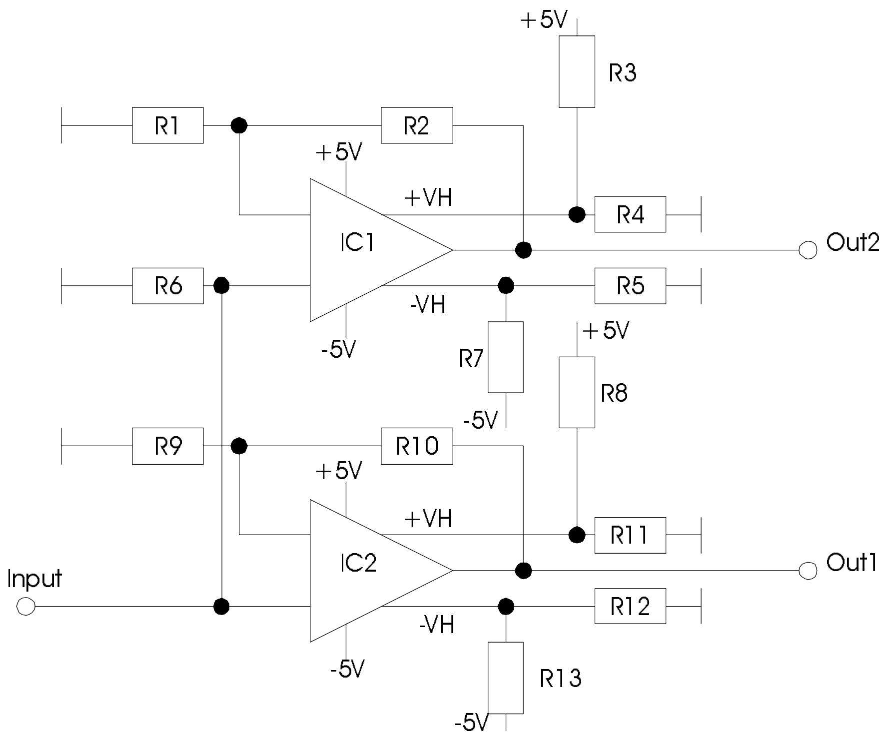


Abbildung 28: Verstärkerschaltung zur Aufsplittung des analogen AFG-Signals

Die Werte der Widerstände betrugen:
R1 = 240Ω R2,R10 = 410Ω R6 = 50Ω R3,R7,R8,R13 = 1KΩ
R9 = 0Ω R4,R5,R11,R12 = 1K5Ω

Als ICs wurden verwendet:
HFA1130

Somit unterschieden sich die beiden Äste der Schaltung jeweils in ihrem closed-loop-gain und in ihrer Clip-Spannung. Eine kurze Zusammenstellung ist in Tabelle 9 gegeben.

	OUTPUT 1	OUTPUT 2
Clip-Spannung [V]	nicht begrenzt	2,5
Verstärkung	1	3

Tabelle 9: Wichtige Parameter der Schaltung zum Aufsplitten des analogen AFG-Signals

Die Clip-Spannung von 2,5 Volt ergab sich in Analogie zu der Grenze zwischen gesättigten und ungesättigten Pulsen (⇔ 250 GeV). Sie stellte den maximale Digitalisierungswert des verwendeten 8-Bit FADCs (Wert 255) dar. Es wurde untersucht, ob das Maximum der Waveform im Kanal 1 des FADCs mit dem vom Diskriminator gelieferten Signal im Kanal 2 bezüglich des Clockzyklusses (Bunch Crossings) übereinstimmten. Der dynamische Energiebereich von ATLAS sollte für die Messungen weitestgehend abgedeckt werden. Der AFG konnte aber keine 10 Volt Ausgangsspannung mit 50 Ω-Terminierung liefern. Daher wurde für den OP-Amp 2 eine Verstärkung mit dem Wert 3 gewählt. Damit erreichte man eine Amplitude von bis zu 8,0 Volt (⇔ 800 GeV). OP-Amp 1 hatte eine Verstärkung mit dem Wert 1. Damit wurde sichergestellt, daß das Signal in Kanal 1 des FADCs nie den Sättigungswert erreichte. Somit konnte stets ein eindeutiger Peak ermittelt werden.
Am Ende des ersten Zweiges stand der erste Kanal eines 4-Kanal FADCs [Ref. 18] mit 8-Bit Auflösung (LSB 10 mV). Dieser war als *6U VME Slave-Board* ausgeführt. Jeder Kanal verfügte über ein *Scrolling-Memory* von 256 Bytes, welches über *Counter*-Addressierung beschrieben werden konnte. Wenn die Digitalisierung durch ein *Gate-Signal* gestoppt wurde, konnten die letzten 256 Bytes über den VME-Bus ausgelesen werden. Bei einer Clock-Rate von 40 MHz betrug die Latenzzeit des Speichers 6,4 µsec. Der verwendete LAr-Kalorimeterpuls hatte eine Länge von 2,0 µsec. Bei richtigem Timing paßten so drei Pulse in den Speicher. Die Auslese des FADCs erfolgte per Software über den VME-Bus. Der eigentliche Digitalisierungs-IC des zweiten Kanals wurde entfernt, um nur die logischen Pegel „0“ = Low und „1“ = High zu erhalten (*Memory-Bit*). Diese Pegel richteten sich danach, ob bei dem vorgeschalteten Diskriminator LRS Model 620 BL (NIM-Modul) die eingestellte Schwelle vom Signal überschritten wurde oder nicht. Die Schwelle konnte in einem

Bereich von 0,031 bis 1,0 Volt extern vorgegeben werden. Zur Verzögerung wurde dem Diskriminator ein Delay SEN DU 290 G (NIM-Modul) vorgeschaltet. Die Anpassung der unterschiedlichen Signal-Level erfolgte mittels eines *NIM -to-TTL Level-Converter*s PS Model 726 (NIM-Modul).

Da der Speicher des FADCs nicht gleichzeitig beschrieben und über den VME-Bus ausgelesen werden konnte, mußte die Schaltung noch um weitere Komponenten ergänzt werden (siehe Abbildung 29). Dabei wurden der *Timing*-Ausgang des AFGs und der *Digitalisierungs-Gate*-Eingang des FADCs benutzt. Ersterer lieferte immer dann ein Signal, wenn am Trigger-Eingang ein solches anlag. Das Blockschaltbild der vollständigen Schaltung ist in Abbildung 29 dargestellt. In Abhängigkeit der 40 MHz-Clock am Trigger-Eingang, gab der AFG die Waveform mit 2 µsec Länge aus. Der FADC digitalisierte nach Freigabe über ein *I/O Register* CAEN Mod. V513 (16 channel programmable I/O Register) 6,4 µsec lang (! Memorylänge) und wurde danach über VME-Bus ausgelesen. Für die Konvertierung der Level wurde ein *TTL-to-NIM Level-Converter* PS Model 726 (NIM-Modul) vorgesehen. Da in den FADC Speicher immer genau drei Pulse an die gleiche Stelle geschrieben werden sollten, wurde mit einem Zähler CAEN Quad Scaler und Preset Counter-Timer (NIM-Modul) dafür gesorgt, daß am Digitalisierungs-Gate des FADCs nur bei jedem vierten Puls ein Signal anlag. Das Gate wurde mittels einer *Timing-Unit* SEN TU 277 Timer (NIM-Modul) für genau 6,4 µsec geöffnet.

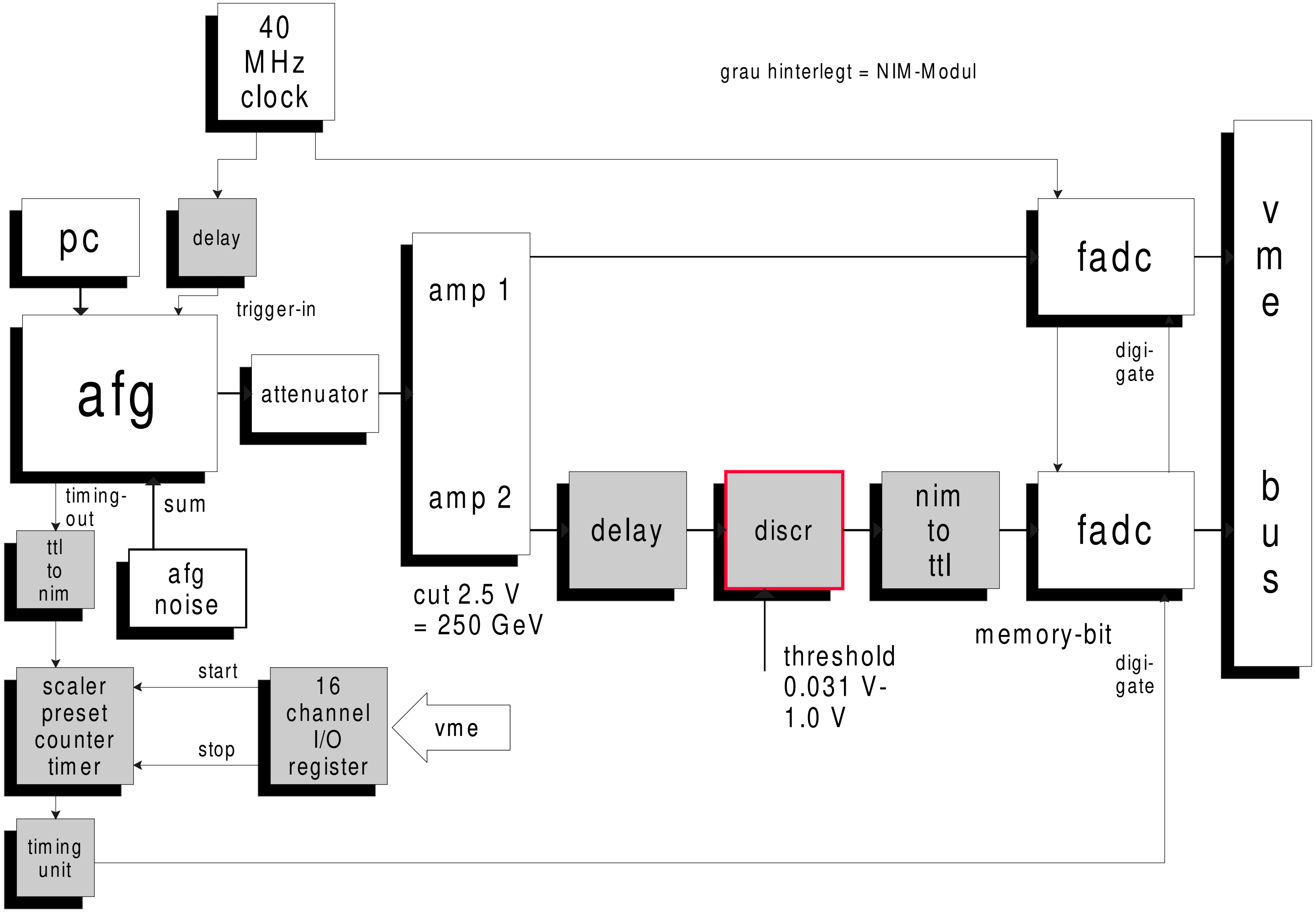


Abbildung 29: Blockschaltbild des kompletten Versuchsaufbaus zur Untersuchung des analogen BCIDs für gesättigte Pulse

4.4 Versuchsdurchführung und Fehlerrechnung

Es wurde ein C-Programm auf einem OS-9 VME-Rechner entwickelt, welches folgende Aufgaben zu erfüllen hatte:

- Initialisierung des FADCs (z.B.: setzen des DACs[1] zur Definition der Nullinie)
- Steuerung des FADCs (z.B.: Auslese des Scrolling-Memorys)
- Steuerung des I/O Registers zur Kontrolle des FADC Digitalisierungs-Gates
- Vergleichen des Inhalts des FADC Scrolling-Memorys von Kanal 1 und 2
- Bestimmung der Effizienz aus dem Vergleich

Das Programm ist unter folgender Addresse zu finden:

zeno:/usr/hoetzel/source/messFADC.c

Die zwei letzten Punkte sollen hier näher erläutert werden.
Jede Speicherstelle des Scrolling-Memorys stellte einen 40 MHz-Clockzyklus dar. Wenn das Konzept funktionieren sollte, mußte an der gleichen Speicherstelle, an der im Kanal 1 des FADCs der Peak zu finden war, sich im Kanal 2 das Memory-Bit (Level = High) befinden. Diese Bedingung alleine reichte aber nicht aus. Es mußte auch sichergestellt werden, daß in den benachbarten Speicherstellen von Kanal 2 kein weiteres Memory-Bit zu finden war. Dieses hätte der eindeutigen Zuordnung zu einem Peak widersprochen. Auch mußte es sich im Kanal 1 tatsächlich um den Peak des Pulses und nicht nur um ein lokales Maximum (z.B. durch überlagertes Rauschen erzeugt) handeln. Diese Bedingung wurde durch einen Peak-Finder abgefragt. Dieser benutzte jeweils den Inhalt von fünf aufeinanderfolgenden Speicherstellen des Kanals 1 und wertete das Maximum des Pulses folgendermaßen aus. Die Bedingung lautete:

$$a_{n-2}\,,\; a_{n-1} < a_n > a_{n+1}\,,\; a_{n+2}$$

Wobei a_n für den Wert a an der Stelle n steht (hier Maximum des Pulses).
Wurde die obige Bedingung nicht erfüllt, arbeitete man schrittweise die nächsten Speicherstellen ab. Mit diesen Voraussetzungen konnte die *Effizienz* bestimmt werden.

$$\boxed{\text{Effizienz p} = \frac{\#\,positiverMessungen}{\#\,gesamteMessungen} = \frac{r}{N}}$$

Dabei wurde folgendermaßen definiert:

1. Positive Messung:
   - Das Memory-Bit an Speicherstelle n war gesetzt (Kanal 2).
   - Die Memory-Bits an Speicherstelle n-1 und n+1 waren nicht gesetzt (Kanal 2).
   - Die Bedingungen $a_{n-2}\,,\; a_{n-1} < a_n > a_{n+1}\,,\; a_{n+2}$ waren erfüllt (Kanal 1).

[1] **D**igital **A**nalog **C**onverter

→ Die Variable für die positiven Messungen wurde inkrementiert (Programmschleife).
→ Die Variable für die gesamten Messungen wurde inkrementiert (Programmschleife).

2. Gesamtzahl Messungen:
   - Das Memory-Bit an Speicherstelle n war zwar gesetzt (Kanal 2), aber die eine oder beide anderen Bedingungen waren nicht erfüllt.

   → Die Variable für die gesamten Messungen wurde inkrementiert (Programmschleife).

In das Scrolling-Memory wurden bei jedem Öffnen des Digitalisierungs-Gates (softwaregesteuert) jeweils genau drei Pulse an die gleiche Stelle geschrieben. Damit war die maximal mögliche Gesamtzahl bekannt (= Anzahl Ansteuerungen Digi-Gate × 3). Sie diente als Kontrolle. Eine Abweichung von dieser wäre ein Indiz für einen Fehler gewesen. Zur Berechnung der Fehler auf die Effizienz wurde ein *Bernoulli-Experiment* zugrundegelegt. In Analogie zu dem Wurf einer Münze gibt es zwei Ausgänge: Erfolg oder Mißerfolg. Ausgegangen wird von der *Binomialverteilung*:

Gleichung 10: f(r,N,p) = $\frac{N \cdot (N-1) \cdot \ldots \cdot (N-r+1)}{1 \cdot 2 \cdot \ldots \cdot r} \cdot p^r \cdot q^{N-r}$

mit q = 1 – p

und $(p+q)^N = p^N + N \cdot p^{N-1} \cdot q + \ldots + q^N = \sum_{r=0}^{N} \binom{N}{r} \cdot p^r \cdot q^{N-r}$

Die Binomialverteilung f(r,N,p) gibt die Wahrscheinlichkeit an, mit der man in N Versuchen r Erfolge hat, wenn p die Wahrscheinlichkeit eines Erfolges bei einem einzelnen Versuch ist. Wenn das gesamte aus N Versuchen bestehende Experiment viele Male wiederholt wird, stellt sich die Frage, wie groß die mittlere Anzahl der Erfolge $\bar{r}$ ist.

$$\bar{r} = \sum_{r=0}^{N} r \cdot f(r,N,p)$$

nach Einsetzen und einer kurzen Rechnung folgt

$$\bar{r} = N \cdot p$$

Hieraus läßt sich wiederum die Standardabweichung F_e berechnen

Gleichung 11: $F_e = \sqrt{N \cdot p \cdot (1-p)}$

oder auf N bezogen

Gleichung 12: $\frac{F_e}{N} = \sqrt{\frac{p \cdot (1-p)}{N}}$

Diese Formel wurde zur Bestimmung der Fehler herangezogen, allerdings nur im Bereich

$$0{,}1 < p < 0{,}9$$

Für die nicht gültigen Bereiche bedurfte es einer Modifikation der Formel [Ref. 19]. Zu sehen ist dies bei Einsetzen der Werte p = 0 beziehungsweise p = 1 in die Formel. Der Fehler wäre in diesen Fällen gleich Null, was physikalisch keinen Sinn macht. Die grundlegende Idee der Modifikation soll an einem Beispiel erläutert werden.
Angenommen das Memory-Bit sitzt bei 10 Pulsen 8 mal an der gleichen Speicherstelle wie der Peak und alle weiteren Bedingungen sind erfüllt. Damit ist das Experiment „erfolgreich“. Es ergibt sich die Effizienz zu 80 %. Deren Unsicherheit beträgt nach obiger Formel $\sqrt{0{,}8 \cdot (1-0{,}8)/10}$. Das unterschätzt den Fehler, denn 10 Erfolge ergeben bei einer Effizienz von 100 % den Fehler Null, obwohl auch bei deutlich kleineren Effizienzen die Wahrscheinlichkeit, bei 10 Pulsen 10 richtig sitzende Memory-Bits zu haben , endlich ist. Ist die Effizienz tatsächlich 80%, dann wird die Anzahl der Erfolge r bei N Pulsen durch die Binomialverteilung gegeben:

$$\mathrm{f(r,N,0.8)} = \binom{N}{r} \cdot 0{,}8^{r} \cdot 0{,}2^{N-r}$$

Es können aber 8 Erfolge bei 10 Pulsen bei einer wahren Effizienz von deutlich weniger oder mehr als 80 % auftreten. Daher bestimmt man ein Konfidenzintervall nach folgender Vorschrift:
Es wird diejenige Effizienz p' bestimmt, für welche gilt:

$$\mathrm{f}(8,10,\ p') + \mathrm{f}(9,10,\ p') + \mathrm{f}(10,10,\ p') > 0{,}1$$

Dann liegt die wahre Effizienz mit einem Konfidenzintervall von 90 % zwischen p' und 1. Man beachte, daß das entsprechende Konfidenzintervall besser wird, wenn bei beispielsweise 1000 Pulsen, 800 Memory-Bits übereinstimmen. Daher wurden die folgenden Messungen mit 999 Pulsen durchgeführt. Es sei darauf hingewiesen, daß das Konfidenzintervall so bei 10 Pulsen mit 0 beziehungsweise 10 Übereinstimmungen (Effizienzen 0 % oder 100 %) endlich ist.

Damit ergab sich für die Fehlerrechnung:

1) Bereich 0,1 < p < 0,9:

Gleichung 13: $$\frac{F_e}{N} = \sqrt{\frac{p \cdot (1-p)}{N}}$$

Die Anzahl der gemessenen Pulse betrug N = 999 (jeweils 3 Pulse in Memory).

2) Bereich p ≤ 0,1 oder p ≥ 0,9:

Berechne die Effizienz p' für ein Konfidenzintervall mit 99 % Sicherheit, daß Effizienz p zwischen p' und 1 liegt. Aus der Differenz von p und p' erhält man die gesuchte Größe des Fehlers auf die Effizienz p.

Die Anzahl der gemessenen Pulse betrug N = 999 (jeweils 3 Pulse in Speicher).

4.4.1 Messung zum Aufsetzen des Timings

Wie bereits am Blockschaltbild des Versuchsaufbaus gesehen, konnte das Signal des Diskriminators mittels eines Delay-Modules im zweiten Zweig verzögert werden. Da die Position der Waveform bezüglich der 40 MHz-Clock gleich blieb, konnte so untersucht werden, bei welchen Verzögerungswerten das Diskriminatorsignal im gleichen Bunch-Crossing zu finden und damit „stabil" (Effizienz gleich eins) war. Desweiteren wurde so das Timing des Diskriminatorsignals (über das Delay) für die weiteren Messungen festgelegt. Die Vorgehensweise ist in Abbildung 30 dargestellt.

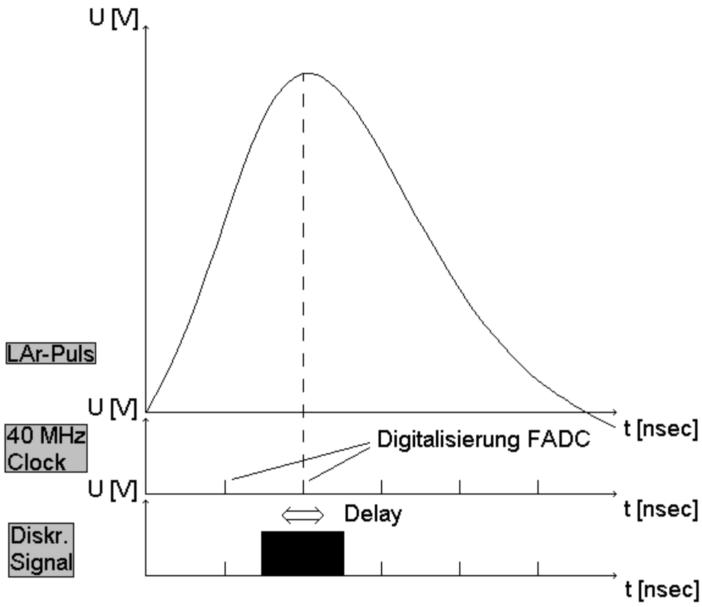


Abbildung 30: Konzept zum Timing des Diskriminatorsignals. Dieses konnte mit einem Delay relativ zum Peak des Pulses und der 40 MHz-Clock verschoben werden

Es wurden zur Bestimmung der Effizienz und deren Fehler jeweils 999 Pulse ausgewertet. Als feste Parameter dienten:

- Diskriminatorschwelle 0,1 Volt (⇔ 10 GeV)
- Signalamplitude 3,0 Volt (⇔ 300 GeV)
- Kein externes (HP-AFG) Rauschen

In Abbildung 31 sind die Meßergebnisse zu sehen. Es wurde die Effizienz in Abhängigkeit des vorgegebenen Delays in nsec aufgetragen. Die Werte auf der Abszisse wurden so gewählt, daß sich das Memory-Bit zunächst „vor dem richtigen“ Bunch-Crossing befindet und erst dann in diesen Bereich (Effizienz gleich eins) kommt. Besonderes Augenmerk ist auf die Breite des „stabilen“ Bereichs (Effizienz gleich eins) zu legen.

Die Breite des „stabilen“ Bereichs (Effizienz gleich eins) beträgt 17 nsec.

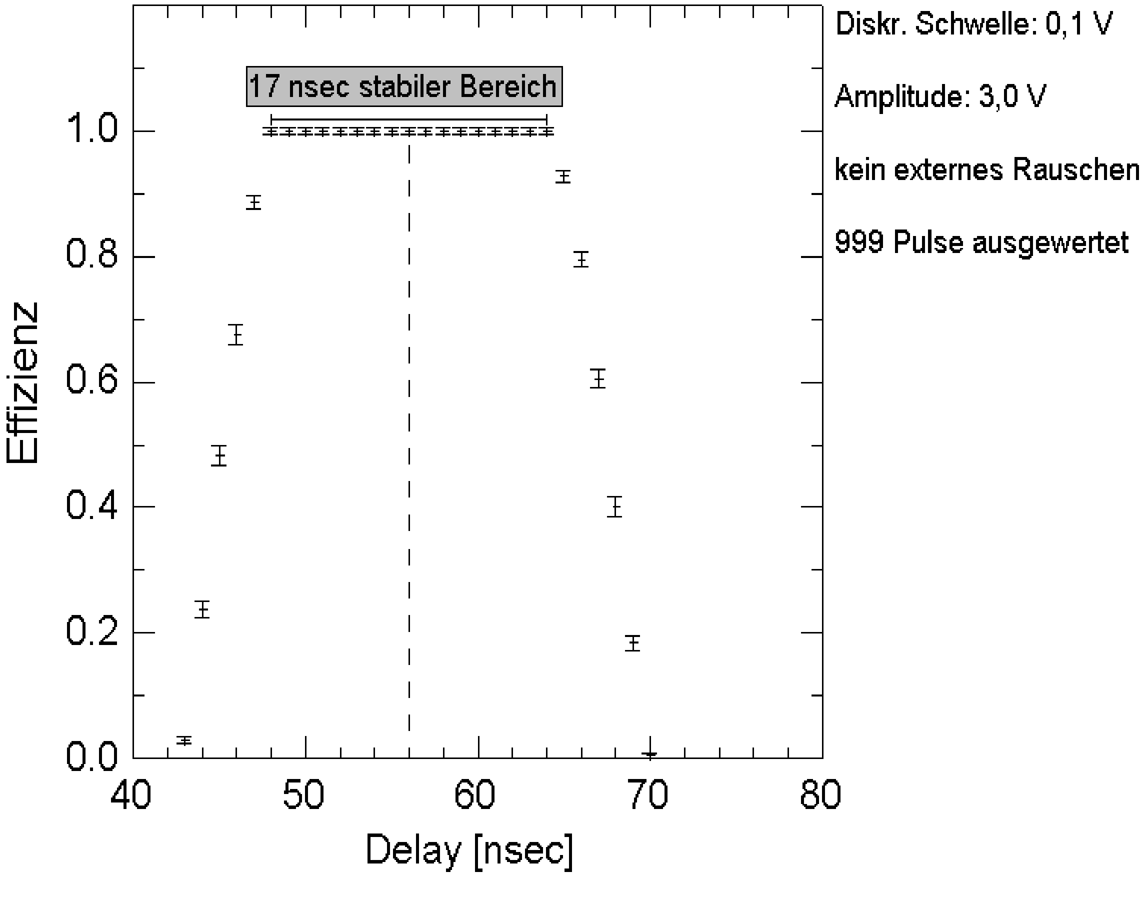


Abbildung 31: Messung der Effizienz in Abhängigkeit des vorgegebenen Delays zur Bestimmung der Breite des „stabilen“ Bereichs. Das Memory-Bit Timing wurde so für die weiteren Messungen festgelegt

Für alle weiteren Messungen wurde ein Delay von 56 nsec in der Mitte des Plateaus gewählt um gegen Effekte wie beispielsweise Time-slewing (siehe später) möglichst unempfindlich zu sein.

4.4.2 Messung der Effizienz in Abhängigkeit der Amplitude

Obwohl das vorgestellte Konzept zunächst für Pulse oberhalb einer Energie von 250 GeV vorgesehen war, sollten die Untersuchungen doch einen weitaus größeren dynamischen Bereich abdecken. Es wurden Effizienzen in Abhängigkeit der LAr-Signalamplitude im Bereich von 0,025 Volt bis 8,0 Volt (⇔ 2,5 GeV bis 800 GeV) gemessen. Als Parameter diente die Diskriminator-Schwelle T. Folgende Werte wurden verwendet:

- T = 0,031 V ⇔ 3,1 GeV
- T = 0,04 V ⇔ 4,0 GeV
- T = 0,06 V ⇔ 6,0 GeV
- T = 0,08 V ⇔ 8,0 GeV
- T = 0,1 V ⇔ 10 GeV
- T = 0,2 V ⇔ 20 GeV

Für jeden Meßpunkt wurden 999 Pulse ausgewertet und der Fehler berechnet. Es gab vier Meßdurchläufe, die sich durch die Größe des überlagerten Rauschens unterschieden. Geliefert wurde dieses von einem HP-AFG („Weißes Rauschen“). Die Amplitudenwerte wurden aus einer Gaußverteilung genommen. Die Bandbreite des AFGs betrug 10 MHz.

- Kein Rauschen
- 20 mV Peak-to-Peak Amplitude ⇔ Energie 2 GeV
- 50 mV Peak-to-Peak Amplitude ⇔ Energie 5 GeV
- 100 mV Peak-to-Peak Amplitude ⇔ Energie 10 GeV

In Abbildung 32 sind die Meßergebnisse für den Durchlauf ohne externes Rauschen zu sehen. Für die Fit-Kurven wurde die χ^2-Methode mit folgender Funktion angewendet:

$$f(x) = \frac{a}{e^{-(\frac{b+x}{c})} + 1}$$

Mit a,b,c als Fit-Parameter und x als unabhängige Variable.
Es ist ersichtlich, daß sich die Kurven mit kleiner werdender Diskriminator-Schwelle zu kleineren Amplituden hin verschieben. Dies war zu erwarten, da die Schwellenbedingung bereits durch kleinere Pulse erfüllt wird. Die funktionalen Beziehungen werden im Zusammenhang mit dem *Time-slewing* (Abschnitt 4.4.4) weitergehend untersucht.
In Abbildung 33 sind die Meßergebnisse für den Durchlauf mit Rauschen, Amplitude 20 mV Peak-to-Peak, Bandbreite 10 MHz zu sehen.
In Abbildung 34 sind die Meßergebnisse für den Durchlauf mit Rauschen, Amplitude 50 mV Peak-to-Peak, Bandbreite 10 MHz zu sehen.

In Abbildung 35 sind die Meßergebnisse für den Durchlauf mit Rauschen, Amplitude 100 mV Peak-to-Peak, Bandbreite 10 MHz zu sehen.

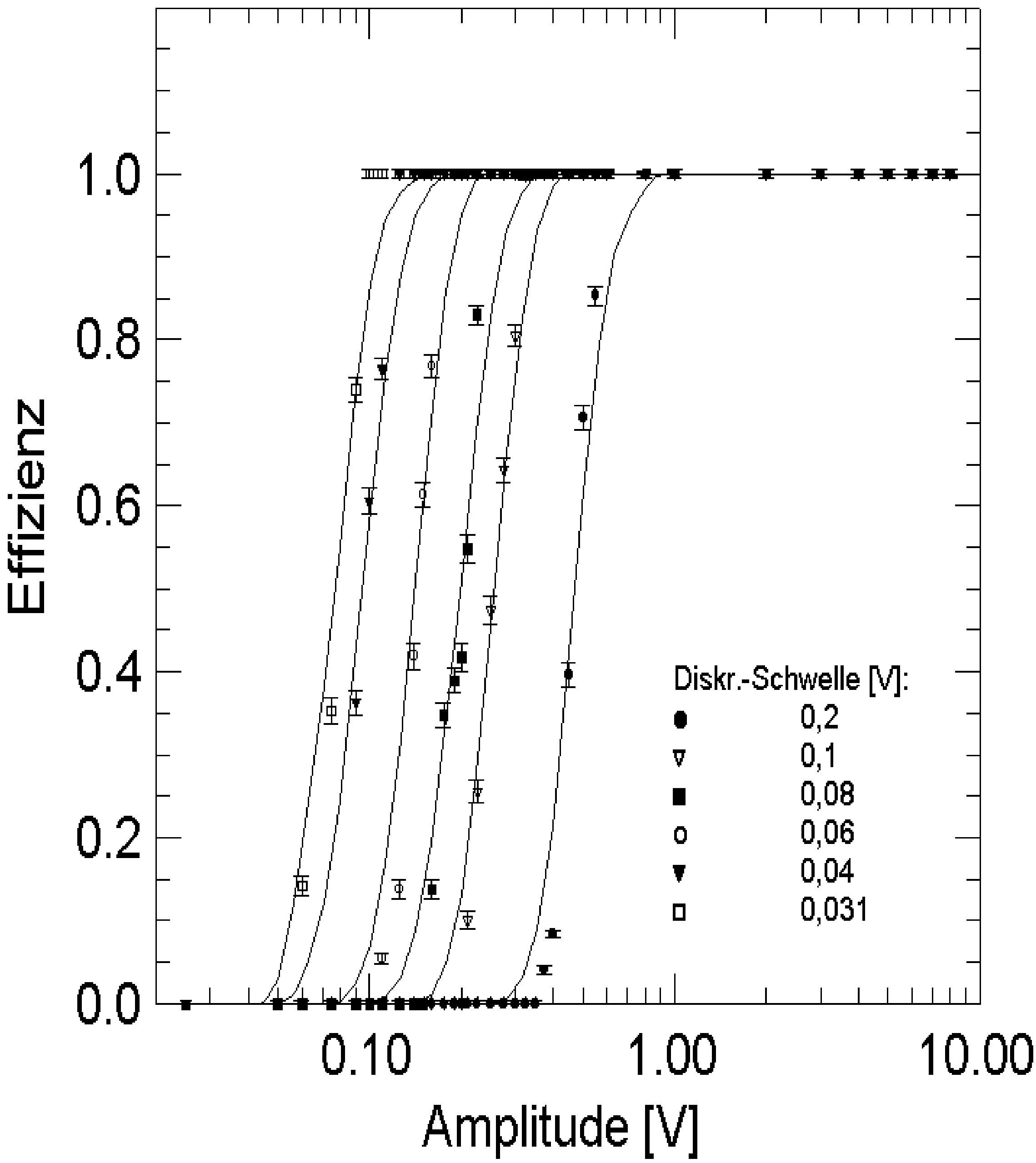


Abbildung 32: Messung der Effizienz in Abhängigkeit der LAr-Signalamplitude ohne externes Rauschen. Parameter ist die Diskriminator-Schwelle T. Für jeden Meßpunkt wurden 999 Pulse ausgewertet

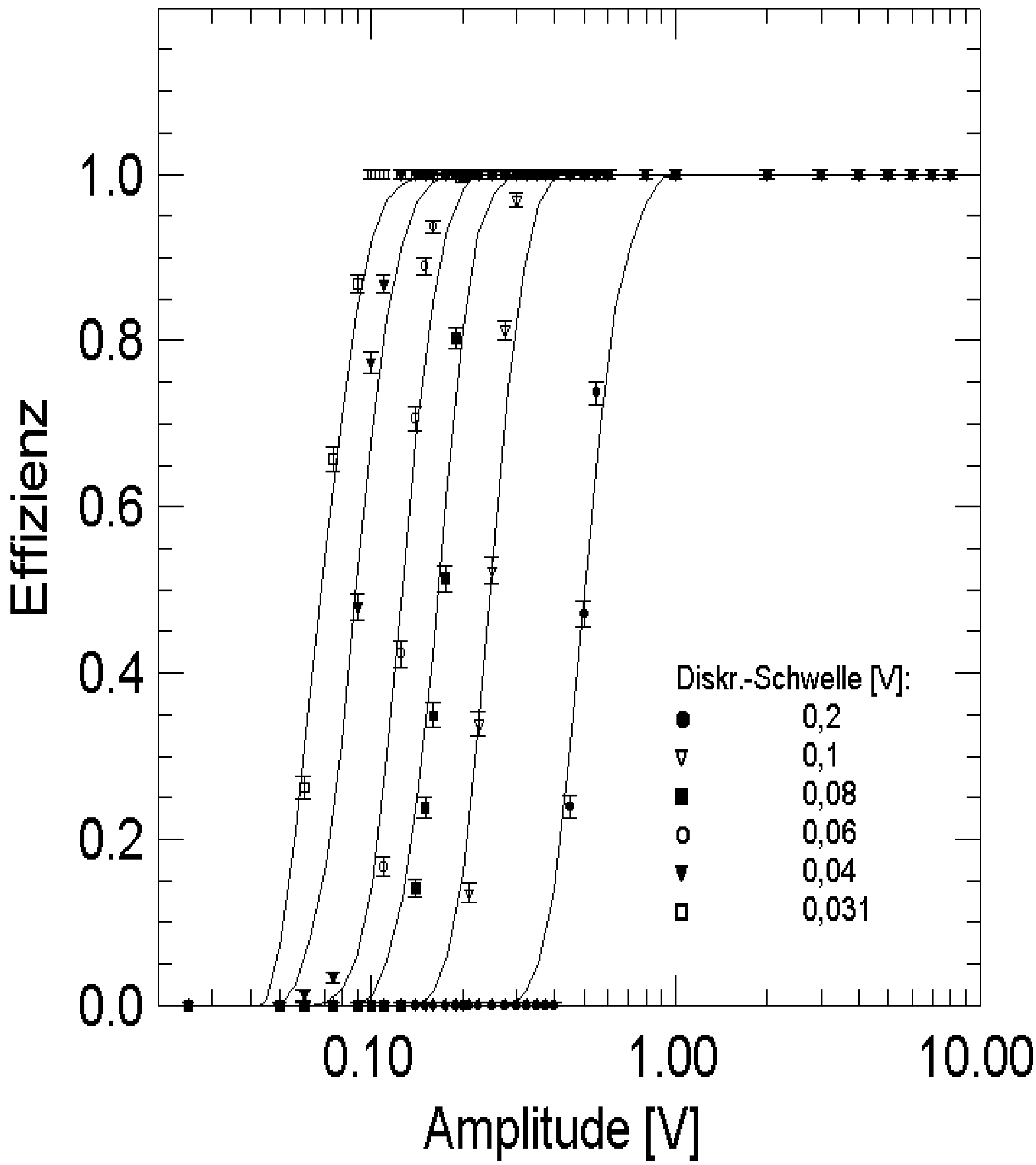


Abbildung 33: Messung der Effizienz in Abhängigkeit der LAr-Signalamplitude mit Rauschen Amplitude 20 mV Peak-to-Peak, Bandbreite 10 MHz. Parameter ist die Diskriminator-Schwelle T. Für jeden Meßpunkt wurden 999 Pulse ausgewertet

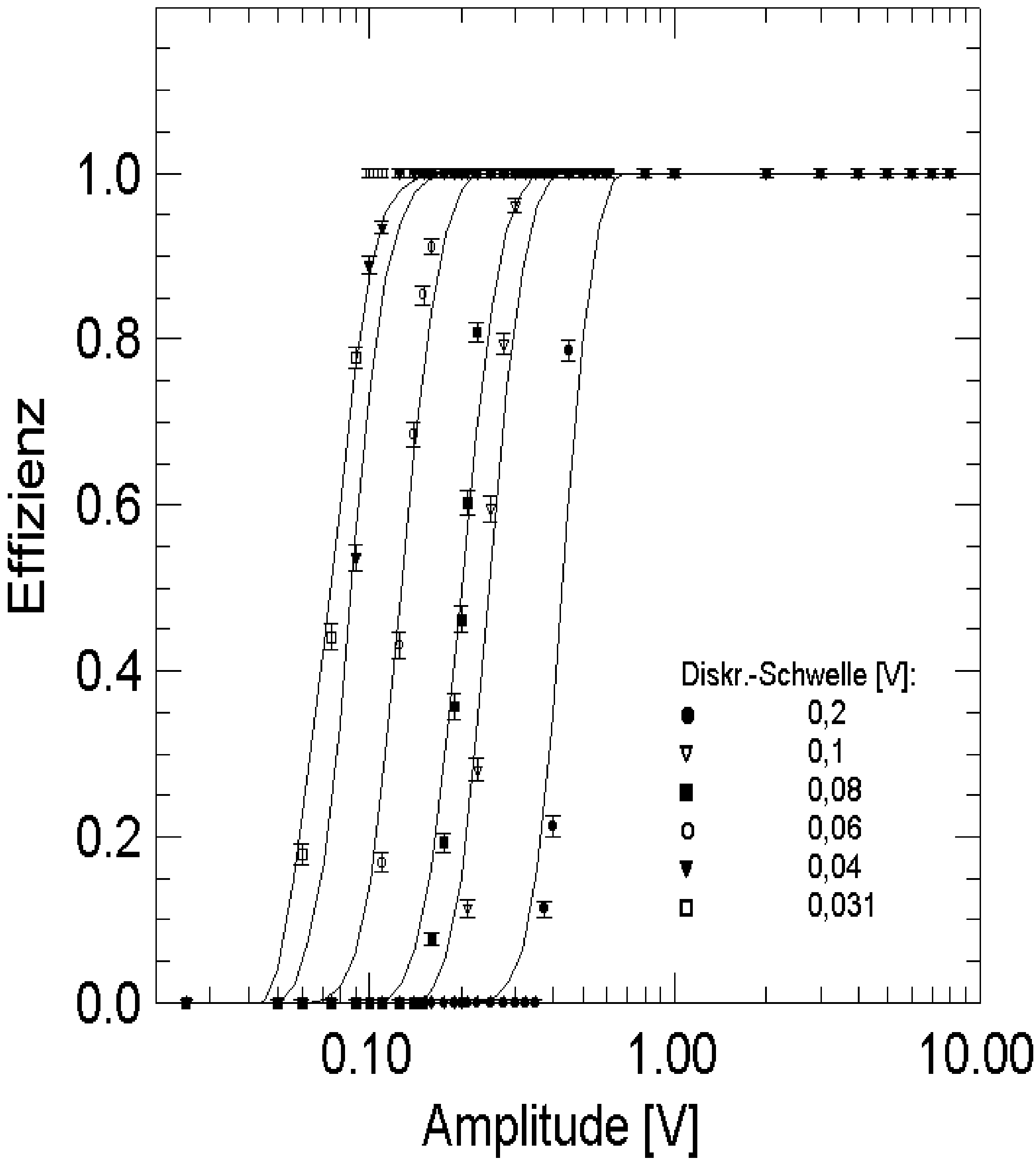


Abbildung 34: Messung der Effizienz in Abhängigkeit der LAr-Signalamplitude mit Rauschen Amplitude 50 mV Peak-to-Peak, Bandbreite 10 MHz. Parameter ist die Diskriminator-Schwelle T. Für jeden Meßpunkt wurden 999 Pulse ausgewertet

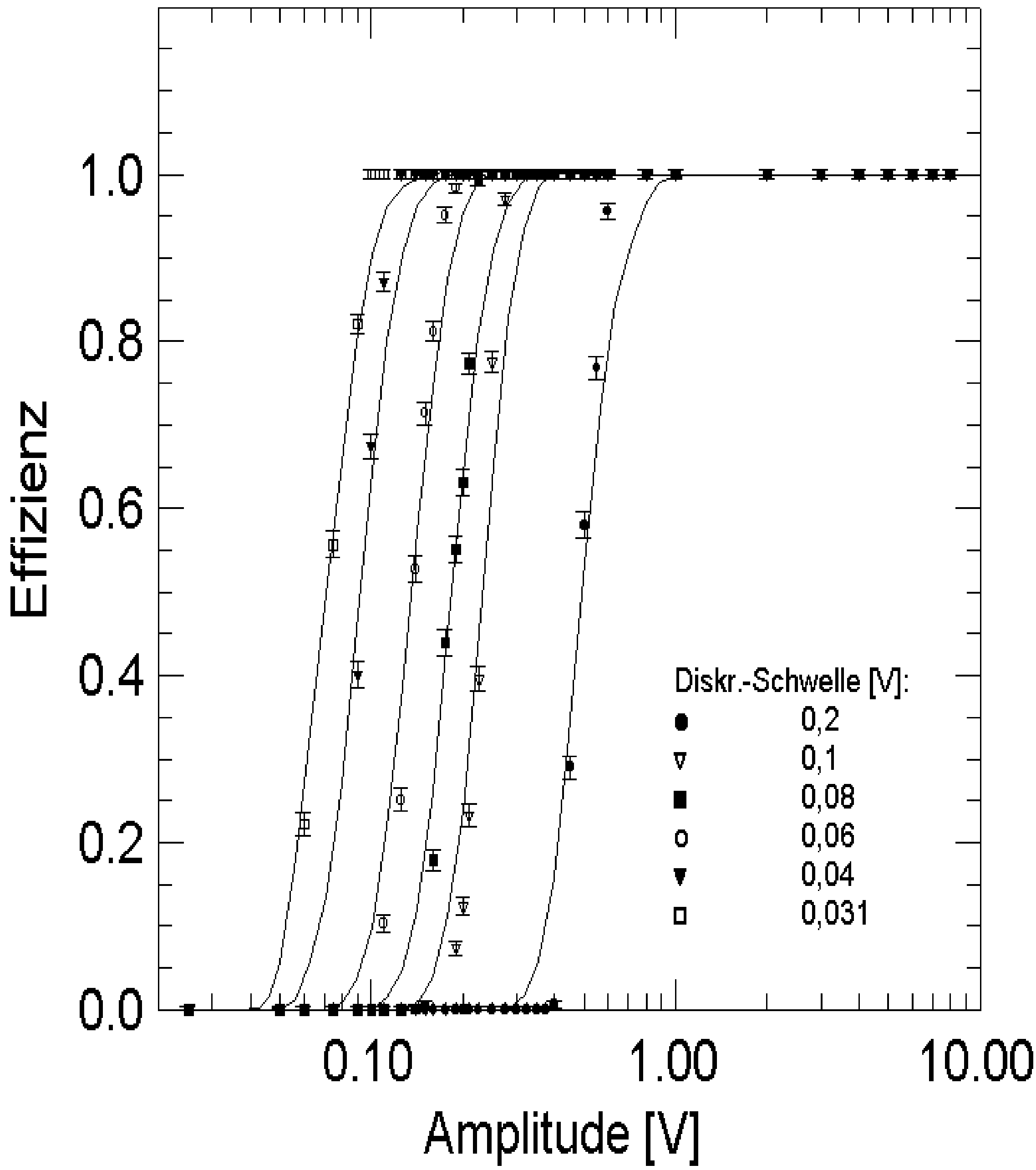


Abbildung 35: Messung der Effizienz in Abhängigkeit der LAr-Signalamplitude mit Rauschen Amplitude 100 mV Peak-to-Peak, Bandbreite 10 MHz. Parameter ist die Diskriminator-Schwelle T. Für jeden Meßpunkt wurden 999 Pulse ausgewertet

Das getestete Konzept war hauptsächlich für gesättigte Pulse vorgesehen. Damit ist es unerläßlich, das es für Amplituden größer 2,5 Volt (⇔ 250 GeV) eine definierte Effizienz liefert. Diese wurde im vorliegenden Fall auf 0,9 festgelegt. An den Plots kann abgelesen werden, daß das System unabhängig von der Diskriminator-Schwelle und dem überlagertem Rauschen bereits für Amplituden weit unterhalb 2,5 Volt eine Effizienz von 1,0 (bei 999 Pulsen saß das Memory-Bit 999 im gleichen Bunch-Crossing wie Peak) liefert. Es stellt sich die Frage, in wieweit das überlagerte Rauschen Einfluß auf das vorgestellte Konzept hat. Um diese Frage zu beantworten wurden die vier Plots weiter ausgewertet.

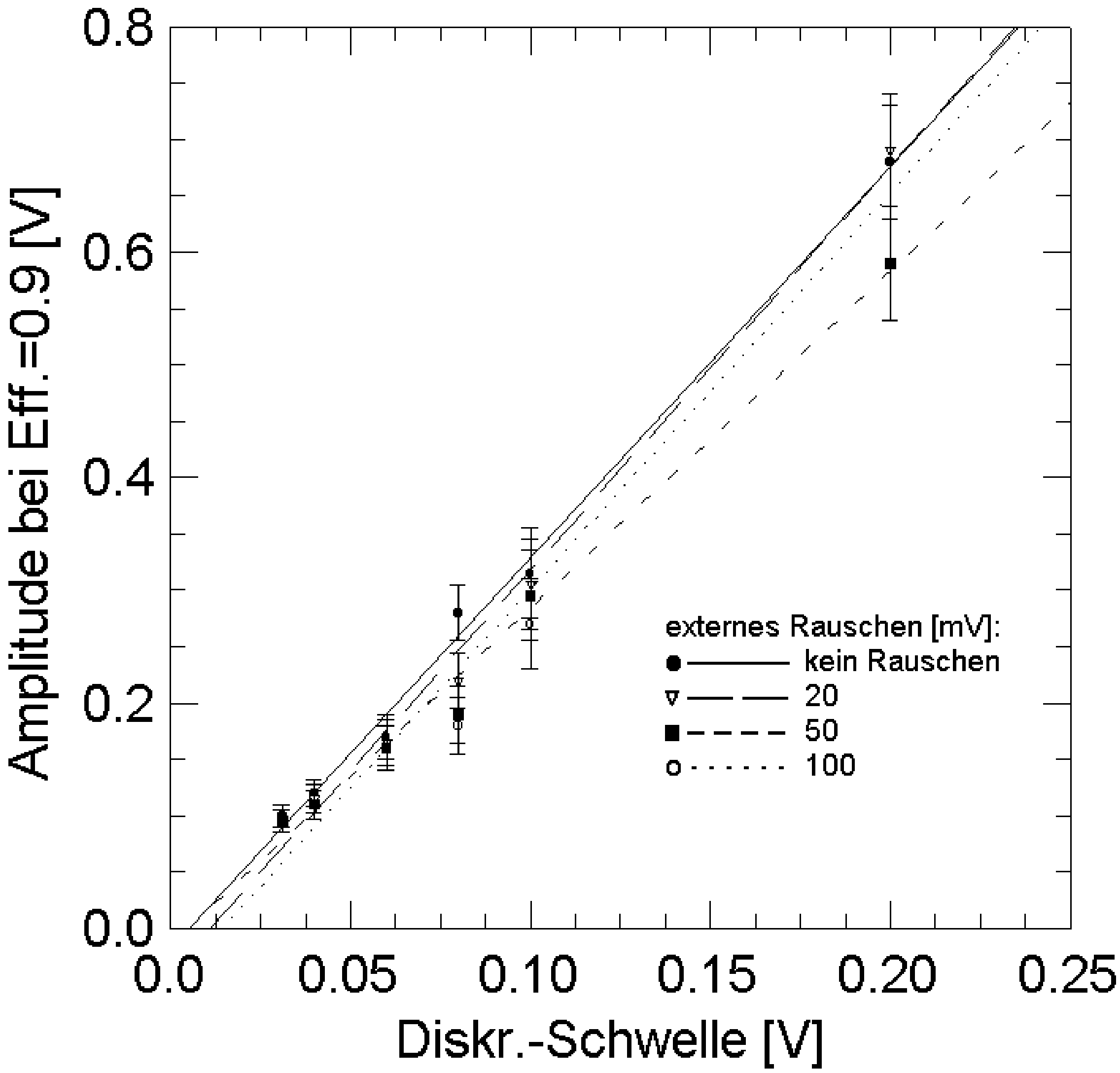


Abbildung 36: Amplitudenwerte bei Effizienz = 0,9 in Abhängigkeit der Diskriminator-Schwelle. Parametrisiert werden die Kurven durch die Größe des extern überlagerten Rauschens

Eine Effizienz von 0,9 diente als Grenzwert. In Abbildung 36 sind die zugehörigen Amplituden in Abhängigkeit von der Diskriminator-Schwelle dargestellt. Parameter ist die Größe des überlagerten Rauschens. Die Fehlerbalken geben die Ablesegenauigkeit wieder. Für die Fit-Kurven wurde die χ^2-Methode mit folgender Funktion angewendet:

$$f(x) = a + b \cdot x$$

Mit a,b als Fit-Parameter und x als unabhängige Variable.
Für Amplitudenwerte oberhalb dieser Kurven werden Effizienzen größer oder gleich 0,9 erreicht und das Konzept erfüllt die erwarteten Bedingungen.
Es können folgende Schlußfolgerungen gezogen werden:

Innerhalb der Fehlergrenzen ist keine eindeutige Abhängigkeit von der Größe des überlagerten Rauschens erkennbar.
Das Konzept liefert in Abhängigkeit von der Diskriminator-Schwelle für Signalamplituden ab 0,1 beziehungsweise 0,65 Volt (⇔ 10 bzw. 65 GeV) Effizienzen von 0,9 oder besser.
Es sind kleinere Diskriminatorschwellen (etwa 0,03 bis 0,05 V) zu bevorzugen.

Auffällig ist, daß die Effizienzkurven innerhalb der Fehlergrenzen unabhängig von der Größe des überlagerten Rauschens sind. Der Grund hierfür könnte die mit 10 MHz sehr beschränkte Bandbreite des HP-AFGs sein. Die einzelnen Punkte der Waveform werden durch die niedrigen überlagerten Rauschfrequenzen wenig gegeneinander verschoben. Es findet lediglich eine „Absenkung" beziehungsweise „Anhebung" größerer Teilbereiche der Waveform statt. Gegen derartige Verschiebungen ist das System aber relativ unempfindlich.

4.4.3 Messung der Stabilität des Memory-Bits in Abhängigkeit der Diskriminator-Pulsbreite

Wie bereits bei den Messungen zum Aufsetzen des Timings (Abschnitt 4.4.1) gesehen, existiert für vorgegebene Delay-Werte ein „stabiler" Bereich (Effizienz = 1,0). Dieser ist über das Delay hinaus von der Breite des Diskriminator-Signals abhängig. Im folgenden wurden Untersuchungen zur Plateaubreite in Abhängigkeit des Diskriminator-Signales durchgeführt. Anhand von Abbildung 37 soll verdeutlicht werden, wie in einzelnen Meßdurchläufen die Signalbreite fest vorgegeben und die Position des Diskriminatorpulses bezüglich des LAr-Peaks variiert wurde. Es wurden jeweils Effizienzen für 999 LAr-Signale gemessen. Als feste Parameter dienten:

- Diskriminator-Schwelle 0,1 Volt (⇔ 10 GeV)
- Signalamplitude 3,0 Volt (⇔ 300 GeV)
- Kein externes (HP-AFG) Rauschen

Anhand von Abbildung 37 kann man sich zwei Spezialfälle überlegen:

1) Diskriminator-Signalbreite ≤ 23 nsec
⇒ Diskriminatorpuls kann zwischen zwei Digitalisierungspunkten liegen

2) Diskriminator-Signalbreite ≥ 25 nsec
⇒ Diskriminatorpuls kann sich über zwei Digitalisierungspunkte erstrecken

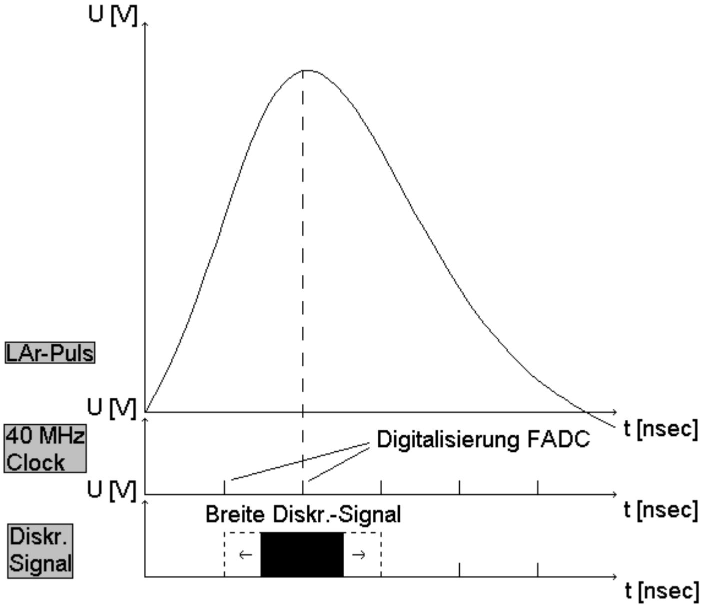


Abbildung 37: Konzept zur Messung der Stabilität des Memory-Bits in Abhängigkeit der Breite des Diskriminator-Signals

Während die Definition der Signalbreite bei einem idealen Puls eindeutig ist, muß sie bei einem realen Puls erst festgelegt werden. Wie in Abbildung 38 zu sehen, wurden 50 % der Amplitude gewählt.

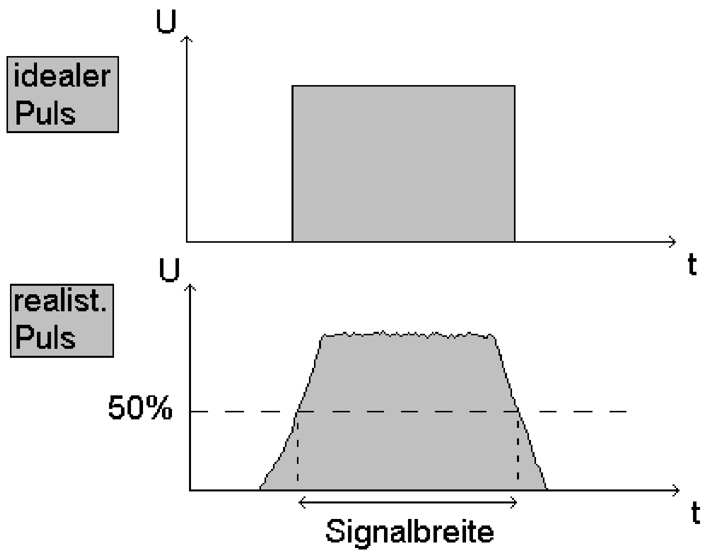


Abbildung 38: Definition der Diskriminator-Signalbreite

Die Fehler auf die Breite des „stabilen“ Bereiches ergaben sich aus der Genauigkeit, mit der das Delay vorgegeben werden konnte. In Abbildung 39 ist die Breite des Plateaubereichs in Abhängigkeit der Diskriminator-Pulsbreite aufgetragen.

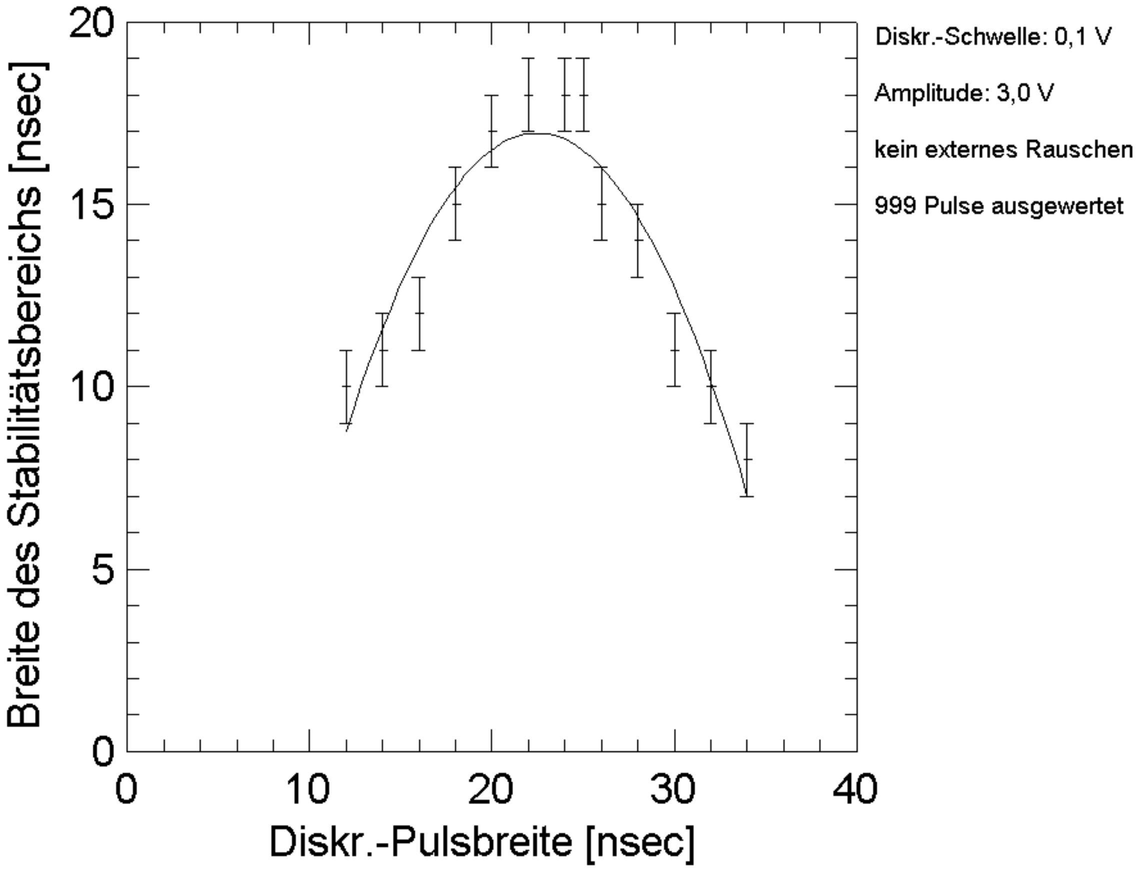


Abbildung 39: Messung der Breite des „stabilen“ Bereichs in Abhängigkeit der Diskriminator-Pulsbreite

Für die Fit-Kurve wurde die χ^2-Methode mit folgender Funktion angewendet:

$$f(x) = a + b \cdot x + c \cdot x^2$$

Mit a,b,c als Fit-Parameter und x als unabhängige Variable.
In Übereinstimmung mit der Messung zum Aufsetzen des Timings erhält man hier als Maximum der Kurve:

Die maximale Breite des „stabilen“ Bereichs beträgt 17 nsec.
Die Diskriminator-Pulsbreite beträgt hierbei 21 nsec.

Dies bedeutet, daß alle Einflüsse, welche eine Verschiebung des Memory-Bits relativ zur Position des Peaks bewirken, dürfen einen Rahmen von ±8,5 nsec nicht überschreiten. Ein Beispiel für einen solchen Einfluß ist das *Time-slewing*.

4.4.4 Messung des Time-slewings

Das *Time-slewing* beschreibt die zeitliche Verschiebung des Diskriminator-Signals bei Variation der Diskriminator-Schwelle (siehe Abbildung 40). Desweiteren besteht eine Abhängigkeit von der Amplitude des LAr-Kalorimeterpulses, da die Anstiegsflanke für größere Pulse steiler wird.

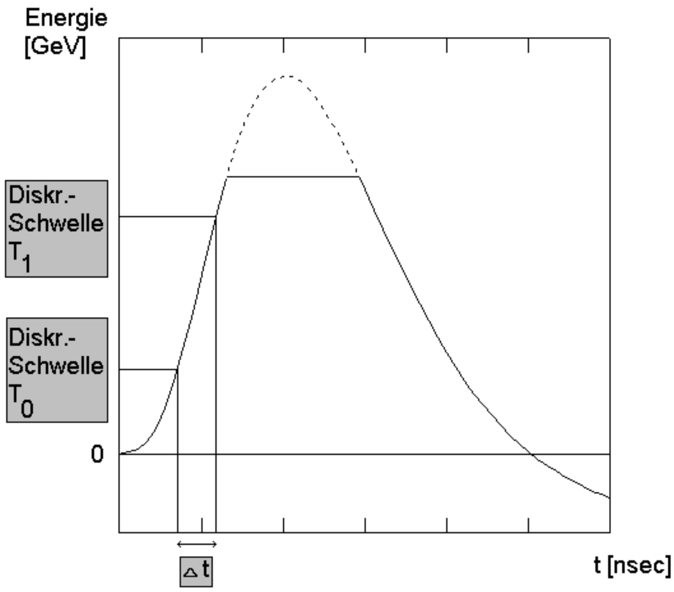


Abbildung 40: Definition des Time-slewings. Dieses ist abhängig von der Diskriminator-Schwelle T und der Amplitude des Signals

Für die Untersuchungen wurde bei fester LAr-Signalamplitude die Diskriminator-Schwelle variiert und die zeitliche Verschiebung gemessen. Zuvor war eine Modifikation der Schaltung nötig, um eine zeitliche Auflösung von 0,01 nsec zu realisieren. In Abbildung 41 ist das modifizierte Blockschaltbild zu sehen. Man ersetzte den FADC durch einen *qVt-Multichannel Analyzer*. Dieser wurde vom Timing-Ausgang des AFGs bei jeder Ausgabe einer Waveform gestartet. Gestoppt wurde er durch das Diskriminator-Signal. Bei Variation der Diskriminator-Schwelle konnte so die zeitliche Differenz zwischen Start und Stop und damit das Time-slewing gemessen werden.
Die Messungen wurden für 4 Signalamplituden durchgeführt:

- Signalamplitude 8,0 Volt ⇔ Energie 800 GeV
- Signalamplitude 4,0 Volt ⇔ Energie 400 GeV
- Signalamplitude 1,0 Volt ⇔ Energie 100 GeV
- Signalamplitude 0,5 Volt ⇔ Energie 50 GeV

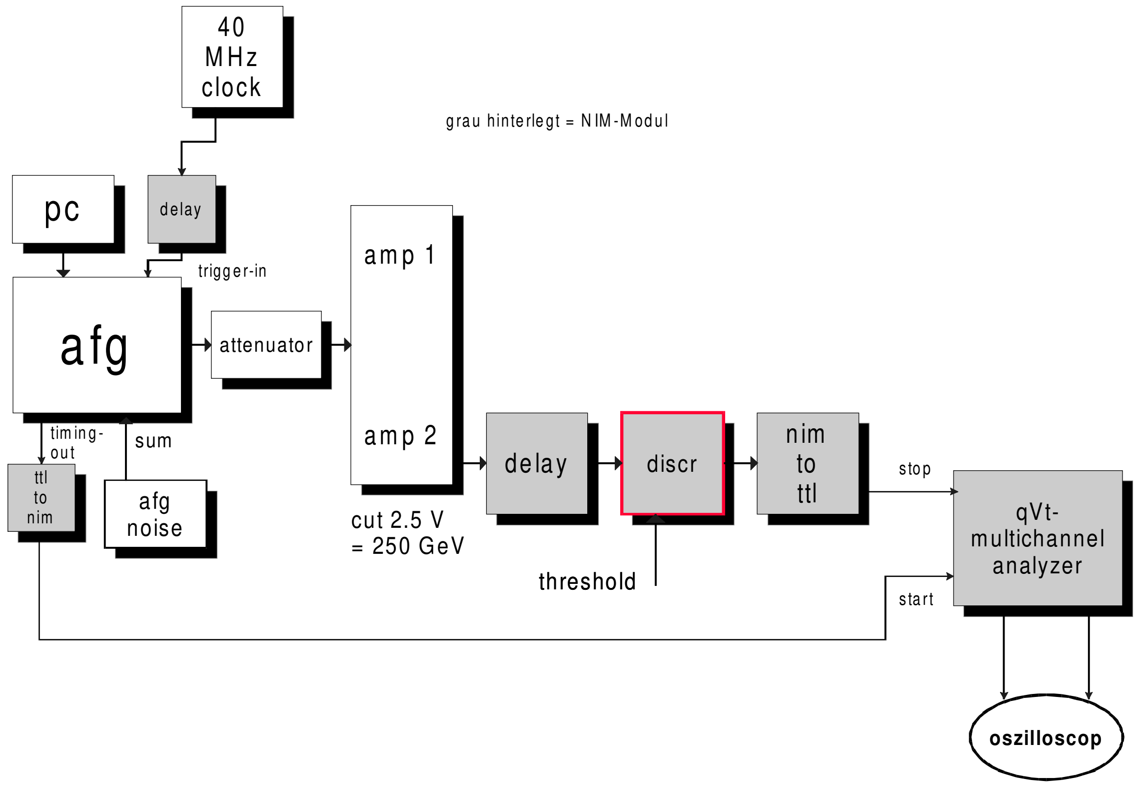


Abbildung 41: Blockschaltbild zur Messung des Time-slewings

In Abbildung 42 sind auf der Ordinate absolute Zeitwerte aufgetragen. Die zeitlichen Abstände der Kurven sind ein Maß für das Time-slewing. Für die Fit-Kurven wurde eine Funktion der Form

$$\mathrm{f(x)} = a + b \cdot x + c \cdot x^2$$

verwendet, mit a,b,c als Fit-Parameter und x als unabhängige Variable.
Der Fehler auf die Meßpunkte wurde durch das Auflösungsvermögen des qVt-Multichannel Analyzers festgelegt und betrug 0,01 nsec. In dem Plot werden die Fehler durch die Symbolgröße wiedergegeben.
Bei den bereits vorgestellten Effizienzmessungen variierte man die Diskriminator-Schwelle in einem Bereich von 0,031 Volt bis 1,0 Volt. Anhand des Plottes kann abgelesen werden:

Das Time-slewing für eine Signalamplitude von 0,5 Volt auf 8,0 Volt beträgt für kleine Diskriminator-Schwellen 10 nsec.
Damit liegt das Time-slewing innerhalb des „stabilen“ Bereichs (17 nsec).
Aufgrund des geringeren Time-slewings sind kleinere Diskriminator-Schwellen (etwa 0,03 bis 0,05 Volt) zu bevorzugen.

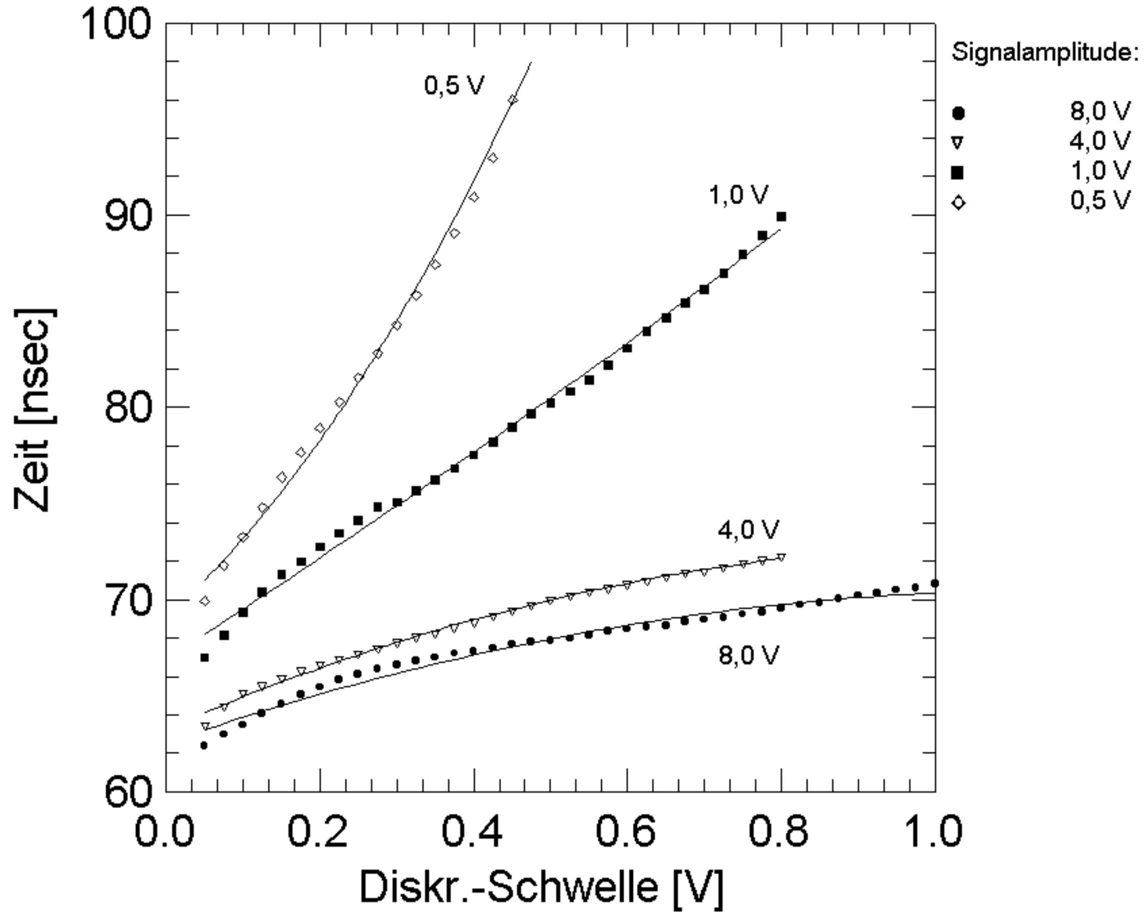


Abbildung 42: Untersuchung des Time-slewings (hier: zeitlicher Abstand der Kurven) in Abhängigkeit der Diskriminator-Schwelle

4.5 Vergleich der Meßergebnisse mit alternativem digitalen Konzept

Parallel zu den Untersuchungen des analogen Diskriminator-Systems, wurden am Heidelberger Institut für Hochenergiephysik solche zu einem alternativen digitalen Algorithmus durchgeführt [Ref. 14]. Auch hier war die grundlegende Idee, die Anstiegsflanke des analogen Signals zur Bestimmung des zum Peak richtig korrelierten Bunch-Crossings zu verwenden. Vergleichbar mit dem analogen Konzept wurden auch hier digitale Schwellen auf die Anstiegsflanke gesetzt.
Die folgende Tabelle beinhaltet eine Gegenüberstellung der wichtigsten Kenngrößen der beiden Systeme [Ref. 14].

	ANALOGES KONZEPT	DIGITALES KONZEPT
Latenzzeit (Latency)	Keine zusätzliche	Keine zusätzliche
Zusätzl. Chips auf PreprocessorMCM	Zusätzlicher analoger Chip	In PPrAsic integriert
Bond-Drähte pro PreprocessorMCM	Zusätzlich	Nicht zusätzlich
Überlappung des Effizienzbereichs (Eff. = 1,0)	Je nach Schwelle Ab 20 bis 250 GeV	Kein
Zeitstabilität	17 nsec	8 nsec
Energiebereich	> 20 GeV	> 256 GeV
Übersprechen	Empfindlich bei hohen Frequenzen (Gbit)	Kein
Immunität gegen Rauschen	Ja	Ja
Zeitunabhängigkeit	Diskriminator unabhängig von 40 MHz-Clock	Abhängig von 40 MHz-Clock
Kosten	Kosten für extra Chip	Keine zusätzlichen Kosten

Tabelle 10: Gegenüberstellung wichtiger Kenngrößen für digitales und analoges Konzept [Ref. 14]

Kapitel 5

5 Vergleich der Zeitstrukturen für gesättigte und ungesättigte Pulse

5.1 Motivation

In Kapitel 4 wurde die Zeitstruktur für gesättigte Pulse mittels eines analogen Diskriminator Systems untersucht und Effizienzkurven in Abhängigkeit der Signalamplitude aufgenommen. Wie aus Kapitel 3 hervorgeht, treten gesättigte Pulse ab einer Signalamplitude von 2,5 Volt (⇔ 250 GeV) auf. Das vorgestellte Diskriminator Konzept liefert bereits bei sehr viel kleineren Signalamplituden von 0,1 bis 0,65 Volt (⇔ 10 bis 65 GeV je nach Diskriminator-Schwelle) Effizienzen von 0,9 oder besser. Mit systematischen Messungen sollte die Frage geklärt werden, welchen Energiebereich das bereits bestehende Konzept für ungesättigte Pulse (siehe Abschnitt 2.4: Das Preprocessor System) abdeckt. Nach Spezifikation liefert dieses System für den Bereich ungesättigter Pulse hohe Effizienzen, daß heißt für Energien bis 250 GeV. Für den Bereich oberhalb 250 GeV liegen keine ausreichenden Meßergebnisse vor.

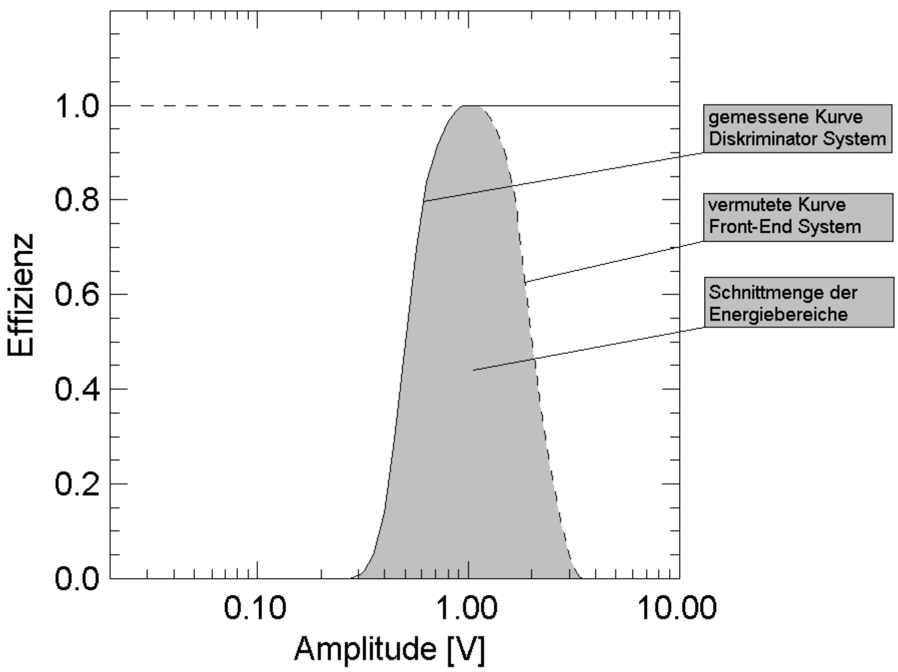


Abbildung 43: Gemessener Energiebereich für das Diskriminator System im Vergleich zum vermuteten Energiebereich des Front-End Modul Systems

Die folgenden Untersuchungen sollen zeigen, inwieweit sich die Energiebereiche für das analoge Diskriminator beziehungsweise *Front-End Modul* System überschneiden (siehe Abbildung 43). Ausgehend von den Effizienzmessungen mit dem Diskriminator System (Abschnitt 4.4.2), sollten vergleichbare Messungen für das Front-End System durchgeführt werden.

5.2 Das Front-End Modul (FEM)

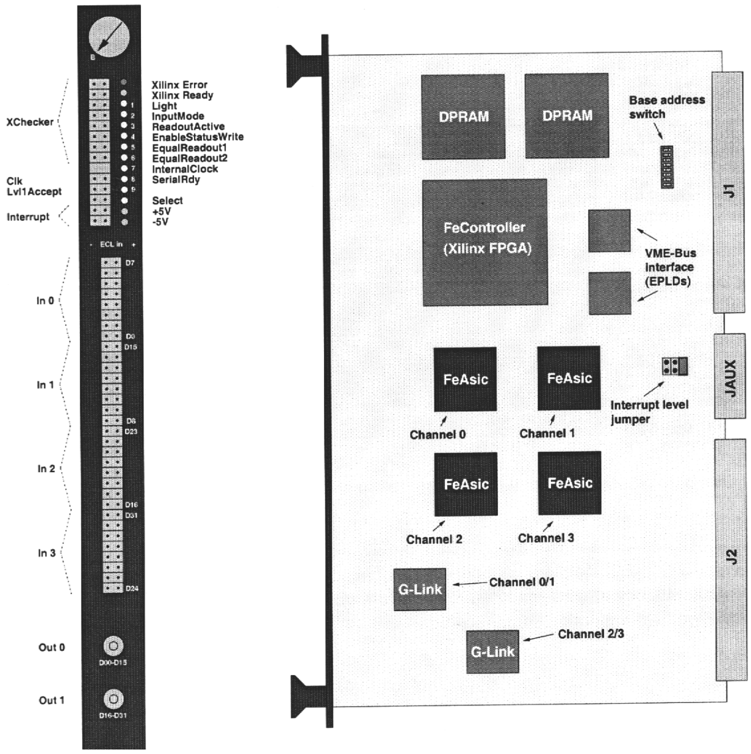


Abbildung 44: Schematische Darstellung des FEMs [Ref. 20]

Das *Front-End Module* (FEM) ist der Vorläufer des heutigen Preprocessors (siehe Abschnitt 2.4). Im Vergleich zu diesem, weist es stellenweise eine sehr viel geringere Integrationsdichte auf. In Abbildung 44 sind die wichtigsten Komponenten des FEMs zu sehen [Ref. 20]:

1) Vier *Front-End ASIC*s (FEASICs)

Diese werten die durch einen vorgeschalteten FADC digitalisierten Daten aus. Es findet eine Energiekalibration statt, das Pedestal wird subtrahiert (LUT) und der Peak des Pulses wird dem richtigen Bunch-Crossing zugeordnet (BCID). Die Daten können an drei verschiedenen Stellen (vor LUT, nach LUT, nach BCID) dem Datenpfad entnommen und in einer *ProzeßPipeline* zwischengespeichert werden. Es kann mit oder ohne Stoppen der ProzeßPipeline ausgelesen werden. Um zu Testzwecken Daten vorgeben zu können, ist ein *PlaybackMemory* vorhanden. Es können vor LUT, nach LUT und nach BCID Daten eingespielt werden.

2) Zwei G-Links
Diese serialisieren die Ausgabedaten der FEASICs und übermitteln sie zum Cluster Processor Module

3) *Front-End Controller* (FEC)
Der FEC ist für die Konfiguration, Kontrolle und Auslese der FEASICs zuständig. Er ist als Xilinx FPGA implementiert.

4) VME-Bus Schnittstelle
Diese stellt einen Puffer zwischen VME-Bus und FEC bereit. Die Verbindung besteht über ein Dual-ported RAM.

5.3 Versuchsaufbau

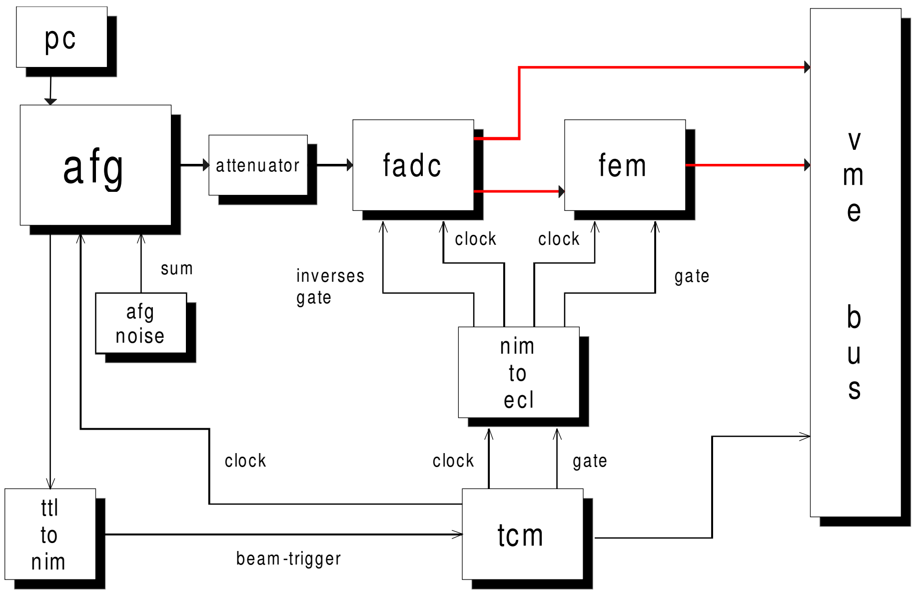


Abbildung 45: Versuchsaufbau zur Untersuchung der Zeitstruktur für ungesättigte Pulse

Wie in Abbildung 45 dargestellt, sollte der Ausgangspunkt für die Messungen, wie bei dem Laboraufbau des Diskriminator Systems, der Le Croy AFG sein. Er wurde mit der LAr-Waveform über GPIB-Bus und einem 386 PC geladen. Der Waveform konnte mit einem weiteren HP AFG ein Rauschsignal überlagert werden. Die LAr-Signalamplitude wurde über einen Texscan Model-SA-58 Abschwächer variiert. Der wesentliche Teil der Schaltung bestand aus vier 6U-VME Karten, welche in einem gemeinsamen Crate angeordnet waren. Es handelte sich um das unter Abschnitt 5.2 genannte FEM, ein NIM to ECL-Levelconverter, ein *Timing Control Modul* (TCM) und der bereits in Kapitel 4 vorgestellte FADC. Dieser digitalisierte die analoge Signalform mit einer Frequenz von

40 MHz (LHC Bunch-Crossing Rate). Geliefert wurde dieses Clock-Signal von dem TCM. Das FEM wurde ebenfalls von diesem getaktet. Um Vergleichsmessungen zur Bestimmung von Effizienzen machen zu können, wurde das LAr-Signal aufgesplittet. Diesmal jedoch nach der Digitalisierung innerhalb des FADCs. Über den VME-Bus mit einem Lynx-OS Rechner verbunden, konnten die digitalisierten Werte der einzelnen Speicherstellen des FADCs in eine Datei geschrieben werden. Parallel dazu wurden sie innerhalb des FEMs (LUT, BCID) verarbeitet, um sie danach mit den Werten aus der Datei zu vergleichen. Die verwendeten Betriebsmoden des FEMs und des FADCs erlaubten es nicht, die Speicher beider Module gleichzeitig zu beschreiben und auszulesen. Das für den Wechsel erforderliche Signal lieferte das TCM nach Erhalt eines solchen von dem AFG (Timing-Ausgang). Er produzierte es bei jeder Ausgabe einer Waveform. Die Taktung des AFGs (Trigger-Eingang) lieferte mit 40 MHz ebenfalls das TCM.
Analog zu den Messungen mit dem Diskriminator-System (Abschnitt 4.4.2), sollten Effizienzkurven in Abhängigkeit der Signalamplitude aufgenommen werden. Als Parameter war die Größe des Rauschens vorgesehen. Bei der Inbetriebnahme der Karten innerhalb des Laboraufbaus zeigten sich Fehlfunktionen, welche eine Durchführung der Messungen im Rahmen der Diplomarbeit verhinderten.

Kapitel 6

6 Zusammenfassung und Ausblick

Ziel dieser Diplomarbeit war es, ein Konzept zu entwickeln, um den Peak von ATLAS Level-1 Kalorimeter Trigger Signalen mit Energien oberhalb 250 GeV, dem zugehörigen Bunch-Crossing zuzuordnen. Durch die Übertragung des analogen Signals mittels Kabel vom Detektor zum Level-1 Kalorimeter Trigger treten erhebliche Verluste und Signaldeformationen auf. Diese wurden in Kapitel 3 anhand charakteristischer Signalparameter näher untersucht. Die Ergebnisse sind in den Tabellen 11 und 12 zusammengefaßt. Die dargestellten Wertebereiche sind auf die Amplitudenabhängigkeit zurückzuführen.

	ELEKTRONIK	ELEKTR. + 71 METER KABEL
Verluste [%]	16 - 48	48 - 64
Verschiebung Peaking-Time [nsec]	10 - 17	19 - 34

Tabelle 11: Ergebnisse der Untersuchungen der Übertragungsstrecke

	ELEKTRONIK	71 METER KABEL
Laufzeitverschiebung [nsec]	32	320
Verschiebung Rise-Time [nsec]	Bis 6	Bis 11

Tabelle 12: Ergebnisse der Untersuchungen der Übertragungsstrecke

Die Anstiegsflanke ist von den Deformationen des Signals nahezu unbeeinflußt. Darin besteht die Grundidee, eine analoge Diskriminator-Schwelle auf die Anstiegsflanke zu setzen. Da dieses Signal zeitlich vor der Position des Peaks kommt, muß es mit einer Verzögerung versehen werden. Somit ist es möglich, daß analoge Diskriminator-Signal in das gleiche Zeitfenster (40 MHz LHC Bunch-Crossing Rate) wie den Peak zu setzen. In Tabelle 13 sind die wichtigsten Charakteristika des analogen Diskriminator-Konzepts aus Kapitel 4 zusammengefaßt. Danach kommt man zu dem Schluß, daß das Konzept den Anforderungen gewachsen ist. Daher ist wie in Abbildung 46 zu sehen, für das aktuelle Design des *PreprocessorASIC*s (siehe Abbildung 11, Abschnitt 2.4) der Eingang eines externen BCID-Signals vorgesehen [Ref. 21].

Grundlegende Idee	Benutze nur die Anstiegsflanke des Signals zur Emittlung des Peaks und damit des korrekten Bunch-Crossings
Konzept	Verwendung eines analogen Diskriminators (Schwellenbedingung)
Breite des „stabilen“ Bereichs [nsec]	17
Immunität gegen Rauschen	Innerhalb Fehlergrenzen immun
Effizienz $\geq 0{,}9$ ab Signalhöhe [V]	0,1 – 0,65 (10 – 65 GeV) $\Rightarrow$ kleinere Diskriminatorschwellen (0,03 bis 0,05 Volt) bevorzugt
Optimale Diskr.-Pulsbreite [nsec]	21
Time-slewing Sinalamplituden 0,5 auf 8,0 Volt (kleine Diskr.-Schwelle) [nsec]	10 $\Rightarrow$ Time-slewing innerhalb „stabilen“ Bereich $\Rightarrow$ kleinere Diskriminatorschwellen (0,03 bis 0,05 Volt) bevorzugt

Tabelle 13: Charakteristische Eigenschaften des Diskriminator-Systems

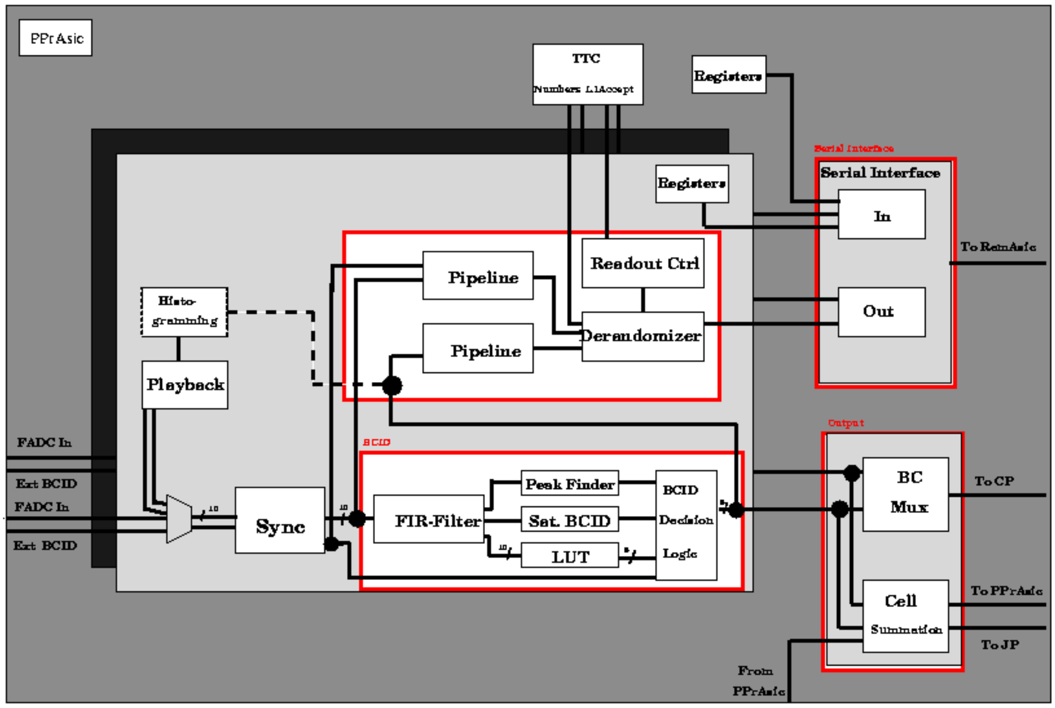


Abbildung 46: Blockschaltbild des aktuellen Designs des PreprocessorASICs [Ref. 21]. Links unten ist der Eingang für den analogen Diskriminator (Ext BCID) zu sehen

Anhang A

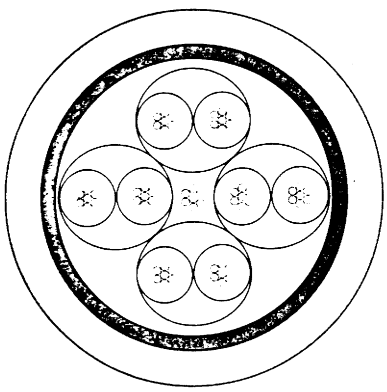
Technische Daten des symmetrischen Kabels 300 MHz der Firma Kerpen

Symmetrisches Kabel 300 MHz, Kategorie 6
Kerpen MegaLine 628 flex

	BEZEICHNUNG	AUFBAU	CU-GEWICHT	AUßEN MANTEL
746.2804	KS-02YSCH	4×2× AWG 28/7 PiMF,100Ω	1,6 kg/100m	FRNC, RAL 2003

Aufbau:

• **Leiter**	blanke Cu-Litze AWG 28/7
• **Isolierung**	Zell-PE
• **Verseilung**	2 Adern zum Paar
• **Farbcode**	ws/bl, ws/or, ws/gn, ws/br
• **Paarabschirmung**	Alu-kaschierte Polyesterfolie, Metallseite außen
• **Verseilung zur Seele**	4 Paare zur Seele
• **Gesamtabschirmung**	verzinntes Cu-Geflecht
• **Außenmantel**	halogenfreier Compound
• **Mantelfarbe**	pastellorange – RAL 2003
• **Aufdruck**	KERPEN special MegaLine 628 flex 4P *H*



FREQUENZ (MHz)	DÄMPFUNG (dB/10m)		NEXT (dB)	
	Nennwert	Kategorie 5 (max.)	Nennwert	Kategorie 5 (min.)
1	0,32	0,4	90	62
4	0,64	0,74	90	53
10	0,98	1,12	90	47
16	1,24	1,4	87	44
20	1,38	1,62	85	42
31,25	1,67	2,01	82	40
62,5	2,55	2,86	77	35
100	3,2	3,57	74	32
200	4,6	(-)	69	(-)
300	5,7	(-)	66	(-)

Einsatzbereich:
- Arbeitsplatz, Geräteanschluß, Rangierfeld
- FDDI auf Kupfer, ISDN, B-ISDN
- ATM, DQDB, Video

MECHANISCHE UND ELEKTRISCHE EIGENSCHAFTEN	
Biegeradius min.	5 × Außendurchmesser
Betriebstemperaturbereich	-20°C bis +60°C
Brandlast 2×(4×2×AWG 23/1)	300 MJ/km
Gleichstromwiderstand	210 Ω/km
Isolationswiderstand	5 GΩ × km
Betriebskapazität Nennwert	48 pF/m

Signalgeschwindigkeit	0,78 c
Signallaufzeit	4,26 µs/km
Wellenwiderstand von 1 MHz bis 100 MHz	100 Ω ± 15%
Kopplungswiderstand bei 10 MHz	max. 5 mΩ/m
Schirmdämpfung bis 1000 MHz	min. 60 dB
Störleistungsunterdrückung bis 300 MHz	Min. 90 dB
Prüfspannung U_{eff} Ader/Ader Ader/Schirm	 800 V 500 V
Betriebsspannung U_{eff}	max. 125 V

Literaturverzeichnis

[1] The LHC study group, The Large Hadron Collider Conceptual Design, CERN/AC/95-05(LHC),1995,P. Lefevre, T. Petterson

[2] Povh Rith Scholz Zetsche, Teilchen und Kerne, Springer Verlag 2. Auflage

[3] http://www.phys.ualberta.ca/~buchanan/thesis/node6.html

[4] R. M. Barnett et al., Physical Review D541,1996

[5] Large Hadron Collider Workshop, Proceedings Vol. 1, European Commitee for Future Accelerators, CERN 90-10/ECFA90/133

[6] ATLAS Hompage, ATLAS Figures, http://atlasinfo.cern.ch/Atlas/ATLASFIGS/atlasfigures.html

[7] K. Kleinknecht, Detektoren für Teilchenstrahlung, B. G. Teubner, Stuttgart, 1992

[8] ATLAS Collaboration, Technical Proposal, CERN/LHCC/94-43, LHCC/P2

[9] U. Pfeiffer, Datennahme und Trigger, Vortrag im Rahmen der DPG-Frühjahrstagung, ATLAS-Kollaboration

[10] ATLAS Level-1 Trigger Technical Design Report, ATLAS Level-1 Trigger Group, ATLAS TDR-12

[11] The Pre-Processor System for the Level-1 Calorimeter Trigger of ATLAS, DRAFT, 12. Mar. 1998, The ATLAS Level-1 Calorimeter Trigger Group

[12] Diplom Physiker U. Pfeiffer, Doktorarbeit in Vorbereitung

[13] Chase, R. L., A Fast Monolithic Shaper for the ATLAS E.M Calorimeter, LARG-N0-10

[14] Bunch-Crossing Identification for saturated calorimeter signals, U. Pfeiffer, W. Hötzel, Institut für Hochenergiephysik Heidelberg, ATLAS note, 19. April 1999

[15] Universität of Pittsburgh, SUM CHAIN SUMMING BOARD, private Mitteilung Ullrich Pfeiffer

[16] Methoden der Fehler und Ausgleichsrechnung, R. Ludwig,
Vieweg, uni-text

[17] Persönliche Mitteilung, Herr Dipl. Ing. Krause an W. Hötzel

[18] A Flash Analog-to-Digital Converter for Trigger Tests with the ATLAS Calorimeter, RD27 Note #41, June 1995

[19] Persönliche Mitteilung, Herr Dr. Stiewe an W. Hötzel

[20] Front-End Module (FEM), User's Guide, C. Schumacher,
HD-ASIC-36-1097

[21] http://wwwasic.ihep.uni-heidelberg.de/atlas/projects/pprasic.html

Danksagung

Ich möchte mich bei Herrn Prof. K. Meier bedanken, daß er mir die Diplomarbeit am Institut für Hochenergiephysik ermöglichte.
Meinen besonderen Dank auch an Frau Prof. Stachel. Sie erklärte sich sofort bereit, die Zweitkorrektur vorzunehmen.
Ganz herzlich möchte ich mich bei Herrn Dr. Stiewe bedanken. Er schaffte es, mir freundlich und sachlich kompetent Wissen zu vermitteln. Er gab sich mit mir sehr viel Mühe und bot auch themenübergreifend seine Hilfe an.
Ich bedanke mich bei Dipl. Phys. C. Schumacher, Dr. P. Hanke und Dipl. Phys. U. Pfeiffer für das Korrekturlesen meiner Diplomarbeit und das zur Verfügung gestellte Material.
Meine Techniker-Freunde in der Werkstatt hatten stets ein offenes Ohr für mich.
Abschließend bedanke ich mich bei der ganzen ATLAS-Gruppe für den netten Brief.

Erklärung

Ich versichere, daß ich diese Arbeit selbständig verfaßt und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt habe.

Speyer, den ________________

____