

**Fakultät für Physik und Astronomie**  
**Ruprecht-Karls-Universität Heidelberg**

**Diplomarbeit**  
**im Studiengang Physik**  
**vorgelegt von**  
**Bernhard Glück**  
**aus Mainz**

**2006**



# Test und Inbetriebnahme einer Kamera für Cherenkov Teleskope

Die Diplomarbeit wurde von Bernhard Glück ausgeführt am

**Max-Planck-Institut für Kernphysik in Heidelberg**  
unter der Betreuung von

Herrn Prof. Dr. Werner Hofmann



## Zusammenfassung

Durch hochenergetische Teilchen der kosmischen Strahlung werden in der Erdatmosphäre Teilchenschauer ausgelöst. Mit Cherenkov-Teleskopen wird das Cherenkov-Licht detektiert, das in diesen Schauern entsteht, um Information über die Primärteilchen und deren Quellen zu erlangen. Am Max-Planck-Institut für Kernphysik wurde eine Kamera für zukünftige Teleskope entwickelt und ein Prototyp angefertigt, dessen Funktionalität im Labor getestet werden kann. Diese Kamera basiert auf dem Konzept der "Smart Pixel". Dabei besteht ein "Smart Pixel" aus einem Photodetektor (Photovervielfältiger), dem zugehörigen Hochspannungsmodul und der Signal verarbeitenden Elektronik. Auf den Pixeln sind die ersten Schritte des zeitkritischen Triggersystems untergebracht. Als Bildinformation der Luftschauer werden auf den Pixeln die integrierte Amplitude des Photodetektorsignals und der relative Triggerzeitpunkt im Vergleich zum Systemtrigger gemessen.

Diese Arbeit beschreibt die Inbetriebnahme und erste Kalibration des Prototypen. Die Eigenschaften der Amplituden- und Zeitmessung werden charakterisiert und das Triggersystem der Kamera wird getestet. Die Totzeit der Kamera wird durch die Betrachtung der Digitalisierungs- und Ausleseelektronik untersucht. Im vollen Umfang entspricht der Prototyp den an ihn gestellten Erwartungen.

## Abstract

High energy cosmic ray particles generate particle showers in the earth's atmosphere. Cherenkov telescopes detect Cherenkov light from these showers to get information on the primary particles and their sources. A camera for use in future Cherenkov telescopes has been developed at the Max-Planck-Institute for Nuclear Physics in Heidelberg and a prototype has been produced for systematic test in the laboratory. The camera design based on the concept of a Smart Pixel. One Smart Pixel consists of a photodetector (photomultiplier), a corresponding high voltage converter and the electronics for signal handling. The pixel electronics includes the first time-critical circuitry of the trigger system. The information of the air shower images consists of the integrated amplitude of the photodetector signal and the relative point in time of the pixel trigger in comparison with the camera trigger.

This thesis describes the commissioning and calibration of the prototype. The quality of amplitude and time measurement and tests of the trigger system of the camera are described. The dead time of the camera is estimated by an examination of the digitalisation and read out processes. The prototype achieves all performance specifications.



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Konzept der Smart-Pixel-Kamera</b>	<b>3</b>
2.1	Komponenten der "Smart Pixel Kamera" . . . . .	4
2.1.1	Photodetektor und Hochspannungsmodul . . . . .	4
2.1.2	Pixelelektronik . . . . .	5
2.1.3	Segment-Kontroller . . . . .	8
2.1.4	Programmierung der Segmente und Pixel . . . . .	8
2.1.5	Das Triggermodul . . . . .	9
2.1.6	Das VME-System . . . . .	10
2.2	Triggermechanismus . . . . .	12
2.2.1	Der interne Trigger . . . . .	12
2.2.2	Der externe Trigger . . . . .	14
2.3	Digitalisierungs- und Ausleseprozess . . . . .	14
2.3.1	"Single-Event Modus" . . . . .	14
2.3.2	"Multi-Event Modus" . . . . .	16
<b>3</b>	<b>Messaufbauten und Kalibration des Prototypen</b>	<b>17</b>
3.1	Simulation von Kameraereignissen . . . . .	17
3.2	Ableich der Verstärkung der Photovervielfältiger . . . . .	22
3.2.1	Einstellung der Hochspannung . . . . .	25
3.2.2	Signallaufzeit im Triggerpfad . . . . .	26
3.2.3	Optimierung der Integrations-Gates . . . . .	30
3.3	Eichung des Photovervielfältigerstroms gegen eine externe Quelle .	33
3.4	Eichung der Ratenmessung . . . . .	34
3.5	Eichung der Diskriminatorschwellen . . . . .	36
<b>4</b>	<b>Amplitudenmessung der Pixel</b>	<b>41</b>
4.1	Absolute Eichung der Amplitude an Einzelelektronenspektren . .	42
4.2	Verstärkungsverhältnis der beiden Amplitudenkanäle . . . . .	46
4.3	Bestimmung der Nulllinie . . . . .	47
4.4	Auflösung der Amplitudenmessung . . . . .	53

---

4.4.1	Kalibration der Amplitudenmessung über die relative Amplitudenauflösung . . . . .	59
<b>5</b>	<b>Zeitmessung der Pixel</b>	<b>61</b>
5.1	Messprinzip des Zeit-Ladungs-Konverters . . . . .	62
5.2	Eichung der Zeitmessung . . . . .	65
5.3	Amplitudenabhängigkeit der Zeitmessung . . . . .	67
5.4	Auflösung der Zeitmessung . . . . .	69
<b>6</b>	<b>Test des Triggermechanismus</b>	<b>75</b>
6.1	Bestimmung der effektiven Triggerkoinzidenzzeit . . . . .	75
6.2	Vergleich tatsächliche und erwartete Triggerrate . . . . .	77
<b>7</b>	<b>Kennzahlen der Datenaufnahme</b>	<b>81</b>
7.1	Synchronisation der Datendigitalisierung . . . . .	81
7.2	Bestimmung der Totzeit durch die Digitalisierung eines Ereignisses	85
7.3	Maximale Ausleserate des VME-Systems . . . . .	87
7.3.1	Datenraten der Analog-Digital-Wandler . . . . .	88
7.3.2	Datenrate des FiFo SIS3600 . . . . .	91
7.3.3	Prozessorlast der Auslese . . . . .	93
7.4	Totzeit der Kamera . . . . .	94
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>101</b>
<b>A</b>	<b>Näherung der Einzelelektronenspektren</b>	<b>105</b>
<b>B</b>	<b>Eichung der externen Verzögerung</b>	<b>107</b>
<b>C</b>	<b>Theoretischer Ansatz zur Beschreibung des Diskriminator-Walks</b>	<b>111</b>
	<b>Literatur</b>	<b>113</b>



# Kapitel 1

## Einleitung

Mit abbildenden Cherenkov-Teleskopen wird hochenergetische, kosmische Strahlung indirekt beobachtet. Trifft ein hochenergetisches Primärteilchen auf die Erdatmosphäre, so löst es einen Teilchenschauer aus. Die Sekundärteilchen des Schauers bewegen sich schneller als die Lichtgeschwindigkeit im Medium und senden dadurch Cherenkov-Licht aus.

Die Teleskope sammeln das Cherenkov-Licht dieser Luftschauber mit einer Spiegelfläche von typisch  $100 \text{ m}^2$ . Dabei wird ein Blickfeld von einigen Grad abgedeckt. In der Brennebene der Spiegelfläche ist eine Kamera untergebracht, die mit einer Matrix aus Photodetektoren (Pixeln) den Luftschauber am Himmel zweidimensional abbildet. Typische Triggersysteme setzen in den einzelnen Pixel einen Schwellenwert und fordern das gleichzeitige Überschreiten der Schwelle in einer bestimmten Anzahl an Pixeln. Das Energiespektrum der kosmischen Strahlung folgt einem Exponentialgesetz, weshalb die Anzahl von Schauern mit geringen Lichtintensitäten viel häufiger ist, als die mit hohen Intensitäten. Die Triggerbedingungen werden möglichst niedrig gesetzt, um möglichst viele Schauer bei niedrigen Energien registrieren zu können. Zufallskoinzidenzen durch das Hintergrundlicht des Nachthimmels werden durch niedrigere Triggerbedingungen wahrscheinlicher und begrenzen dadurch das beobachtbare Energiespektrum der Primärteilchen nach unten.

Aus den Bildern der Luftschauber werden die Richtung, die Energie und der Typ der Primärteilchen rekonstruiert. Ein Großteil der detektierten Teilchen (etwa 99%) sind geladene Hadronen. Diese werden auf ihrem Weg zur Erde durch Magnetfelder abgelenkt und können dadurch keiner Quelle zugeordnet werden. Die geladenen Teilchen sind homogen über den Himmel verteilt. Um Information über die Quelle hochenergetischer, kosmischer Strahlung zu erhalten, müssen daher ungeladene Teilchen beobachtet werden. Im Falle der Cherenkov-Teleskope sind dies Gamma-Teilchen im Energiebereich zwischen  $100 \text{ GeV}$  und  $10 \text{ TeV}$ .

Einige der heutigen Experimente arbeiten als stereoskopische Systeme aus Arrays mehrere Teleskope. Dabei werden die selben Luftschauber von mehreren Teleskopen gleichzeitig beobachtet. Dies verbessert die Rekonstruktion der Pa-

parameter des Primärteilchens. Entsprechende Experimenten können so eine Vielzahl an Quellen spektral, örtlich und zeitlich aufgelöst untersuchen (z.B.: [1]). Gegenüber einzelnen Teleskopen bieten die Arrays einen weiteren Vorteil. Die Trigger der einzelnen Kameras können zu einem zentralen Trigger vereinigt werden. Hierdurch können sowohl die Zufallstrigger durch das Hintergrundlicht, als auch Trigger durch Muonen unterdrückt werden [2].

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Entwicklung einer Kamera für zukünftige Cherenkov-Teleskopen, die auf dem Konzept der "Smart Pixel" basiert. Sie schließt damit an die Arbeiten von T. Hirsch [3] und D. Hauser [4] an, die sich mit den Eigenschaften einzelner "Smart Pixel" auseinandersetzen. Zu Beginn dieser Arbeit war der Bau eines Prototypen der Kamera abgeschlossen. Zum ersten Mal wird damit die vollständige Trigger- und Ausleseketten einer "Smart Pixel Kamera" in Betrieb genommen. Die Anzahl der integrierten Pixel betrug zunächst 64 und wurde im Laufe dieser Arbeit auf 128 erhöht. Ein Teststand zur Simulation von Bedingungen, denen eine Kamera in Cherenkov-Teleskopen ausgesetzt ist, wurde aufgebaut.

Das Konzept der "Smart Pixel" wird in Kapitel 2 beschrieben. In diesem Kapitel wird die Funktion der einzelnen Kamerakomponenten erläutert. Die Messaufbauten für den Test der Kamera und die Kalibration des Prototypen werden in Kapitel 3 diskutiert. Die Verarbeitung des Signals der Photodetektoren erfolgt in den Pixeln durch Amplituden- und Zeitmessung. Eine Charakterisierung dieser Messungen erfolgt in den Kapiteln 4 und 5. In Kapitel 6 wird der Test des Kameratrigger beschrieben. Die Auslese und Totzeit der Kamera wird in Kapitel 7 diskutiert.

# Kapitel 2

## Konzept der Smart-Pixel-Kamera

Das Prinzip der "Smart Pixel Kamera" wurden 1998 erstmals definiert [5] und 1999 vorgestellt [6]. Die damalige Entwicklung konzentrierte sich auf den Einsatz in den Teleskopen des H.E.S.S. System, wurde aber 2000 eingestellt. 2002 wurde das Konzept der "Smart Pixel Kamera" wieder aufgegriffen, um einen Prototyp für zukünftige Experimente zu entwickeln. In den folgenden Abschnitten sind die Komponenten des Prototypen beschrieben.

Bei der Spezifikation des Prototypen wurden folgende Konzepte umgesetzt:

- Die Komponenten der "Smart Pixel Kamera" sind modular ausgelegt. Die meisten von ihnen sind in der Anzahl der Pixel skalierbar.
- Die Kosten pro Kanal (Pixel) werden möglichst gering gehalten. Die analoge Integration der Photovervielfältigerpulse und die Gewinnung von Zeitinformation über einen Zeit-Ladungs-Konverter sind Kennzeichen hiervon. Die Pixel verfügen zudem über umfangreiche Kontrollfunktionen. Weite Bereiche der Überwachung und Wartung der Kamera können so kostensparend automatisiert werden.
- Die Elektronik für die Verarbeitung und Auslese der Messkanäle ist komplett im Kameragehäuse enthalten. Aus dem Kameragehäuse müssen nur Kabel für die Stromversorgung, ein Netzkabel für die Übertragung der Messdaten und gegebenenfalls eine Hin- und Rückleitung zu einem zentralen Array-Trigger gelegt werden.
- Die digitalisierten Daten der Ereignisse werden in einen Puffer geschrieben und können asynchron ausgelesen. Dabei ist die Totzeit für die Aufzeichnung eines Ereignisses kleiner als 10  $\mu\text{sec}$ .

## 2.1 Komponenten der "Smart Pixel Kamera"

Die "Smart Pixel Kamera" besteht aus Pixeln, einer Backplane, Segment-Kontrollern und dem Triggermodul. Zur Systemsteuerung und der Digitalisierung, sowie der Auslese der Daten wird ein VME-System verwendet. Die Anordnung der elektronischen Komponenten ist in Abbildung 2.2 zusammengefaßt. Die Backplane ist das Verbindungsstück der Pixel untereinander und zu den Segment-Kontrollern. Sie besteht aus einzelne, indentischen Baugruppen. 16 Pixel, eine Backplane-Baugruppe und ein Segment-Kontroller bilden ein Segment.

Das Gehäuse des Prototypen ist für 1022 Pixel ausgelegt. Die Pixel werden möglichst kompakt in einer hexagonalen Matrix angeordnet. Hierdurch entstehen 56 vollständige Segmente und 12 unvollständige Randsegmente. Die Abbildung 2.1 zeigt je eine Photographien der Vorder- und Rückseite des Prototypen.

### 2.1.1 Photodetektor und Hochspannungsmodul

Ein "Smart Pixel" besteht aus einem Photodetektor, Hochspannungsmodul und der Pixel-Elektronik (siehe Abbildung 2.3). Als Photodetektor werden Photovervielfältigerröhren vom Typ Photonis XP2960 und die hierfür entwickelten Hochspannungsmodule ISEG PHQ2960 (Ingenieurbüro Spezialelektronik Gleisberg) verwendet. Dies sind die gleichen Modelle die derzeit in den Kameras der H.E.S.S Teleskope Anwendung finden. Die Tests, die zur Entscheidung für diese Photovervielfältiger geführt haben, sind in der Diplomarbeit von J. Dost zusammengefaßt [7].

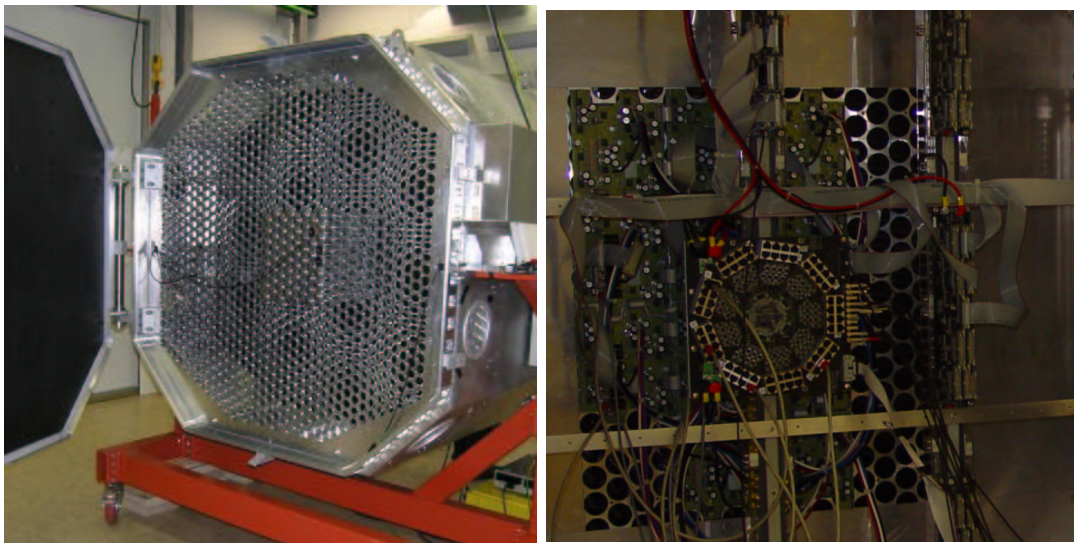


Abbildung 2.1: Photographien der Vorder- und Rückseite des Prototypen

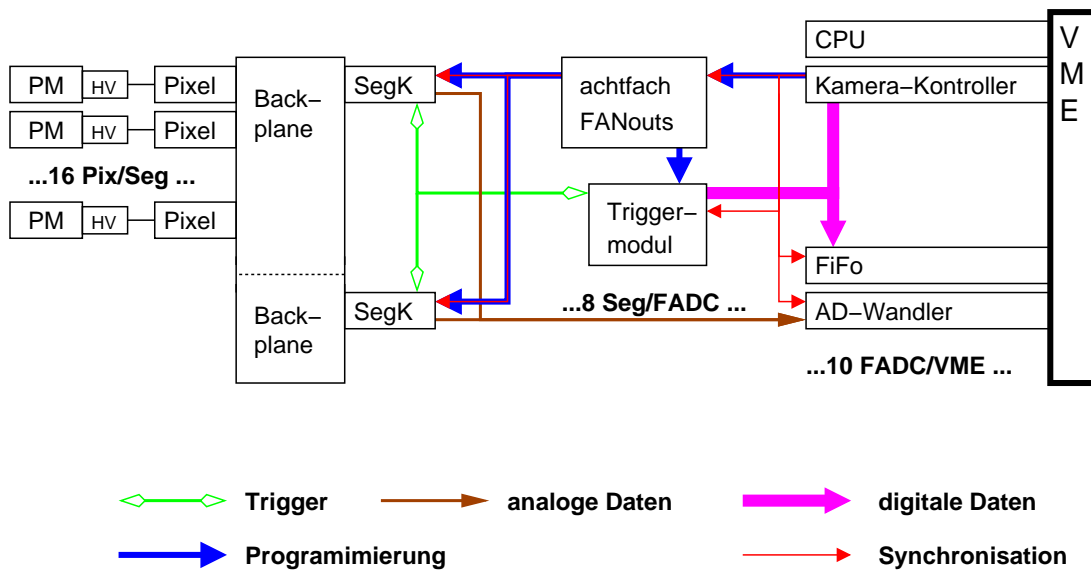


Abbildung 2.2: schematische Anordnung der wichtigsten Komponenten der "Smart Pixel Kamera" und deren analoge und digitalen Verknüpfungen

## 2.1.2 Pixelelektronik

Die Pixelelektronik beinhaltet die zeitkritischen Schaltkreise des Triggerprozess und der analogen Signalverarbeitung. Daneben sind noch digitale Funktionen für die Programmierung enthalten. Die Auslese der Signal- und Monitorkanäle erfolgt analog über einen auf dem Pixel untergebrachten Multiplexer. Ein schematischer Aufbau der Pixel ist in Abbildung 2.4 dargestellt. Das Signal des Photovervielfältigers wird für die Verarbeitung durch die Pixelelektronik in drei Pfade aufgespalten: Amplitudenmessung, Triggerpfad, Anodenstrom.

### Amplitudenmessung

Die Amplitudenmessung ist auf zwei Kanäle aufgespalten, die sich in ihrer Verstärkung etwa um den Faktor 20 unterscheiden. Sie erfolgt durch zwei Gate- & Hold-Integratoren [3, 4]. Der dynamische Bereich der Amplitudenmessung ist auf 1 Phe bis 160 Phe bzw. 1 Phe bis 3000 Phe bei einer Hochspannung von etwa 900 V eingestellt. Entsprechend der Verstärkung werden die beiden Amplitudenkanäle mit "high-gain" und "low-gain" bezeichnet. Durch den Kameratrigger wird des Integrations-Gates gesteuert. Das Photovervielfältigersignal durchläuft vor der Integration eine ca. 90 nsec lange Verzögerungsstrecke, um die Zeit auszugleichen, die benötigt wird, um den Trigger zu generieren und auf alle Pixel zu verteilen. Die Eigenschaften der Amplitudenmessung werden ausführlich in Kapitel 4 behandelt.

## Triggerpfad

Ein Diskriminator überprüft das Signal des Photovervielfältiger mit programmierbarer Schwelle. Das Auslösen der Pixeldiskriminatoren ist der Ausgangspunkt für die Erzeugung des Kameratriggers (siehe Abschnitt 2.2). Über einen Zeit-Ladungs-Konverter kann die relative Zeitdifferenz zwischen dem Auslösen des Diskriminators des entsprechenden Pixels und dem Kameratrigger bestimmt werden. Der Konverter wird in Anlehnung an die englische Bezeichnung ("time to amplitude converter") mit TAC abgekürzt. Die Zeitmessung wird in Kapitel 5 beschrieben.

## Anodenstrom

Als dritter Pfad wird der Anodenstrom des Photovervielfältiger DC<sup>1</sup> gekoppelt. Der Strom wird durch einen Verstärkung mit einer Zeitkonstanten von 1  $\mu$ sec integriert und so in einen Spannungspegel gewandelt. Über den Photostrom wird die Intensität des Hintergrundlichtes gemessen, das auf die Photovervielfältiger trifft.

## Ratenmessung auf den Pixeln

Zum Registrieren der Einzeltriggerraten der Pixel verfügen diese über einen Kanal zur Ratenmessung. Für jedes vom Pixel erkannte Ereignis wird ein definierter Puls auf einen Integrator gegeben. Der Schaltkreis arbeitet mit einer Zeitkonstanten in der Größenordnung einer halben Sekunde und liefert so eine über die Zeit gemittelte Rate. Die Ratenmessung kann wahlweise für die Diskriminatorsignale oder die Level-1 Signale<sup>2</sup> erfolgen. Es ist ein feiner und ein grober Messbereich implementiert.

---

<sup>1</sup>DC: Gleichstrom

<sup>2</sup>Die Level-1 Signale sind im Abschnitt 2.2 erläutert.



Abbildung 2.3: Fotografie eines Pixels; Von links nach rechts ist der Photovervielfältiger in seiner mechanischen Fassung, das Hochspannungsmodul und die Pixelelektronik zu sehen. Auf der Pixelelektronik sieht man die Verzögerungsplatte, die das Amplitudensignal während der Triggerentscheidung um 90 nsec verzögert.

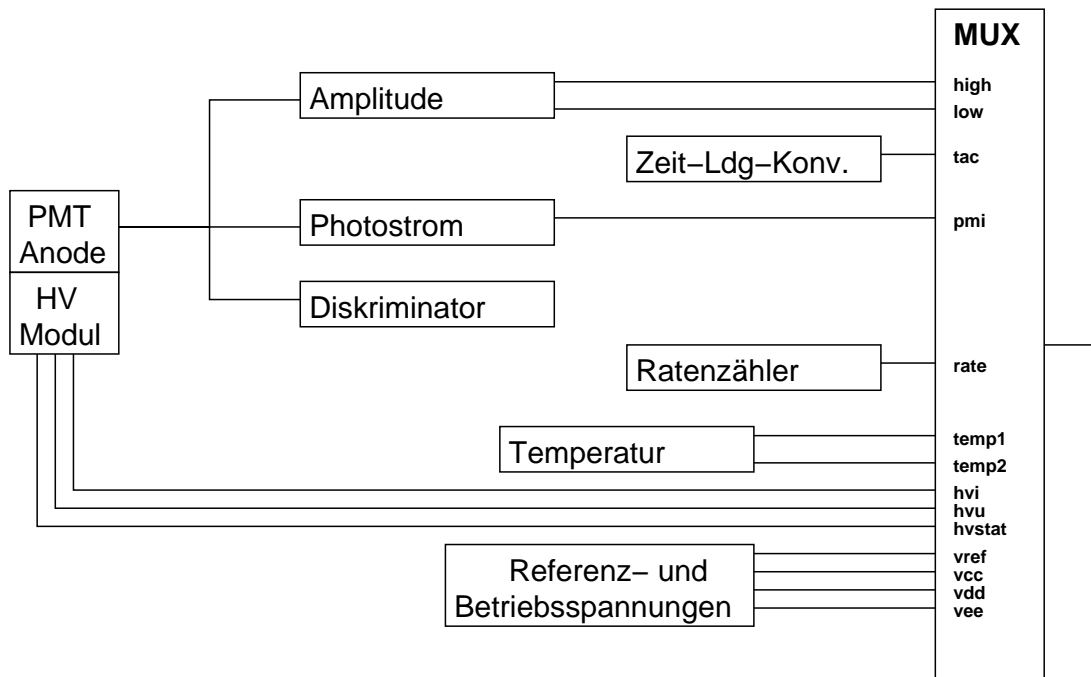


Abbildung 2.4: Aufspaltung der Photovervielfältigersignals und Belegung der Multiplexerkanäle auf den Pixeln

### Monitorkanäle

Die Ausgangsspannungen zweier LM35 Temperatursensoren bilden die nächsten beiden Multiplexerkanäle. Sie sind in der Nähe der analogen Schaltkreise untergebracht, wo die größte Wärmeentwicklung erwartet wird. Es befindet sich jeweils ein Sensor auf der Ober- und einer auf der Unterseite der Platine.

Aus dem Hochspannungsmodul sind die Hochspannung, der Arbeitsstrom des Photovervielfältigers und der Status der Hochspannung (digital) mit drei weiteren Multiplexerkanälen angeschlossen. Ausserdem liegt die Referenzspannung von  $U_{ref} = 2,5\text{ V}$  und die Betriebsspannungen  $U_{cc} = 5\text{ V}$ ,  $U_{dd} = 12\text{ V}$  sowie  $U_{ee} = -5\text{ V}$  jeweils an einem Multiplexerkanal an.

### Der Parameterbereich der Pixel

Über einen 8-Bit Digital-Analog-Wandler lassen sich die Hochspannung der Photovervielfältigerröhren in einem groben und einem feinen Bereich und Offsets für die beiden Amplitudenkanäle, den Zeit-Ladungs-Konverter, die Strom- und die Ratenmessung programmierbar einstellen. Zur Korrektur von Laufzeitunterschieden zwischen den Pixeln werden Verzögerungszeiten gesetzt. Die Gate-Breite der Amplitudenintegration kann in 3 nsec Schritten von 10 nsec bis 25 nsec gewählt werden.

Auf jedem Pixel sind vier Potentiometer angebracht. Mit diesen können die Verstärkungsfaktoren der Integratoren, das Übersetzungsverhältnis des Zeit-Ladungs-Konverters und die Breite des Level-0-Signals eingestellt werden. Mit einem fünften Potentiometer kann die Messung des Zeit-Ladungs-Konverters automatisch gestoppt werden. Damit kann verhindert werden, dass sich eine große Spannung aufbaut und auf weitere Pixelfunktionen Einfluss nehmen kann. Der fünfte Potentiometer ist derzeit nicht bestückt.

### 2.1.3 Segment-Kontroller

Die Segment-Kontroller bilden die Schnittstelle zwischen den Pixeln und den übrigen Kamera-Komponenten für die Programmierung, den Triggermechanismus und die Datendigitalisierung

Die lokalen Triggersignale der Pixel werden durch eine Oder-Verknüpfung zusammengefaßt. Dieses zusammengefaßte Level-1 des Segmentes wird an das Triggermodul weitergereicht. Für die Überwachung des Triggers können dabei Triggersignale eines ausgewählten Pixels an den Kamera-Kontroller weitergegeben werden.

Für die Digitalisierung werden die analogen Messkanäle der 16 Pixel über einen zweiten, schnelleren Multiplexer einen Analog-Digital-Wandler weitergereicht. Mit den entsprechenden 16 Pixel und dem Analog-Digital-Wandler bildet ein Segment-Kontroller die kleinste Einheit der Digitalisierung.

Für die Programmierung der Pixel und des Segment-Kontrollers wird jedem Kontroller per Drehschalter eine 8-Bit Adresse zugeordnet.

### 2.1.4 Programmierung der Segmente und Pixel

Die Programmierung der Segmente und Pixel erfolgt über einen seriellen Bus, der durch drei Leitungen realisiert ist: eine Datenleitung zur seriellen Übertragung eines 16-Bit Datenwortes, einer Taktleitung und einer Leitung für Schaltsignale. Für die Zuordnung von Befehlen auf die Segmente verfügt jeder Segment-Kontroller über eine eindeutige 8-Bit Adresse. Die Adressierung der Pixel erfolgt über die Adresse ihres Segment-Kontrollers und geographisch, nach ihrem Steckplatz in dem Segment.

Das Datenwort eines Segmentbefehls besteht aus 4 Bit Daten, 8 Bit Segmentadresse, 3 Bit Segment-Befehl und einem Bit zum Setzen eines Broadcast-Modus. Zunächst wird das Datenwort an alle Segment-Kontroller geschickt. Durch einen Schalttakt werden die Segmente aufgefordert die Segmentadresse mit ihrer eigenen zu vergleichen. Stimmen beide überein oder ist das Broadcast-Bit gesetzt, wird der Segmentbefehl ausgeführt. Das Senden der Segmentbefehle wird vom



Kamera-Kontroller gesteuert. Der Takt  $T$  ist von 153 Hz bis 10 MHz durch den Parameter  $x$  einstellbar. Die Einstellung erfolgt nach der Formel:

$$T(x) = \frac{1}{100 \text{ nsec} \cdot (x + 1)} \quad (2.1)$$

Die Programmierung der Pixel erfolgt über drei weitere Steuerleitungen. Das 16 Bit Datenwort teilt sich auf in 8 Bit Daten, 3 Bit Adresse des Digital-Analog-Wandlers und 5 Bit Pixel-Befehl. Um ein Datenwort über einen Segment-Kontroller ein bestimmtes Pixel zu senden, wird zuvor der Segment-Kontroller durch einen zusätzlichen Segmentbefehl programmiert.

Die Kommunikation zwischen Kamera- und Segment-Kontroller erfolgt über ein 26-adriges Flachbandkabel. Zum Verteilen der Signale auf die Segmente sind im Prototyp "Achtfach Fanouts" implementiert. Jedes dieser Bauteile verfügt über eine Schnittstelle zum Kamera-Kontroller und über acht Schnittstellen zu Segment-Kontrollern. Die Signale der Datenleitung zu Segmenten und Pixeln werden hier auf bis zu acht Ausgangsleitungen vervielfältigt. Dieser Vorgang nimmt je nach Ausgang 4.5 nsec bis 4.8 nsec in Anspruch. Um eine ausreichende Anzahl an Ausgängen zu erreichen sind die "Fanouts" in zwei logischen Ebenen angeordnet. Dabei leitet der "Master-Fanout" die Signale über "Slave-Fanouts" weiter.

### 2.1.5 Das Triggermodul

Das Triggermodul verwaltet die Triggersignale der Pixel und generiert den Kameratrigger. Die Abbildung 2.5 skizziert die Funktionen des Triggermoduls. Es wird zwischen dem internen und externen Triggermodus unterschieden.

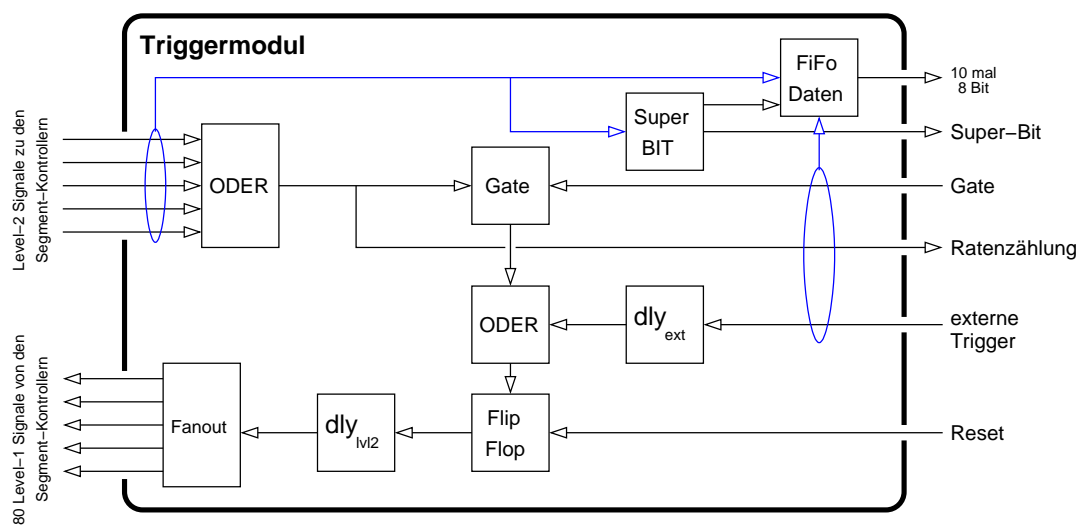


Abbildung 2.5: schematische Darstellung des Triggermoduls

Im internen Triggermodus werden die Level-1 Signale der Pixel durch Oder-Verknüpfung zusammengefasst, wobei die Verknüpfung der 16 Signale eines Segmentes schon auf den Segmenten-Kontrollern erfolgt. Das Ergebnis der Oder-Verknüpfung wird für zur Bestimmung der Triggerkoinzidenzrate an ein Zähler auf dem Kamera-Kontroller weitergeleitet. Der interne Trigger kann zusätzlichen mit einem Gate kombiniert werden, so dass Ereignisse bei geschlossenem Gate ignoriert werden. Der externe Trigger wird von außen auf die Kamera gegeben. In 256 Schritten mit einer mittlere Dauer von 2 nsec können die Signale über den externen Triggereingang verzögert werden ( $dly_{ext}$ ). Wird ein Kameratrigger über den internen oder externen Triggermodus erzeugt, so wird das Triggersignal an den Kamera-Kontroller und über die Segment-Kontroller an die Pixel gesendet. Dieses Rücksignal kann in 6 Schritten von je 2 nsec verzögert werden ( $dly_{vl2}$ ). Bis zum Eintreffen eines Kamera-Resets wird kein weiterer Kameratrigger akzeptiert.

Zum Kontrollieren des Triggervorgangs wird auf dem Triggermodul für jedes Ereignis ein Super-Bit und ein Bit-Muster erzeugt. Das Super-Bit ist gesetzt, falls auf einer einstellbaren Anzahl an Segmenten jeweils ein Pixel ausgelöst wurde. Einzelne Segmente können von der Auswertung zur Erzeugung für das Superbit ausgeschlossen werden. Das Bit-Muster enthält die Information, ob auf einen Segment ein Pixel ein Level-1-Signal erzeugt hat.

Die Programmierung des Triggermodul erfolgt analog zu den Segmenten. Seine Segment-Adresse ist programmierbar. Das Triggermodul ist für maximal 72 Segmente entworfen. Für eine Kamera mit mehr Segmenten muss ein neues Triggermodul entworfen werden.

### 2.1.6 Das VME-System

VME steht für "VERSA module Eurocard" und ist ein verbreiteter Standard für Steuerungscomputer in wissenschaftlichen, kommerziellen und militärischen Großgeräten. Ein VME-System besteht aus einem Gehäuse mit Stromversorgung ("crate") für verschiedene Spannungen und einer Hauptplatine ("backplane"). Die Platine verbindet bis zu 16 Module (im Eurocard Format) physikalisch über den VME-Bus miteinander. Eines dieser 16 Module ist als "Master" ausgezeichnet. Es steuert die Kommunikation über den Bus. Der "Master" bestand ursprünglich nur aus einem Prozessor und wird deshalb auch als "CPU-Modul" bezeichnet. Heute wird oft ein vollwertiger x86-Computer als CPU-Modul eingesetzt.

Die CPU kann auf die Module über verschiedene Protokolle lesend und schreibend zugreifen. Im direkten Zugriff (D32, D16, D8) gibt die CPU über eine bis zu 32-Bit lange Adresse eine Speicherzeile auf einem der Module an. Die Speicherzeile ist 32-, 16- oder 8-Bit groß und kann je nach Beschaffenheit des Moduls gelesen und beschrieben werden. Ein direkter Zugriff benötigt etwa 1  $\mu$ sec. Im Blockzugriff (BLT32, BLT16, BLT8) wird nach dem Zugriff auf eine Speicherzelle die Adresse

automatisch inkrementiert und das nächste Datenwort angesprochen. Hierdurch wird die Zugriffszeit pro Wort auf etwa 0.25  $\mu$ sec reduziert. Eine Erweiterung des Blockzugriffs (MBLT64) übermittelt zunächst die Startadresse und liest dann auch über den Adressbus 64-Bit Worte aus.

Für die Tests wird der Prototyp mit einem VME-System betrieben. Eine Erweiterung um ein zweites VME-System ist vorgesehen. Das VME-System enthält ein CPU-Modul, einen Kamera-Kontroller, und ein FiFo<sup>3</sup>-Modul. In einem Teleskop-Array wird für die Kommunikation mit einem zentralen Trigger ein weiteres Modul benötigt. Von den 16 Steckplätzen der VME-Hauptplatine verbleiben höchstens 12 für Analog-Digital-Wandler-Module. Darin nicht enthalten sind Steuerungsmodule für Kalibrationsgeräte und Stromversorgung, sowie Module zur Temperaturüberwachung in der Kamera. Die Synchronisationssignale des Kamera-Kontrollers für die Analog-Digital-Wandler werden entweder durchgeschleift oder über ein "FanOut"-Modul vervielfacht. Die Anzahl der benötigten Analog-Digital-Wandler-Module skaliert mit der Anzahl der Pixel.

## CPU

Über ein CPU-Modul "VP 315 022" des Herstellers Concurrent Technologies soll die Kamera gesteuert werden. Es verfügt einen 1.6 GHz Intel Pentium Mobil Prozessor mit 64 KByte "L1 cache" und ein GigaBit-Ethernet-Interface. Im Rahmen dieser Diplomarbeit wurden jedoch "VP PSE P35" CPU-Module verwendet. "VP PSE P35" ist mit einem 1GHz Intel Pentium III Prozessor und 32 KByte "L1 Cache" ausgerüstet. Es ist ein 100 MByte Ethernet-Interface implementiert. In der Anwendung unterscheiden sich die beiden CPU-Module durch die maximalen Datenrate, die über den VME-Bus ausgelesen und über das Ethernet-Netzwerk verschickt werden können. Die "VP 315 022" bietet auf Grund der höheren Rechenleistung einen großen Spielraum zum Vorverarbeiten und zur Selektion der eingelesenen Daten. Für die Charakterisierung der "Smart Pixel Kamera" ist die "VP PSE P35" ausreichend.

## Kamera-Kontroller

Der Kamera-Kontroller wurde in der Elektronikwerkstatt des Max-Planck-Instituts für Kernphysik entwickelt. Er ist das Interface für die Steuerung und Kontrolle der Pixelelektronik, der Segment-Kontroller und des Triggermoduls. Für die Synchronisation der Digitalisierung der analogen Daten verfügt er über einen 80 MHz Taktgeber. Ein Interrupt-Mechanismus ist für die Auslese der digitalisierten Daten über den VME-Bus implementiert. Interruptanfragen durch den Kamera-Kontroller können ab einer einstellbaren Anzahl an digitalisierten Ereignissen

---

<sup>3</sup>FiFo: "first in first out" Im Allgemeinen wird als FiFo ein Puffer bezeichnet, indem die zuerst abgelegten Objekte auch zuerst entnommen werden.

nissen erfolgen. Für spätere Verwendungszwecke sind weitere vier 32-Bit-Zähler mit Lemo-Eingängen implementiert.

### **FiFo-Modul**

Das FiFo-Modul "SIS3600" der Firma Struck verfügt über einen 256 KByte großen Datenspeicher. Es dient zum Einlesen der digitalen Bestandteile der Ereignisse. Die Auslese kann über 256 Byte große BLT32 Zugriffe erfolgen.

### **Analog-Digital-Wandler-Module**

Als Analog-Digital-Wandler sind ebenfalls Produkte der Firma Struck vorgesehen: "SIS3301-80". Die Module verfügen über zwei 128 KByte Speicherbänke, von denen je eine zur Ablage von digitalisierten Samples und gleichzeitig die andere zur Auslese über den VME-Bus genutzt werden kann. Die Auslese des Speichers kann über MBLT-64 Zugriffe erfolgen. Jedes Modul verfügt über acht 14-Bit-Analog-Digital-Wandler, von denen jeweils einer, für ein Segment zuständig ist. Ein externer Takt kann für die Digitalisierung vorgegeben werden.

## **2.2 Triggermechanismus**

Bei der Erzeugung der Kameratrigger wird zwischen dem internen und externen Triggermodus unterschieden. In beiden Modi wird der Kameratrigger auf die Pixel verteilt und startet dort die Amplituden- und die Zeitmessung.

Eine dritte Möglichkeit Ereignisse aufzuzeichnen bilden sogenannte "Software-Ereignisse". Dabei erfolgt die Auslese der Kamera ohne dass ein Kameratrigger generiert wurde. Die Amplituden- und Zeitmessungen werden dabei nicht gestartet.

### **2.2.1 Der interne Trigger**

Der interne Trigger ist in drei "Level" eingeteilt:

#### **Level-0: Schwelle des Photovervielfältigersignals**

Der Diskriminator auf der Pixelelektronik überprüft das Signal des Photovervielfältigers auf das Überschreiten einer bestimmten Schwelle. Das Diskriminatortsignal wird über die Hauptplatine an die sechs nächsten Nachbarn geschickt und kann mit 0 nsec bis 5 nsec in 1 nsec Schritten verzögert werden. Die Kompensation verschiedener Signallaufzeiten in den Photovervielfältigern über die Level-0 Verzögerung wird in Kapitel 3.2 besprochen.

### Level-1: Multiplizitätsbedingung

Ein PLD<sup>4</sup> verarbeitet die eintreffenden Level-0-Signale der sechs nächsten Nachbarn. Ein Level-1 wird erzeugt, wenn auf dem verarbeitenden Pixel und einer gegebenen Anzahl an Nachbarpixeln ein Level-0 innerhalb einer Koinzidenzzeit erzeugt wurde. Die programmierbare Anzahl benötigter nächster Nachbarn wird auch als Multiplizitätsbedingung bezeichnet und mit "X/7"-Trigger abgekürzt.

Die Level-1-Signale der Segmente werden auf dem Segment-Kontroller durch eine Oder-Schaltung vereinigt. Die Weitergabe des Level-1-Signals an das Triggermodul kann für jedes Segment einzeln deaktiviert werden.

### Level-2: Kameratrigger

Durch eine weitere "Oder"-Schaltung auf dem Triggermodul werden die Signale aller Segmente zum Kamera-Trigger, dem Level-2-Signal, kombiniert.

<sup>4</sup>PLD: programmable logical device

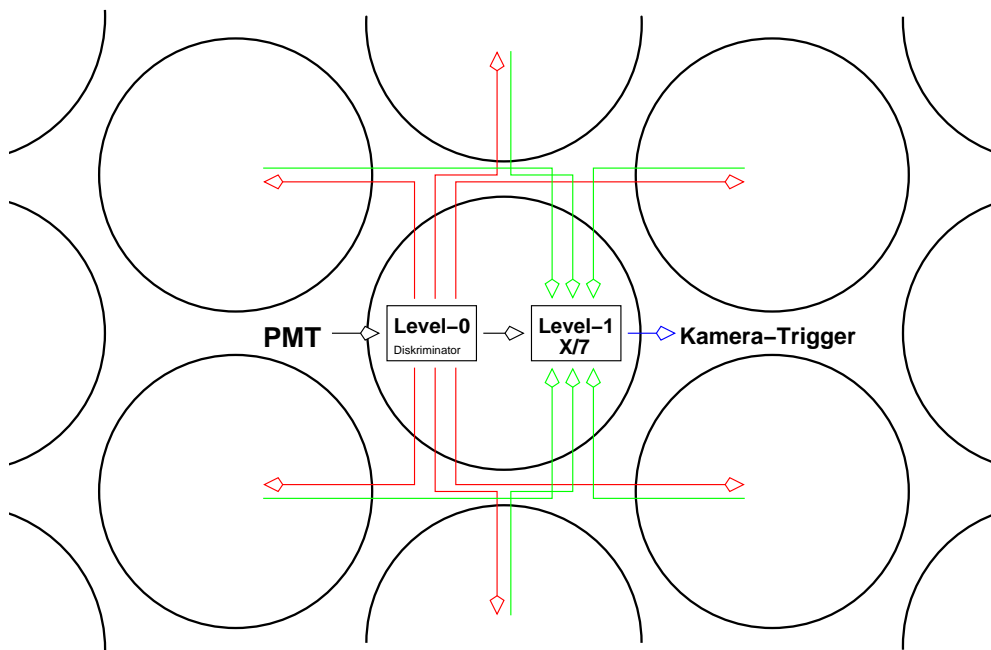


Abbildung 2.6: interne Trigger; Jedes Pixel sendet sein Level-0-Signal an seine sechs nächsten Nachbarn. Ein Level-1-Signal wird erzeugt, wenn die Multiplizitätsbedingung (einstellbare Anzahl an ausgelösten Nachbarpixeln) erfüllt ist und das Pixel selbst einen Level-0 generiert hat.

### 2.2.2 Der externe Trigger

Wird das Level-2-Signal von außen vorgegeben nennt man dies den externen Trigger. Dieser Modus wird zum Kalibrieren der Kamera und zum Überwachen ihrer Funktionen benötigt. Über ihn erfolgt Nulllinienmessungen der Amplitudenkanäle. Die Aufnahme eines Lichtblitzes einer gepulsten, äusseren Quelle kann im externen Modus unter gut kontrollierbaren Bedingungen erfolgen. Hierzu löst ein gemeinsamer Puls sowohl den Lichtblitz, als auch den Kameratrigger aus. Dabei ist die Verzögerung des externen Triggersignals  $dly_{ext}$  des Triggermodul für die zeitliche Abstimmung von Kameratrigger und Lichtblitz vorgesehen.

## 2.3 Digitalisierungs- und Ausleseprozess

Ein Kameraereignis wird in zwei Schritten ausgelesen. Zunächst werden die analogen Kanäle der Pixel durch Analog-Digital-Wandler digitalisiert. In einen zweiten Schritt werden die Daten aus dem Speicher des Analog-Digital-Wandlers über den VME-Bus in den Speicher der CPU gelesen.

Ein schneller Multiplexer auf den Segment-Kontrollern schaltet mit der Digitalisierungsfrequenz  $f_{seg} = 10$  MHz von einem Pixel zum nächsten. Die Wahl der Digitalisierungsfrequenz wird in Kapitel 7.1 besprochen. Nach dem auf einem Pixel ein Kanal ausgelesen wurde, schaltet ein 16 mal langsamerer Multiplexer auf dem Pixel auf den nächsten Kanal um. Ein Analog-Digital-Wandler digitalisiert so nacheinander den gleichen Multiplexerkanal aller Pixel eines Segmentes und geht dann zum nächsten Kanal über (siehe Abbildung 2.7). Hierbei digitalisiert ein Analog-Digital-Wandler die Messkanäle aller 16 Pixel eines Segmentes. Jeweils 8 Analog-Digital-Wandler sind in einem VME-Modul zusammengefaßt.

Für die analog-serielle Datenübertragung von den Segment-Kontrollern zu den Analog-Digital-Wandlern sind identische Kabel zu verwenden. Im Prototyp ist eine maximale Strecke von 4 m zu überwinden. Es werden differentielle "Lemo 020 140" Kabel verwendet. Mit der Digitalisierungsfrequenz  $f_{seg} = 10$  Mhz entsteht ein Fehler beim Einschwingungen von einem Kanal auf den nächsten von 0.9% auf die Differenz der beiden Kanäle und auf den übernächsten Kanal von 0.18%. Die im Rahmen dieser Arbeit ausgewerteten Messdaten sind entsprechend korrigiert.

Für die Auslese der digitalisierten Daten stehen für die "Smart Pixel Kamera" zwei Modi zur Verfügung: "Single-Event Modus" und "Multi-Event Modus". Die beiden Modi werden im Wesentlichen durch die Funktionalität der Firmware der Analog-Digital-Wandler-Module vorgegeben.

### 2.3.1 "Single-Event Modus"

Für den Testbetrieb der Kamera wird der "Single-Event Modus" verwendet. Die Analog-Digital-Wandler digitalisieren durchgehend, auch wenn keine

Kameraereignisse vorliegen. Sie arbeiten dabei synchron zum Takt des Kamera-Kontrollers. Wird ein Kameraereignis ausgelöst, sendet der Controller ein Signal an die Analog-Digital-Wandler-Module, so dass diese unmittelbar nach der Digitalisierung des Ereignisses gestoppt werden. ("wrap around mode" [8]). Der "Single-Event Modus" ist möglichst einfach gehalten. Auf die asynchrone Auslese wird verzichtet. Die digitalisierten Daten werden aus dem Speicher der Analog-Digital-Wandler-Module durch D32-Zugriffe ausgelesen. Die Totzeit  $t_{SE,tot}$  der Kamera ist durch die Dauer der Auslese gegeben:

$$t_{SE,tot} = 16 \cdot num_{seg} \cdot num_{mux} \cdot t_{VME,read} \quad (2.2)$$

$num_{seg}$  bezeichnet die Anzahl der ausgelesenen Segmente und  $num_{mux}$  die Anzahl der ausgelesenen Multiplexerkanäle. Diese Abschätzung der Totzeit beachtet nicht, dass je zwei Analog-Digital-Wandler die 16 MSBits bzw. 16 LSBits eines

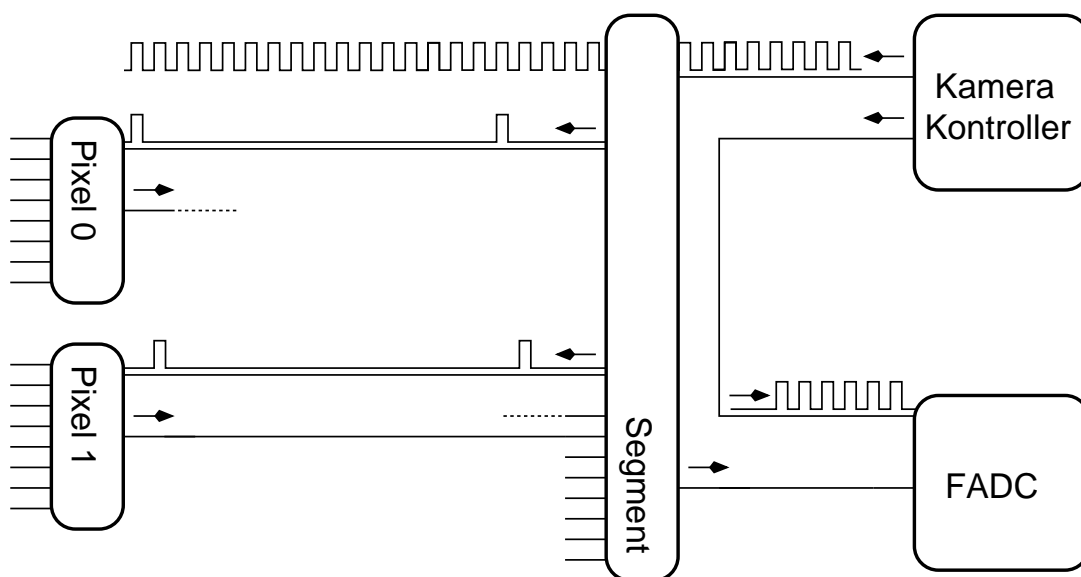


Abbildung 2.7: Schaltvorgang der Multiplexer für die Auslese der Pixel; Die Multiplexer die Pixel werden unmittelbar nach ihre Auslese auf den nächsten Kanal geschaltet. Während der Zeit, in jeweils ein Kanal der 15 anderen Pixel des Segmentes digitalisiert wird, hat der Multiplexer auf dem ersten Pixel Zeit sich auf den Spannungspegel des nächsten Kanals einzuschwingen. Die Schalttakten für Pixel 0 und 1 sind deshalb um einen Takt versetzt. Die Schaltfrequenz des Segmentmultiplexers ist 16 mal größer als die der Segmente.

4 Byte-Feldes gemeinsam beschreiben. Die "Single Event"-Totzeit  $t_{SE,tot}$  kann sich so noch einmal halbieren. Die Dauer eines VME-Lesezugriffs  $t_{VME,read}$  ist abhängig von der verwandten CPU und beträgt etwa 1  $\mu$ sec. Für 64 Pixel und 3 Multiplexerkanäle ergibt dies die Totzeit  $t_{SE,tot} \approx 200 \mu$ sec pro Ereignis.

### 2.3.2 "Multi-Event Modus"

Im Regelbetrieb der "Smart Pixel Kamera" erfolgt die Auslese im "Multi-Event Modus". Hierbei werden aufeinander folgende Ereignisse digitalisiert und unmittelbar hintereinander auf einer Speicherbank abgelegt. Das Analog-Digital-Wandler-Modul verfügt über zwei solcher Speicherbanken, von denen jeweils eine für die Ablagen von neu eintreffenden Ereignissen bereit steht und die andere über den VME-Bus asynchron ausgelesen werden kann.

Im Details werden die Wandler-Module programmiert, bei Eintreffen eines Start-Pulses eine zu setzende Anzahl von Samples zu digitalisieren ("multi event mode" [8]). Die Anzahl der Samples entspricht der Anzahl der Schaltakte, die der Kamera-Kontroller an die Segment-Multiplexer sendet. Dieser Vorgang wird unterbrochen entweder durch einen Interrupt, falls ein Überlauf des Puffers des Analog-Digital-Wandler-Moduls droht, oder durch zeitliches "Polling". Die Auslese wird sofort wieder für die zweite Speicherbank gestartet. Dann erfolgt parallel zur Auslese der ersten Bank, die Digitalisierung auf der zweiten Bank. Die Synchronisation mit den Schaltpulsen der Multiplexer erfolgt wiederum über den Kamera-Kontroller.



# Kapitel 3

## Messaufbauten und Kalibration des Prototypen

Zum Test der "Smart Pixel Kamera" werden Bedingungen simuliert, denen die Kamera im Messbetrieb in einem Teleskop ausgesetzt ist. Man erzeugt Lichtblitze, die in Dauer, Intensität und Wellenlänge vergleichbar mit dem Cherenkov-Licht von Luftschauern sind. Hierzu werden ein Stickstofflaser und mehrere Leuchtdioden verwendet.

Der gestestete Prototyp war zu Beginn der Messungen mit 64 Pixeln ausgestattet. Im Verlauf dieser Arbeit wurde die Zahl der Pixel auf 144 erweitert. Es wurde mit nur einem Analog-Digital-Wandler-Modul gearbeitet, so daß höchstens 128 Pixel gleichzeitig ausgelesen werden konnten. Mehrere dieser Pixel weisen Defekte auf. Einer der Defekte betrifft die Diskriminatoren<sup>1</sup> von etwa 15 % der Pixel und ist vermutlich durch Fehler bei der Bestückung der Platinen entstanden.

Die Pixelelektronik aller Pixel mußte von Hand angepaßt werden. Dies kann weitere Fehler hervorgerufen haben. Ist bekannt, dass durch einen Defekt ein Messergebnis verfälscht wird, sind die betroffenen Pixel in der entsprechenden Auswertung nicht berücksichtigt.

Vorbereitungen zum Betrieb und Test der Kamera werden in diesem Kapitel besprochen. Hierzu gehört die Einstellung der Pixel auf eine einheitliche Verstärkung und die Kompensation von unterschiedlichen Signallaufzeiten im Triggerpfad. Weiterhin sind Kalibrationen der Monitorkanäle und die Bestimmung der Diskriminatorschwelle erläutert.

### 3.1 Simulation von Kameraereignissen

Für Simulation von Cherenkov-Schauern sind Quellen nötig, die Lichtpulse mit der Dauer von wenigen Nanosekunden aussenden können. Die Intensität der einzelnen Pulse soll möglichst homogen auf die Pixel verteilt werden. Die obere

---

<sup>1</sup>Der Defekt wird am Ende des Abschnitts 3.5 beschrieben.

Grenze der Amplitudenmessung (im "low-gain") bei ca. 3000 Phe pro Pixel soll erreicht werden. Die Intensität muss soweit reduzierbar sein, dass Ereignisse mit einzelnen Photoelektronen<sup>2</sup> in den Pixeln erzeugt werden können. Ein weiteres Kriterium für die Auswahl von geeigneten Quellen ist die Stabilität der Pulsintensität über die Zeit. Lichtpulse sollten über einen elektronischen Puls ohne einen zeitlichen Jitter ( $< 0.5$  nsec) ausgelöst werden können.

Als solche Quellen werden drei baugleiche gepulste Leuchtdioden und ein gepulster Stickstofflaser verwendet. Sowohl die Leuchtdiode, als auch der Laser erfüllen nur jeweils einen Teil der aufgeführten Forderungen.

Die dritte Quellen ist eine ungepulste Diode für die Simulation des Hintergrund- und Sternenlichts am Nachthimmel.

### **ungepulste Leuchtdiode**

Das Hintergrundlicht des Nachthimmels wird durch eine ungepulste Leuchtdiode simuliert. Über einen optischen Diffusor wird die gesamte Kamera möglichst homogen ausgeleuchtet. Die Photonen sind in der Zeit statistisch verteilt und können mit einer Rate um die  $10^9 \frac{\text{Phe}}{\text{sec}}$  pro Pixel erzeugt werden.

### **Simulation von Sternenlicht**

Im Einsatz der Kamera in einem Cherenkov-Teleskop werden regelmäßig Pixel vom Licht einzelner Sterne beleuchtet. Das Licht ist so intensiv, dass die Photovervielfältiger übersteuern. Die Hochspannung der Röhren wird automatisch abgeschaltet, um die Röhren und die Pixelelektronik zu schützen. Um das Abschalten und Auswirkungen von Sternenlicht auf ein Pixel und seine Nachbarpixel zu testen, wird das Sternenlicht mit normalen, grünen Leuchtdioden simuliert.

### **Stickstofflaser**

Der Stickstofflaser erzeugt in der Intensität relativ stabile Pulse mit einer maximalen Wiederholrate von 10 Hz. Die Lichtpulse durchlaufen einen Szintillator, ein Filterrad und einem Diffusor bevor sie auf die Kamera treffen. Gemeinsam mit dem Diffusor verteilt der Szintillator den Lichtpuls räumlich über die Kamera, so dass die getesteten Pixel ausreichend homogen ausgeleuchtet werden. Zusätzlich verschiebt er die Wellenlänge aus dem UV-Bereich (331 nm) auf 420 nm bis 440 nm. Die Photovervielfältiger sind in diesem Wellenlängenbereich besonders effizient. Die Intensität der Laserpulse muss über das Graustufen-Filterrad eingestellt werden, da der Stickstofflaser selbst nicht in der Intensität regulierbar ist.

Die Pulsform des Lasers wurde mit einem Hamamatsu R5600 Photovervielfältiger aufgenommen. Ein solcher Laserpuls ist der Abbildung 3.1 zu sehen. Die Puls-

---

<sup>2</sup>Der Begriff des Photoelektronen wird zu Beginn des Kapitel 4.1 kurz erläutert.

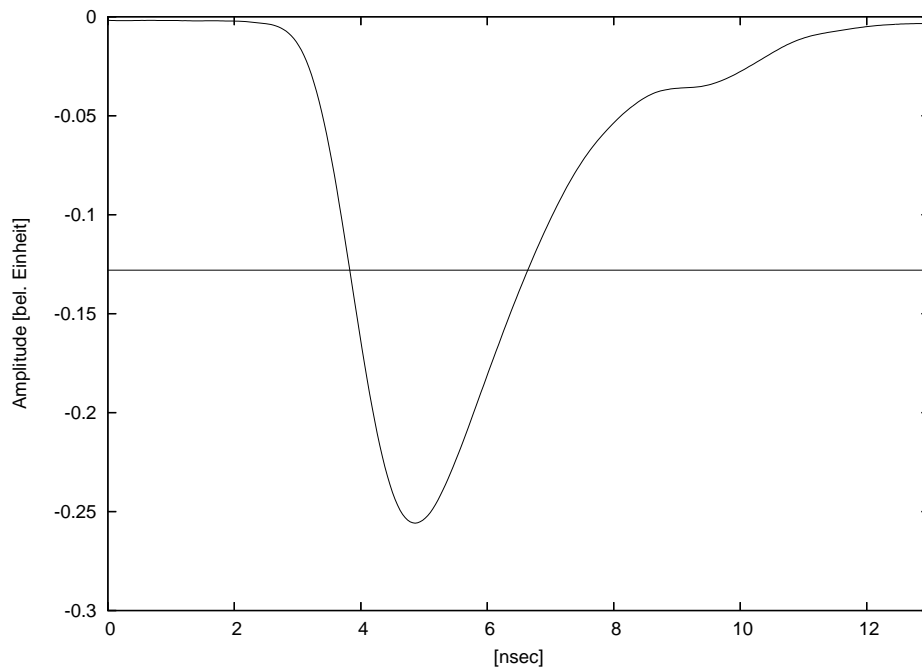


Abbildung 3.1: Die Pulsform des Stickstofflasers ist mit einem R5600 Photovervielfältiger und einem digitalen Oszilloskop aufgezeichnet.

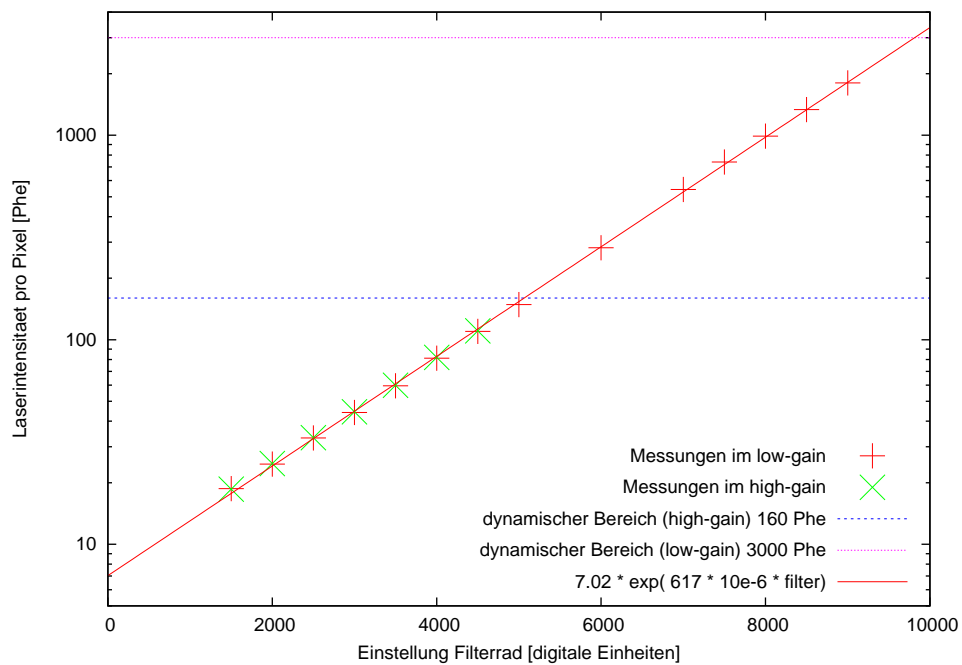


Abbildung 3.2: Die Laserpulsintensität pro Pixel in Abhängigkeit der Einstellung des Graustufenfilterrades wurde im "high-gain" und "low-gain" bestimmt.

breite (FWHM<sup>3</sup>) beträgt weniger als 3 nsec. Damit sind die Laserpulse mit dem Cherenkov-Licht realer Schauer vergleichbar.

Die Abschwächung der Lichtintensität durch das Filtrerrad soll vermessen werden. Die "Smart Pixel Kamera" kann als Messinstrument für die Laserintensität genutzt werden. Das Maß für die Pulsintensität ist dabei als die mittlere Amplitude aller Pixel definiert. In Abbildung 3.2 sind entsprechende Messungen aufgetragen. Jeder Messpunkt wurde aus etwa 1000 Laserschüssen gemittelt. Die Beziehung zwischen Filtrerradposition  $x$  und Intensität kann durch eine Exponentialfunktion genähert werden:

$$f(x) = 7.02 \cdot \exp(0.000172 \cdot x) \quad (3.1)$$

Das gefundene Ergebnis für die Einstellung der Pulsintensität kann nur als eine grobe Abschätzung verwendet werden, da der Laser mit jedem Schuss altert. Die Auswirkungen des Alterns auf die Intensität sind in Abbildung 3.3 dargestellt. Jeder Datenpunkt entspricht wieder einer Mittelung von 1000 Schüssen. Die Fehlerbalken stellen die Einzelabweichung der einzelnen Schüsse dar. Man erhält eine Abnahme der Intensität um  $2.6 \cdot 10^{-8} \%$  pro Laserschuss. Um sicher zustellen, dass es sich bei der Abnahme um keine Eigenschaft des Kamera handelt, wurde das Ergebnis mit Messungen an einer der gepulsten Leuchtdioden verglichen.

Betrachtet man die Verteilung der Pulsintensität bei konstanter Filtrerradeinstellung (Abb. 3.4), so erkennt man, dass bei etwa 3.5 % der Pulse, die Intensität um mehr als 10 % erhöht ist. Auch hier kann eine entsprechende Beobachtung mit der gepulsten Leuchtdiode nicht wiederholt werden. Die Intensitätsschwankungen sind somit ebenfalls eine Eigenschaft des Stickstofflasers.

### die gepulste Leuchtdioden

Die Leuchtdioden werden über TTL-Pulse jitterfrei ausgelöst. Sie können mit Rate von  $O\left(100 \frac{k\#}{\text{sec}}\right)$  betrieben werden. Ihre Intensität wird über eine Pegelspannung reguliert. Im Abstand von 2.5 m erreichen sie Intensitäten bis zu 40 Phe pro Pixel.

Eine Charakterisierung der Diode erfolgt hier in zwei Fragestellungen: die Abhängigkeit der Pulsform von der Pulsintensität und der Pulsintensität von der Pegelspannung. Die Lichtpulse der Diode werden hierzu mit einem Photovervielfältiger Photonis XP2960 untersucht. Es ist der Typ, der auch in den Pixeln verwendet wird. Die Photovervielfältiger-Amplitude wird mit einem digitalen Oszilloskop (TDS 5744A) erfaßt.

Durchgeführt werden zwei Messreihen, in denen jeweils die Pegelspannung durchgeföhren wird. In der ersten Messreihe wird das maximale Signal der Photovervielfältiger bei 100 mV konstant gehalten. Dies geschieht durch Nachregeln

---

<sup>3</sup>FWHM: "full width at half maximum"

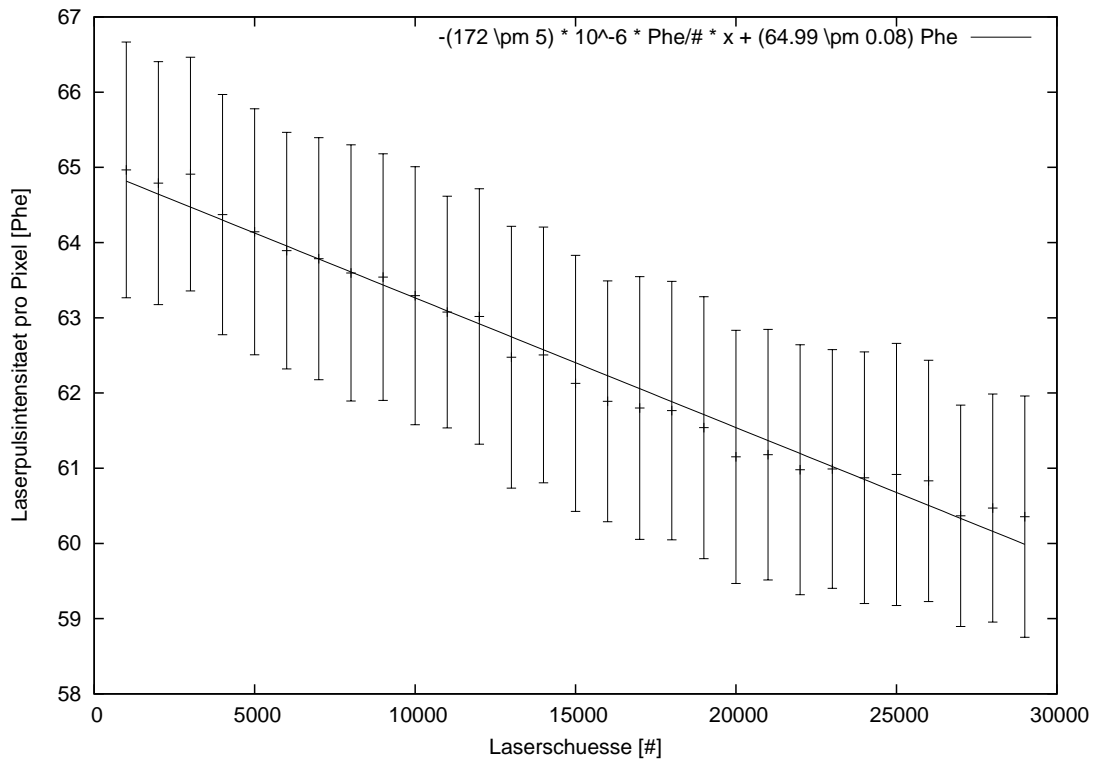


Abbildung 3.3: Abnahme der Laserpulsintensität mit jedem Schuss

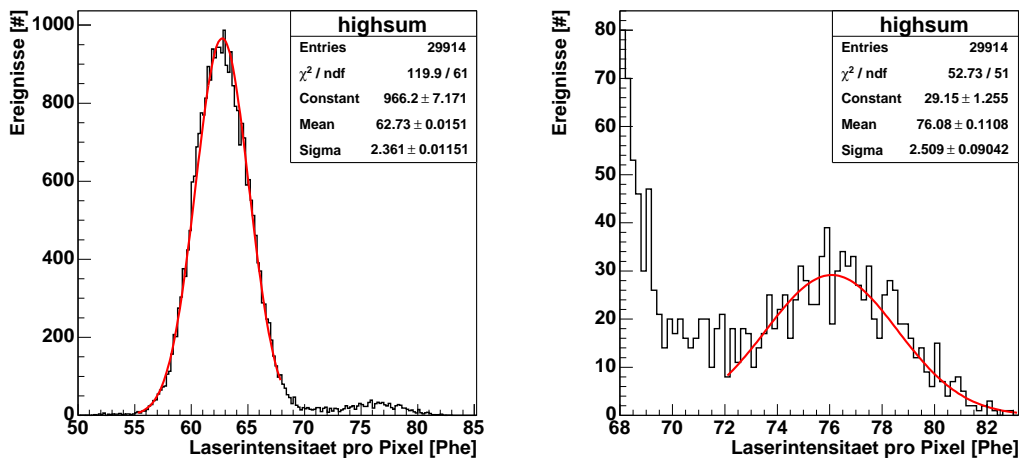


Abbildung 3.4: Intensität der Laserpulse: Die Messung erfolgt bei konstantem Filterrad. Etwa 3.5 % der Ereignisse weisen eine um etwa 10 % erhöhte Intensität auf.

der Hochspannung. In der zweiten Messreihe wird die Hochspannung des Photovervielfältigers bei 800 V konstant gehalten, wodurch das Signal mit dem Steuerpegel stark zunimmt. Um die Photovervielfältiger-Röhre nicht zu überlasten, wird diese Messung abgebrochen, sobald das Signal 100 mV übersteigt. Dies ist für Pegelspannungen größer als 7.5 V gegeben.

Die Pulsform wird durch vier Größen parametrisiert. Dies sind FWHM-, 10%-Fussbreite und die Anstiegs- und Abklingzeit von jeweils 10% bis 90% der maximalen Amplitude (vgl. Abb. 3.5). Als fünfte Größe wird die Pulsenergie gemessen. Die maximale Signalamplitude, sowie die Fläche des Pulses und deren Offset werden über Softwarefunktionen des Oszilloskops bestimmt. Die Bestimmung der Pulsfläche und deren Offset erfolgt über ein Intervall von jeweils 25 nsec.

In Abbildung 3.5 ist die Pulsform dargestellt. Das obere Diagramm zeigt einen Puls bei einer Pegelspannung von 7.4 V. Im unteren Diagramm sind die Ergebnisse der ersten Messreihe aufgeführt. Die beschriebenen Parameter der Pulsform sind in Abhängigkeit der Pegelspannung dargestellt. Setzt man voraus, dass sich die Pulsform mit der Verstärkung nicht ändert, sollten die vier Parameter bei der auf 100 mV festgehaltenen Pulsamplitude konstant sein. Die FWHM-Breite überschreitet 5 nsec nicht. Die Ergebnisse der zweiten Messreihe sind vergleichbar, wodurch ein Einfluß der verschiedenen Hochspannungen auf die Pulsform ausgeschlossen werden kann.

Die Abbildung 3.6 zeigt die Pulsenergie in Abhängigkeit der Pegelspannung. In späteren Messungen werden Pegelspannungen von 6.8 V bis 8.3 V verwendet. Der obere Regelbereich kann hier nicht bestimmt werden, da im verwendeten Messaufbau die Leuchtdiode direkt an den Photovervielfältiger gekoppelt ist und die hohen Lichtintensitäten den Photovervielfältiger überlasten würden.

Diese Charakterisierung wurde für zwei, der drei gefertigten Dioden durchgeführt. Die Werte der beiden Dioden weichen kaum von einander ab, so dass für die dritte Diode ebenfalls diesselben Werte erwartet werden.

## 3.2 Abgleich der Verstärkung der Photovervielfältiger

Die beiden Amplitudenkanäle der Pixel sind für ein Verstärkung von etwa  $100 \frac{\text{ADC}_{\text{high}}}{\text{Phe}}$  bzw.  $6 \frac{\text{ADC}_{\text{high}}}{\text{Phe}}$  ausgelegt, dies entspricht circa  $2 \cdot 10^5$  Elektronen pro Primärelektron in den Photovervielfältigern. Die Röhren variieren bei gleicher Hochspannung in ihrer Verstärkung. Die Unterschiede entstehen bei der Herstellung und durch Alterung. Die Verstärkung in den Photovervielfältigerröhren wird durch Anlegen unterschiedlicher Hochspannungen angeglichen. Hierdurch wird aber die Signallaufzeit in den Photovervielfältigerröhren um einige Nanosekunden variiert. Damit alle Pixel dennoch zur gleichen Zeit triggern, kann das

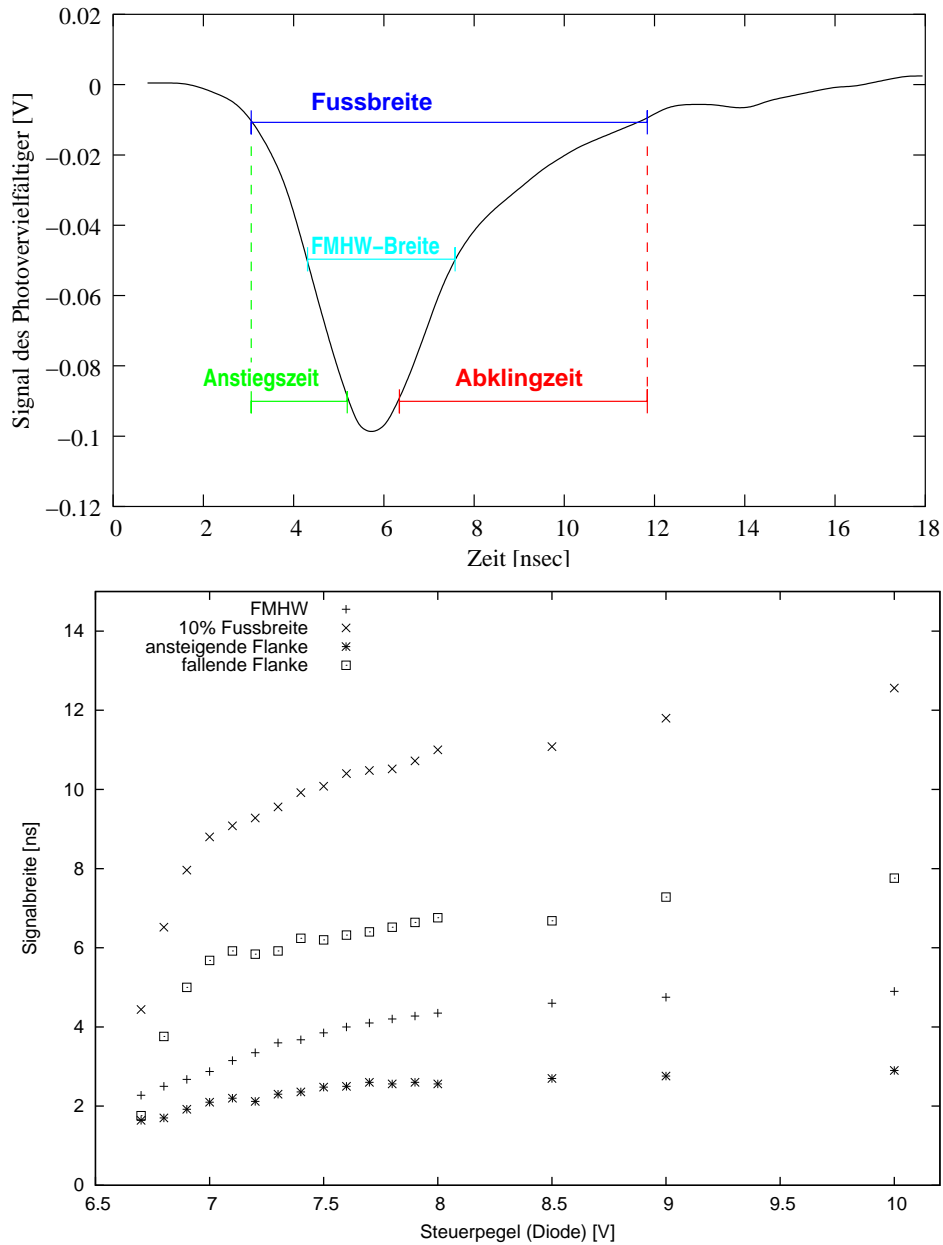


Abbildung 3.5: Pulsform der gepulsten Leuchtdiode; mit der Pegelspannung wird die Intensität der Leuchtdiode eingestellt; OBEN: Der Puls wurde bei einer Pegelspannung von 7.4 V aufgenommen. UNTEN: Parametrisierung der Pulsform für verschiedene Intensität der Leuchtdiode durch die im oberen Diagramm eingezeichneten Größen

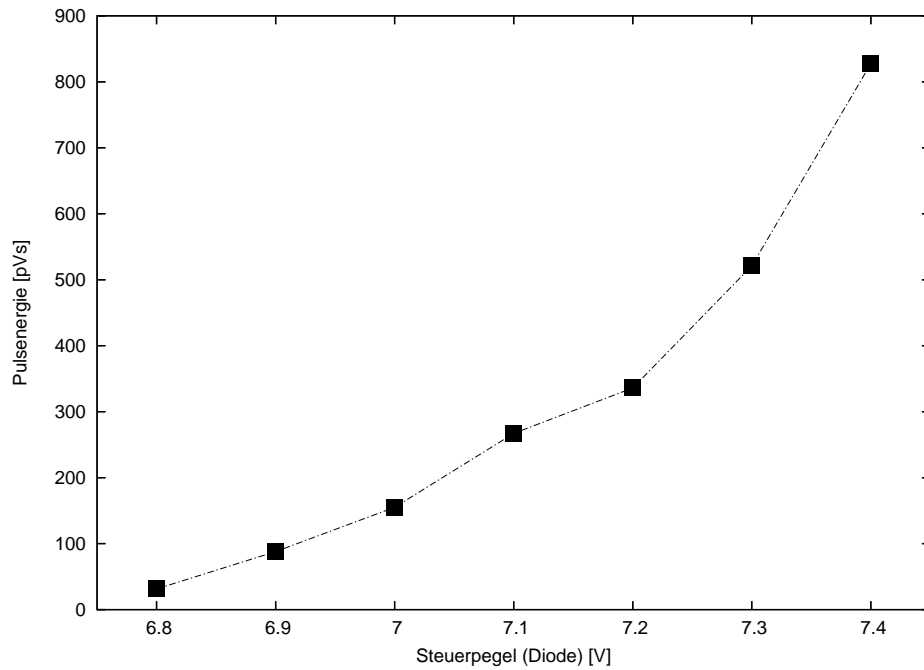


Abbildung 3.6: Pulsenergie der Leuchtdiode in Abhängigkeit der Pegelspannung; Für die Messung wurde die Leuchtdiode direkt an einen Photovervielfältiger gekoppelt.

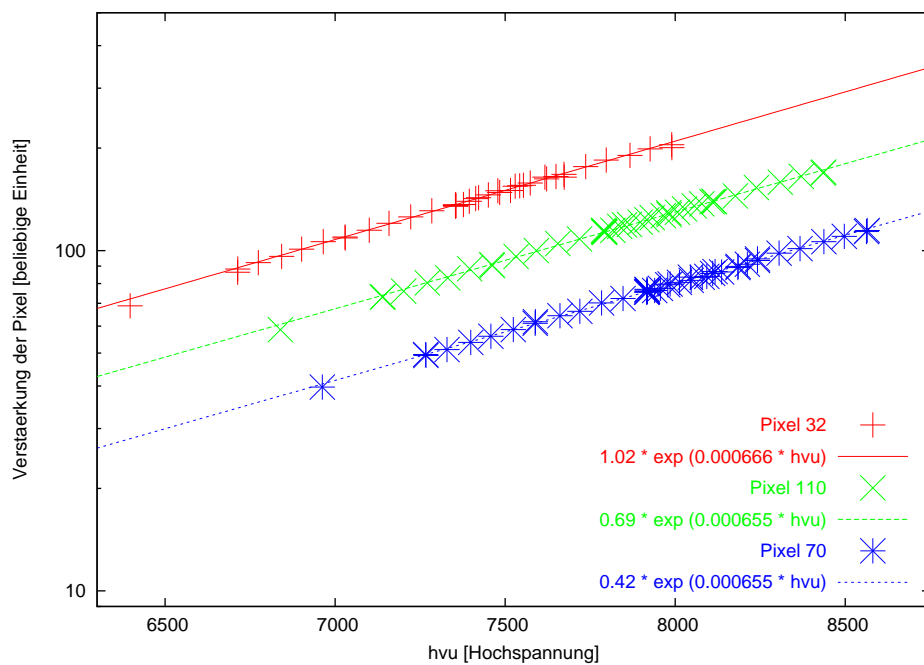


Abbildung 3.7: Abhängigkeit der Amplitude von der Hochspannung der Photovervielfältiger am Beispiel von drei Pixeln



Diskriminator-signal verzögert werden. Im Anschluss daran erfolgt die Optimierung der Integrations-Gates. Diese ist in Abschnitt 3.2.3 beschrieben.

In diesem Abschnitt wird die Eichung der Amplitudenmessung an Einzel-elektronenspektren vorausgesetzt. Diese wird in Kapitel 4.1 besprochen. Die Eichung der Zeit-Ladungs-Konverter aus Kapitel 5.2 wird für die Einstellung der Verzögerungszeiten benötigt. Das ebenfalls in Kapitel 5 beschriebene Problem des Diskriminatorwalks wird vernachlässigt oder durch geeignete Messmethoden umgangen.

### 3.2.1 Einstellung der Hochspannung

Die Erzeugung der Hochspannung auf den Hochspannungsmodulen wird durch eine Referenzspannung kontrolliert. Die Referenzspannung wird auf der Pixelelektronik aus einem grobem  $hv_{coa}$  und einem feinem  $hv_{fin}$  je 8-Bit breitem "Digital zu Analog"-Kanal zusammengesetzt. Die eingestellte Hochspannung läßt sich über einen der Multiplexerkanäle zurücklesen. Der Umrechnungsfaktor zwischen Multiplexerkanal und Photovervielfältiger-Hochspannung läßt sich aus dem Design der Pixel abschätzen:

$$u_V^{hvu} \approx 0.1 \frac{V}{ADC_{hvu}} \quad (3.2)$$

Für die Einstellung der Hochspannung  $U$  durch die Referenzspannung gilt:

$$U = 6.55 \frac{V}{DAC} \cdot hv_{coa} + 0.11 \frac{V}{DAC} \cdot hv_{fin} \quad (3.3)$$

Zunächst wird der Einfluss der Hochspannungseinstellung auf die Verstärkung der Photovervielfältiger ermittelt. Man erwartet, dass die Verstärkung  $g$  mit der eingestellten Hochspannung  $U$  exponentiell anwachsen wird:

$$g(U) = a \cdot \exp(b \cdot U) \quad (3.4)$$

Für die Bestimmung der relativen Verstärkungen bei verschiedenen Hochspannungen interessiert nur der Parameter  $b$ . Der Parameter  $a$  und somit auch  $g$  müssen nicht in absoluten Einheiten bestimmt werden.

Die Messung soll bei einem möglichst geringen Einfluss des Rauschens durchgeführt werden. Sie erfolgt deshalb an der oberen Grenze des dynamischen Bereiches des "high-gain". Der Laser feuert bei verschiedenen Hochspannungen jeweils 600 Schuss mit einer Intensität von etwa 100 Photoelektronen pro Pixel. Die Schwankungen des Lasers werden durch eine Gruppe von 32 Pixeln überwacht. Die Hochspannungen der Kontrollgruppe bleiben unverändert.

In Abbildung 3.7 ist exemplarisch für drei Photovervielfältiger die Verstärkung gegen die Hochspannung aufgetragen. An die Daten wurde die Exponentialfunktion 3.4 angepaßt. die grobe Einstellung  $hv_{coa}$  oder die feine Einstellung  $hv_{fin}$

erreicht wird, wächst die Verstärkung gemäß der Funktion 3.4 mit der Hochspannung. Für den Parameter  $b$  erhält man  $0.00066 \frac{1}{\text{ADC}_{\text{hvu}}}$ .

Die Verstärkung der einzelnen Pixel wird nun am Einzelelektronenspektrum bestimmt und in einem iterativen Verfahren angeglichen. Im ersten Iterationsschritt werden die Hochspannungen aller Pixel auf den gleiche nominellen Werte  $hv_{coa}$  und  $hv_{fin}$  gesetzt. Die Verstärkung wird über den Abstand der Nulllinie und der Einzelelektronenamplitude bestimmt (siehe Kapitel 4.1). Das Verhältnis der gewünschten  $g_{soll}$  und der gemessenen  $g_{ist}$  Verstärkung kann mit der Formel 3.4 gebildet werden:

$$\frac{g_{ist}}{g_{soll}} = \frac{\exp(b \cdot U_{ist})}{\exp(b \cdot U_{soll})} \quad (3.5)$$

$$= \exp(b \cdot (U_{ist} - U_{soll})) \quad (3.6)$$

Eine Auflösung nach  $U_{soll}$  ergibt:

$$U_{soll} = U_{ist} - \frac{\log\left(\frac{g_{ist}}{g_{soll}}\right)}{b} \quad (3.7)$$

$U_{ist}$  wurde bereits angegeben (3.3):

$$U_{soll} = 6.55 \frac{\text{V}}{\text{DAC}} \cdot hv_{coa} + 0.11 \frac{\text{V}}{\text{DAC}} \cdot hv_{fin} - \frac{\log\left(\frac{g_{ist}}{g_{soll}}\right)}{b} \quad (3.8)$$

Der Einstellungsbereich von  $hv_{fin}$  Werte deckt etwa 4 DAC Werte von  $hv_{coa}$  ab. Bei Feineinstellung der Hochspannung sollte durch eine geschickte Wahl von  $hv_{fin}$  möglichst vermieden werden,  $hv_{coa}$  zu ändern. Mit den ermittelten, neue Hochspannungseinstellungen wird die absolute Verstärkung aus dem Einzelelektronenspektrum erneut vermessen, um den Erfolg der Einstellung zu überprüfen. Bei Bedarf wird das beschriebene Verfahren iterativ wiederholt.

In Abbildung 3.8 ist auf der linken Seite die Verstärkung der Photoervielfältiger bei gleicher Hochspannung dargestellt. Dabei ist die Hochspannung aller Pixel auf  $h_{coa} = 138 \text{ DAC}$  und auf  $h_{fin} = 110 \text{ DAC}$  gesetzt. Dies entspricht etwa 900 V. Diese Werte sind schon so gewählt, dass sie in die Nähe der gewünschten Verstärkung von  $g_{soll} = 100 \frac{\text{ADC}_{\text{hi}}}{\text{Phe}}$  liegen. Dem Histogramm ist eine Streuung von 25 % zu entnehmen. Die Verstärkung nach einigen Iterationsschritten wird durch das Histogramm auf der rechten Seite (Abb. 3.8) dargestellt. Sie läßt sich auf 1 % genau einstellen.

### 3.2.2 Signallaufzeit im Triggerpfad

Damit der Auslösezeitpunkt eines Kamera-Ereignisses unabhängig von den auslösenden Pixeln ist, muss die Signallaufzeit im Triggerpfad vergleichbar sein.

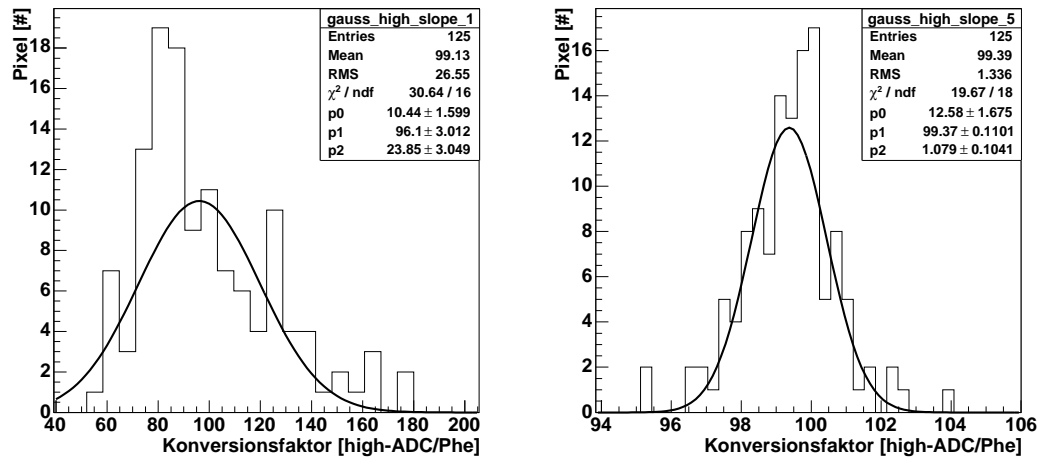


Abbildung 3.8: Verteilung der Verstärkungen über alle Pixel; Die Verstärkung wird aus dem Einzelelektronenspektrum bestimmt. LINKS: gleiche Hochspannung für alle Pixel; RECHTS: auf eine einheitliche Verstärkung angeglichene Hochspannung

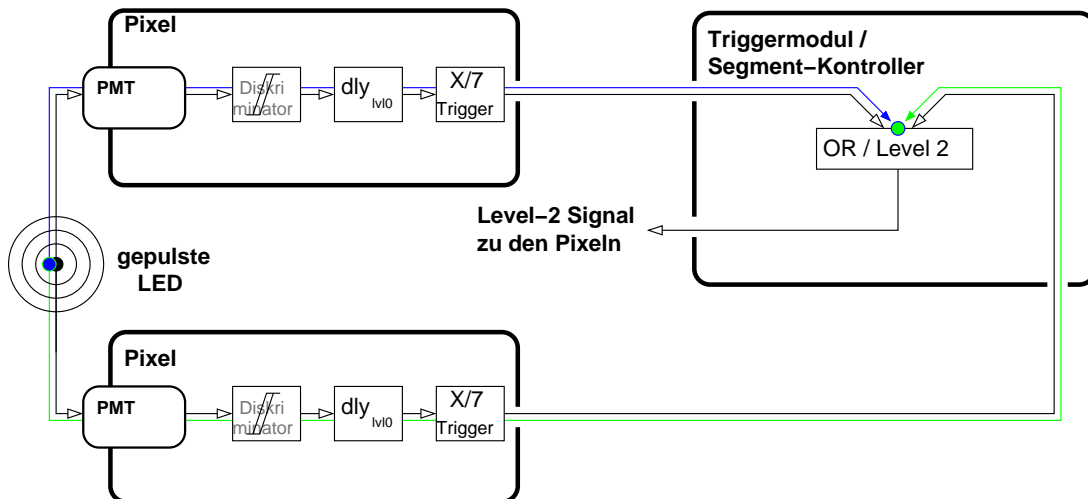


Abbildung 3.9: schematische Darstellung der Signallaufzeiten; Die grüne Linie und die blaue Linie zeigen die Pfade durch zwei verschiedene Pixel eines intern getriggerten Ereignisses von der Quelle des Lichtblitzes, über die Photovervielfältiger bis zum gemeinsamen Generieren eines Kamera-Triggers. Unterschiedliche Laufzeiten werden durch die Level-0-Verzögerung  $dly_{lv10}$  kompensiert.

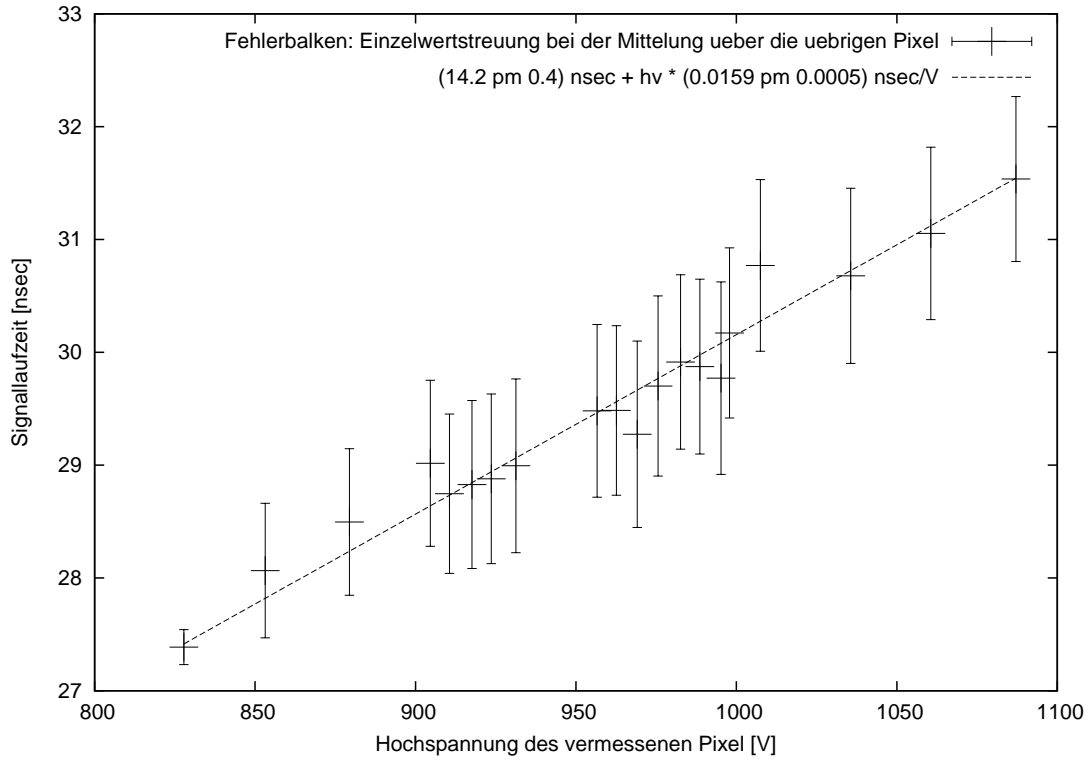


Abbildung 3.10: Abhängigkeit der Signallaufzeit im Photovervielfältiger von der Hochspannung; Die y-Achse enthält einen willkürlichen Offset.

In Abbildung 3.9 sind die Signalwege eines Ereignisses durch zwei verschiedene Pixel skizziert. Die Wege durch den Triggerpfad sind in grün und blau dargestellt. Unterschiede in den Laufzeiten dieser beiden Pfade sind im Wesentlichen durch verschiedene Laufzeiten in den Photovervielfältigerröhren gegeben. Sie können durch die Level-0 Verzögerung kompensiert werden.

Zunächst wird die Abhängigkeit der Signallaufzeit in einer der Photovervielfältigerröhren von der angelegten Hochspannung bestimmt. Nur das Pixel, dessen Laufzeit vermessen werden soll, erzeugt interne Trigger. In den durch die Zeit-Ladungs-Konverter der anderen Pixel  $i$  gemessenen Zeitwerte  $tac_i$  ist als Komponente<sup>4</sup> die Signallaufzeit im Photovervielfältiger des triggere Pixel  $t_{pmt}$  enthalten. Um die Statistik zu verbessern, werden die  $tac_i$  über alle übrigen  $N$  Pixel gemittelt.  $t_{off}$  ist dabei ein beliebiger Offset:

$$\widehat{tac} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{Pixel} tac_i \quad (3.9)$$

$$= t_{off} + t_{pmt} \quad (3.10)$$

<sup>4</sup>Die genaue Zusammensetzung der  $tac$ -Werte wird in Kapitel 5.1 besprochen.

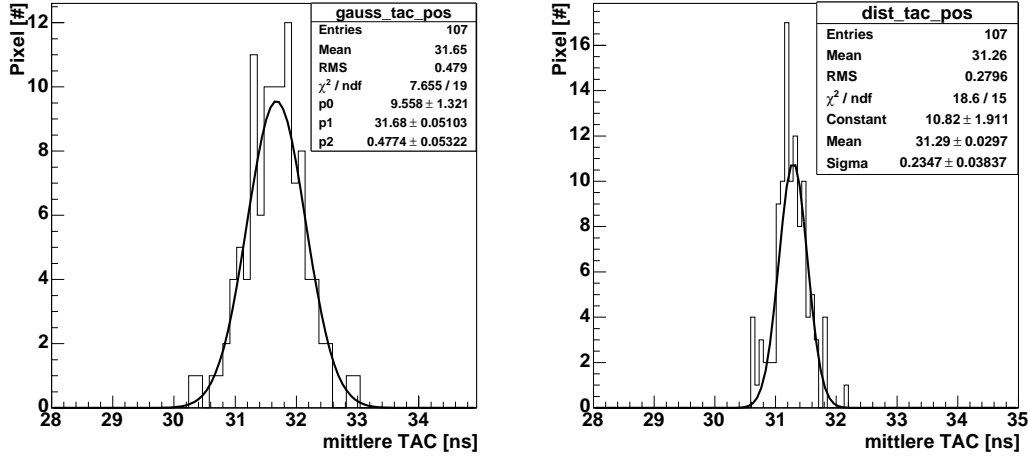


Abbildung 3.11: Kompensation der Laufzeitenunterschiede der Signale in den Photovervielfältigerröhren; LINKS: Die Hochspannungen der Photovervielfältiger sind auf eine einheitlichen Verstärkung optimiert. RECHTS: Die Level-0 Verzögerungen sind mit den Ergebnissen der linken Messung auf die Kompensation der Laufzeitunterschiede eingestellt.

Die Hochspannung des Messpixels wird durchgeföhren und bei jeder Einstellung werden einige hundert Ereignisse aufgezeichnet. In Abbildung 3.10 ist die gemessene Laufzeit über der Hochspannung des Pixels aufgetragen. Eine lineare Näherung der Messpunkte ergibt einen Einfluss der Hochspannung auf die Signallaufzeit von  $\frac{1.6 \text{ nsec}}{100 \text{ V}}$ . Da der Laser zur Zeit der Messung nicht zur Verfügung stand, wurde diese Messung mit der gepulsten Leuchtdiode durchgeföhrt.

Für die Einstellung der Level-0 Verzögerungen werden alle Pixel auf die im vorherigen Abschnitt ermittelten Hochspannungen gestellt. Das eben beschriebene Messverfahren wird mit 100 Laserschüssen durchgeföhrt und  $\widehat{t_{ac}}$  für jedes Pixel bestimmt. Dabei wird die Pulsintensität auf 1000 Phe pro Pixel eingestellt. Im linken Histogramm der Abbildung 3.11 ist die Verteilung der  $\widehat{t_{ac}}$  aller Pixel dargestellt. Zur Korrektur der unterschiedlichen Laufzeiten  $t_{pmt}$  wird eine Referenz  $t_{ref}$  gewählt. Durch Veränderung der Level-0 Verzögerung um  $\Delta dly_{lvl0}$  werden die einzelnen Pixel auf diese Zeit korrigiert:

$$\Delta dly_{lvl0} = \widehat{t_{ac}} - t_{ref} \quad (3.11)$$

Die beschriebene Messung wird wiederholt, um die Wirkung der Level-0-Anpassung zu bestätigen. Die Ergebnisse dieser Kontrollmessung sind im rechten Histogramm dargestellt. Bei einem intern getriggerten Ereignis erreichen die Triggersignale der Pixel das Triggermodul mit einer Streuung von 0.23 nsec nach erfolgter Anpassung der Level-0 Verzögerungen.



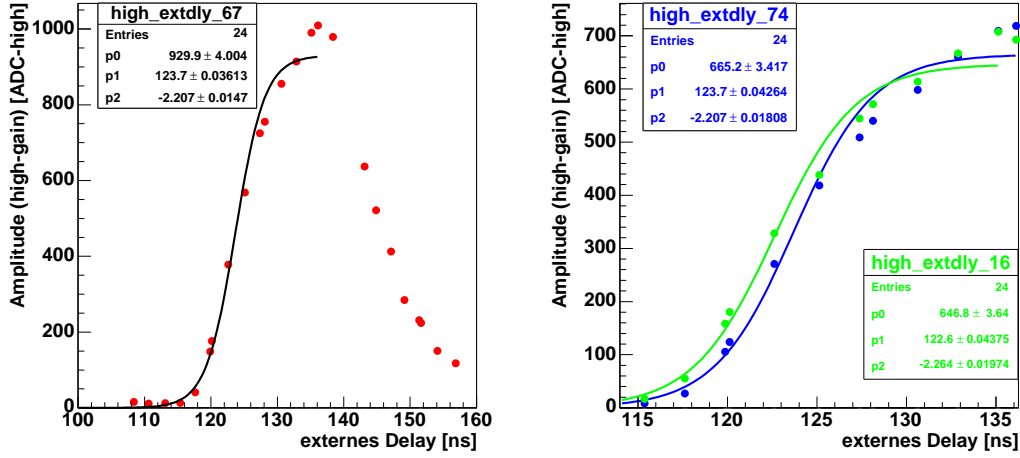


Abbildung 3.13: integrierte Amplituden über der Verschiebung des Integrationsgates für exemplarische Pixel; Um die Position der Flanke zu erkennen, sind an die Daten Fermi-Funktionen genähert. RECHTS: durch Vergleich des Parameters  $p_1$  erhält man eine Verschiebung der beiden Pixel um 1.1 nsec

zwischen den Pixeln ausgeglichen und danach die Verzögerung des externen Triggereingangs  $dly_{ext}$  für die optimale Lage der Integrations-Gates bestimmt. Zuletzt erfolgt die Optimierung im internen Triggermodus durch Vergleich mit dem externen Modus.

Nimmt man an, dass alle elektronischen Komponenten auf den Pixeln exakt gleich arbeiten, so müssten die Gate Verzögerungen gerade so gesetzt werden, dass sie den Level-0 Verzögerungen entgegen wirken. Die Laufzeiten weichen jedoch um bis zu zwei Nanosekunden von einander ab.

Das Integrations-Gate kann über die Verzögerung des externen Triggers gegen das Amplitudensignal verschoben werden. In Abbildung 3.13 (links) ist eine entsprechende Messung für ein Pixel dargestellt. Jeder Datenpunkt enthält die gemittelte Amplitude von etwa 1000 Schuss der gepulsten Leuchtdiode. Durch eine Parametrisierung der Daten kann die relative zeitliche Position der optimalen Gates zueinander ermittelt werden. Eine einfache Möglichkeit, eine solche Parametrisierung zu verwirklichen, ist die Näherung einer Fermi-Funktion an die linke Flanke der Kurve:

$$high(dly_{ext}) = p_0 \cdot \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{dly_{ext} - p_1}{p_2}\right)} \quad (3.12)$$

Die Referenzzeit kann aus dem Parameter  $p_1$  direkt abgelesen werden. Analog zur Berechnung der relativen Level-0 Verzögerungen (Gl. 3.11) wird für jedes Pixel (Index  $i$ ) die relative Verschiebung des Gates ermittelt:

$$\Delta dly_{gate,i} = p_{1,i} - \frac{1}{N} \cdot \sum p_{1,all} \quad (3.13)$$

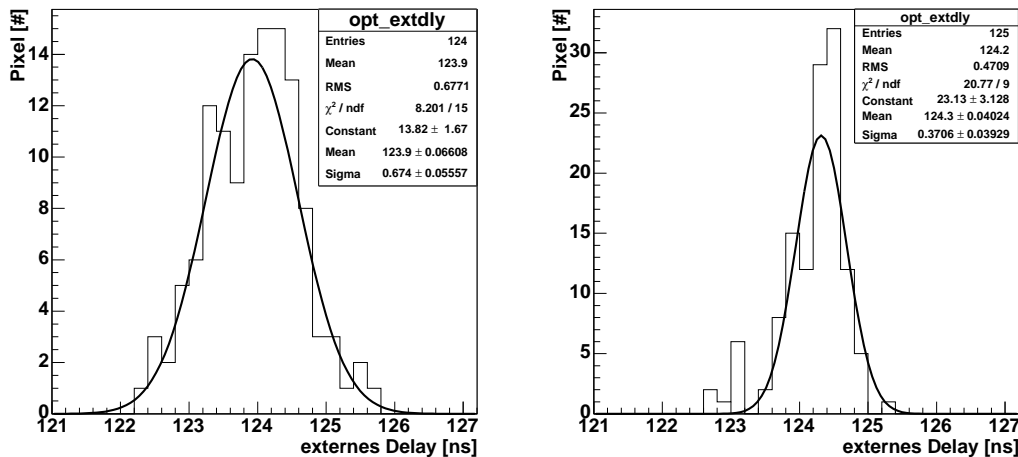


Abbildung 3.14: Verteilung der zeitlichen Positionen der Integrations-Gates vor (LINKS) und nach (RECHTS) der Anpassung der Gate-Verzögerung  $dly_{gate}$ ; der verwendete Absolutwert entspricht dem Parameter  $p_1$  aus der Näherung 3.12

Die Abbildung 3.14 zeigt auf der linken Seite die Verteilung über alle Pixel der ermittelten  $p_1$ . Die Gate-Verzögerungen werden gemäß Gleichung 3.13 eingestellt. Das rechte Histogramm enthält die Ergebnisse einer Kontrollmessung. Die Optimierungen der Gates erfolgt auf 0.37 nsec genau. Die Genauigkeit der Einstellung kann noch verbessert werden. Die Abtastschritte der Messung können durch Kombination der externen mit der Level-2 Verzögerung erhöht und eine andere Parametrisierung gefunden werden.

Nach dem die Gates der Pixel relativ zueinander angepaßt wurden, kann aus einem Diagramm, dass mit Abbildung 3.13 links vergleichbar ist, die für die Integration optimale Verzögerungszeit  $dly_{ext}$  abgelesen werden. In diesem Fall liegt das Optimum bei  $dly_{ext} = 136.1$  nsec (Dies entspricht 44 steps). Dies sollte an Messwerten geschehen, die mit eingestellten Gates erzeugt werden.

Die Einstellung der externen Verzögerung ist für alle Messungen nötig, die Lichtpulse einer Quelle mit der Kopplung an den externen Triggern aufzeichnen. Dies gilt insbesondere für die Aufzeichnung der Einzelelektronenspektren, mit denen die Hochspannung eingestellt wurde. Die erste Einstellung der Hochspannung erfolgte ohne optimierte Integrations-Gates. Die vorgestellten Verfahren setzen einander voraus. Sie sollten deshalb in einer iterativen Abfolge angewendet werden.

Im internen Triggerprozess wird die Position aller Gates durch Verzögerung des Level-2 Signals eingestellt. Die  $dly_{lvl2}$  Einstellung erhält man durch Vergleich des internen und externen Triggers. Die Level-2 Verzögerung ist für den internen Trigger korrekt eingestellt, wenn der interne Trigger durch den externen Trigger ersetzt werden kann, ohne den Triggerzeitpunkt zu verändern. In Abbildung 3.12 ist dies der Fall, wenn die Laufzeit entlang des roten und des grünen Pfeils



gleich sind. Nach der Einstellung der Level-0 Verzögerungen kann angenommen werden, dass die Triggersignale der Pixel das Triggerboard gleichzeitig erreichen. Die mittleren Werte der Zeitmessung  $tac$  aller Pixel gibt die Unterschiede im Triggerzeitpunkt wieder:

$$\Delta dly_{lvl2} = \sum_{Pixel} tac_{ext} - \sum_{Pixel} tac_{int}$$

### 3.3 Eichung des Photovervielfältigerstroms gegen eine externe Quelle

Der Anodenstrom der Photovervielfältiger wird auf der Pixelelektronik mit einer Zeitkonstante in der Größenordnung von 1 msec aufintegriert. Da die Pulse der einzelnen Photoelektronen nur wenige Nanosekunden lang sind, werden sie diese auf einen konstanten Wert geglättet.

Der von den Pixeln gemessene Anodenstrom wird gegen den Strom einer an die Pixelelektronik angeschlossenen Stromquelle geeicht. Die Eichung erfolgt an einem Pixel. Der Messaufbau ist in Abbildung 3.15 skizziert. Der Photovervielfältiger des Pixels wird entfernt und durch die externe Stromquelle ersetzt. Die Stromstärke der Quelle wird variiert. Es wird der übliche Digitalisierungs- und Ausleseprozeß genutzt, um den entsprechenden Multiplexerkanal auszulesen. Die Ergebnisse der Messung finden sich Abbildung 3.16. Die Werte wurden linear genähert. Für den Umrechnungsfaktor zwischen den Einheiten der Analog-Digital-Wandler und dem Anodenstrom erhält man:

$$u_{pmi}^{\mu A} = 722.3 \frac{ADC_{pmi}}{\mu A} \quad (3.14)$$

Der Anodenstrom ist proportional zur Photoelektronenrate der Photovervielfältiger. Um die Photoelektronenrate in Einheiten Photoelektronen pro Sekunde abschätzen zu können wird die Verstärkung des Photovervielfältigers  $v_e^{phe/s}$  bei

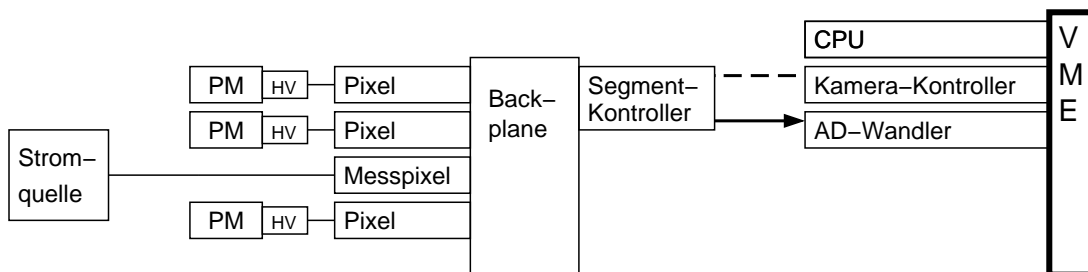


Abbildung 3.15: Eichung des Photovervielfältigerstroms gegen eine externe Stromquelle: Der Photovervielfältiger eines Pixels wird entfernt. Über die Anschlüsse des Photostroms wird stattdessen eine definierter Strom geleitet.

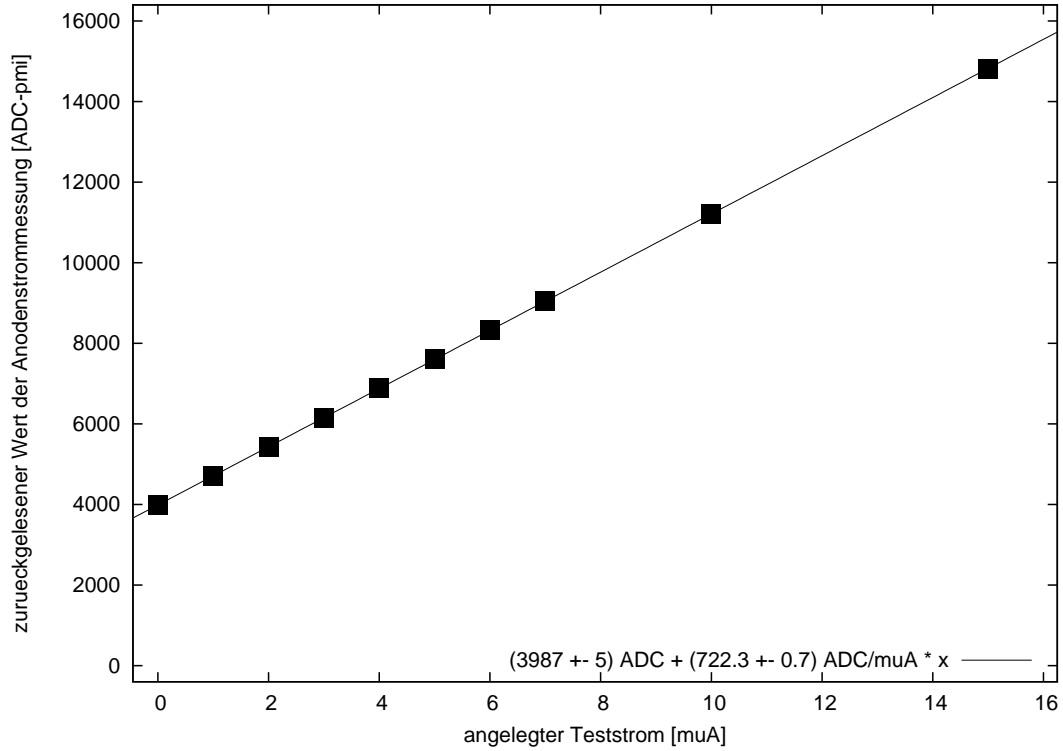


Abbildung 3.16: Eichung der Anodenstrommessung gegen eine externe Stromquelle

der eingestellten Gesamtverstärkung des "high-gain" von  $100 \frac{\text{ADC}_{\text{high}}}{\text{Phe}}$  benötigt. Es wird angenommen, dass:

$$v_e^{\text{Phe/s}} = 2 \cdot 10^5 \frac{e}{\text{Phe}} \quad (3.15)$$

$$= 3.2 \cdot 10^{-11} \frac{\text{C}}{\text{Phe}} \quad (3.16)$$

$$(3.17)$$

Hierdurch ergibt sich ein Umrechnungsfaktor in Photoelektronen pro Sekunde für den Anodenstromkanal:

$$u_{pmi}^{\text{Phe/s}} = u_{pmi}^{\mu A} \cdot v_e^{\text{Phe/s}} \quad (3.18)$$

$$= 2.3 \cdot 10^{-5} \frac{\text{ADC}_{pmi}}{\text{Phe} / \text{s}} \quad (3.19)$$

### 3.4 Eichung der Ratenmessung

Die Ratenmessung besteht aus einem Integrator mit einer Zeitkonstanten in der Größenordnung einer halben Sekunde. Für jedes zu zählende Ereignis wird ein

Puls auf den Integrator gegeben. Durch die Ratenmessung erhält man so die mittlere Rate aus den Sekunden vor der Messung. Es kann entweder die Level-0 oder Level-1 Rate bestimmt werden. Die Ratenmessung kann in einem feinen und einem groben Bereich erfolgen.

Die Rateneichung erfolgt an den Level-0 Signalen durch den Vergleich mit der Ereigniszählung des Kamera-Kontrollers. Die Diskriminator der Pixel werden durch des Licht einer ungepulsten Lichtquelle ausgelöst. Dabei werden unterschiedliche Raten durch die Lichtintensität und die Diskriminatorschwellen eingestellt. Die Pixel werden nacheinander aktiviert. Der Kameratrigger wird jeweils nur durch ein Signal des aktivierten Pixels generiert.

Die Ergebnisse der Rateneichung für den feinen Bereich, sind in Abbildung 3.17 enthalten. Im linken Diagramm sind die Messpunkte bei acht verschiedenen Raten für ein Pixel dargestellt. Aus der linearen Näherung erhält man den Umrechnungsfaktor ( $p_1$ ) zwischen dem digitalisierten Wert des Kanals zur Ratenmessung und der Level-0 Rate. Die Verteilung der Umrechnungsfaktoren über die Pixel ist im rechten Histogramm dargestellt. Für den gemittelten Umrechnungsfaktor erhält man:

$$u_{rate,fein}^{\#/sec} = 1.88 \frac{ADC_{rate0}}{\#/sec} \quad (3.20)$$

Abbildung 3.18 zeigt die gleichen Diagramme für die grobe Ratenmessung. Für den gemittelten Umrechnungsfaktor erhält man:

$$u_{rate,grob}^{\#/sec} = 0.0097 \frac{ADC_{rate1}}{\#/sec} \quad (3.21)$$

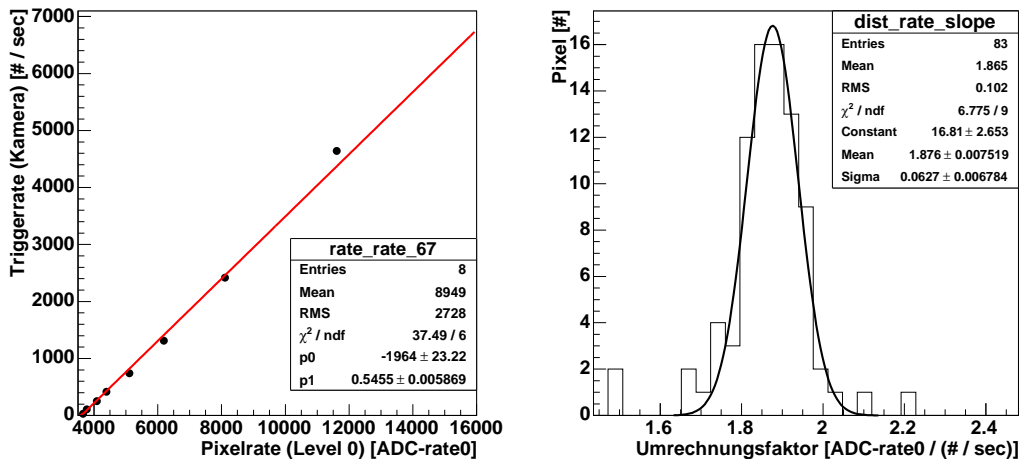


Abbildung 3.17: Eichung der Ratenmessung für den feinen Messbereich; LINKS: exemplarisches Pixel; RECHTS: Verteilung des Umrechnungsfaktor  $\frac{1}{p_1}$  über alle Pixel

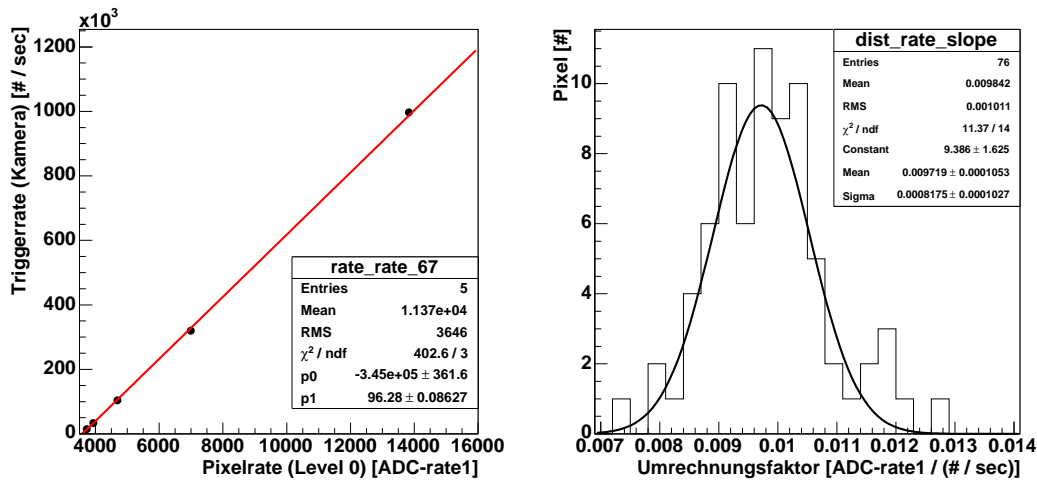


Abbildung 3.18: Eichung der Ratenmessung für den groben Messbereich; LINKS: exemplarisches Pixel; RECHTS: Umrechnungsfaktor  $\frac{1}{p_1}$  über alle Pixel

### 3.5 Eichung der Diskriminatorschwellen

Die Diskriminatorschwelle wird mit einem 8-Bit großen Wert eingestellt. Durch eine Eichung sollen die Schwellen in der natürlichen Einheit Photoelektronen angegeben werden.

Die Schwellenwerte werden in Einheiten von Photoelektronen durch Variation der Lichtintensitäten bei jeweils fester, nomineller Schwellenwerteinstellung bestimmt. In Abhängigkeit der Amplitude wird die Diskriminatoreffizienz definiert als die Wahrscheinlichkeit, dass der Diskriminator feuert. Die Diskriminatorschwelle ist die Amplitude, bei der die Diskriminatoreffizienz gerade 50 % beträgt. Die Bestimmung der Schwellenwerte erfolgt, indem man für jede mit dem Pixel gemessene Amplitude prüft, ob der Diskriminator gefeuert hat oder nicht.

Es gibt zwei Methoden, um festzustellen, ob der Diskriminator eines Pixels gefeuert hat. Die erste und einfachste Möglichkeit ist durch den Zeit-Ladungs-Konverter (TAC) gegeben. Ein Überlauf des Messbereiches des Zeit-Ladungs-Konverters wird registriert, wenn der Diskriminator des entsprechenden Pixels nicht gefeuert hat. Die erste Methode erlaubt, die Diskriminatorschwellen aller Pixel gleichzeitig zu bestimmen. Die zweite Möglichkeit nutzt das Bit-Muster des Triggermoduls. Jedes Segment wird gekennzeichnet, indem mindestens ein Pixel einen Level-1 erzeugt hat. Um eine Eichung einzelner Pixel zu erhalten, wird die Untersuchung jeweils auf ein aktiviertes Pixel pro Segment eingeschränkt. Bei dieser Methode ist es ausreichend, den ersten Multiplexerkanal auszulesen. Jedoch muss die Messung für 16 Pixelgruppen durchgeführt werden.

Die Bestimmung der Schwellen erfolgt mit der TAC-Methode. Alle Ereignisse, auch bei niedrigen Amplituden, müssen unabhängig von der Diskriminatoreffizi-

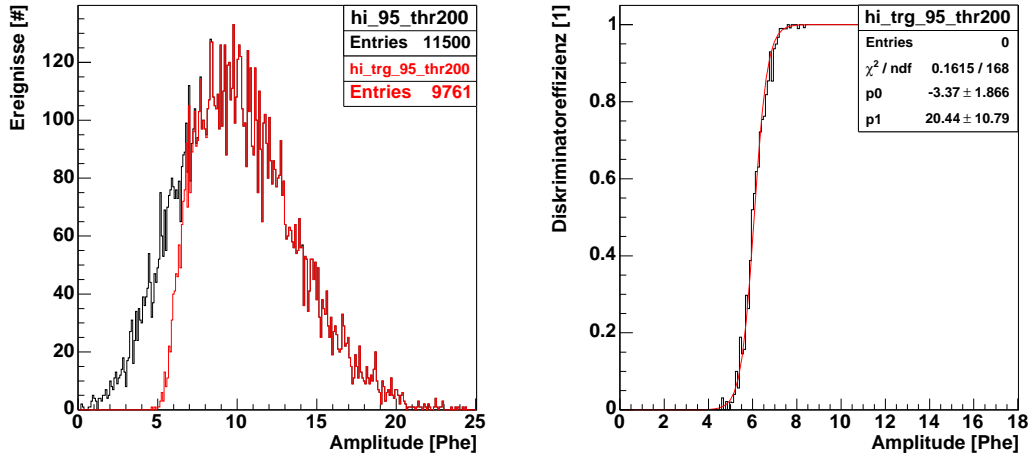


Abbildung 3.19: Bestimmung der Diskriminatorschwelle in der Einheit Phe an einem exemplarischen Pixel; die nominelle Schwelle ist auf 200 DAC gesetzt; LINKS: in schwarz ist die Amplitude aller Ereignisse und in rot die Amplitude der Ereignisse, in denen der TAC der Pixel sich nicht im Überlauf befand, dargestellt; RECHTS: An die Diskriminatoreffizienz ist eine Fermifunktion genähert. Man erhält eine Diskriminatorschwelle von 5.3 Phe.

enz erfaßt werden. Aus diesem Grund wird immer extern getriggert. Die gepulste Leuchtdiode wird mit einer konstanten Pegelspannung betrieben (7.6 V), wobei die Variation der Amplitude automatisch durch Poissonstatistik erfolgt. Die nominelle Schwelle wird von 180 DAC bis 230 DAC in Schritten von 5 DAC variiert. Jede nominelle Einstellung wird 20sec lang mit einer Ereignisrate von 580 Hz vermessen.

Die Auswertung einer Messung bei konstanter nomineller Schwelle ist in Abbildung 3.19 enthalten. Ein Histogramm über die gemessene Amplitude ("high-gain") befindet sich auf der linken Seite dieser Abbildung. In schwarz sind alle Ereignisse dargestellt. Durch das rote Histogramm sind die Ereignisse gegeben, in denen der Zeit-Ladungs-Konverter des Pixels gestoppt wurde und damit der Diskriminator gefeuert hat. Werden beide Kurven durcheinander geteilt, ergibt dies die Diskriminatoreffizienz als Funktion der Amplitude. Diese ist im rechten Diagramm dargestellt. Als Parametrisierung wird zur Erkennung der Diskriminatorschwelle eine Fermifunktion genähert:

$$f(x) = \frac{1}{\exp(p_0 \cdot x + p_1) + 1} \quad (3.22)$$

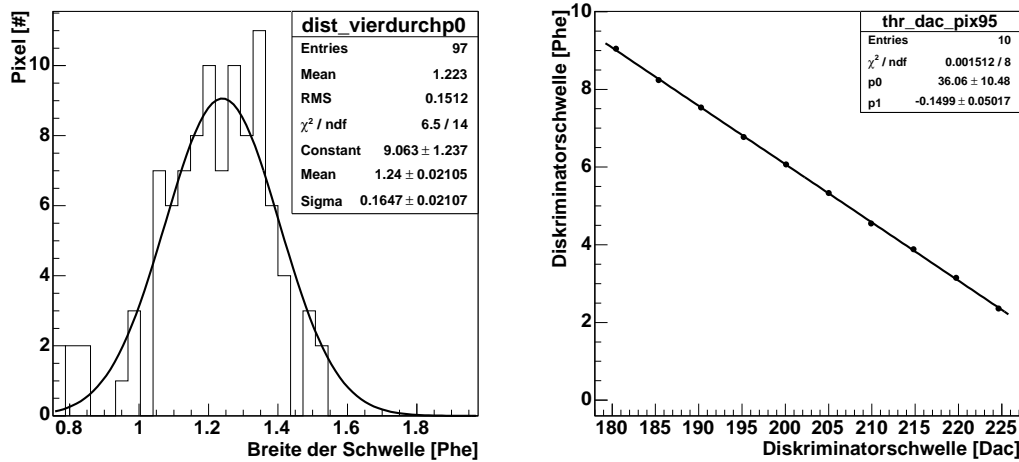


Abbildung 3.20: LINKS: Verteilung der Breite der Diskriminatorschwelle bei  $thr = 200$  DAC über alle Pixel. RECHTS: Die bestimmten natürlichen Schwellen des exemplarischen Pixels (vgl. Abb. 3.19) sind gegen die nominalen Schwellen aufgetragen.

Die Diskriminatorschwelle kann den Parametern entnommen werden:  $-\frac{p_1}{p_0}$ . Als Maß für die Breite der Schwelle  $\Delta thr$  kann die Ableitung von  $f(x)$  an der Stelle  $x = -\frac{p_1}{p_0}$  verwendet werden:

$$\Delta thr = \frac{1}{f' \left( x = -\frac{p_1}{p_0} \right)} \quad (3.23)$$

$$= -\frac{4}{p_0} \quad (3.24)$$

Für den nominalen Schwellenwert  $thr = 200$  DAC ist die Verteilung der Schwellenbreite über die Pixel in Abbildung 3.20 enthalten. Bei einer Schwelle von  $thr = 220$  DAC beträgt die gemittelte Breite 1.2 Phe und bei  $thr = 180$  DAC beträgt sie 1.5 Phe.

In Abbildung 3.20 (rechts) sind die natürlichen Schwellen gegenüber den nominalen Schwellen aufgetragen. Eine Gerade wurde an die Werte genähert. Die Verteilungen über die Pixel der beiden Parameter der Eichgeraden sind in Abbildung 3.21 dargestellt. Erfolgt die Einstellung der Diskriminatorschwellen an den individuellen Eichgeraden der Pixel, so lassen sich die Schwellen auf 0.15 Phe genau einstellen.

Das beschriebene Verfahren der Schwelleneichung versagt bei etwa 15% der 128 untersuchten Pixel. Kennzeichen dieses Defektes ist ein Rückgang der Diskriminatoreffizienz hinter der Diskriminatorschwelle. Als Beispiel ist in Abbildung 3.22 ein solches Pixel dargestellt. Die Ursachen dieses Fehlers konnte bisher nicht geklärt werden. Ein möglicher Grund ist ein Serienfehler in den elektroni-

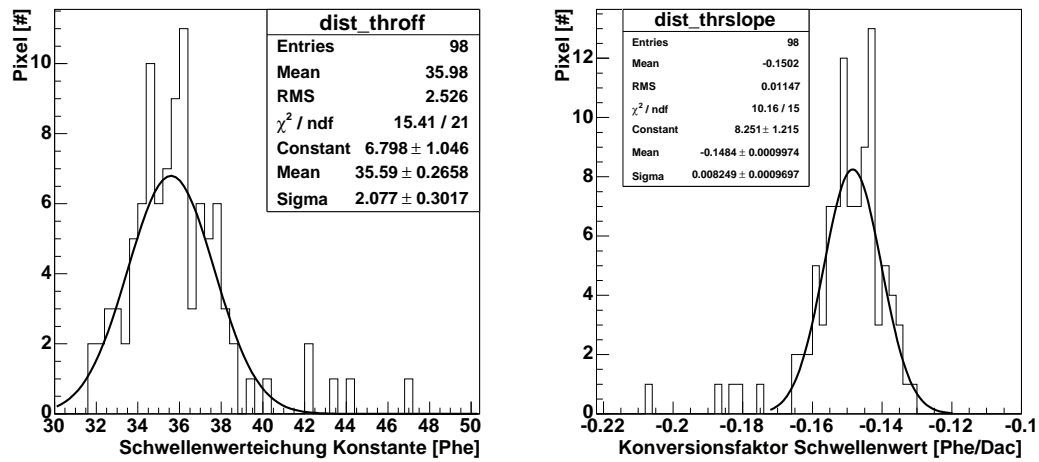


Abbildung 3.21: Verteilung über die Pixel der beiden Parameter der Eichgeraden: LINKS: Offset der Eichgeraden; RECHTS: Umrechnungsfaktor der nominellen in die natürlichen Schwellenwerte

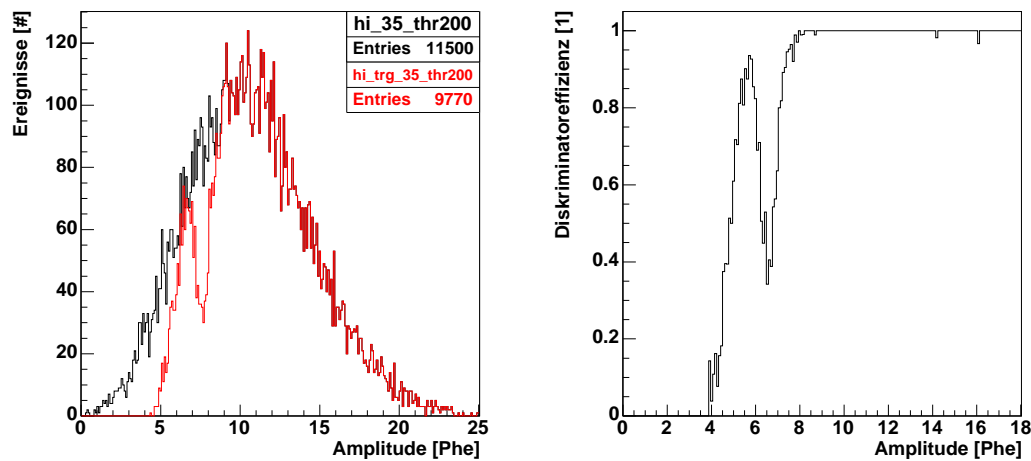


Abbildung 3.22: Bei dem hier vermessenen Pixel ist ein Einbruch der Diskriminatoreffizienz bei 7 Phe zu sehen. Die nominelle Schwelle ist auf 200 DAC gesetzt. Der Inhalt der Diagramme ist analog zu Abbildung 3.19.

schen Bauteilen. Die Überprüfung der eingestellten Diskriminatoreffizienz kann ständig mit jeder Art von Ereignissen erfolgen. Hierdurch können die Funktionen der Amplituden- und Zeitmessung, sowie des Diskriminators kontrolliert werden.





# Kapitel 4

## Amplitudenmessung der Pixel

In diesem Kapitel werden die Eigenschaften der Amplitudenmessungen diskutiert. Die Amplitudenmessung erfolgt gleichzeitig über zwei Gate-Integratoren [3, 4] mit unterschiedlicher Signalverstärkung. Der Kanal mit der größeren Verstärkung wird als "high-gain" bezeichnet, die schwächere als "low-gain".

Die Breite der Integrations-Gates *gate* kann in Schritten von 3 nsec von 10 nsec bis 25 nsec eingestellt werden. Die aufgeführten Kameratests konnten aus Zeitgründen nicht für alle Gate-Breiten durchgeführt werden. Insbesondere in den übrigen Kapiteln dieser Arbeit werden Messungen vorzugsweise für die Gate-Breite  $gate = 19$  nsec durchgeführt. Es wird angenommen, dass die Eigenschaften der "Smart Pixel" hierdurch ausreichend abgebildet werden. An den entscheidenden Stellen dieses Kapitels wurden alle Gate-Breiten vermessen.

Für alle Messungen wurde jedoch die Optimierung der Gate-Position für die Gate-Breite 19 nsec durchgeführt. Eine Optimierung auf die jeweilige Gate-Breite ist notwendig, da durch die Verzögerungsplatine (der Länge 90 nsec) der zu integrierende Puls des Photovervielfältiger auf eine Breite von  $\sigma \approx 8$  nsec gestreckt wird. In Abbildung 4.1 (links) sind die Auswirkungen der fehlenden Optimierung für die Gate-Breite von 10 nsec skizziert. Bei der Integration eines vergleichbaren Pulses erwartet man, dass das  $gate = 10$  nsec nur etwa die Hälfte der Ladung im Vergleich zu einem  $gate = 19$  nsec erfasst. Betrachtet man einen Jitter von  $\pm 0.5$  nsec bei einem optimierten Gate so wird in der Skizze 4.1 (rechts, grün) der aus dem Jitter entstehen ein Fehler mit 2 % abgeschätzt. Die Amplitudenwerte eines nicht optimierten Gates streuen (nach dieser Schätzung) mit etwa 10 % (rot). Diese Messungenauigkeit ist bei den dargestellten Messergebnissen zu beachten. Insbesondere für die Gate-Breiten kleiner als 19 nsec wird erwartet, dass durch eine Optimierung der Gate-Position ein besseres Ergebnis erzielt werden kann.

Für eine spätere Analyse von Luftschaubildern ist insbesondere die Qualität der Amplitudenmessung wichtig. Sie wird durch zwei Größen bestimmt: die Genauigkeit der Kalibration und das Auflösungsvermögen. In diesem Kapitel erfolgt zunächst die Kalibration der Amplitudenwerte. Sie wird für den "high-gain" am Amplitudenspektrum der Photovervielfältiger für einzelne Photoelektronen vor-

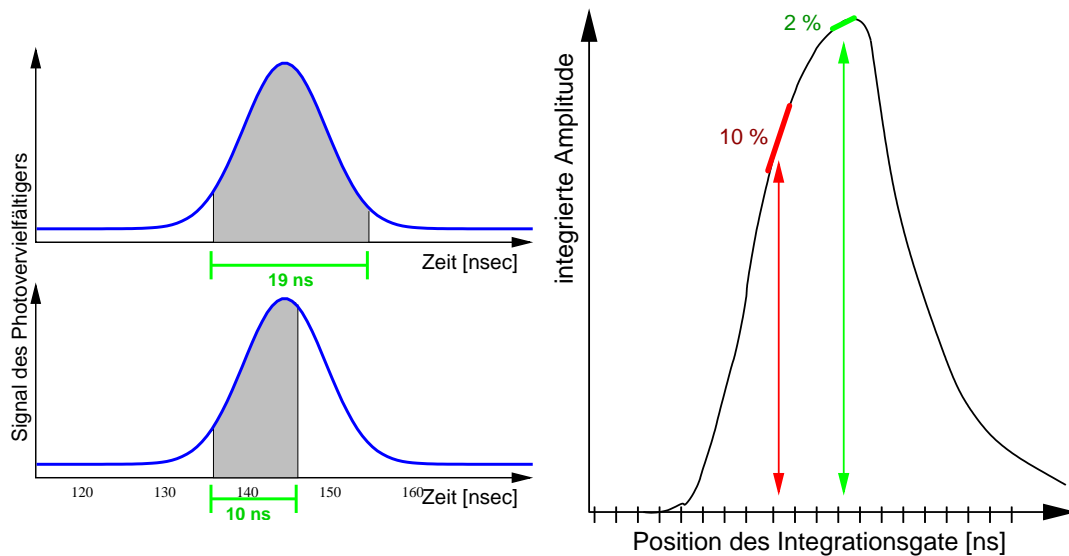


Abbildung 4.1: Auswirkung nicht optimierter Integrations-Gates LINKS: Integration des Photovervielfältigerpulses für die Gate-Breiten 10 nsec und 19 nsec. Die Position des Gate wurde für 19 nsec optimiert. Die schraffierte Fläche stellt die gemessene Amplitude des Gate-Integrators dar. RECHTS: Fehler der Amplitudenmessung bei optimiertem (grün) und nicht optimiertem (rot) Integrations-Gate (vgl. mit Abb. 3.13); Angedeutet ist ein Jitter des Gate um  $\pm 0.5$  nsec und der dadurch hervorgerufene Fehler der Amplitudenmessung.

genommen. Das Verstärkungsverhältnis zwischen den beiden Amplitudenkanälen wird ermittelt und dadurch ist es möglich die Kalibration in Photoelektronen auf den "low-gain" übertragen werden. Es erfolgt eine Untersuchung der Nulllinie. Dabei wird insbesondere der Einfluss von Hintergrundlicht auf die Amplitudenmessung diskutiert. Im letzten Abschnitt wird die relative Auflösung der Amplitudenmessung in Abhängigkeit der Amplitude bestimmt und ein zweites Kalibrationsverfahren über die relative Auflösung angegeben.

## 4.1 Absolute Eichung der Amplitude an Einzel-elektronenspektren

Eine absolute Eichung des "high-gain" kann durch einzelne Photoelektronen<sup>1</sup> erfolgen. Als Photoelektron wird ein Elektron bezeichnet, das von der Photokathode des Photovervielfältigers durch ein Photon gelöst wird. Die Anzahl der Photoelektronen unterliegt dabei der Poissonstatistik. Die Verstärkung eines Photoelektrons zu einer Elektronenlawine im Photovervielfältiger führt zu einer

<sup>1</sup>auch spe: "single photo electron"

Signalamplitude mit einer Streuung von  $\sigma_{spe}$ . Diese Streuung wird als Einzelektronenbreite bezeichnet.

Die Auflösung des "high-gain"-Kanals ist gut genug, um Signale einzelner Photoelektronen von der Nulllinie trennen zu können. Auf diese Weise läßt sich die Einheit des Analog-Digital-Wandlers  $ADC_{high}$  mit der Anzahl der Photoelektronen  $Phe$  vergleichen. Hierzu wird ein Amplitudenspektrum von Lichtpulsen geringer Intensität bestimmt.

Für die Messung wird die gepulste Leuchtdiode verwendet. Ihre Intensität wird so gewählt, dass pro Ereignis und Pixel im Mittel ein Photoelektron ausgelöst wird. Bei diesen geringen Intensitäten muss der externe Triggermodus verwendet werden. Die Messung erfolgt mit einer Frequenz von 500 Hz. In Abbildung 4.2 sind Amplitudenspektren für die verschiedenen Gate-Breiten dargestellt. An die Daten wurde eine Parametrisierung genähert. Diese Parametrisierung liefert die Position der Nulllinie, das elektronischen Rauschen  $\sigma_{el}$ , den Abstand zwischen Nulllinie und Einzelektronenwert, Einzelektronenbreite  $\sigma_{spe}$  und den Parameter  $\lambda$  der Poissonverteilung. Nulllinie und elektronisches Rauschen stimmen mit den Ergebnissen des Abschnittes 4.3 überein. Der Parameter  $\lambda$  gibt die mittlere Zahl an Photoelektronen an. Die verwendete Näherungsfunktion ist in Anhang A beschrieben.

Die Einzelektronenbreite  $\sigma_{spe}$  muss im Hinblick auf zwei Aspekte betrachtet werden:

Erstens muss sie schmal genug sein, um Nulllinie und die Einzelektronenamplitude von einander trennen zu können. Aus Abbildung 4.2 läßt sich entnehmen, dass dies für das dargestellte Pixel, ausser für die Gate-Breite 10 nsec, offenbar der Fall ist. Dieses Ergebnis ist jedoch typisch für alle Pixel. Abbildung 4.3 zeigt die Verteilung der Einzelektronenbreite aller Pixel. In Tabelle 4.1 sind die Werte für alle Gate-Breiten aufgeführt. Eine Kalibration der Amplitudenmessung mit der Gate-Breite 10 nsec mit der Methode der Einzelektronenspektren ist bei einem mittlern  $\sigma_{spe} = 0.55 Phe$  nur eingeschränkt möglich.

Zweitens ist  $\sigma_{spe}$  wichtig für die Abschätzung der Amplitudenauflösung. Dies wird in Abschnitt 4.4 diskutiert.

Der Abstand zwischen Nulllinie und Einzelektronenwert gibt den Umrechnungsfaktor des "high-gain" in Einheiten der Analog-Digital-Wandler  $ADC_{high}$  pro Photoelektron  $Phe$  an. In Kapitel 3.2.1 wird die Verstärkung der Pixel durch Anpassung der Hochspannung auf einen einheitlichen Wert  $u_{high}^{Phe}$  eingestellt:

$$u_{high}^{Phe} = 100 \frac{ADC_{high}}{PHE} \quad (4.1)$$

Die einheitlich eingestellte Gesamtverstärkung kann nun genutzt werden, um die relative Ladung im Integrations-Gate zu ermitteln. Hierzu wird die bei  $gate = 19$  nsec eingestellte Hochspannung verwendet, um Einzelektronenspektren mit anderen Gate-Breite aufzuzeichnen. Die Ergebnisse sind in der

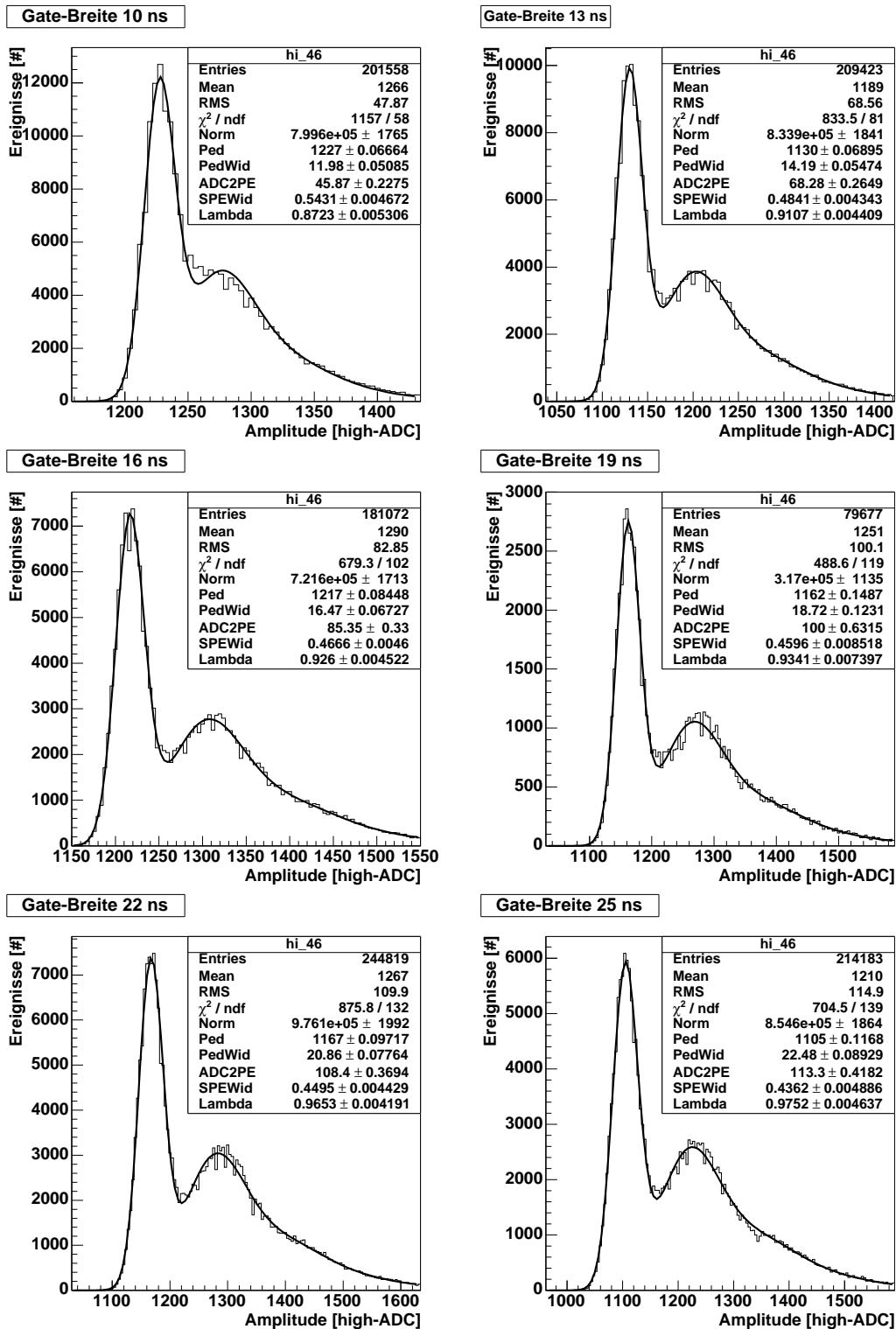


Abbildung 4.2: Einzelelektronenspektrum eines typischen Pixels bei verschiedenen Gate-Breiten; Die Hochspannung ist für die Gate-Breite  $gate = 19$  nsec auf  $u_{Phe}^{high} = 100 \frac{\text{ADC}_{high}}{\text{PHE}}$  eingestellt.

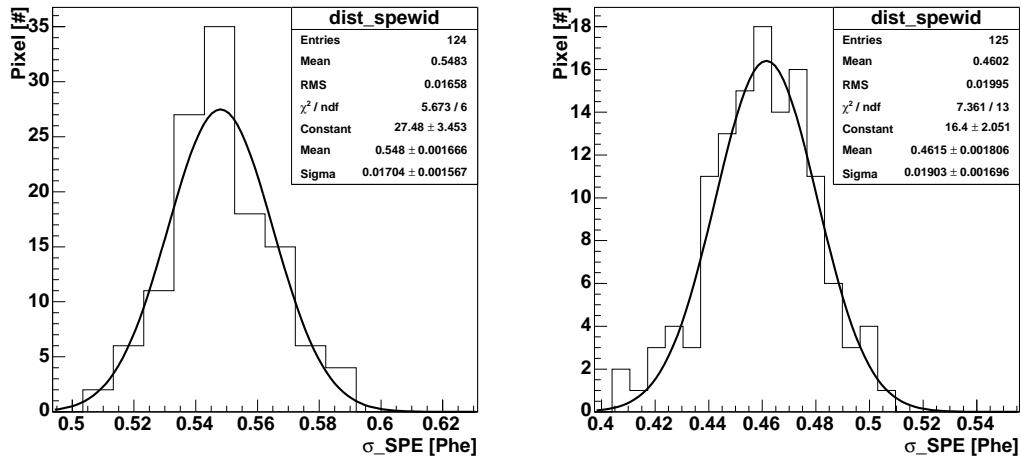


Abbildung 4.3: Verteilung der Einzelektronenbreite über alle Pixel; LINKS: bei einer Gate-Breite von 10 nsec; RECHTS: bei einer Gate-Breite von 19 nsec

Gate-Breite [nsec]	Verstärkungsfaktor $\left[\frac{\text{ADC}_{\text{high}}}{\text{PHE}}\right]$	Einzelektronenbreite [Phe]
10	$48.3 \pm 3.1$	$0.548 \pm 0.017$
13	$67.8 \pm 1.6$	$0.496 \pm 0.016$
16	$86.0 \pm 1.6$	$0.473 \pm 0.017$
19	$100.8 \pm 1.3$	$0.462 \pm 0.019$
22	$110.3 \pm 1.3$	$0.458 \pm 0.019$
25	$114.2 \pm 1.3$	$0.458 \pm 0.018$

Tabelle 4.1: Das Verhältnis zwischen registriertem und tatsächlichem Ladungsinhalt sowie die Einzelektronenbreite bei verschiedenen Gate-Breiten. Die Fehler geben die Streuung der Einzelwerte bei Mittelung über alle Pixel an.

Abbildung 4.4 und der Tabelle 4.1 dargestellt. An den Ergebnissen sind die Auswirkungen der zu Beginn des Kapitels erläuterten, nicht optimierten Integrations-Gates deutlich zu erkennen. So liegt bei einer Integration mit der Gate-Breite 13 nsec nur 70 % der Ladung im Vergleich zu einer Integration bei der Gate-Breite 19 nsec gemessen wird. Es kann aber auch festgestellt werden, dass die absolute Streuung der Verstärkungsfaktoren und die Einzelektronen verhältnismäßig wenig mit der Gate-Breiten (ausser  $gate = 10$  nsec) variiert.

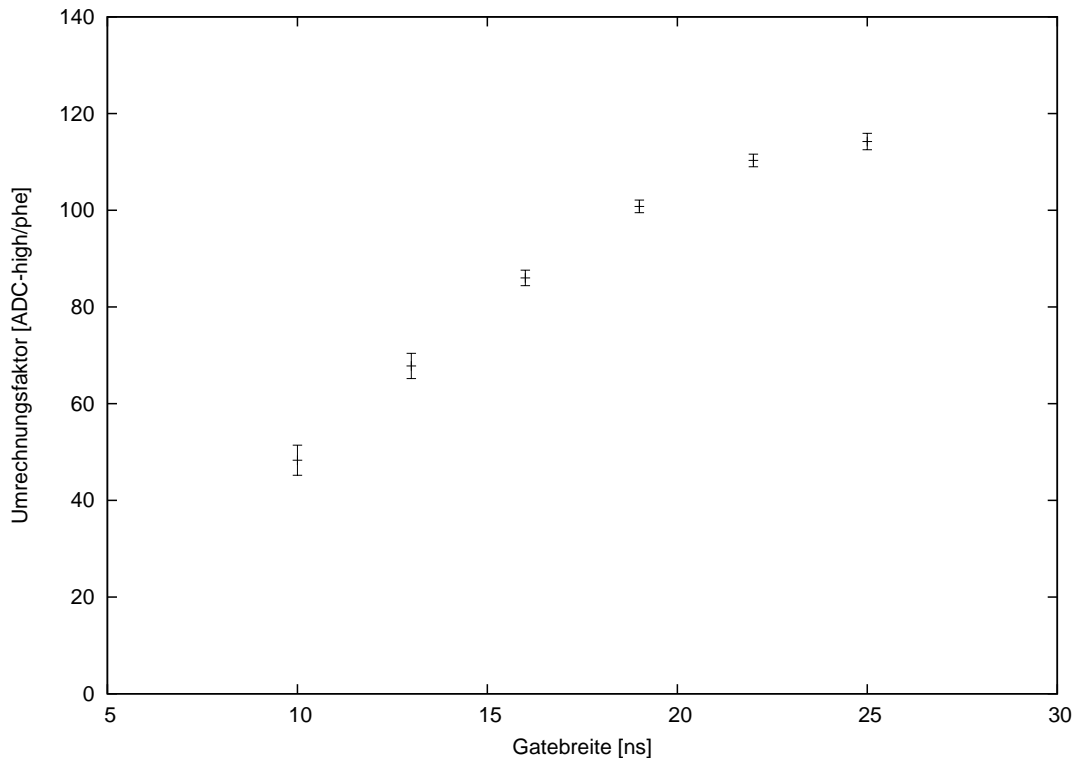


Abbildung 4.4: Die relative Ladung innerhalb des Integration-Gate ist proportional zum Umrechnungsfaktor  $u_{high}^{Phe}$ . Hier ist  $u_{high}^{Phe}$  in Abhängigkeit der Gate-Breite aufgetragen

## 4.2 Verstärkungsverhältnis der beiden Amplitudenkanäle

In den Einzelelektronenspektren des "low-gain" ist es nicht möglich, die Signale der Einzelelektronen von denen der Nulllinie zu trennen. Die Gesamtverstärkung wird daher über das Verstärkungsverhältnis von "low-gain" und "high-gain" bestimmt. Mit der Messung des Verstärkungsverhältnis soll gleichzeitig geklärt werden, inwieweit die Verstärker der beiden Kanäle linear zueinander arbeiten.

Für die Messung des Verstärkungsverhältnis werden Lichtpulse von der Kamera im gesamten dynamischen Bereich des "high-gain" aufgezeichnet. Hierzu wird der Stickstofflaser verwendet und dabei das Filterrad kontinuierlich durchgefahen. In Abbildung 4.5 sind die Werte des "high-gain" gegen den "low-gain" für ein typisches Pixel aufgetragen. Für das Verstärkungsverhältnis erhält man aus einer linearen Näherung  $p_1 = 19.24 \frac{ADC_{high}}{ADC_{low}}$ . Die Residuen an die Näherung sind im rechten Histogramm dargestellt. Die Abweichung vom Verstärkungsverhältnis beträgt dabei bis zu 1 Phe. Oberhalb von 20 Phe ist das Verstärkungsverhältnis auf 1 % linear. Die Verteilung des Verstärkungsverhältnis  $v_{high}^{low}$  aller Pixel ist

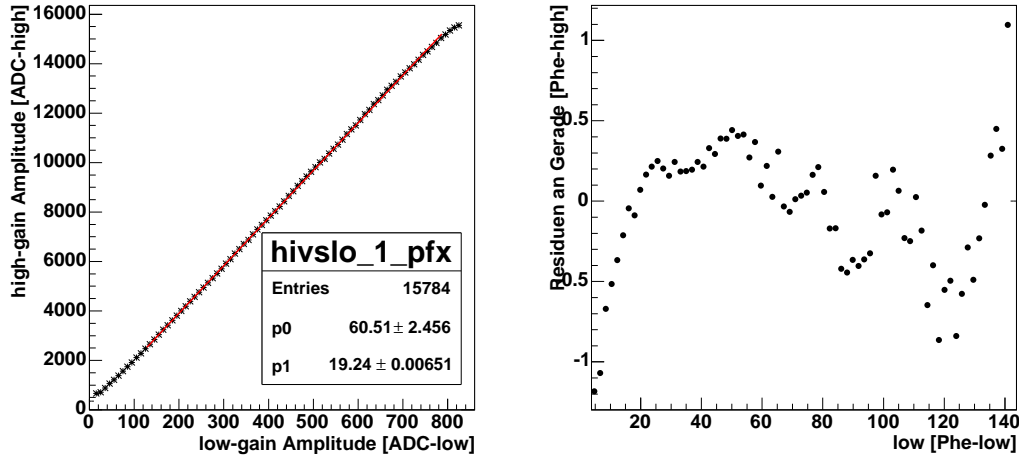


Abbildung 4.5: Verstärkungsverhältnis für ein typisches Pixel; LINKS: Die Werte des "high-gain" sind in Abhängigkeit der "low-gain" Werte gemittelt und über diesen aufgetragen. Eine lineare Näherung ist erfolgt (in rot). RECHTS: Residuen an die Näherung; Es wurde auf die Umrechnungsfaktoren 4.1 und 4.3 zurückgegriffen. Die Abweichungen in ihrer Form und Größenordnung sind typisch für alle Pixel.

in Abbildung 4.6 dargestellt. Die Einzelwerte streuen mit  $0.5 \frac{\text{ADC}_{\text{high}}}{\text{ADC}_{\text{low}}}$ , um den Mittelwert:

$$v_{\text{high}}^{\text{low}} = 19.3 \frac{\text{ADC}_{\text{high}}}{\text{ADC}_{\text{low}}} \quad (4.2)$$

Mit diesem Ergebnis kann die Kalibration des "low-gain" durch die Kalibration des "high-gain" und das Verstärkungsverhältnis erfolgen:

$$u_{\text{low}}^{\text{Phe}} = u_{\text{high}}^{\text{Phe}} \cdot \frac{1}{v_{\text{high}}^{\text{low}}} \quad (4.3)$$

$$= 5.2 \frac{\text{ADC}_{\text{high}}}{\text{Phe}} \quad (4.4)$$

### 4.3 Bestimmung der Nulllinie

Durch die Position der Nulllinie wird der elektronische Offset  $ped$  bestimmt, den die Amplitudenkanäle messen, falls kein Signal eines Lichtpulses vorliegt. Betrachtet man das Amplitudenspektrum dieser Messungen, so erhält man eine Normalverteilung um einen konstanten Mittelwert. Ein Beispiel für das Amplitudenspektrum ist in Abbildung 4.7 (oben-links) zu finden. Die gemessenen

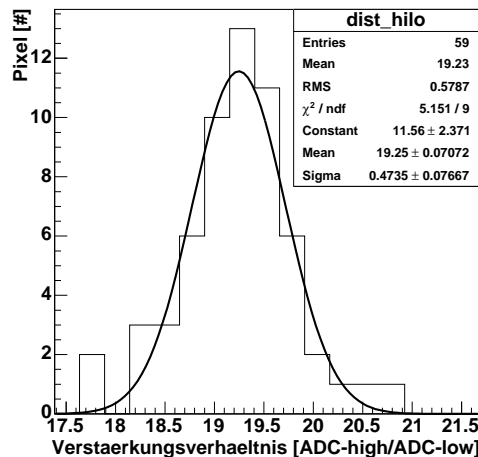


Abbildung 4.6: Verteilung des Verstärkungsverhältnis über die Pixel

Amplitudenwerte müssen vor der Umrechnung in Photoelektronen um den elektronischen Offset  $ped$  reduziert werden. Die Angabe der absoluten Nulllinie erfolgt deshalb immer in ADC.

In diesem Abschnitt wird zunächst der Einfluss von Hintergrundlichtes auf die Nulllinie bei einer Gate-Breiten von 19 nsec untersucht. In einem zweiten Schritt wird die Nulllinie der verschiedenen Gate-Breiten verglichen. Zuletzt wird der Einfluss des Hintergrundlichtes bei allen Gate-Breite diskutiert und dabei der Begriff des effektiven Gates eingeführt.

### Untersuchung der Nulllinie für die Gate-Breite 19 nsec

Als elektronisches Rauschen  $\sigma_{el}$  wird Breite der Nulllinie ohne den Einfluss von Hintergrundlicht bezeichnet. Abbildung 4.7 stellt bei einer Gate-Breite von 19 nsec die Nulllinie bei verschiedenen Intensitäten des Hintergrundlichtes dar. Oben-links ist Nulllinie bei abgeschalteter Hochspannung zu sehen. Für das elektronische Rauschen erhält man  $\sigma_{el} = 0.16$  Phe. Schaltet man die Hochspannung der Photovervielfältiger an und setzt die Pixel Hintergrundlicht aus, so verändert sich das Amplitudenspektrum. Diese Veränderungen sind in der Skizze unten-links dargestellt. Werden durch das Integrations-Gate Signalanteile des Hintergrundes erfaßt, so wird eine Amplitude über dem elektronischen Offset gemessen (rechter roter Pfeil). Entsprechend nimmt die relative Zahl der Ereignisse der bisherigen Nulllinie ab und die relative Zahl der Ereignisse in der Flanke rechts der Nulllinie nimmt zu (blaue Pfeile). Die Amplitudenmessung ist AC-gekoppelt, so dass die Ladung der einlaufenden Pulse auch wieder, jedoch als konstanter Strom, zurückfließt. Der Ampiltuden-Integrator mit steigender Intensität des Hintergrundlichtes einen niedrigeren, elektronischen Offset (linker roter Pfeil). Dabei sollte der



Mittelwert der Amplitude konstant bleiben. Ist die Breite der Nulllinie  $\sigma_0$  durch Hintergrundlicht bestimmt, wird sie im folgenden mit  $\sigma_{hl}$  abgekürzt. Es gilt:

$$\sigma_0^2 = \sigma_{el}^2 + \sigma_{hl}^2 \quad (4.5)$$

Für die Position und die Breite der Nulllinie wird jeweils ein Maß gesucht, dass auf alle Intensitäten des Lichthintergrundes anwendbar ist. Insbesondere mittlere Intensitäten, wie in Abbildung 4.7 oben-links, sollen korrekt beschrieben werden. Die Position kann entweder durch den Mittelwert oder den Median beschrieben

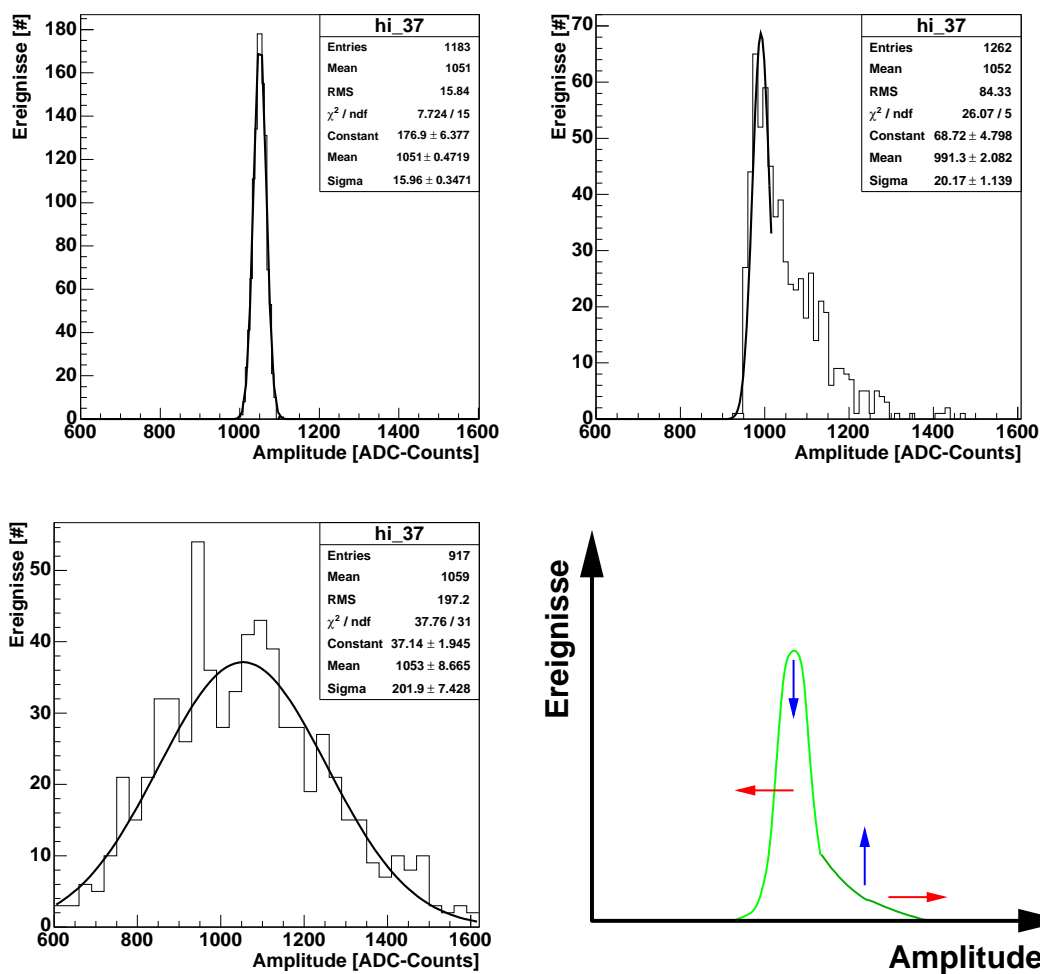


Abbildung 4.7: Nulllinie des high-gain; OBEN-LINKS: bei abgeschalteter Hochspannung; OBEN-RECHTS: beleuchtet mit Hintergrundlicht, dessen Intensität einem Anodenstrom von  $1.1 \mu\text{A}$  pro Pixel entspricht; UNTEN-LINKS: beleuchtet mit Hintergrundlicht, dessen Intensität einem Anodenstrom von  $8 \mu\text{A}$  pro Pixel entspricht; UNTEN-RECHTS: Durch die Pfeile ist angedeutet, wie sich das Amplitudenspektrum mit intensiverem Hintergrundlicht verändert.

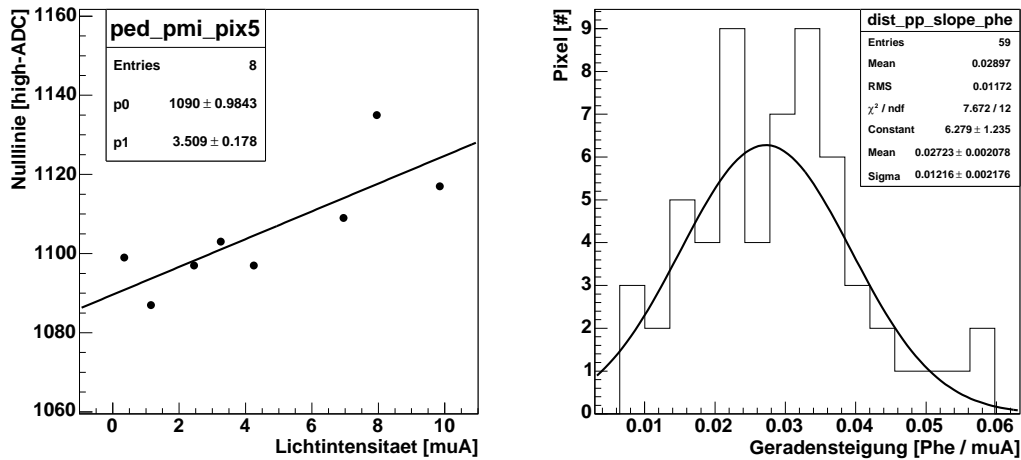


Abbildung 4.8: die Position der Nulllinie ist weitestgehend unabhängig von Hintergrundlicht; LINKS: Für ein exemplarisches Pixel ist die Position der Nulllinie über der Lichtintensität dargestellt. Die Näherung erfolgt durch eine Gerade. RECHTS: Verteilung der Steigung der Näherungsgeraden über alle Pixel

werden. Als Maß für die Breite der Nulllinie wird der maximale Abstand in dem Intervall der gemessenen Amplituden von den Werten 15.8 % bis 84.2 % verwendet. Teilt man den maximale Abstand nach durch zwei, so entspricht diese Größe für niedrige und hohe Hintergrundintensitäten dem RMS ("root mean square") und dem  $\sigma$ -Parameter einer angepassten Gauss-Kurve.

Der Nachweis, dass der Mittelwert der Nulllinie sich dennoch geringfügig verändert, erfolgt in Abbildung 4.8. Auf der linken Seite ist für ein Pixel die Beziehung zwischen der Position der Nulllinie und der Lichtintensität des Hintergrundes durch eine Gerade beschrieben. Das rechte Histogramm zeigt die Verteilung der Geradensteigungen aller Pixel. Als mittlere Steigung erhält man  $0.03 \frac{\text{Phe}}{\mu\text{A}}$ . Nimmt man an, dass durch das Hintergrundlicht des Nachthimmels ein Anodenstrom von  $3 \mu\text{A}$  erzeugt wird, so ergibt dies eine Verschiebung der Nulllinie um 0.1 Phe. Die Verschiebung ist damit vernachlässigbar.

### Breite der Nulllinie in Abhängigkeit der Gate-Breite

In Abbildung 4.9 ist die Verteilung des elektronischen Rauschens  $\sigma_{el}$  bei  $gate = 19 \text{ nsec}$  über alle Pixel dargestellt. Dem Histogramm ist zu entnehmen, dass das mittlere elektronische Rauschen  $19.5 \text{ ADC}_{\text{high}}$  und die Streuung zwischen den Pixeln  $1.6 \text{ ADC}_{\text{high}}$  beträgt. Demnach wird in allen Pixel den Erwartungen entsprechend ein vergleichbares elektronisches Rauschen beobachtet. Für alle Gate-Breiten sind die entsprechenden  $\sigma_{el}$  in der Tabelle 4.2 angegeben. Die Ermittlung der Werte erfolgt bei abgeschalteter Hochspannung  $U_{hv} = 0 \text{ V}$ . Eine zweite Messreihe wird mit  $U_{HV} \approx 900 \text{ V}$  durchgeführt. Hierbei ist der Deckel des

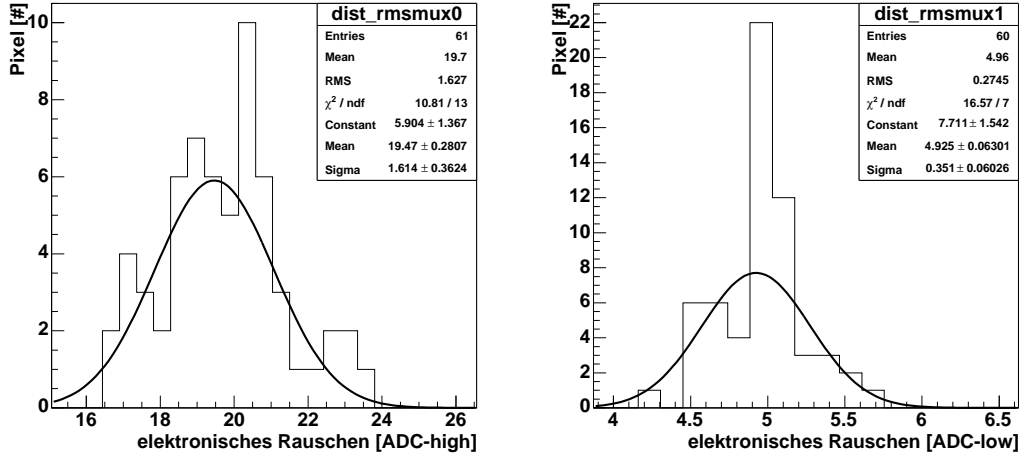


Abbildung 4.9: Verteilung über die Pixel des elektronischen Rauschens ohne Hintergrundlicht für den "high-gain" und "low-gain"

Gate-Breite [nsec]	"high-gain" $U_{hv} = 0\text{ V}$ [Phe]	"low-gain" $U_{hv} = 0\text{ V}$ [Phe]	"high-gain" $U_{hv} \approx 900\text{ V}$ [Phe]	"low-gain" $U_{hv} \approx 900\text{ V}$ [Phe]
10	$0.234 \pm 0.008$	$1.62 \pm 0.08$	$0.257 \pm 0.008$	$1.58 \pm 0.12$
13	$0.198 \pm 0.007$	$1.90 \pm 0.07$	$0.221 \pm 0.019$	$1.22 \pm 0.06$
16	$0.173 \pm 0.007$	$0.97 \pm 0.05$	$0.201 \pm 0.017$	$1.06 \pm 0.05$
19	$0.168 \pm 0.009$	$0.87 \pm 0.04$	$0.193 \pm 0.016$	$0.94 \pm 0.07$
22	$0.169 \pm 0.007$	$0.84 \pm 0.03$	$0.195 \pm 0.017$	$0.95 \pm 0.06$
25	$0.175 \pm 0.006$	$0.86 \pm 0.04$	$0.208 \pm 0.025$	$0.98 \pm 0.07$

Tabelle 4.2: Breite der Nulllinie bei ein- und abgeschalteter Hochspannung; Bei eingeschalteter Hochspannung beträgt der Anodenstrom der Pixel  $0.3\text{ }\mu\text{A}$ . Die Werte wurden über 60 Pixel gemittelt. Die angegebenen Fehler geben die Streuung der Einzelwerte vom Mittelwert an.

Kameragehäuses geöffnet, so dass das Hintergrundlicht des Raumes zu einer Verbreiterung der Nulllinie führt. Die Werte der zweiten Messung sind ebenfalls in der Tabelle 4.2 aufgeführt.

### Breite der Nulllinie gegen die Intensität des Hintergrundlichtes

Die Abhängigkeit der Breite der Nulllinie  $\sigma_{hl}$  von der Intensität des Hintergrundlichtes soll nun kurz skizziert werden. Die Photonen des Hintergrundlichtes lösen mit einer Rate  $R_{phe}$  ("Photoelektronen-Rate") in den Photovervielfältiger Signalpulse aus. Zunächst wird angenommen, dass die einzelnen Pulse entweder vollständig im Integrations-Gate liegen oder vollständig nicht durch das Gate

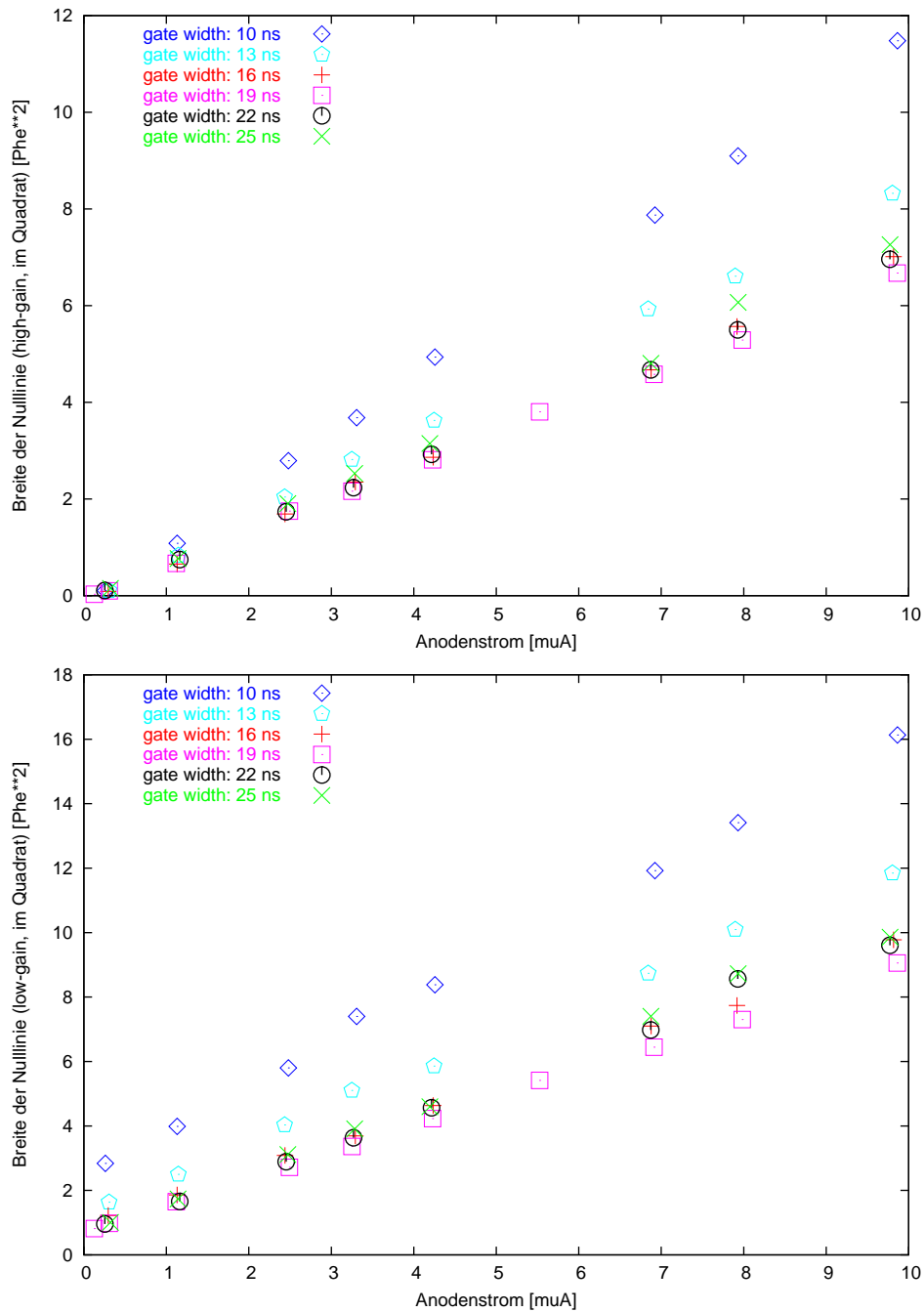


Abbildung 4.10: Breite der Nulllinie gegen die Intensität einer DC-Leuchtdiode; Das Quadrat der Nulllinienbreite ist gegenüber der Lichtintensität aufgetragen, da erwartet wird, dass diese beiden Größen proportional sind. OBEN: "high-gain"; UNTEN: "low-gain"

erfaßt werden. Hierdurch sind bei jeder Amplitudenmessung im Mittel  $N$  Photoelektronen im Gate enthalten:

$$N = R_{phe} \cdot gate \quad (4.6)$$

Die Anzahl  $N$  ist poissonverteilt, so dass man das Rauschen der Amplitudenmessung  $\sigma_{hl}$  als Varianz der Poissonverteilung erhält:

$$\sigma_{hl} = \sqrt{N} \quad (4.7)$$

$$= \sqrt{R_{phe} \cdot gate} \quad (4.8)$$

Durch Wahl einer möglichst kleinen Gate-Breite kann das Rauschen minimiert werden. Man muss jedoch berücksichtigen, dass Pulse auch nur anteilig im Gate liegen können. Dieser Effekt läßt sich durch Einführung einer effektiven Gate-Breite  $gate_{eff}$  beschreiben. Für die Messung von zufälligen Photoelektronen gilt dann:

$$\sigma_{hl} = \sqrt{R_{phe} \cdot gate_{eff}} \quad (4.9)$$

Von diesem Effekt sind Messungen bei kleineren Gate-Breiten stärker betroffen.

Messungen erfolgen bei verschiedenen Intensitäten der Hintergrudes für alle Gate-Breiten. Die Breite der Amplitudenspektren wird bestimmt und über alle Pixel gemittelt. In Abbildung 4.10 ist das Quadrat des Amplitudenrauschens  $\sigma_0^2$  gegen die Photonenrate aufgetragen. Die effektive Gate-Breite erhält man durch eine lineare Näherung der Werte:

$$\sigma_0^2(R_{phe}) = R_{phe} \cdot gate_{eff} + b \quad (4.10)$$

Der Parameter  $b$  ist durch das elektronischen Rauschen  $b = \sigma_{el}^2$  gegeben. Jedoch ist die lineare Näherung nicht genau genug, um die Werte von  $\sigma_{el}$  nachvollziehen zu können.

In Tabelle 4.3 sind die effektiven Gate-Breiten angegeben. Die zeitliche Anpassung der Integrations-Gates (vgl. Kap. 3.2.3) erfolgte bei  $gate = 19$  nsec. Man erwartet, dass für die  $gate_{eff}$  niedrigere Werte gemessen werden, falls eine Anpassung an der jeweiligen Gate-Breite erfolgt. Die optimale Gate-Breite zum Unterdrücken des Rauschen durch Hintergrundlicht liegt demnach bei 16 nsec oder 19 nsec liegen.

## 4.4 Auflösung der Amplitudenmessung

Die Auflösung der Amplitudenmessung ist die Genauigkeit, mit der die Pixel die Intensität von einfallendem Licht messen können. Sie wird bei konstantem Lichteinfall durch die Streuung der Einzelmessungen bestimmt. Die Auflösung setzt sich aus der Streuung der Zahl der Photoelektronen durch Poissonstatistik  $\sqrt{N}$ ,

$gate$ [nsec]	$gate_{eff}$ , "high-gain" [nsec]	$gate_{eff}$ , "low-gain" [nsec]
10	37.7	43.8
13	27.6	34.6
16	23.0	28.5
19	21.7	26.9
22	22.7	30.1
25	23.9	31.0

Tabelle 4.3: effektive Gate-Breite  $gate_{eff}$  der Amplitudenmessung für zufällig verteilte Photoelektronen durch Hintergrundlicht; Die zeitliche Anpassung der Integrations-Gates (vgl. Kap. 3.2.3) erfolgte bei  $gate = 19$  nsec.

der Einzelelektronenbreite  $\sigma_{spe}$  und der Breite der Nulllinie  $\sigma_0$  zusammen. Die Einzelelektronenbreite fließt dabei einmal für jedes der  $N$  Photoelektronen mit ein. Man erhält aus diesen Komponenten die relative Auflösung der Amplitudenmessung:

$$\sigma_{rel} = \frac{\sqrt{N + N \cdot \sigma_{spe}^2 + \sigma_0^2}}{N} \quad (4.11)$$

In diesem Abschnitt werden Amplituden oberhalb von 10 Phe betrachtet. Deshalb kann der Anteil der Nulllinie vernachlässigt werden:

$$\sigma_{rel} \approx \frac{\sqrt{1 + \sigma_{spe}^2}}{\sqrt{N}} \quad (4.12)$$

Die Bestimmung der Amplitudenauflösung wird zunächst für den "high-gain" und die Gate-Breite 19 nsec untersucht. Die Ergebnisse für den "low-gain" und die weiteren Gate-Breiten werden im Anschluß diskutiert.

Es werden 6 Messungen bei verschiedenen Lichtintensitäten durchgeführt. Hierbei feuert der Laser bei einer konstanten Filterradeneinstellung jeweils  $E = 2000$  Lichtblitze auf die Kamera. Für jede dieser Messung wird die mittlere Pulsintensität des Lasers und die mittlere relative Amplitudenauflösung berechnet. Die Intensitätsschwankungen des Stickstofflasers (siehe Abs. 3.1) können in der Datenauswertung durch Ausschluss der entsprechenden Ereignisse berücksichtigt werden.

Zunächst wird die mittlere Pulsintensität bestimmt. Für jedes Ereignis wird aus den Einzelamplituden der Pixel  $A_{p,e}$  die mittlere Amplitude  $A_e$  berechnet:

$$A_e = \frac{1}{P} \cdot \sum_{Pixel} A_{p,e} \quad (4.13)$$

Dabei ist  $P$  die Anzahl der beteiligten Pixel. Abbildung 4.11 zeigt Histogramme der mittlere Laserpulsintensität  $A$  über alle Ereignisse. Man erhält  $A$  durch die Mittelung über alle Ereignisse:

$$A = \frac{1}{E} \cdot \sum_{\text{Ereignisse}} A_e \quad (4.14)$$

Als zweiter Wert der 6 Messungen wird jeweils die über alle Pixel gemittelte relative Ampiltudenaufösung  $a$  bestimmt. Hierzu wird für jedes Ereignis in jedem Pixel die eigene relative Amplitude durch die mittlere Amplitude der Kamera geteilt:

$$a_{p,e} = \frac{A_{p,e}}{A_e} \quad (4.15)$$

$$(4.16)$$

Für ein exemplarisches Pixel sind diese relativen Ereignisamplituden  $a_{p,e}$  in Abbildung 4.12 aufgetragen. Der Mittelwert dieser Verteilung ist die relative Amplituden der einzelnen Pixel  $a_p$ :

$$a_p = \frac{1}{E} \cdot \sum_{\text{Ereignisse}} a_{p,e} \quad (4.17)$$

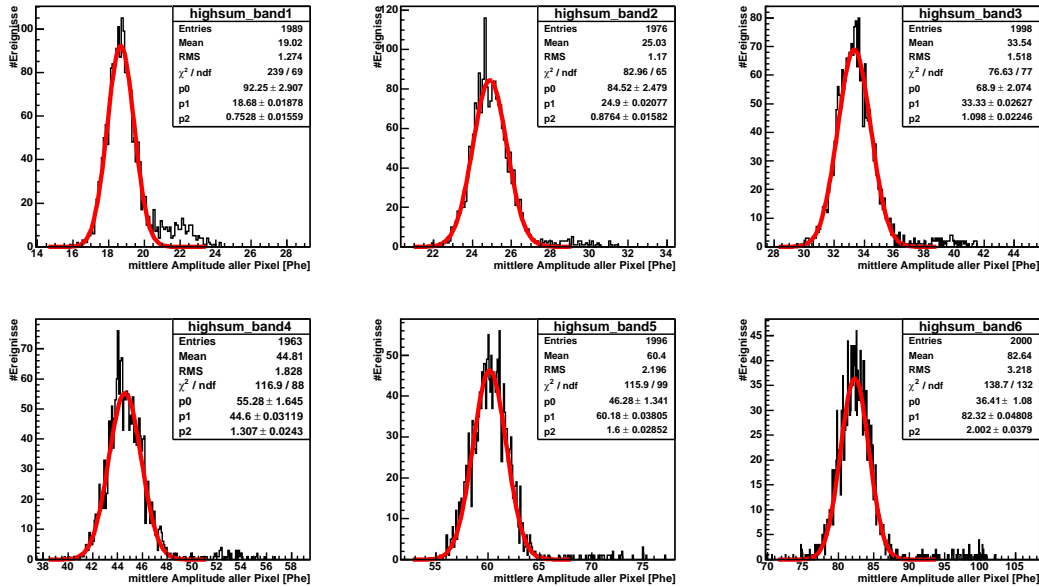


Abbildung 4.11: Verteilung der mittleren Laserpulsintensitäten  $A_p$  sind für verschiedene Filterradeinstellungen aufgetragen. Die sich daraus ergebende Laserpulsintensität pro Pixel  $A$  kann als Mittelwert direkt den Diagrammen entnommen werden. Diese Messungen erfolgen mit einer Gate-Breite von 19 nsec.

Durch Mittelung dieser Werte erhält man die gesuchte relative Amplitudenauflösung:

$$\sigma_{rel} = \frac{1}{P} \cdot \sum_{Pixel} a_p \quad (4.18)$$

In Abbildung 4.13 sind beiden ermittelten Werte  $A$  und  $\sigma_{rel}$  (für den "high-gain" in rot) gegeneinander aufgetragen. Für den "low-gain" erfolgte eine entsprechende Auswertung der selben Ereignisse.

In das Diagramm 4.13 eingezeichnet ist die erwartete relative Auflösung auf Grund von Poissonstatistik, sowie die Korrektur durch die Einzelelektronenbreite nach der Formel 4.12. Die Ergebnisse ( $A$ ,  $\sigma_{rel}$ ) des "high-gain" entsprechen dabei vollkommen diesen Erwartungen.

In Abbildung 4.14 sind die Ergebnisse weiterer Messungen bei verschiedenen Gate-Breiten dargestellt. Durch die Messungen kann nachgewiesen werden, dass die relative Amplitudenauflösung durch Poissonstatistik dominiert ist ( $\sigma_{rel} > \frac{1}{\sqrt{N}}$ ). Die entsprechende Erwartung 4.12 mit dem zusätzlichen Korrekturfaktor der Einzelelektronenbreite ist hier jedoch nicht erfüllt. Dies kann durch eine ungenaue Kalibration bedingt sein.

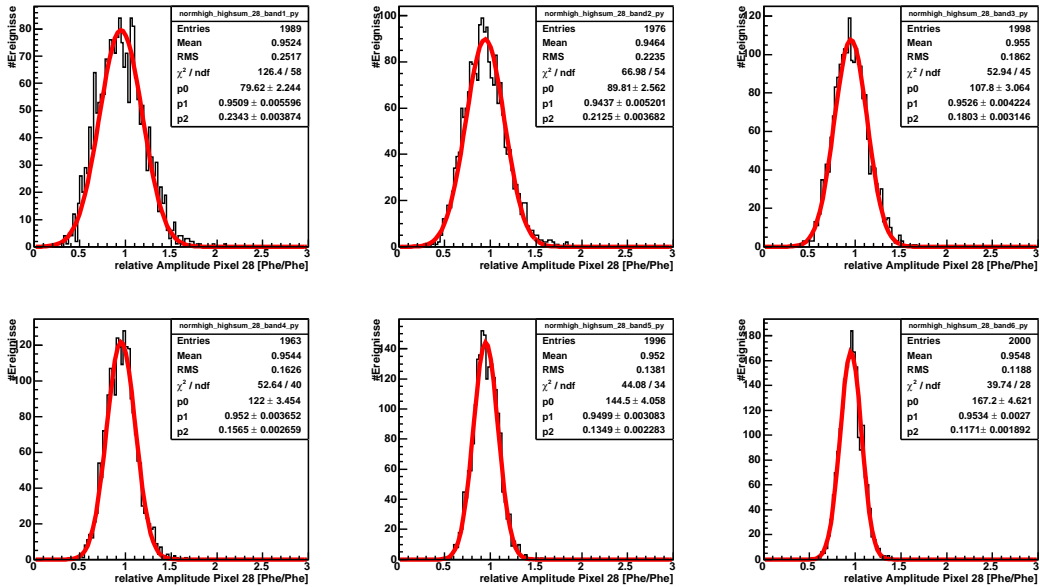


Abbildung 4.12: Verteilung der relativen Ereignisamplituden  $a_{p,e}$  für das exemplarische Pixel  $p$ ; Als Mittelwert  $a_p$  erhält man die relative Amplitude des Pixels. Durch das RMS der Verteilung bzw. durch den  $\sigma$  ( $p_2$ ) einer genäherten Gauß-Kurve erhält man die relative Amplitudenauflösung  $\sigma_{rel}$ .



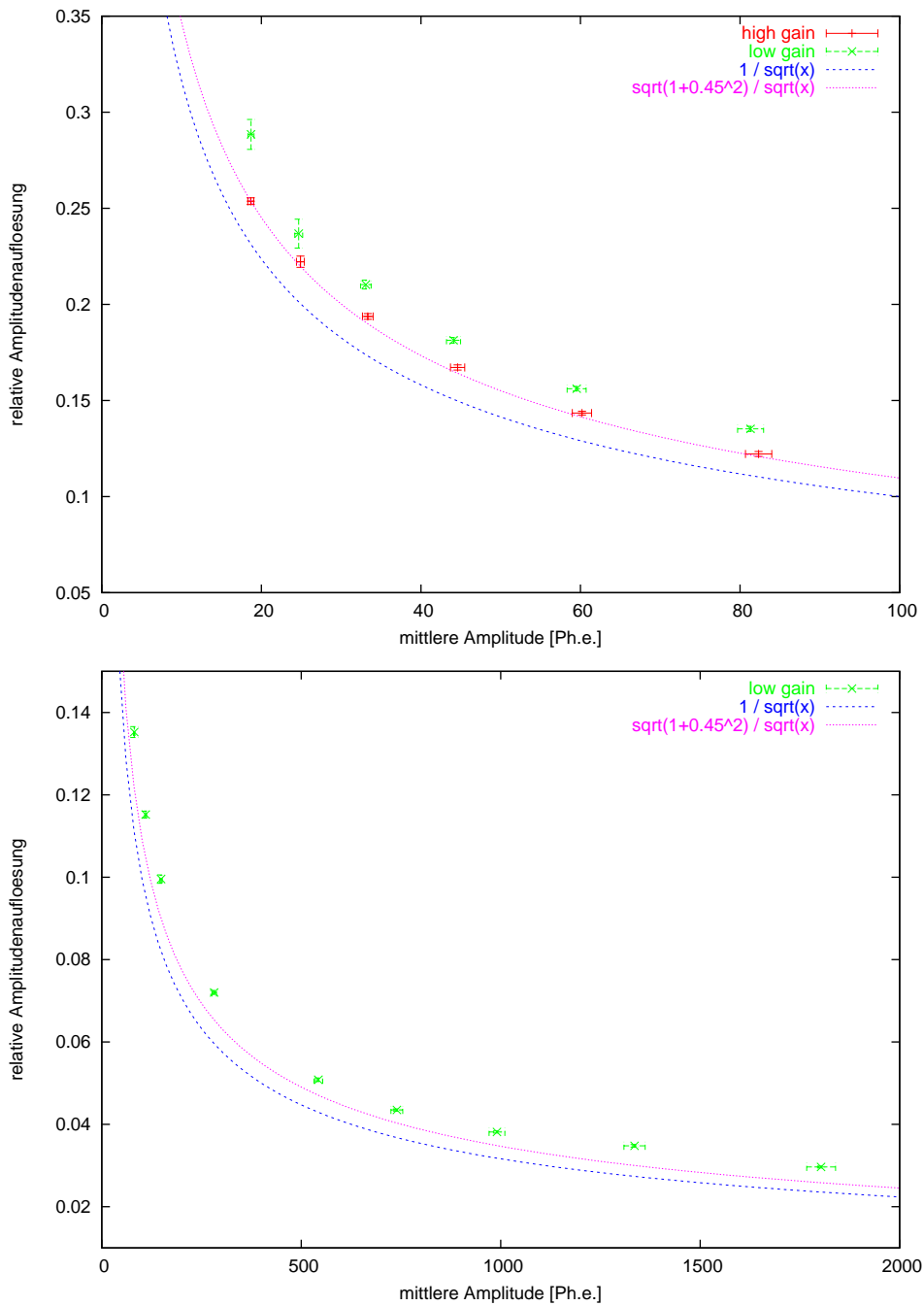


Abbildung 4.13: relative Amplitudenaufloesung gegen mittlere Laserpulsintensität; Die Messwerte für den "high-gain" sind in rot und für den "low-gain" in grün dargestellt. Der Fehlerbalken der relative Amplitudenaufloesung entspricht der Streuung der relativen Amplitudenaufloesung der Pixel gegeneinander. Der Fehlerbalken der mittleren Laserpulsintensität entspricht der Streuung in den 2000 Lichtblitzen einer Messung (vgl. Parameter  $p_2$  / RMS in Abb. 4.11)

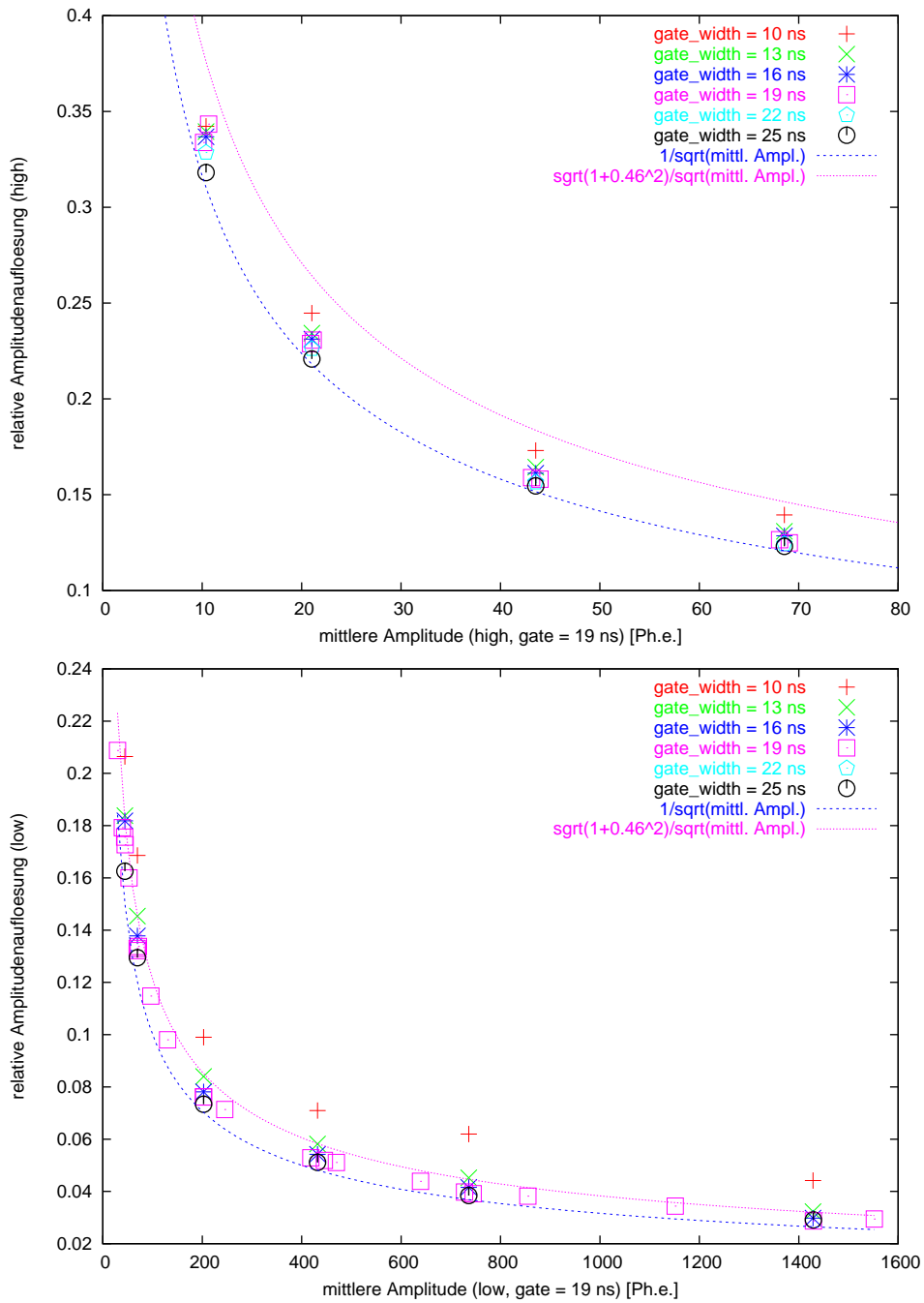


Abbildung 4.14: relative Amplitudenaufloesung gegen mittlere Laserpulsintensität bei den verschiedenen Gate-Breiten; OBEN: Darstellung für den "high-gain"; UNTEN: Darstellung für den "low-gain"

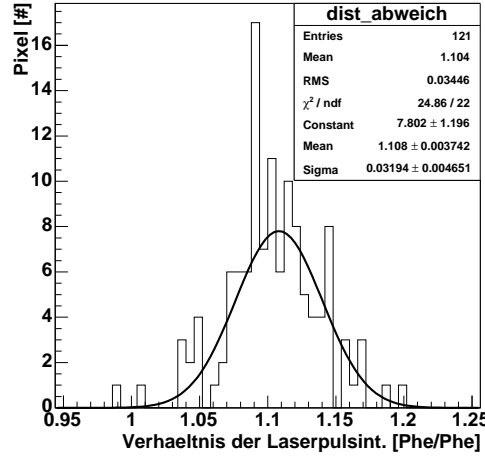


Abbildung 4.15: RECHTS: Vergleich der Kalibration durch das Einzelektronenspektrum und durch die relative Auflösung des "high-gain"; Es ist die Verteilung über alle Pixel des Verhältnisses  $v_p$  der Laserpulsintensitäten in Phe kalibriert durch die relative Amplitudenauflösung und die Einzelektronenbreite dargestellt.

#### 4.4.1 Kalibration der Amplitudenmessung über die relative Amplitudenauflösung

Die Formel 4.12 setzt die Zahl der Photoelektronen in Beziehung mit der Amplitudenauflösung. Ihre Gültigkeit wird an dieser Stelle angenommen. Durch Auflösen nach  $N$  erhält man:

$$N = \frac{1 + \sigma_{spe}^2}{\sigma_{rel}^2} \quad (4.19)$$

Über Laserpulse mit konstanter Intensität kann die relative Amplitudenauflösung  $\sigma_{rel}$  auch ohne eine Kalibration durch die Einzelektronenspektren bestimmt werden. Die Laserspulsintensität pro Pixel  $A$  (Def. 4.14) wird in ADC-Einheiten berechnet. Unter der Voraussetzung, dass die Einzelektronenbreite  $\sigma_{spe}$  bekannt ist, kann eine alternative Kalibration der Amplitudenmessung sowohl für den "high-gain", als auch fuer den "low-gain" durchgeführt werden. Der Umrechnungsfaktor ergibt sich aus 4.19 und der Laserspulsintensität pro Pixel:

$$u_{ampl}^{Phe} = \frac{A}{N} \quad (4.20)$$

$$= \frac{\sigma_{rel}^2}{1 + \sigma_{spe}^2} \cdot A \quad (4.21)$$

Die beschriebene Methode wird durch eine Messung mit etwa 2000 Laserblitzen getestet. Die Laserpulsintensität der Pixel mit  $A_p$  wird dabei mit beiden Kalibrationsverfahren errechnet und der Quotient für jedes Pixel gebildet:

$$v_p = \frac{A_p^{\sigma_{rel}}}{A_p^{\sigma_{spe}}} \quad (4.22)$$

In Abbildung 4.15 sind die Verhältnisse  $v_p$  für alle Pixel aufgetragen. Die mittlere Abweichung der beiden Verfahren beträgt 10.8%. Die Messung wurde bei einer mittleren Laserpulsintensität von  $A = 71$  Phe (kalibriert an den Einzelektronenspektren) bestimmt.

# Kapitel 5

## Zeitmessung der Pixel

Die Pixel verfügen neben den beiden Amplitudenkanälen über einen Zeit-Ladungs-Konverter (TAC). Mit ihm wird die Zeitdifferenz zwischen Auslösezeitpunkt des Pixeldiskriminators und des Kameratriggers bestimmt. Die Zeitinformation kann für die Auswertung von Luftschauerbildern, die Überwachung der Pixelelektronik und zur Abstimmung von Signallaufzeiten genutzt werden.

Ziel der Luftschauerbilderauswertung ist die Rekonstruktion der Herkunftsrichtung und Energie der primären, hochenergetischen Teilchen. Die durch den Zeit-Ladungs-Konverter zusätzlich gewonnene Bildinformation kann zur Richtungsrekonstruktion des Primärteilchens beitragen. Eine bessere Erkennung von hadronischen Primärteilchen wird ebenfalls erwartet.

Die zweite Funktion des Zeit-Ladungs-Konverters, ist den Zustand der Elektronik zu überwachen. Für Tests des Triggermechanismus kann dem Wert des TAC-Kanals entnommen werden, ob in einem Ereignis die Diskriminatoren der einzelne Pixel ausgelöst haben. Der Zustand der Pixelelektronik kann durch Vergleich der Zeit- und der Amplitudenmessungen mit der eingestellten Diskriminatorschwelle auf Plausibilität geprüft werden. Defekte in den Pixeln, insbesondere in der Pixelelektronik, können hierdurch erkannt werden (siehe Abs. 3.5). Der Einsatz des Zeit-Ladungs-Konverters für die Abstimmung der Signallaufzeiten in der Pixelelektronik wurde bereits in Kapitel 3 diskutiert.

In diesem Kapitel wird zunächst das Messprinzip des Zeit-Ladungs-Konverters besprochen. Die Zusammensetzung der Zeitmessung aus einzelnen Zeit wird dargestellt. In Abschnitt 5.2 wird die Eichung der Zeitmessung diskutiert. Die Auslösezeit der Diskriminatoren ist abhängig von der Amplitude die durch die Photoervielfältiger der Pixel erzeugt wird. Dieser Effekt wird als Diskriminator-Walk bezeichnet. Der Diskriminator-Walk wird schon in Abschnitt 5.1 berücksichtigt und dann in Abschnitt 5.3 diskutiert. Das Kapitel schliesst mit der Bestimmung des Auflösungsvermögens der Zeitmessung.

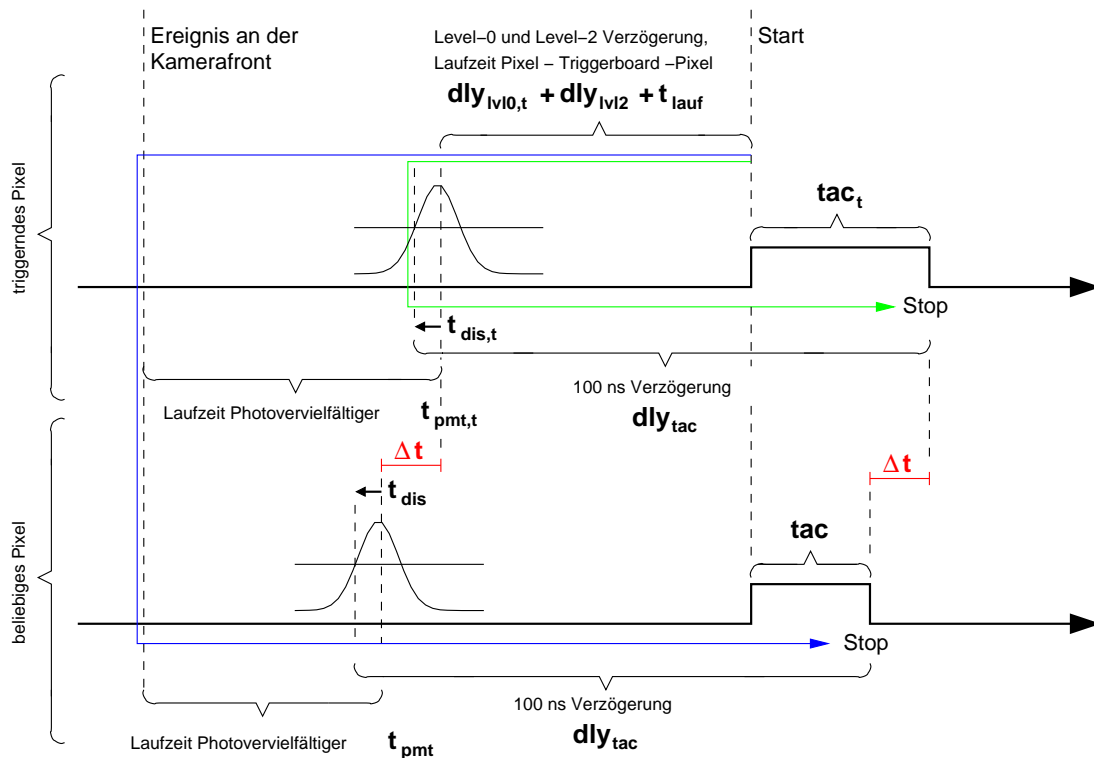


Abbildung 5.1: Zeitabfolge des internen Triggerprozesses; Auf der oberen Zeitachse ist das triggernden Pixels dargestellt (siehe Text). Der gemessene Wert des Zeit-Ladungs-Konverters  $tac_t$  entspricht den Zeiten entlang des grünen Pfeils. Die Zeitmessung eines beliebigen Pixels ist durch den blauen Pfeil und die untere Zeitachse schematisiert. Zählt man die Zeiten entlang der Pfeile zusammen, so müssen Zeiten, bei den die Pfeile entgegen der Zeitachse laufen, subtrahiert werden.

## 5.1 Messprinzip des Zeit-Ladungs-Konverters

Durch den Zeit-Ladungs-Konverter (TAC) werden die relativen Zeitunterschiede zwischen dem Kameratrigger und dem Auslösen der Diskriminatoren der einzelnen Pixeln gemessen. In diesem Abschnitt wird die Zusammensetzung der Zeitmessung aus verschiedenen Lauf- und Verzögerungszeiten untersucht. Die Zeitmessung des TAC wird durch den Kameratrigger gestartet. Somit besteht zwischen dem internen und externen Triggermodus ein Unterschied. Gestoppt wird die Zeitmessung in beiden Fällen vom Diskriminatorsignal des jeweiligen Pixels.

Für den internen Triggermodus ist die Zeitmessung in Abbildung 5.1 dargestellt. Dabei wird eine zweite Unterscheidung zwischen einem beliebigen und einem triggernden Pixel vorgenommen. Das triggernde Pixel zeichnet sich dadurch aus, dass es als das Pixel identifiziert werden kann, welches für das Auslösen des Kameraereignisses verantwortlich ist. Um das triggernde Pixel auszuwählen,

ist das einfachste Verfahren, nur diesem Pixel zu erlauben, ein Kameraereignis auszulösen.

Der gemessene Wert des Zeit-Ladungs-Konverters  $tac$  läßt sich aus Abbildung 5.1 ablesen. Für das triggernde Pixel ist der gemeinsame Zeitpunkt, auf den sich Start und Stop der Zeitmessung zurückführen lassen, das Auslösen des Diskriminators. Die Signallaufzeit durch den Photovervielfältiger muss für dieses Pixel nicht beachtet werden. Der  $tac$  ergibt sich durch Addition der Größen entlang des grünen Pfeils.

$$tac = -dly_{tac} - t_{dis} + dly_{lvl0} + dly_{lvl2} + t_{lauf} \quad (5.1)$$

In Tabelle 5.1 sind die enthaltenen Zeitkomponenten aufgeführt. Im tatsächlichen Messwert ist noch ein elektronischer Offset enthalten. Dieser Offset wird mit  $t_{lauf}$  und  $dly_{tac}$  zu  $t_{off}$  zusammengefaßt. Man erhält:

$$tac = dly_{lvl0} + dly_{lvl2} - t_{dis} + t_{off} \quad (5.2)$$

Für ein beliebiges Pixel wird der Start der Zeitmessung weiterhin durch das Diskriminatorsignal des triggernden Pixels bestimmt. Hierdurch müssen die Si-

$tac$	Messgröße des Zeit-Ladungs-Konverters	
$t_{pmt}$	Die Signallaufzeit im Photovervielfältiger ist bis zu dem Zeitpunkt definiert, zudem das Maximum des Signals des Photovervielfältigers den Diskriminator erreicht.	3.2.2
$t_{dis}$	Der Diskriminator-Walk wird rückwärts gemessen vom Maximum des Pulses bis zu dem Zeitpunkt, zum dem der Diskriminator auslöste.	5.3
$t_{lauf}$	Signallaufzeit vom Pixel zum Triggerboard und zurück. Es wird angenommen, dass diese Zeit für alle Pixel vergleichbar ist.	
$dly_{lvl0}$	Das Level-0-Signal läßt sich auf jedem Pixel in 6 programmierbaren Schritten von 1 nsec verzögern. Hierdurch werden Laufzeitunterschiede in den Photovervielfältigern der Pixel ausgeglichen.	3.2.2
$dly_{lvl2}$	Das Level-2-Signal wird in 6 programmierbaren Schritten von jeweils 1 nsec verzögert. Durch diese Verzögerung werden die Integrationsgate gegen den Kameratrigger verschoben.	3.2.3
$dly_{tac}$	Zum Anhalten der Zeitmessung wird das Diskriminatorsignal um etwa 100 nsec verzögert.	
$dly_{ext}$	Verzögerung des externen Triggereingangs	

Tabelle 5.1: Auflistung der Lauf- und Verzögerungszeiten, die in der Zeitmessung des TAC enthalten sind. In der dritten Spalte ist der Abschnitt angegeben, in welchen die entsprechende Größe genauer diskutiert wird.

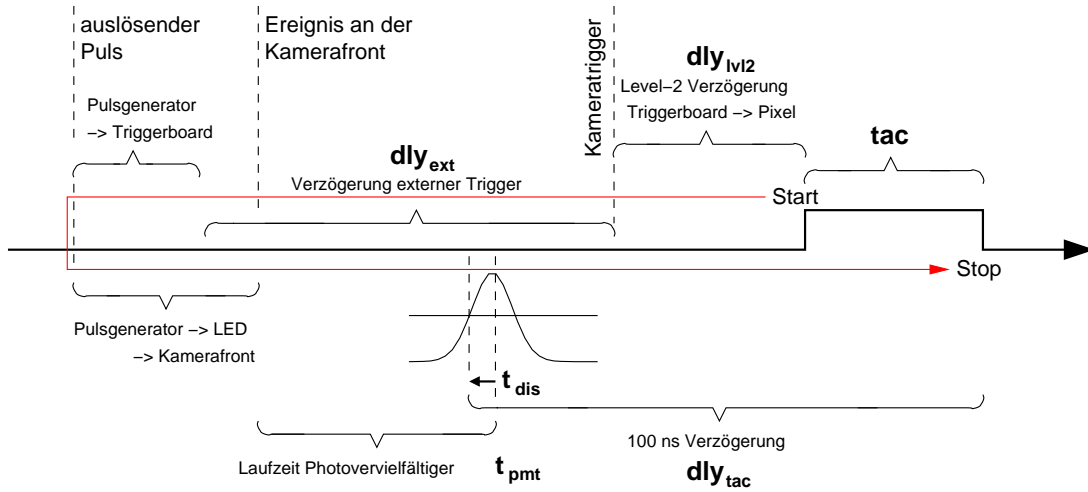


Abbildung 5.2: Zeitabfolge des externen Triggerprozess: Die gemessene Zeitdifferenz  $t_{ac}$  entspricht den Zeiten entlang des roten Pfeils.

gnallaufzeiten durch die betroffenen Photomultiplier berücksichtigt werden. Der gemeinsame Zeitpunkt, auf den sich Start und Stop der Zeitmessung zurückführen lassen, ist das Eintreffen des Lichtblitzes eines Ereignisses an der Kamerafront. Entlang des blauen Pfeils der Abbildung 5.1 erhält man den  $t_{ac}$ :

$$t_{ac} = dly_{lv10,t} + dly_{lv12} + t_{off} - \Delta t_{pmt} + \Delta t_{dis} \quad (5.3)$$

$$\Delta t_{pmt} = t_{pmt} - t_{pmt,t} \quad (5.4)$$

$$\Delta t_{dis} = t_{dis} - t_{dis,t} \quad (5.5)$$

Wird der Kameratrigger durch ein externes Signal gesetzt, erfolgt die Messung des Zeit-Ladungs-Konverters unabhängig auf den jeweiligen Pixeln. In Abbildung 5.2 ist der Vorgang dargestellt. Der gemeinsame Zeitpunkt, auf den sich Start und Stop der Zeitmessung zurückführen lassen ist der TTL-Puls, der sowohl die Leuchtdiode auslöst, als auch den Kameratrigger generiert. Die enthaltenen Offsets aus Signallaufzeiten und elektronischen Offsets werden wiederum zu einem  $t_{off}$  zusammengefaßt. Man erhält den  $t_{ac}$  entlang des roten Pfeils (Abb. 5.2):

$$t_{ac} = dly_{lv12} - dly_{ext} + t_{pmt} - t_{dis} + t_{off} \quad (5.6)$$

Soll der Zeit-Ladungs-Konverter dazu genutzt werden, die Zeitkomponenten aus Tabelle 5.1 zu vermessen, so ist der externe Triggermodus dem internen vorzuziehen. Hierdurch wird ein Einfluss des triggernden Pixels auf die Messung ausgeschlossen. Alle Messungen über den externen Eingang des Triggerboards setzen voraus, dass die Lichtquelle ohne einen zeitlichen Jitter ( $< 0.5$  nsec) an den Triggerpuls gekoppelt werden kann.

Mit der Hilfe der Beschreibung des Diskriminator-Walks (Abschnitt 5.3) sind für die Analyse von Luftschauerbildern alle Lauf- und Verzögerungszeiten aus der



Formel 5.3 bekannt. Die Zeitdifferenz der Triggerzeitpunkte  $\Delta T$  zweier von einem Ereignis betroffene Pixel  $i$  und  $j$  erhält man durch die Differenzen der  $tac$  Werte:

$$\Delta t = tac_i - tac_j \quad (5.7)$$

$$(5.8)$$

In Abbildung 5.1 ist die Differenz  $\Delta t$  bei ihrer Entstehung an den Diskriminatoren und bei ihrer Messung durch die Zeit-Ladungs-Konverter angedeutet.

## 5.2 Eichung der Zeitmessung

Die Eichung der Zeitmessung erfolgt gegen die Verzögerung des externen Triggereingangs am Triggermodul. Die Verzögerung  $dly_{ext}$  wird wiederum durch Vergleich gegen ein Oszilloskop bestimmt.

Die Verzögerung des externen Triggereingangs  $dly_{ext}$  läßt sich in 256 Schritten programmieren. Im Mittel verzögert jeder Schritt um 2 nsec. Einzelne Schritte entsprechen jedoch 0.5 nsec bis 3 nsec. Der Messaufbau für die Bestimmung der Einzelschritte ist in Abbildung 5.3 (links) skizziert. Externe Triggersignale werden über einen Pulsgenerator erzeugt und auf den Eingang des Triggerboards gegeben. Das Signal wird vom Triggerboard verarbeitet, durchläuft dabei das  $dly_{ext}$  und löst einen Kameratrigger aus. Der zeitliche Abstand zwischen Eingangssignal und Kameratrigger wird mit einem Oszilloskop bestimmt. Die Programmierung des Triggerboards und somit von  $dly_{ext}$  erfolgt über den Kamera-Kontroller. Die Messung wurde für alle 256 Verzögerungseinstellungen durchgeführt. In Abbil-

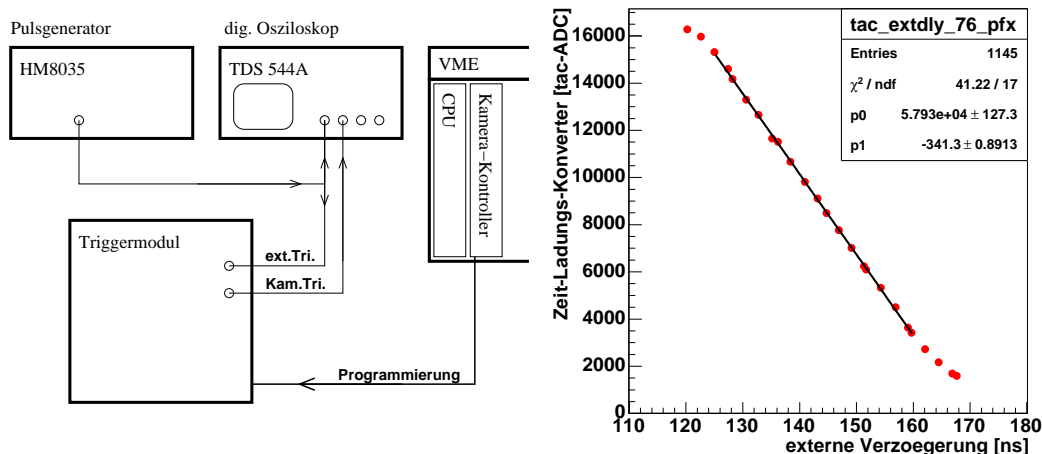


Abbildung 5.3: LINKS: Messaufbau für die Eichung der Verzögerung des externen Triggereingangs; RECHTS: Eichung der Zeitmessung gegen die Verzögerung des externen Triggers für ein exemplarisches Pixel

Abbildung 5.4 zeigt den Bereich  $dly_{ext} = 32$  bis  $dly_{ext} = 49$ . Die Werte der oberen Achse beinhalten einen Zeitoffset, der weiter nicht betrachtet wird. Aus der Abbildung ist zu entnehmen, dass die Einstellung der externen Verzögerung für große Schritte linear ist. Der Abstand der Einzelschritte variiert jedoch von etwa 0.5 nsec bis 3.0 nsec. Diese Abweichungen entstehen durch den Verzögerungsbau- stein. Die mittlere Schrittweite beträgt etwa 1.98 nsec. Für eine Korrektur sind die Einzelschritte in Anhang B aufgelistet.

Die Eichung der Zeitmessung erfolgt in einer gemeinsamen Messung. Durch Vergleich der Zeitwerte für jedes Pixel mit der externen Verzögerung werden die Zeitmessungen der Pixel unabhängig voneinander kalibriert. Die Verzö- gerung wird hierzu durchgeföhren. Pro eingestellter Verzögerungszeit werden mit der gepulsten Leuchtdiode 100 Ereignisse mit einer Rate von  $50 \frac{\#}{\text{sec}}$  erzeugt. Mit  $dly_{ext} = 44$  steps wird in Abschnitt 3.2.3 die optimale externe Verzögerung be- stimmt, mit der die Amplitudenmessung der Leuchtdiodepulse zu erfolgen hat. Die Verzögerung wird in dem dynamischen Bereich der Zeit-Ladungs-Konverter von etwa 50 nsec um dieses Optimum variiert.

Die Eichung der Zeitmessung für ein exemplarisches Pixel ist in der Abbil- dung 5.3 auf der rechten Seite abgebildet. Die externe Verzögerung wurde von

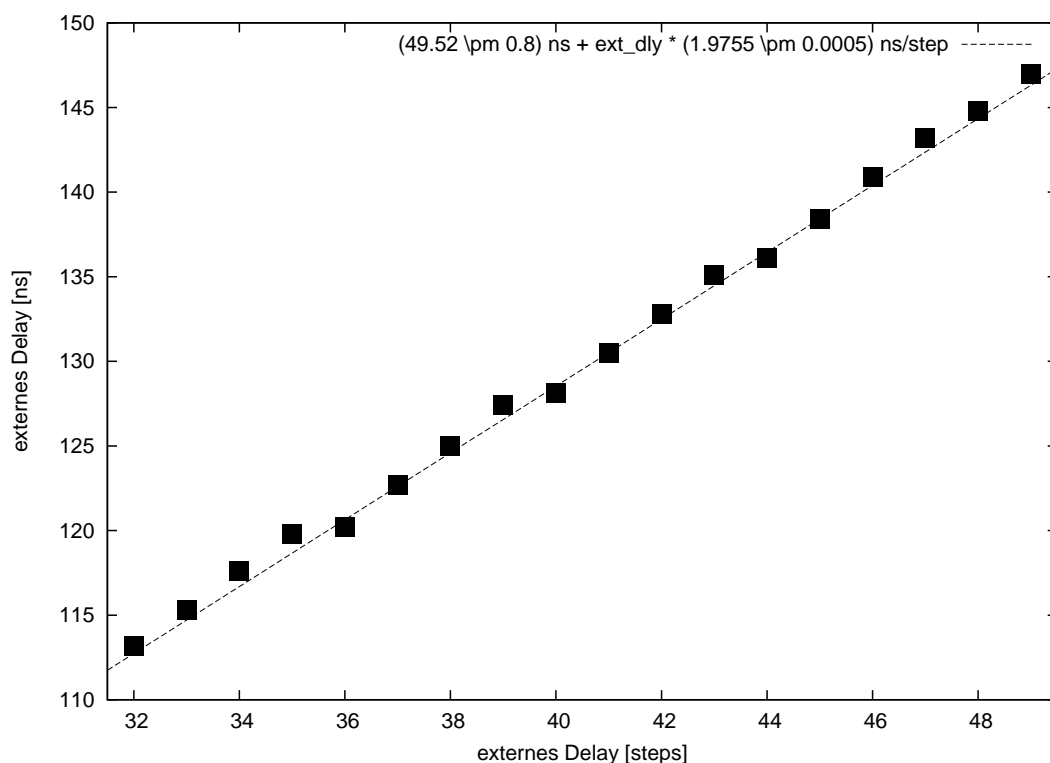


Abbildung 5.4: Verzögerung des externen Triggereingangs des Triggerboards ge- gen ein Oszilloskop geeicht

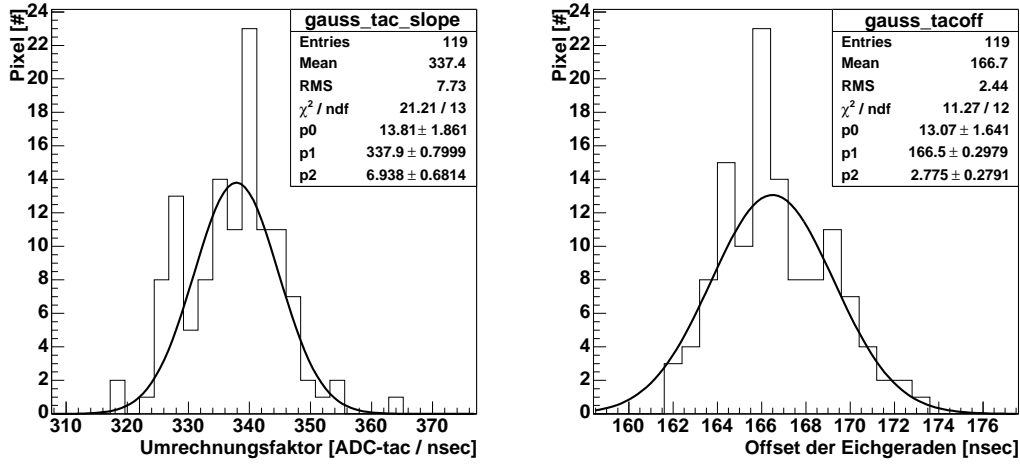


Abbildung 5.5: Eichung der Zeitmessung; dargestellt sind die Verteilung über alle Pixel: LINKS: Umrechnungsfaktoren  $\text{ADC}_{\text{tac}}$  in nsec; RECHTS: Offsets der Eichgerade in nsec-Einheiten

120.2 nsec (36 steps) bis 167.7 nsec (60 steps) in Einzelschritten variiert. Jeder Messpunkt ist aus etwa 100 Werten gemittelt. Am Rand des dynamischen Bereiches (bei 16400 ADC und 1500 ADC elektronisches Offset) schlägt diese Mittelung fehl. Unter Ausschluss dieser Randwerte wird eine lineare Näherung durchgeführt.

In Abbildung 5.5 sind die Ergebnisse der Näherung für alle Pixel dargestellt. Der Parameter  $p_1$  der durchgeführten Näherung entspricht dem Umrechnungsfaktor zwischen  $\text{ADC}_{\text{tac}}$  und Zeit in nsec. Im linken Histogramm ist die Verteilung des Faktors über die Pixel dargestellt. Im Mittel erhält man:

$$u_{\text{tac}}^{\text{nsec}} = 338 \frac{\text{ADC}_{\text{tac}}}{\text{nsec}} \quad (5.9)$$

### 5.3 Amplitudenabhängigkeit der Zeitmessung

Die Start- und Stopzeitpunkt der Zeit-Ladungs-Konverter werden im internen Triggermodus durch die Diskriminatoren bestimmt. Dabei erfolgt eine von dem Signal des Photovervielfältigers abhängige Verschiebung des Auslösezeitpunktes. Dieser Effekt wird als Diskriminator-Walk bezeichnet. Durch seine Beschreibung kann das Ergebnis der Zeitmessung korrigiert werden.

Die Entstehung des Diskriminator-Walks ist in Abbildung 5.6 skizziert. Der Diskriminator löst aus, sobald die führende Flanke des Signals des Photovervielfältigers die definierte Diskriminatorschwelle übersteigt. Dabei erreicht das Amplitudenmaximum unabhängig vom Absolutwert den Diskriminator zu einem bestimmten Zeitpunkt. Wenn dieses Maximum gerade der gesetzten Schwelle entspricht, Diskriminator-Walk  $t_{\text{dis}} = 0$ . Dies ist in der linken Darstellung skizziert.

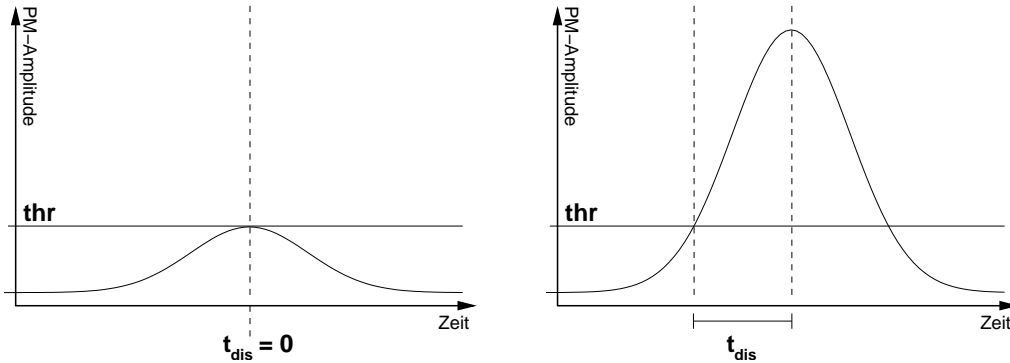


Abbildung 5.6: Entstehung des Diskriminator-Walks; Der Diskriminator löst aus, sobald der einfallende Puls einen bestimmten Schwellenwert  $thr$  übersteigt. Die beiden Darstellungen unterscheiden sich in der Größe des Signals des Photovervielfältigers.

In der rechten Zeichnung ist ein größeres Signal des Photovervielfältigers angedeutet. Mit wachsenden Pulsintensitäten löst der Diskriminator zu einem früheren Zeitpunkt aus.

Die Untersuchung des Diskriminator-Walks erfolgt im externen Triggermodus mit der gepulsten Leuchtdiode. Dabei wird die Diode mit einer konstanten Pegelspannung (bei 8.3 V) betrieben. Aufgrund von Fluktuationen in der Zahl der erzeugten Photoelektronen wird mit dieser Einstellung der Amplitudenbereich von 5 Phe bis 30 Phe abgedeckt. Ereignisse mit verschiedenen Amplitudenwerten entstehen durch Poissonverteilung der Photoelektronen im Photovervielfältiger. Circa 60000 Lichtblitze werden mit einer Rate von 500 Hz erzeugt. Die Diskriminatorschwelle der Pixel ist auf  $thr = 5$  Phe gesetzt. In Abbildung 5.7 (links) ist für ein Pixel der gemessene  $tac$ -Wert gegenüber der Amplitude aufgetragen. Jeder Punkt entspricht einem Ereignis.

Für die Auswertung der Daten werden die Ereignisse in Amplitudeintervalle eingeteilt und die  $tac$ -Werte eines Intervalls gemittelt. Eine Darstellung dieser Mittelung für fünf Pixel ist im oberen Diagramm der Abbildung 5.8 zu finden. Die Messdaten werden durch eine Näherungsfunktion beschrieben:

$$tac(high) = p_0 - p_1 \cdot \underbrace{\sqrt{\log\left(\frac{high}{Phe}\right)}}_{t_{dis}} - p_2 \quad (5.10)$$

Die Zusammensetzung des Parameters  $p_0$  wird durch die Formel 5.6 angegeben. In Anhang C wird über einen theoretischen Ansatz die Parametrisierung 5.10 motiviert. Die Pulsform des Photovervielfältigersignals wird dabei in Beziehung zum Ergebnis der Amplitudenmessung gesetzt.  $p_1$  ist demnach ein Maß für die zeitliche Ausdehnung des Signals des Photovervielfältigers. Der Parameter  $p_2$  ist dimensionslos und enthält eine Abhängigkeit von der Diskriminatorschwelle.

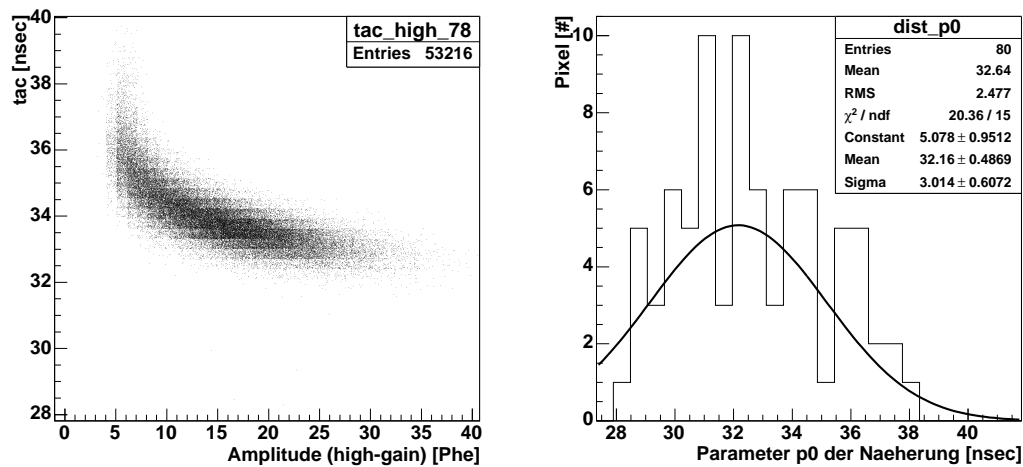


Abbildung 5.7: LINKS: Beziehung zwischen der Zeitmessung des Zeit-Ladungs-Konverters und der Amplitudenmessung; In das Diagramm sind die Ergebnisse von Einzelmessungen eingetragen. RECHTS: Verteilung über alle Pixel des Parameter  $p_0$  aus der Näherung der  $tac$ -Amplituden-Beziehung; Er gibt das Offset der Zeitmessung an. Unterschiedliche Offsets zwischen den verschiedenen Pixeln sind deutlich zu erkennen.

Für eine Korrektur des Diskriminator-Walks muss die beschriebene Näherung für alle Pixel separat durchgeführt werden. Für die fünf dargestellten Pixel (Abb. 5.8) sind im unteren Diagramm die Residuen zwischen Werten und Näherungsfunktion aufgeführt. Die drei Parameter werden in den Abbildungen 5.7 (rechts) und 5.9 über alle Pixel gemittelt. Die Parametrisierung nähert die durch den Diskriminator-Walk beeinflussten, gemittelten  $tac$ -Werte für den vermuteten Bereich auch nahe der Diskriminatorschwelle sehr gut an. Dies ist wichtig, da insbesondere bei diesen niedrigen Amplituden der gemessene Zeitwert zur Bildinformation der Luftschauer beitragen soll.

## 5.4 Auflösung der Zeitmessung

Um die Zeitstruktur in Kamera-Bildern analysieren und bewerten zu können, wird das Auflösungsvermögen der Zeitmessung benötigt. Man erwartet eine Abhängigkeit der Zeitauflösung von der Amplitude. Für Amplitudenwerte knapp oberhalb der Diskriminatorschwelle wird die schlechteste Auflösung vermutet. Kleine Variationen im Signal des Photovervielfältigers führen hier zu relativen großen Sprüngen des Triggerzeitpunktes (vgl. hierzu Abb. 5.6). Mit steigender Amplitude wird eine Verbesserung der Genauigkeit der Zeitmessung erwartet. Die Zeitauflösung der Zeitmessung eines Pixels wird bei einer bestimmten Amplitude definiert, als die Streuung der einzelnen Zeitwerte um den Mittelwert mehrerer Ereignisse.

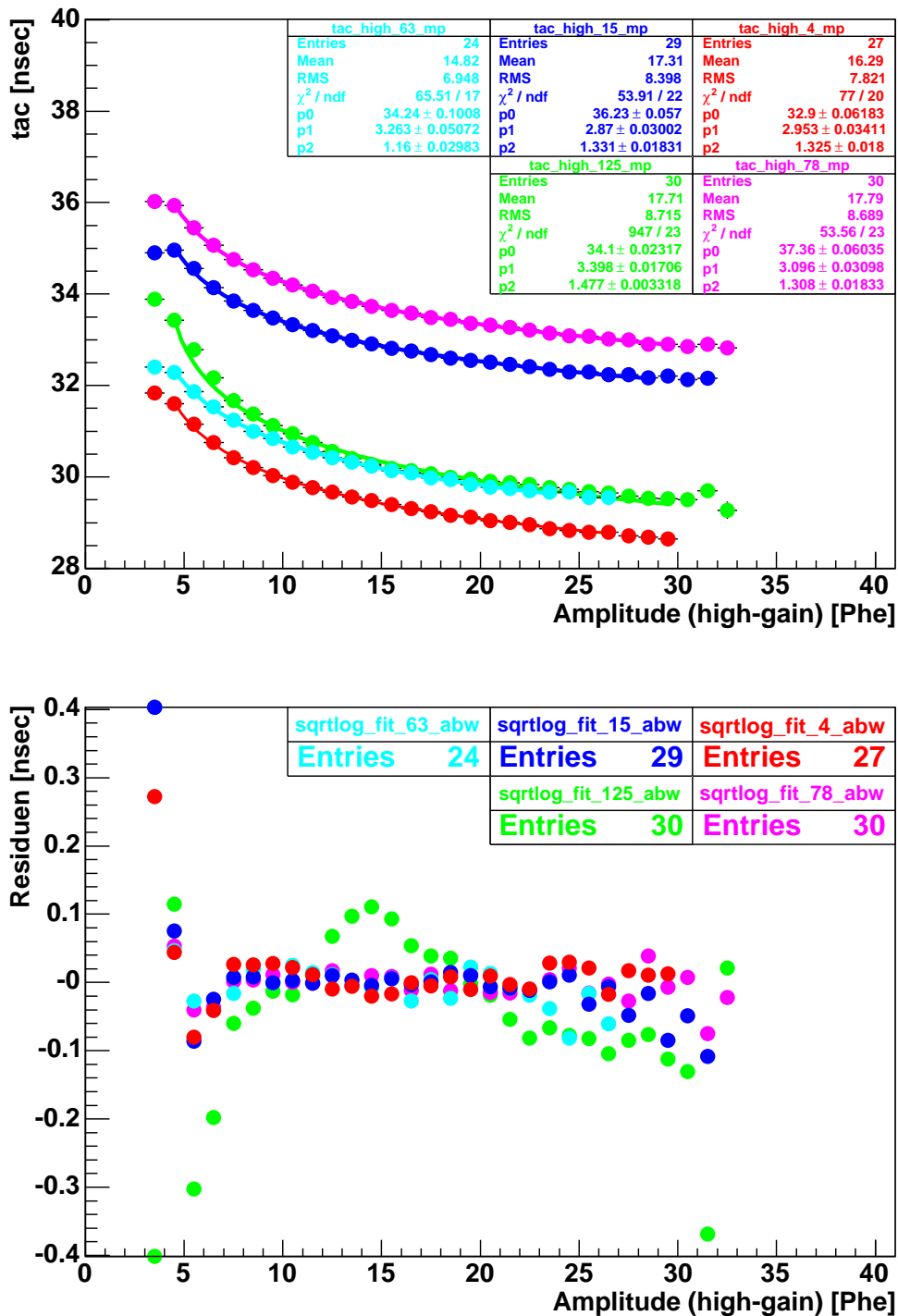


Abbildung 5.8: OBEN: In Abhängigkeit der Amplitude sind gemittelte *tac*-Werte von fünf Pixeln dargestellt. Die Parametrisierung der Daten ist im Text beschrieben. UNTEN: Residuen der Daten gegenüber der Parametrisierung

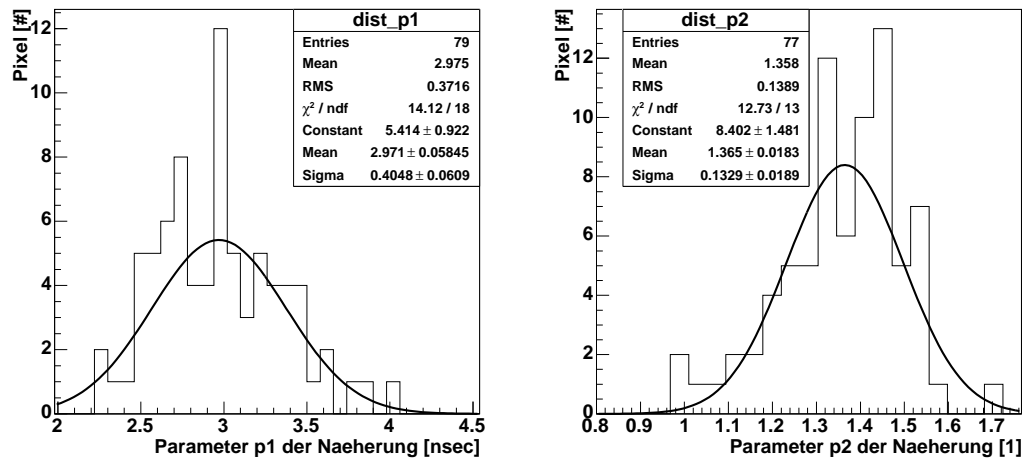


Abbildung 5.9: Verteilung über alle Pixel der Parameter aus der Näherung der *tac*-Amplituden-Beziehung; LINKS:  $p_1$  beschreibt die zeitliche Ausdehnung des Photovervielfältigerpulses; RECHTS:  $p_2$  enthält die Abhängigkeit zur Diskriminatorschwelle

Mit dieser Definition kann die Auflösung unabhängig vom Diskriminator-Walk betrachtet werden.

Zur Bestimmung einer großen Zahl an Ereignissen erfolgt die Messung der Zeitauflösung mit der gepulsten Leuchtdiode. Um in einer ersten Messung mit einem klar definierten Stop der Zeitmessung zu beginnen, erfolgt die Messung im externen Triggermodus. Die Diskriminatorschwelle wird auf  $thr = 5$  Phe gesetzt. Analog zur Messung im vorherigen Abschnitt werden Amplituden im Bereich von 5 Phe bis 30 Phe durch Fluktuation in der Zahl der Photoelektronen erreicht.

Die Ergebnisse der Messung sind in Abbildung 5.10 dargestellt. Gemäß den Werten der Amplitudenmessung werden die Ereignisse in Intervalle der Länge 1 Phe aufgeteilt. Das Histogramm auf der linken Seite zeigt die Verteilung der Zeitwerte eines Pixels aller Ereignisse mit einer Pixel-Amplituden innerhalb von 15 Phe bis 16 Phe. Die Zeitwerte sind normalverteilt und streuen mit 0.4 nsec. Im rechten Diagramm ist die Zeitaufösungen in Abhängigkeit der Amplitude aufgetragen. Jedes Amplitudenintervall enthält etwa 3000 Ereignisse.

Um die Zeitauflösung bei höheren Intensitäten beobachten zu können, erfolgt eine zweite Messung mit dem gepulsten Stickstofflaser. Das Filterrad des Lasers wird durchgeföhren. Die Diskriminatorschwelle wird auf  $thr = 15$  Phe und die Multiplizitätsbedingung auf 4 nächste Nachbarn gesetzt. Hierdurch wird verhindert, dass der interne Trigger durch Zufallskoinzidenz zustande kommt. Die Zeitauflösung ist in Abbildung 5.11 dargestellt. Jeder Messpunkt wurde aus dem RMS von etwa 30 Ereignissen zusammengesetzt.

In einer dritten Messung wird das Filterrad des Lasers bei einer Pulsintensität von etwa 2000 Phe pro Pixel konstant gehalten. In Abbildung 5.12 ist links die

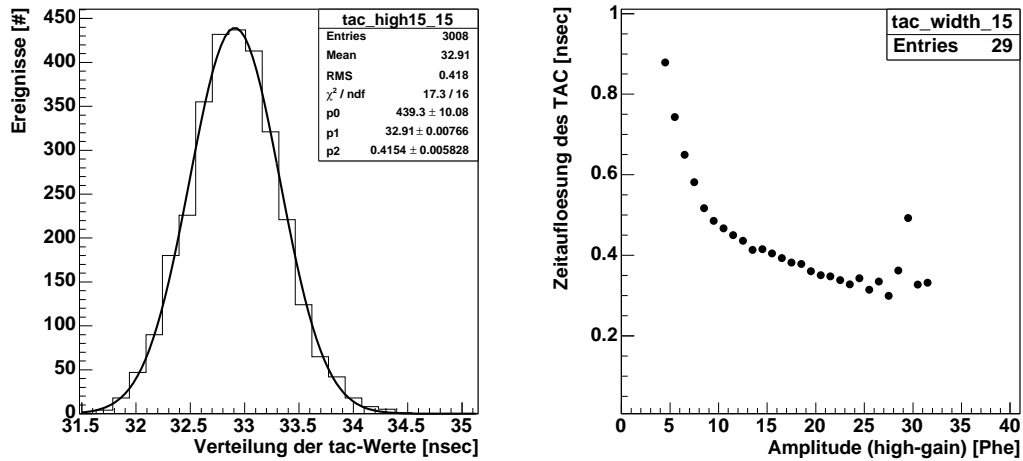


Abbildung 5.10: Bestimmung der Zeitauflösung mit der gepulsten Leuchtdiode für ein typisches Pixel; LINKS: Verteilung der *tac*-Werte eines Pixels über mehrere Ereignisse, Bei einer gemessenen Amplitude von 15 Phe bis 16 Phe; Die Zeitauflösung in diesem Amplitudenbereich beträgt etwa 0.4 nsec. RECHTS: Zeitauflösung in Abhängigkeit der Amplitude; Die Diskriminatorschwelle bei *thr* = 5 Phe ist deutlich zu erkennen.

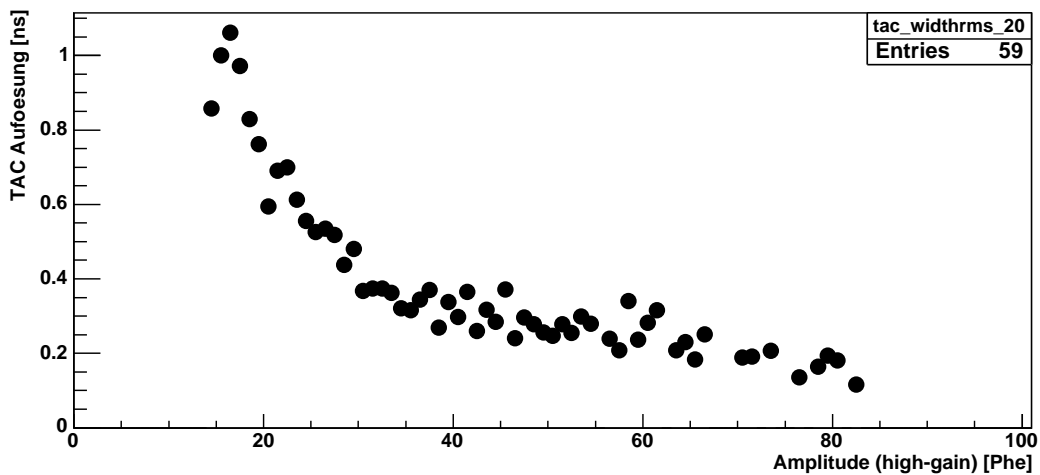


Abbildung 5.11: Bestimmung der Zeitauflösung in Abhängigkeit der Amplitude im internen Triggermodus mit dem gepulsten Stickstofflaser für ein typisches Pixel;



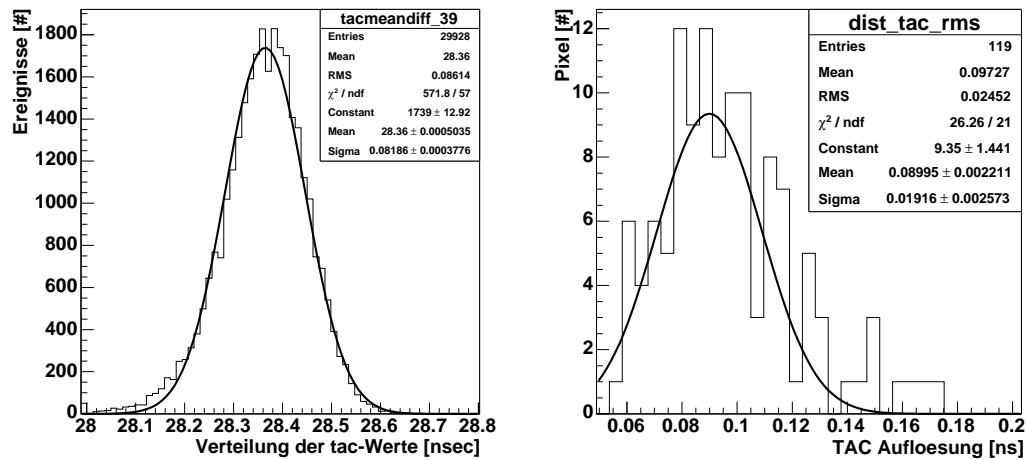


Abbildung 5.12: Bestimmung der Zeitauflösung im internen Triggermodus mit dem Stickstofflaser bei ca. 2000 Phe; LINKS: Verteilung der gemessenen Zeitwerte eines Pixels; Die Zeitauflösung beträgt hier etwa 80 psec. RECHTS: Verteilung der Zeitauflösung über alle Pixel

Verteilung eines  $\Delta tac$  dargestellt. Im rechten Histogramm ist die TAC-Auflösung über alle Pixel gemittelt. Sie beträgt etwa 80 psec.

Die Ergebnisse aller drei Messung lassen wie folgt zusammenfassen:  
Für Amplitudenwerte nahe der Diskriminatorschwelle erhält man eine Auflösung von circa 1 nsec. Die Auflösung der Zeitmessung verbessert sich mit steigender Amplitude. Diese Verbesserung setzt sich auch bei höheren Amplituden fort, wie die punktuelle Messung von 80 psec bei 2000 Phe bestätigt. Das Verhalten der Zeitauflösung ist im internen und externen Triggermodus vergleichbar.



# Kapitel 6

## Test des Triggermechanismus

Triggersysteme der Kameras in Cherenkov Teleskopen arbeiten in der Regel nach dem gleichen Prinzip. Die Grundlage dieser Trigger ist koinzidentes Detektieren von Lichtblitzen durch eine bestimmte Anzahl  $N$  von Pixeln. Ein limitierender Faktor beim Festsetzen von  $N$  und den Triggerschwellen der einzelnen Pixel ist durch das Hintergrundlicht des Nachthimmels gegeben. Die Triggerrate der Kamera auf Grund von Zufallskoinzidenzen des Hintergrundlichtes steigt mit dem Absenken der Zahl  $N$  und der Einzeltriggerrate der Pixel an. Die Einzelrate der Pixel hängt wiederum von deren Triggerschwelle ab. Für die gesamte Kamera läßt sich mit den beschriebenen Parametern die Triggerrate abschätzen.

Für den Triggermechanismus der "Smart Pixel Kamera" soll nun geprüft werden, wie groß die Rate der Zufallskoinzidenzen ist und ob sie den Erwartungen entspricht. Insbesondere ist interessant, ob durch irgendwelche Effekte bei niedrigen Schwellen zusätzliche Trigger entstehen. Solche Effekte würden die Verwendung dieser niedrigen Schwellen einschränken.

Aus den Einzeltriggerraten (Diskriminatorraten) der Pixel wird für diesen Test die erwartete Triggerrate der Kamera berechnet und mit der tatsächlichen Triggerrate verglichen. Die Darstellung beschränkt sich auf die Multiplizitätsbedingung mit jeweils zwei benachbarten Pixeln. Bevor der Vergleich zwischen erwarteter und tatsächlicher Kameratriggerrate besprochen wird, erfolgt die Bestimmung der effektiven Triggerkoinzidenzzeit zweier Nachbarpixel. Die ebenfalls notwendige Eichung der Einzeltriggerraten und die Einstellung der Diskriminatorschwellen sind in Kapitel 3 erfolgt.

### 6.1 Bestimmung der effektiven Triggerkoinzidenzzeit

In diesem Abschnitt wird die effektive Triggerkoinzidenzzeit benachbarter Pixel bestimmt. Die Koinzidenzzeit ist das Zeitintervall, indem die Level-0 Signale der Diskriminatoren die Multiplizitätsbedingung erfüllen müssen, um ein

Level-1 Signal weiter an das Triggermodul zu senden und damit ein Kameratrigger auszulösen. Ist die Multiplizitätsbedingung auf zwei nächste Nachbarn gesetzt, entspricht die Koinzidenzzeit der Summe der Breiten der Level-0 Signale der beiden Pixel. Die Breiten der Level-0 Signale können über Potentiometer variiert werden. Nach der Bestückung der Pixel wurde diese auf einen minimal möglichen Wert von etwa 4 nsec eingestellt. Durch eine möglichst geringe Koinzidenzzeit kann im Teleskopbetrieb der Kamera die Zahl der Zufallsereignisse durch das Hintergrundlicht des Nachthimmels verringert werden.

In Abbildung 6.1 ist die Erzeugung eines Level-1 Signals durch die Kombination der Pixel  $x$  und  $y$  dargestellt. Dabei werden die Photovervielfältiger mit einer ungepulsten, gleichmäßigen Lichtquelle beleuchtet, so dass die Diskriminatoren der beiden Pixel zufällig und unabhängig von einander auslösen. Daher genügt es, das Level-0 Signal des Pixels  $x$  festzuhalten und die relative Verschiebung möglicher Level-0 Signale des Pixels  $y$  zu diesem Signal zu betrachten. Im rechten Diagramm der Abbildung 6.1 ist in rot das früheste  $y$  Signal dargestellt, das noch zur Erzeugung eines Level-1 Signals führt. Das blaue Signal ist das spätest mögliche Signal.

Über die Differenz der Zeitwerte  $tac_x$  und  $tac_y$  kann die relative Verschiebung  $\Delta t$  der beiden Level-0 Signale bestimmt werden:

$$\Delta t = tac_y - tac_x \quad (6.1)$$

Der tatsächliche Prozess verläuft nicht unter so idealen Bedingungen, wie in der Skizze angedeutet. Die effektiven Signalbreite können der Verteilung der  $\Delta t$  über die Ereignisse mit jeweiliger Koinzidenz entnommen werden. Für die Messung werden die Triggerbedingung und die Intensität des Hintergrundlicht so eingestellt, dass der Kameratrigger hauptsächlich bei Ereignissen mit genau einer Zweierkoinzidenzen generiert wird. Nur diese Ereignisse können in der Auswertung berücksichtigt werden. Die in Abbildung 6.2 enthaltenen Messergebnisse sind mit einer Diskriminatorschwelle von 9 Phe ermittelt worden. Das Hintergrundlicht wird mit der ungepulsten Leuchtdiode erzeugt. Die Intensität wird mit dem Anodenstromkanal der Pixel bestimmt und beträgt 5  $\mu$ A. In der Kamera sind 152 Pixel-Zweierkombination aktiviert. Unter diesen Bedingungen erzeugt der Kameratrigger eine Rate von 100 Hz.

Als Beispiel sind im linken Histogramm (Abb. 6.2) die  $\Delta t$  der Zweierkombination aus Pixel 105 und seinem Nachbarn Pixel 102 dargestellt. Um die Flanken der Verteilung zu erkennen, werden an diese Fermifunktionen genähert:

$$fit(\Delta t) = \begin{cases} \frac{p_4}{1 + \exp(p_0 \cdot (\Delta t - p_1))} & p_5 - p_6 < \Delta t \\ p_4 & p_5 - p_6 \leq \Delta t \leq p_5 + p_6 \\ \frac{p_4}{1 + \exp(p_2 \cdot (\Delta t - p_3))} & \Delta t > p_5 + p_6 \end{cases} \quad (6.2)$$

Die Parameter  $p_1$  und  $p_3$  geben den 50 %-Punkt der Fermifunktion an. Man erhält hierdurch die effektive Triggerkoinzidenzzeit  $K_{x,y}$  der Pixelkombination  $(x, y)$ :

$$K_{x,y} = p_3 - p_1 \quad (6.3)$$

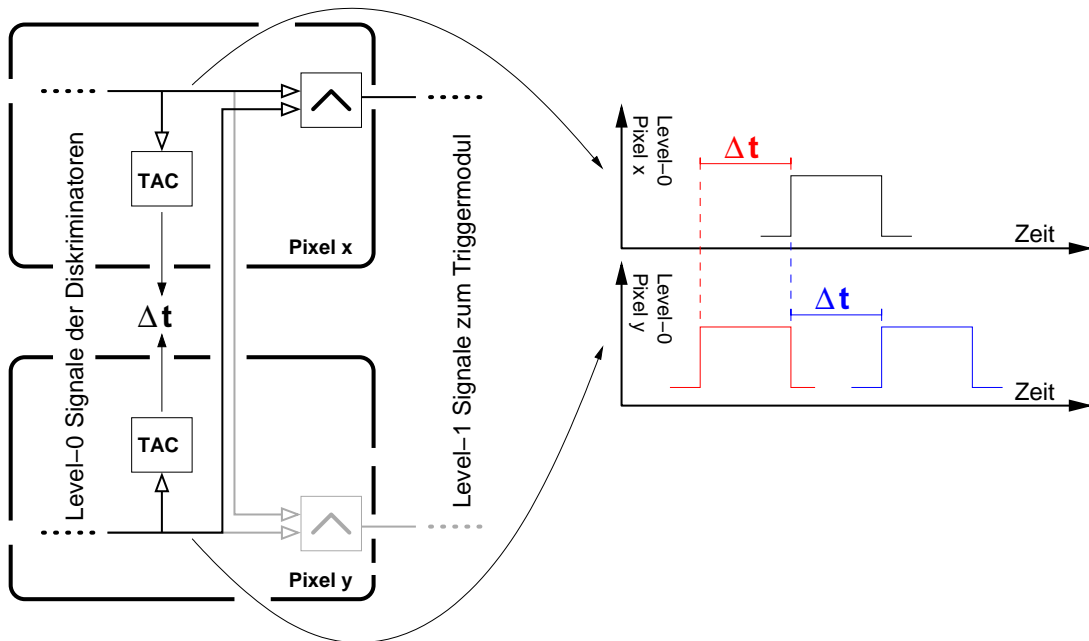


Abbildung 6.1: Generierung der Level-1 Signale für Zufallsereignisse mit der Multiplizitätsbedingung  $nn = 2$ ; Die Diskriminatoren der Pixel werden zufällig durch Hintergrundlicht ausgelöst. LINKS: Schema der Pixel  $x$  und  $y$ ; Da das Auslösen eines Kameraereignisses über den Level-1 Generator des Pixels  $y$  simultan zum Pixel  $x$  erfolgt, genügt es, den Pfad über Pixel  $x$  zu betrachten. RECHTS: Das obere Diagramm stellt das Level-0 Signal des Pixels  $x$  dar. Die relative Verschiebung eines Signals des Pixels  $y$  wird hierzu betrachtet. Im unteren Diagramm ist in rot das früheste und in blau das späteste Signal dargestellt, das zu einem Kameratrigger führt

Um eine Abschätzung für die effektiven Level-0 Signalbreiten der Pixel  $T_{eff}$  zu erhalten, muss diese Zeit noch halbiert werden:

$$T_{eff,x,y} = \frac{p_3 - p_1}{2} \quad (6.4)$$

Im rechten Histogramm der Abbildung 6.2 sind die  $T_{eff}$  aller in der Messung aktivierten Zweierkombinationen aus Pixeln gemittelt. Für die mittlere effektive Pulsbreite erhält man  $(3.45 \pm 0.06)$  nsec mit einer Streuung der Pixel um 0.7 nsec.

## 6.2 Vergleich tatsächliche und erwartete Triggerrate

Die Triggerrate der Kamera auf Grund von Zweierzufallskoinzidenzen läßt sich in Abhängigkeit der Einzelraten der Pixel abschätzen. Dies erfolgt für verschiedene

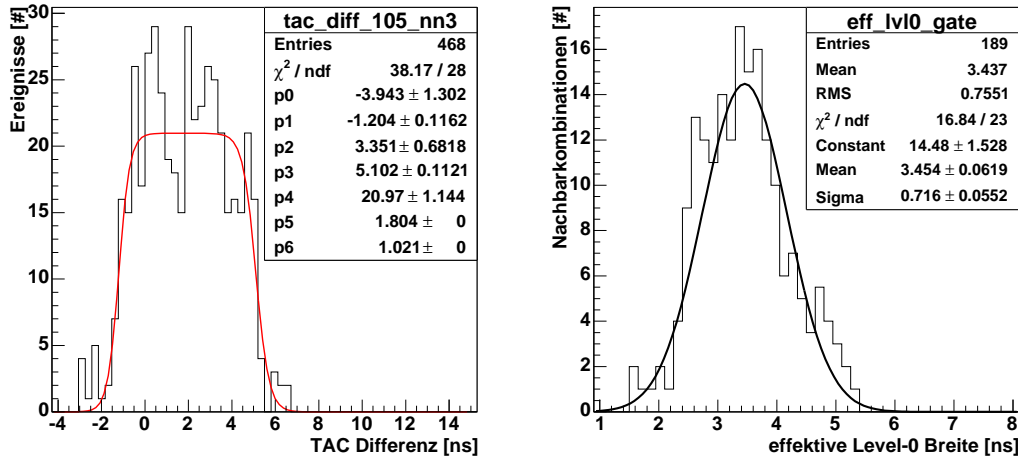


Abbildung 6.2: LINKS: Histogramm der Zeitdifferenz  $\Delta t$  zweier benachbarter Pixel bei Zufallskoinzidenzen mit der Multiplizitätsbedingung  $nn = 2$ ; Die Parametrisierung erfolgte durch die Näherungsfunktion 6.2 (in rot) RECHTS: Verteilung der effektive Level-0 Signalbreiten über alle vermessenen Zweierkombinationen; Die Werte der einzelnen Kombinationen sind der Parametrisierung (siehe linkes Histogramm) entnommen:  $\frac{p_3 - p_1}{2}$ .

Diskriminatorschwellen  $thr$ . Die Einzelraten  $R_i$ , mit denen die Diskriminatoren der Pixel auslösen, werden über den Kanal zur Ratenmessung bestimmt. Die gemeinsame Rate  $R_{i,j}$ , mit der eine Zweierkombination aus den Pixeln  $i$  und  $j$  Level-1 Signale generiert, kann mit der im vorherigen Abschnitt bestimmten Triggerkoinzidenzzeit  $K_{x,y}$  berechnet werden:

$$R_{i,j} = R_i \cdot R_j \cdot K_{i,j} \quad (6.5)$$

Unter der Voraussetzung, dass das gleichzeitige Auftreten von zwei Zweierkoinzidenzen selten ist, kann die erwartete Ereignisrate der Kamera  $R_{erw}$  aus der Summe über alle Kombinationen berechnet werden:

$$R_{erw} = \sum_{(i,j) \in \aleph} R_{i,j} \quad (6.6)$$

$$= \sum_{(i,j) \in \aleph} R_i \cdot R_j \cdot K_{i,j} \quad (6.7)$$

Dabei bezeichnet  $\aleph$  die Menge aller Kombinationen und  $n$  deren Anzahl, wobei die Kombination  $(i, j)$  und  $(j, i)$  als eine Kombination gezählt wird. Verwendet man für die Einzelrate der Pixel  $R$  und die Triggerkoinzidenzzeit  $K$  jeweils einen gemittelten Wert, so vereinfacht sich die Abschätzung auf:

$$R_{erw} = n \cdot R^2 \cdot K \quad (6.8)$$

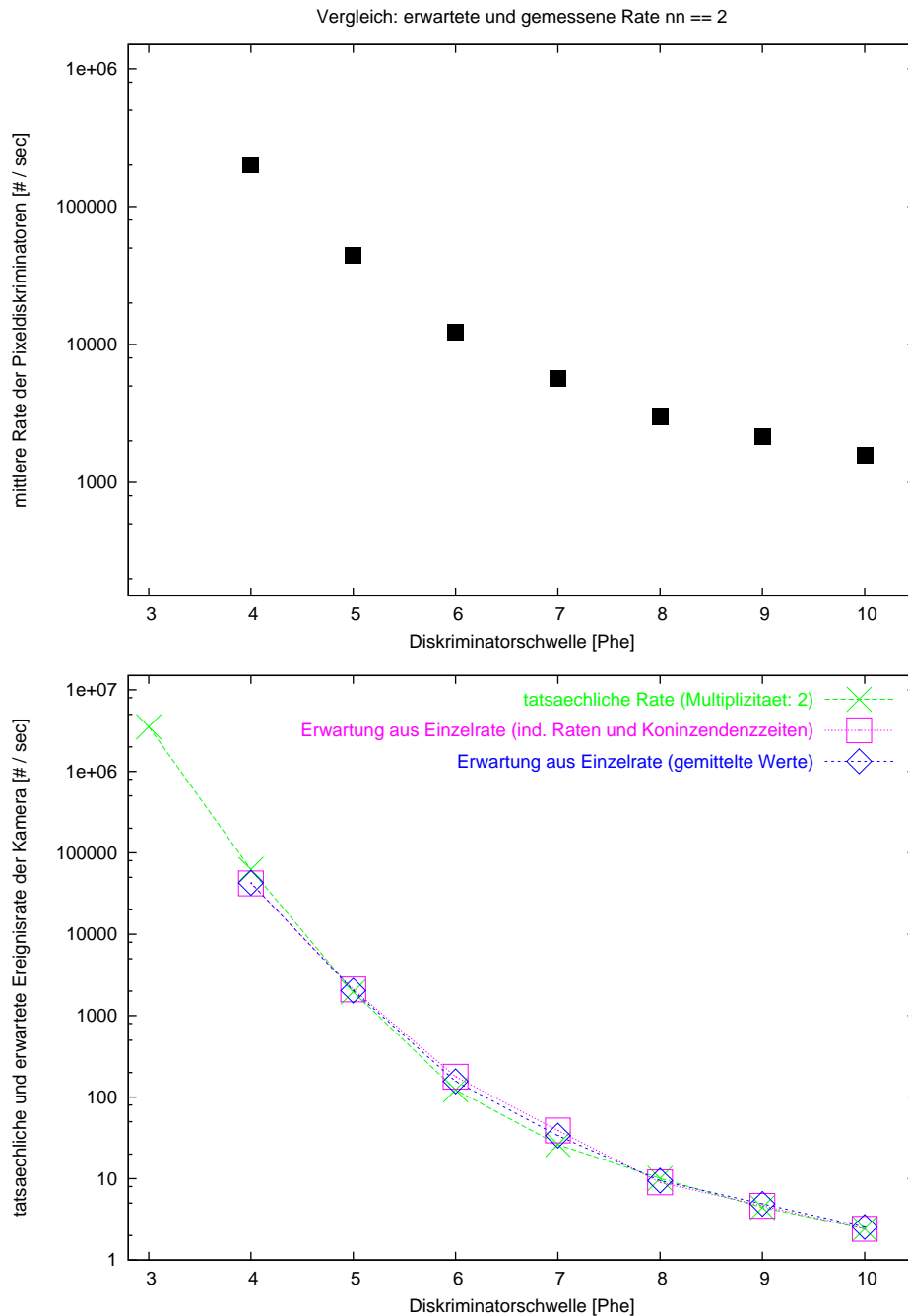


Abbildung 6.3: OBEN: über alle Pixel gemittelte Einzelraten  $R$  der Pixel-Diskriminatoren; UNTEN: tatsächliche und erwartete Rate  $R_{erw}$  der Kamera bei der Multiplizitätsbedingung  $nn = 2$ ; Die tatsächliche Rate wird dabei über den Ereigniszähler des Kamera-Kontrollers bestimmt. Die erwartete Rate ist sowohl mit den gemittelten (nach Formel 6.8), als auch mit Werten für die einzelnen Pixel bzw. Pixelkombinationen (Formel 6.7) angegeben.

Der Triggermechanismus des Prototypen wird überprüft, indem die tatsächliche Rate der Kamera mit der beschriebenen, erwarteten Rate verglichen wird. Die tatsächliche Rate wird dabei über den Ereigniszähler des Kamera-Kontrollers bestimmt. In Abbildung 6.3 sind Ergebnisse für entsprechende Messungen in Abhängigkeit der eingestellten Diskriminatorschwelle dargestellt. Die Messung wird mit insgesamt 152 Pixelkombinationen durchgeführt. Die Lichtintensität des Hintergrundlichtes beträgt etwa  $2 \mu\text{A}$  pro Pixel. Dies entspricht etwa  $6 \cdot 10^7 \frac{\text{Phe}}{\text{sec}}$ . Im oberen Diagramm sind die gemittelten Einzelraten  $R$  der Pixel aufgetragen. Die erwartete Rate  $R_{erw}$  (unteres Diagramm) stimmt mit der tatsächlichen Kamera-Rate sehr gut überein. Es können keine Effekte beobachtet werden, die zu korreliertem Auslösen der Pixeltrigger führen. Damit sind die Zufallskoinzidenzen statistische Ereignisse. Die Formel 6.8 kann auf eine vollbestückte Kamera übertragen werden.



# Kapitel 7

## Kennzahlen der Datenaufnahme

Die "Smart Pixel Kamera" ist für hohe Ausleseraten bei einer geringen Totzeit durch die Digitalisierung konzipiert. Die digitalisierten Daten werden gepuffert und können asynchron zur Digitalisierung ausgelesen werden. Das limitierende System für die maximal mögliche Ausleserate ist der VME-Bus.

In diesem Kapitel wird zunächst die Einstellung der Parameter für den Digitalisierungsprozess beschrieben. Die "Front-end"-Totzeit des Digitalisierungsvorganges und die maximale Rate der Auslese werden besprochen. Die Gesamttotzeit aus Digitalisierung und Auslese wird modelliert.

### 7.1 Synchronisation der Datendigitalisierung

In diesem Abschnitt wird die Synchronisation der Datendigitalisierung für den "Multi-Event Modus" besprochen. Der Kamera-Kontroller sendet für die Digitalisierung der Daten einen Schalttakt zu den Multiplexern der Segmente und Pixel. Am Ausgang der Multiplexer liegt nach jedem Takt die Spannung eines anderen Kanals an (siehe Kapitel 2.3). Der Pfad des Schalttaktes vom Kamera-Kontroller bis zu Multiplexern und des analogen Signals von den Multiplexern bis zu den Analog-Digital-Wandlern ist in Abbildung 7.1 in blau dargestellt. Gleichzeitig sendet der Kamera-Kontroller den Schalttakt an die Analog-Digital-Wandler. Dieses Signal ist durch eine grünen Pfeil dargestellt. Um die Laufzeitunterschiede auf den beiden Wegen auszugleichen, verfügt der Kamera-Kontroller über entsprechende, programmierbare Verzögerungsbausteine. Neben dem Takt erhalten die Analog-Digital-Wandler über eine separate Leitung für jedes Ereignis ein Startsignal.

Die Messung die zum Ausgleich dieser Laufzeitunterschiede durchgeführt wird, liefert das Einschwingverhalten der Segmentmultiplexers und der Übertragungskabel bis zu den Analog-Digital-Wandlern. Mit dem Einschwingverhalten kann auch die Digitalisierungsrate festgelegt werden. Die Wahl dieser Rate wird ebenfalls in diesem Abschnitt besprochen.

Auf dem Kamera-Kontroller ist ein Verzögerungsbaustein untergebracht, der den Takt für die Digitalisierung gegenüber dem Schalttakt der Multiplexer verschiebt. Die Verschiebung erfolgt in 256 Schritten von 0.5nsec. Um das Einschwingverhalten des Segmentmultiplexers zu vermessen, wird die Verzögerung durchgeföhren. Zwei unmittelbar nacheinander zu digitalisierende Multiplexerkanäle werden dabei beobachtet. Es werden Kanäle mit konstantem Spannungspegel ausgewählt, wobei der Spannungsunterschied möglichst groß ist, aber beide Werte im dynamischen Bereich der Analog-Digital-Wandler liegen.

Die Ergebnisse einer solchen Messung sind in der Darstellung 7.2 abgebildet. Zur Beobachtung des Schaltvorgangs wurde als Multiplexerkanal eine der Versorgungsspannungen (mit dem Wert bei etwa 14500 ADC) gewählt. Der darauf folgende Wert ist der elektronische Offset (ca. 2000 ADC) eines freien Pixelsteckplatzes. Am linken Rand bei  $\Delta t = 0$  nsec beginnt die Beschreibung mit den roten Kreuzen. Der Multiplexerkanal ist eingeschwungen auf einem festen Wert bei etwa 14500 ADC. Bei etwa  $\Delta t = 3$  nsec relativer Verschiebung schaltet der Multiplexer auf den nächsten Kanal. Für das Einschwingen auf einen Wert von ca. 2000 ADC werden etwa 70 nsec benötigt. Bei  $\Delta t = 95$  nsec schiebt sich der

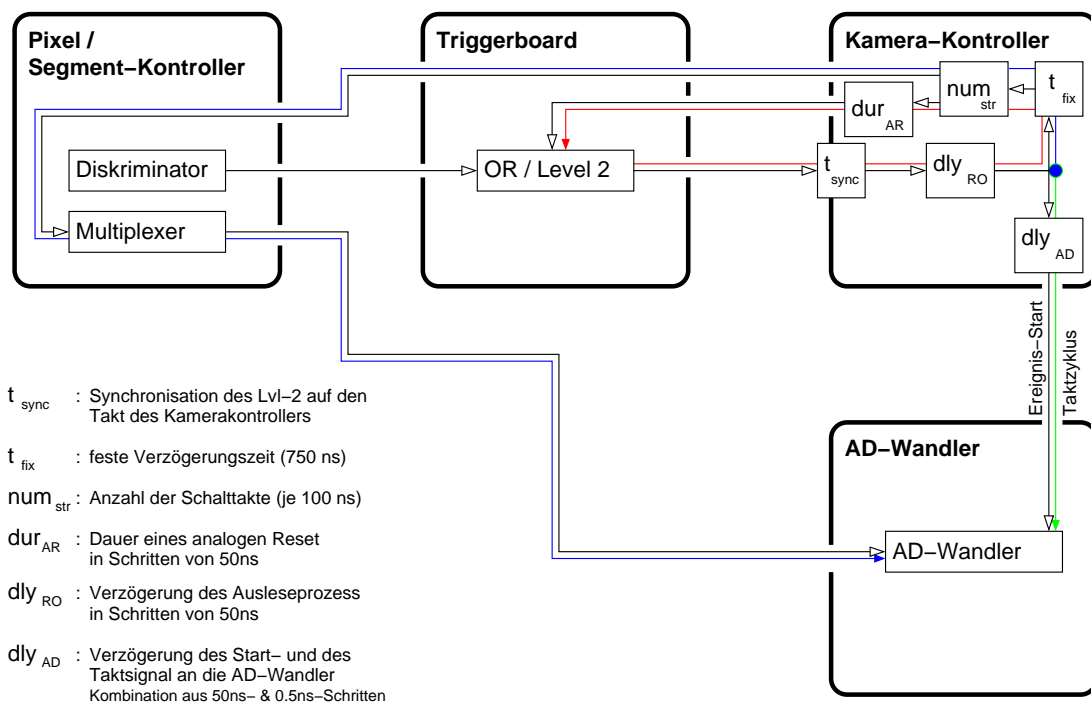


Abbildung 7.1: schematische Darstellung des Digitalisierungsprozess; In blau ist das Synchronisationssignal der Multiplexer, sowie die Laufzeit der analogen Multiplexerkanäle dargestellt. Die grüne Linie stellt das Taktsignal für die Analog-Digital-Wandler dar. Die Zusammensetzung der Digitalisierungstotzeit  $t_{\text{dig}}$  erhält durch die rote Linie.

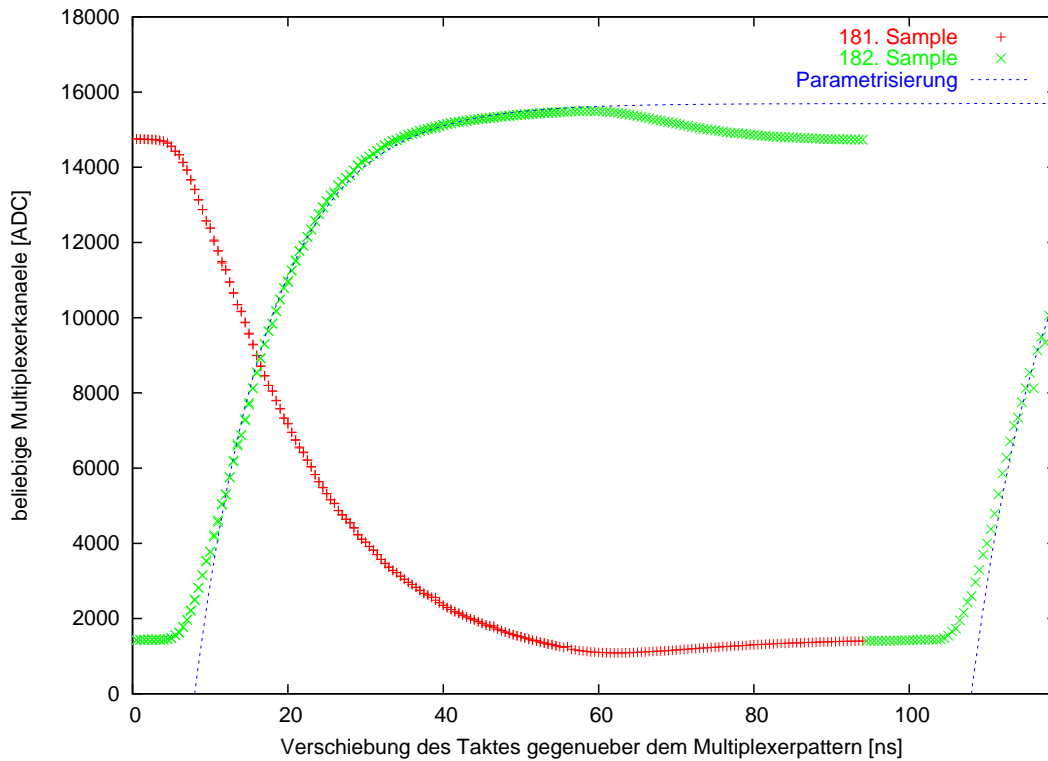


Abbildung 7.2: Durch Verschiebung des Digitalisierungstaktes gegen das Multiplexersignal erhält man das Einschwingverhalten des Multiplexer und des Übertragungskabels. Die x-Achse ist periodisch und wiederholt sich alle 100 nsec. Eine genaue Beschreibung ist im Text zu finden.

Takt über das Startsignal, wodurch der Digitalisierungsprozess einen Takt früher einsetzt. Das bisher betrachtete Signal des 181. Samples setzt sich nun im 182. Sample (den grünen Kreuzen) fort. Bei  $\Delta t = 100$  nsec wurde der Schalttakt um eine Periodendauer verschoben, so dass wieder die Situation von  $\Delta t = 0$  nsec vorliegt. Der gemessene Wert schwingt sich nun auf den nächsten Kanal ein, welches an die Versorgungsspannung des nächsten Pixels gekoppelt ist. Das Einschwingen wird durch die grünen Kreuze dargestellt.

Die Einstellung der Verzögerung  $\Delta_{dig}$  wird so gewählt, dass die Multiplexerkanäle gerade eingeschwingen sind. Ein zeitlicher Jitter soll einen möglichst geringen Einfluss auf den digitalisierten Wert beinhalten. Auf Grund der dargestellten Messung kann die Verzögerung mit  $\Delta_{dig} = 80$  nsec bis 90 nsec gewählt werden. Dies ist in Abbildung 7.3 skizziert.

Das Startsignal kann zum einen in groben Schritten von 50 nsec verstellt werden. Hierdurch wird der Zeitpunkt der ersten Digitalisierung mit dem Signal des ersten Multiplexerkanals in Deckung gebracht. Mit einer zweiten Verzögerung in 256 feinen Schritten von 0.5 nsec wird das Startsignal gegen den Digitalisie-

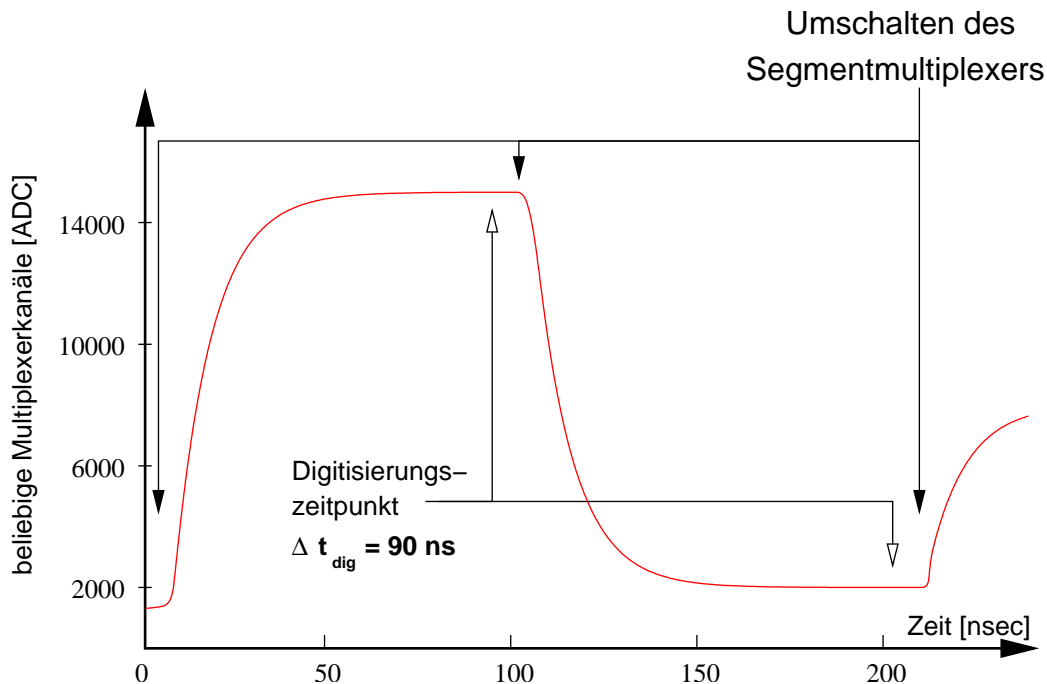


Abbildung 7.3: Wahl der Digitalisierungsverzögerung  $\Delta t_{dig}$ ; Der Zeitpunkt der Digitalisierung sollte unmittelbar vor dem Umschalten auf den nächsten multiplexerkanal gelegt werden. Eingezeichnet sind drei Schaltvorgänge (alle 100 nsec).

rungstakt verschoben. Diese Verzögerung muss so gewählt werden, dass die Digitalisierung durch das Taktsignal nicht mit dem Startsignal zusammenfällt<sup>1</sup>, um zu verhindern, dass die Digitalisierung einmal vor und einmal nach dem Wechsel des Multiplexerkanals erfolgt.

Die Wahl der Auslesefrequenz richtet sich nach dem Einschwingverhalten der Ausgangssignale der Segment- und Pixelmultiplexern. Die Auslesefrequenz ist möglichst groß zu wählen, da hierdurch die Totzeit durch die Digitalisierung klein gehalten wird. Mit einer längeren Digitalisierungszeit vergrößert sich auch der Verlust durch Ladungsdrift auf den Kondensatoren der Amplituden- und der Zeitmessung. Nach oben ist die Auslesefrequenz zum einen durch die Einschwingzeit des Pixelmultiplexers und zum anderen durch die Einschwingzeit vom Segmentmultiplexer über das Übertragungskabel bis zum Analog-Digital-Wandler begrenzt.

Die Schaltfrequenz der Pixelmultiplexer ist sechszehnmal kleiner als die des Segmentes. Eine Untersuchung des Einschwingverhaltens am Pixel ist bereits am "high-gain" durchgeführt [4] worden und ergab von eine Zeitkonstante  $\frac{1}{\tau_{pix}} = 0.34 \mu\text{sec}$ . Als Schlussfolgerung wird eine Einschwingzeit von  $2 \mu\text{sec}$  an-

<sup>1</sup>In Abbildung 7.2 ist dies der beschriebene Übergang von den roten auf die grünen Kreuze.

gegeben. Dabei wurde für die Beschreibung des Einschwingverhaltens folgende Parametrisierung benutzt:

$$f(\Delta t) = n \cdot (1 - \exp(\tau_{pix} \cdot (\Delta t - t_0))) \quad (7.1)$$

Der Parameter  $n$  gibt das Maximum der Einschwingkurve an und  $t_0$  stellt eine Zeitreferenz für den Schaltvorgang im Multiplexer da. Das deutlich zu sehende Überspringen wird vernachlässigt.

Eine Näherung der Parametrisierung an die Messung (Abb. 7.2) ergibt eine Zeitkonstante von  $\frac{1}{\tau_{seg}} = (9.77 \pm 0.08)$  nsec. Für die beiden anderen Parameter erhält man  $t_0 = (7.98 \pm 0.06)$  nsec und  $n = (15690 \pm 20)$  ADC.

Sowohl die Pixelmultiplexer, als auch die Segmentmultiplexer arbeiten mit der gewählten Auslesefrequenz von 10 MHz in einem optimalen Bereich. Bei einer Vordoppelung auf 20 MHz ist mit Einbußen in der Datenqualität zu rechnen.

## 7.2 Bestimmung der Totzeit durch die Digitalisierung eines Ereignisses

Die Totzeit ist die Zeit, die die Kamera für die Aufzeichnung eines Ereignisses benötigt. Während dieser Zeit müssen alle weiteren auftretenden Ereignisse ignoriert werden. In diesem Abschnitt wird  $t_{dig}$  die Totzeit der Digitalisierung eines Ereignisses behandelt.  $t_{dig}$  ist gegeben durch die Ladezeit der ersten Multiplexerkanäle, die im vorherigen Absatz beschriebene Auslesefrequenz  $f_{seg}$ , die Anzahl der ausgelesenen Kanäle  $num_{strobe}$  und die Wiederherstellung der Messbereitschaft durch einen analogen Reset. Vor der Digitalisierung wird durch die Verzögerung der Auslesesequenz ( $dly_{RO}$ ) die Ladezeit der ersten Kanäle abgewartet. Der analoge Reset entlädt die Integratoren und Zeit-Spannungs-Konverter. Seine Dauer  $dur_{AR}$  kann wie alle anderen erwähnten Parameter über ein Register des Kamera-Kontrollers eingestellt werden.

Ein Ereignis beginnt mit dem Eintreffen eines Lichtblitzes auf der Kamerafront. Da die Zeit vom Eintreffen bis zur Generierung eines Kameratriggers konstant ist, wird zur Vereinfachung als Startzeitpunkt der Kameratriggers gewählt. Das nächste Kamera-Ereignis wird erst akzeptiert, sobald die Digitalisierung des ersten Ereignisses abgeschlossen und ein analoger Reset durchgeführt wurde.

Für die Messung der Totzeit wird der interne Trigger (Abschnitt 2.2.1) verwendet. Die Pixel werden mit Hintergrundlicht beleuchtet. Durch die Triggersignale eines einzelnen Pixels werden Kameratriggers generiert. Die Triggerschwelle wird so gesetzt, dass eine hohe Rate statistisch verteilter Kameratriggers generiert werden. Die Differenz der Triggerzeitpunkte zweier jeweils aufeinander folgender Ereignisse wird ermittelt.

Der "Multi-Event Modus" der Analog-Digital-Wandler-Module verfügt über ein Zeitstempelregister. Es gibt die Zahl der Taktzyklen an, die seit dem Start des

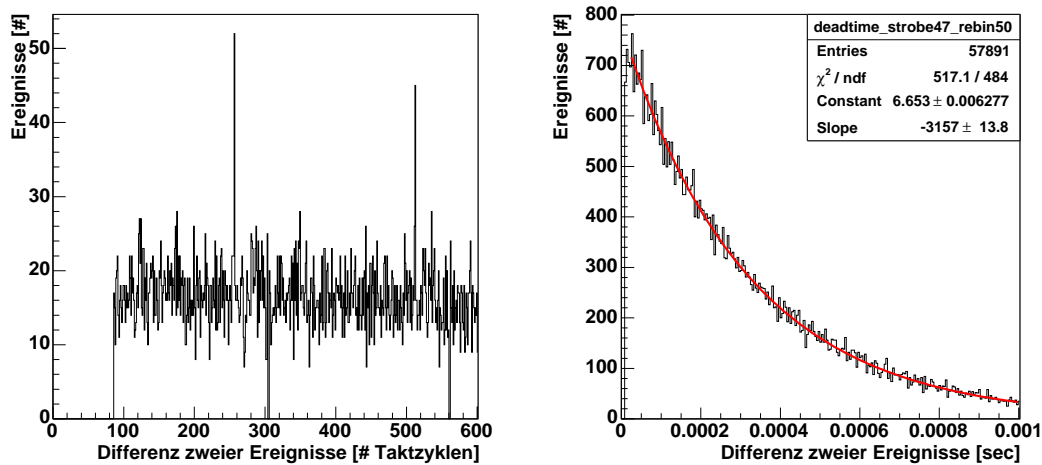


Abbildung 7.4: Bestimmung der Totzeit durch die Digitalisierung eines Ereignisses; Aufgetragen ist die Häufigkeit der Zeitabstände zweier Ereignisse. LINKS: Die Unterdrückung der Ereignisse tritt für  $\Delta t < 8.6 \mu\text{sec}$  ein. RECHTS: Rekonstruktion der Triggerrate aus den selben Daten

”Multi-Event Modus” bis zum Start der entsprechenden Auslesesequenz erfolgten. Als Taktsignal wird der 10 MHz-Takt des Kamera-Kontrollers verwendet. Damit ist es möglich die zeitlichen Abstände zwischen zwei Ereignissen in Einheiten der Takt-Periode zu messen.

In Abbildung 7.4 ist die Verteilung der Zeitabstände aufeinander folgender Ereignisse aufgetragen. Im linken Diagramm<sup>2</sup> ist der Zeitabstand auf einen Taktzyklus (0.1 $\mu\text{sec}$ ) genau angegeben. Die Totzeit läßt sich direkt ablesen:

$$t_{dig} = \min(\Delta t) \quad (7.2)$$

$$= 8.6 \mu\text{sec} \quad (7.3)$$

Die Diode, die das Hintergrundlicht simuliert, erzeugt in den Pixeln einen durchschnittlichen Photomultiplierstrom von 3.8  $\mu\text{A}$ . Die Diskriminatorschwelle wurde für alle Pixel auf 152 DAC  $\approx 14$  Phe gesetzt. Die Kameratrigger werden durch ein Zähler registriert. Durch die Uhr der CPU werden Zählintervalle von ca. 1 sec festgelegt und bei den genannten Einstellungen eine Rate von etwa 3.1 kHz ermittelt. Die Messung wird mit weiteren Raten zwischen 0.5 kHz und 100 kHz durchgeführt und vergleichbare Ergebnisse erzielt.

<sup>2</sup>Betrachtet man die Daten näher, so sind Ereignisse mit einer Zeitdifferenz von 256 Taktzyklen dreimal häufiger als erwartet. Ebenso so häufig sind Zeitdifferenzen mit Vielfachen von 256. Ereignisse mit einer Zeitdifferenz von  $256 + num_{strobe}$  und  $256 + 1 + num_{strobe}$  treten gar nicht auf. Ob es sich hierbei um einen Hardware- oder Firmware-Fehler beim Erzeugen oder Auslesen der Zeitstempel im AD-Wandler-Modul oder um einen entsprechenden Fehler im Kamera-Kontroller handelt, ist nicht bekannt. Ein Fehler des Triggerboards ist unwahrscheinlich, da der Triggerpuls erst im Kontroller mit dessen Takt synchronisiert wird.

Das rechte Diagramm stellt dieselben Daten in einem größeren Wertebereich dar. Wie erwartet, folgen die Zeitdifferenz der Ereignisse einer Exponentialfunktion:

$$f(\Delta t) = c \cdot \exp(-r_{tri} \cdot \Delta t) \quad (7.4)$$

Die Ereignisse sind somit statistisch verteilt. Durch die Annäherung der Exponentialfunktion an die Daten kann erneut die Triggerrate der Zufallsereignisse ermittelt werden. Mit  $r_{tri} = (3.16 \pm 0.02)$  kHz stimmt diese mit der Messung durch den Zähler überein. Dies wird auch so erwartet, da die Zählung der möglichen Ereignisse mit einer für alle benötigten Zwecke beliebig kleinen Totzeit erfolgt.

In der Messung ist die Anzahl der Schaltakte auf  $num_{strobe} = 48$  gesetzt. Dies entspricht drei Multiplexerkanälen pro Pixel. Die Auslesesequenz wird um  $dly_{RO} = 40 \approx 2 \mu\text{sec}$  verzögert. Die Dauer des analogen Resets ist auf  $dur_{AR} = 16 \approx 0.8 \mu\text{sec}$  gesetzt. Die Synchronisation zwischen einem Ereignis und dem Takt des Kamera-Kontrollers wird im Mittel einen halben Taktzyklus  $t_{sync} = 50 \text{ nsec}$  betragen. Der Kamera-Kontroller verzögert die Aussendung der Pixel-Schaltakte und somit auch des Resets um weitere  $t_{fix} = 750 \text{ nsec}$ . Die hier aufgeführten Größen sind alle in Abbildung 7.1 aufgeführt. Werden in dieser Abbildung alle Zeiten entlang des roten Pfeiles aufaddiert, erhält man:

$$t_{erw} = num_{str} \cdot 100 \text{ nsec} + dly_{RO} \cdot 50 \text{ nsec} + \dots \quad (7.5)$$

$$\dots + dur_{AR} \cdot 50 \text{ nsec} + t_{sync} + t_{fix} \quad (7.6)$$

$$= 8.4 \mu\text{sec}$$

Die gemessene Totzeit  $t_{dig}$  entspricht bis auf eine Differenz  $t_{diff} = 200 \text{ ns}$  der erwarteten Zeit:

$$t_{dig} = t_{erw} + t_{diff} \quad (7.7)$$

$$= 8.6 \mu\text{sec} \quad (7.8)$$

### 7.3 Maximale Ausleserate des VME-Systems

Bei der Datenauslese über den VME-Bus legt das CPU-Modul die Adresse des angefragten Datenwortes auf den Adressbus. Als Aufforderung für das ausgelesene Modul das Wort auf dem Datenbus bereitzustellen, wird eine separate Steuerleitung gesetzt. Sobald das Modul das Datenwort angelegt hat, teilt es dies über eine weitere Steuerleitung mit. Die maximale Datenrate ist demnach durch die Eigenschaften sowohl des ausgelesenen Moduls, als auch der CPU gegeben. Die AD-Wandler (SIS3301-80) und der FiFo (SIS3600) werden als auszulesende Module untersucht.

In der "Smart Pixel Kamera" soll die CPU "VP 315 022" verwendet werden. In diesem Abschnitt wird ihr Verhalten bei der Auslese untersucht. Im Prototyp

wird derzeit eine ältere CPU ("VP PSE P35") eingesetzt. Einige der Leistungstest wurden ebenfalls an der zweiten CPU durchgeführt und sind als Ergänzung angegeben.

### 7.3.1 Datenraten der Analog-Digital-Wandler

Die maximale Datenrate wird am kompletten Kamera-System bestimmt. An jedem der 8 Kanäle des Analog-Digital-Wandler-Moduls ist ein vollständig bestücktes Segment (16 Pixel) angeschlossen. Die Triggerrate der Kamera  $r_{tri}$  wird so hoch gesetzt, dass immer mehr Ereignisse erzeugt werden, als digitalisiert und über den VME-Bus ausgelesen werden können. Die Daten werden nach der Auslese verworfen.

Das Analog-Digital-Wandler-Modul wird im "Multi-Event Modus" betrieben. Die Struktur des Programms ist in Abbildung 7.5 skizziert. Das Programm nutzt beide Speicherbänke. Die neu digitalisierten Ereignisse werden auf einer der beiden Speicherbänke abgelegt. Die Puffertiefe liegt dabei in der Größenordnung von 50 Ereignissen. Parallel hierzu wird die andere Speicherbank asynchron ausgelesen. Die Auslese erfolgt im 64-bit Blockmodus (MBTL). Auf dem CPU-Modul werden die Daten per "direct memory access" (DMA) in den Speicher geschrieben. Dies geschieht weitgehend ohne Prozessorzeit zu beanspruchen. Während des Umschaltens der Speicherbänke entsteht eine durch das Messprogramm bedingte Totzeit. Um diesen Einfluß zu bestimmen, wird die Ereignisgröße variiert. Dies geschieht über die Anzahl der Pixel-Schalttakte  $num_{strobe}$ .

Wie im vorherigen Abschnitt zur Bestimmung der Digitalisierungstotzeit werden statistische Ereignisse durch die Diskriminatorsignale eines einzelnen Pixels erzeugt. Hierzu wird das Pixel mit Hintergrundlicht beleuchtet. Die Triggerrate wird durch die Diskriminatorschwelle und die Intensität des Hintergrundes eingestellt und auf  $r_{tri} \approx 250000 \frac{1}{sec}$  gesetzt.

```

setze erste Speicherbank
starte Digitalisierung
Endlosschleife:
| (warte, bis Puffer gefüllt ist)
| stoppe Digitalisierung
| wechsele Speicherbank
| starte Digitalisierung
| lese die inaktive Speicherbank aus

```

Abbildung 7.5: Programmstruktur für die Messung der maximalen Ausleserate über den VME-Bus; Die Auslese erfolgt im "Multi-Event Modus".



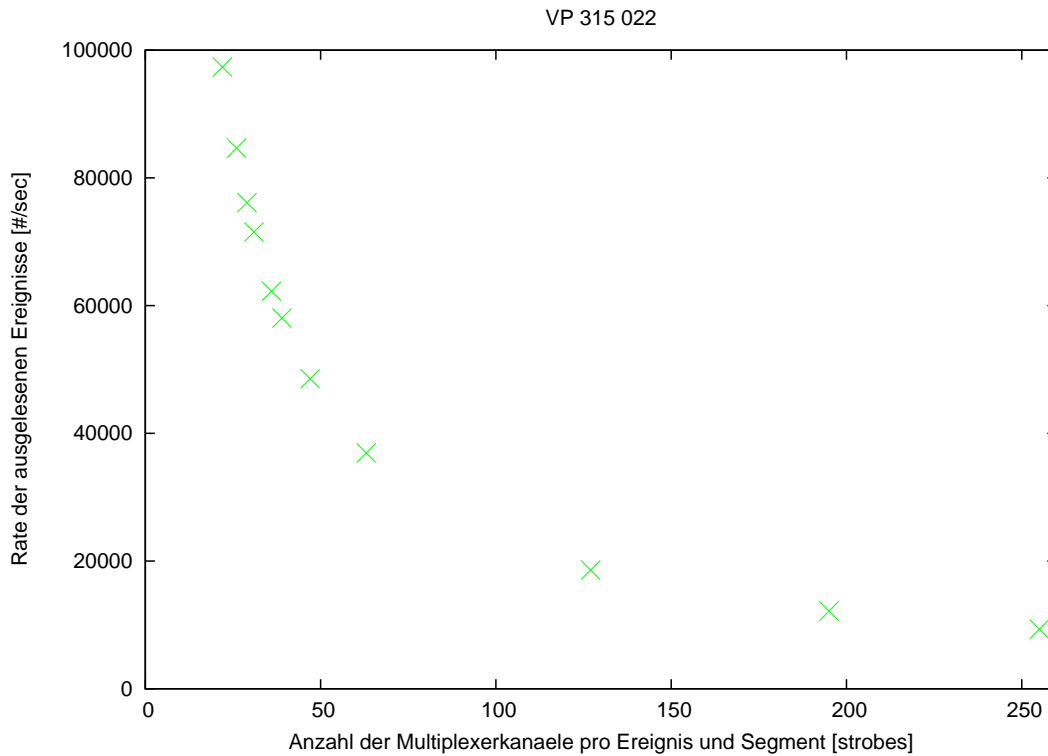


Abbildung 7.6: Rate der ausgelesenen Ereignisse in Abhängigkeit der Ereignisgröße durch die CPUs "VP 315 022" aus einem Analog-Digital-Wandler-Modul "SIS3301-80"; Durch einen periodischen Kameratrigger werden dabei mehr Ereignisse erzeugt, als ausgelesen werden können.

Die Messung wurde auch mit einem periodischen Signal durchgeführt. Die Pulse eines "HM 8035" Pulsgenerators werden dabei direkt auf den Triggereingang des Kamera-Kontrollers gegeben. Die ermittelte maximale Datenrate unterscheidet sich erwartungsgemäß nicht von der Datenrate, die mit statistisch verteilten Kameratriggern gemessen wird.

Die Ereignisrate  $r_{ro}$  wird in Abhängigkeit der Ereignisgröße (in  $num_{strobe}$ ) vermessen und ist in Abbildung 7.6 gegen diese aufgetragen. Dadurch dass mehr Kamera-Ereignisse ausgelöst werden, als über den VME-Bus ausgelesen werden können, ist die Rate der tatsächlich ausgelesenen Ereignisse maximal. Das Ziel der Untersuchung ist die maximale Datenrate  $d_{ro}$ . Sie wird aus dem Produkt von Ereignisrate und Ereignisgröße  $s_e$  berechnet:

$$d_{ro} = 16 \text{ seg} \cdot \underbrace{2 \frac{\text{Byte}}{\text{strobe} \cdot \text{seg}}}_{= s_e} \cdot num_{strobe} \cdot r_{ro}$$

In Abbildung 7.7 ist die Datenrate über der Ereignisrate aufgetragen. Jedem Datenpunkt kann dabei eine Ereignisgröße zugeordnet werden. Die Ergeb-

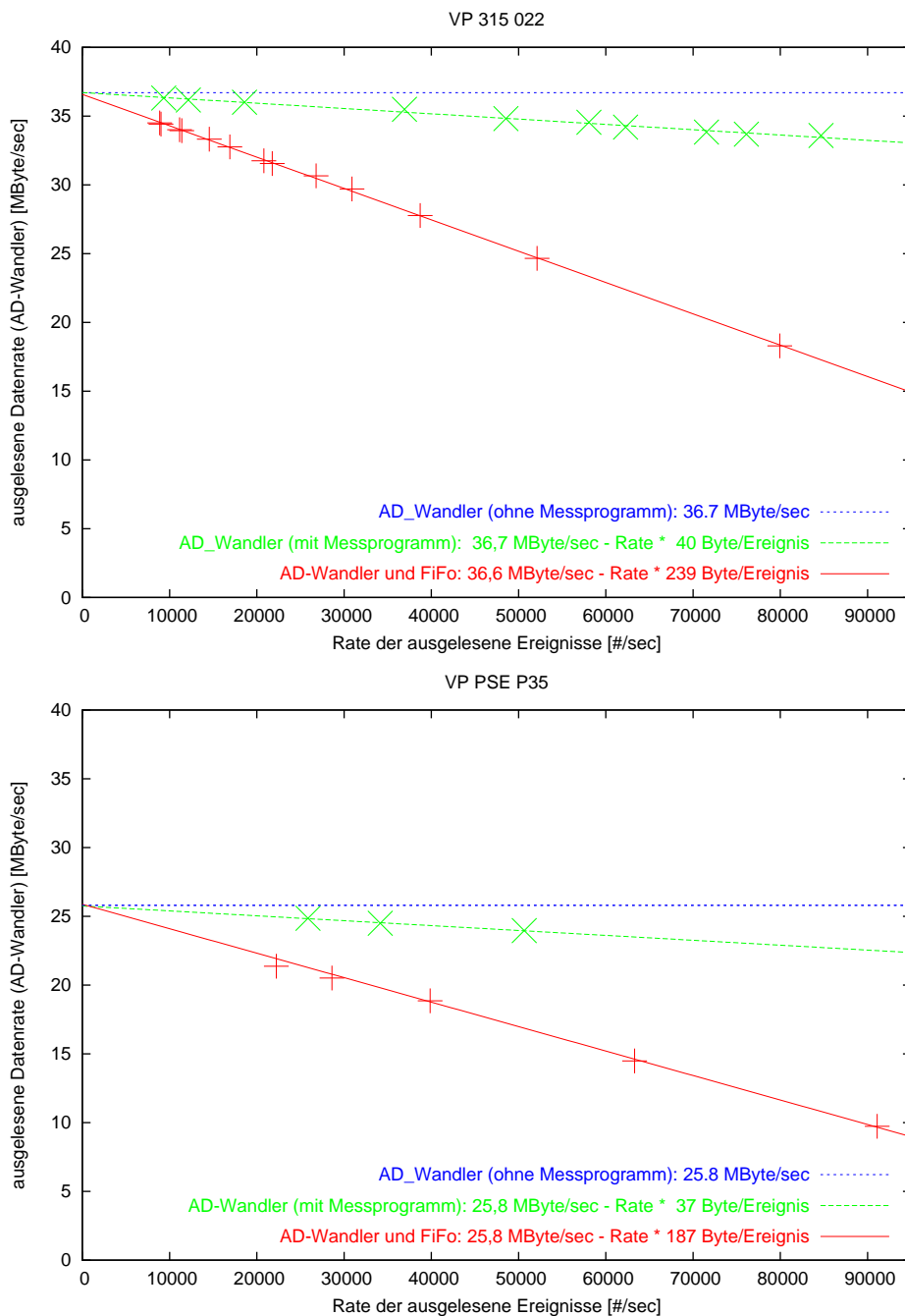


Abbildung 7.7: Ausleseraten eines Analog-Digital-Wandler-Moduls "SIS3301-80" (in GRÜN) durch die CPUs "VP 315 022" (OBEN) und "VP PSE P35" (UNTEN); Die verschiedenen Ereignisraten wurden durch Variation der Ereignisgröße erreicht. in ROT: gleichzeitige Auslese eines AD-Wandlers und eines FiFos "SIS3600"; in blau: Ausleserate ohne Einfluß des verwendeten Meßprogramms (Extrapolation)

nisse der Messung aus Abbildung 7.6 sind im oberen Diagramm in grün dargestellt. Durch lineare Extrapolation auf  $r_{ro} = 0$  erhält man für die CPU "VP 315 022" die maximale Datenrate  $d_{ro} = 36.7 \frac{\text{MByte}}{\text{sec}}$ . Die Extrapolation entspricht einem beliebig großem Ereignis, das ohne Unterbrechung gelesen wird. Für die "VP PSE P35" ergibt sich eine Datenrate von  $25.6 \frac{\text{MByte}}{\text{sec}}$ . Die Ursache für die abweichenden Datenraten der beiden CPU-Module sind den Datenblättern nicht zu entnehmen. Beide steuern den VME-Bus über einen "Tundra Universe II"-Chip an. Dieser arbeitet mit "fast hardware byte-swapping". Die Abweichung wird vermutlich durch unterschiedliche Anbindung (64-/32-Bit) des Tundra-Chips an den PCI-Bus und unterschiedliche PCI-Chipsätze verursacht.

### 7.3.2 Datenrate des FiFo SIS3600

Der FiFo des Prototypen speichert Ereignis bezogen Daten des Kamera-Kontrollers und des Triggerboards. Insgesamt werden 40 Byte pro Ereignis im FiFo-Modul abgelegt. Dies entspricht einem Anteil an den über den VME-Bus auszulesenden Daten von 0.7 %. Das FiFo-Modul "SIS3600" kann nur durch 32-Bit Blocktransfer mit einer maximalen Blockgröße von 256 Byte ausgelesen werden. Da der Zugriff auf den FiFo im Vergleich zum Analog-Digital-Wandler langsamer ist, wird die Belegzeit des VME-Busses für die Auslese der FiFo-Daten größer als die eben berechneten 0.7 % sein. Dieser Effekt wird im Folgenden quantifiziert.

Die im vorherigen Abschnitt beschriebene Bestimmung der maximalen Ausleserate wird erneut durchgeführt. Die Daten des FiFo werden zusätzlich ausgelesen. Die erneute Messung ist in Abbildung 7.7 (in rot) dargestellt. Der von der Rate abhängige Anteil wird wieder durch lineare Näherung bestimmt und man erhält als Steigung (roten Gerade) 239 Byte pro Ereignis. Reduziert man dieses Ergebnis um den Anteil, der auch schon bei der alleinigen Analog-Digital-Wandler Messung (grüne Gerade) auftritt, erhält man 199 Byte pro Ereignis. Daraus sieht man, dass der benötigte Anteil der VME-Buszeit bis zu dem Faktor von 5 größer sein kann, als das reine Verhältnis der Datenmengen vermuten läßt. Der abgeschätzte Anteil beträgt dann bis zu 3.5 %.

Diese Werte können weitere Einflüsse durch Software beinhalten. Diese lassen sich ausschliessen, indem die Dauer eines einzelnen Blocktransfers zwischen dem FiFo und der CPU direkt vermessen wird. Ein von der übrigen Kamera unabhängiger Aufbau ist in Abbildung 7.8 skizziert. Die Trigger-Signale für den Kontroller werden dabei durch einen Pulsgenerator (HM8035) erzeugt. Die Größe eines Blocks wird zwischen 4 Byte und 256 Byte variiert. Der FiFo speichert dabei Ereignisdaten des Kamera-Kontroller. Dadurch kann die korrekte Erzeugung, Übertragung und Zwischenspeicherung dieser Daten getestet werden.

Um die Dauer einzelner Zugriffe zu vermessen, werden über einen TTL-Ausgang eines VME-Moduls Signalepulse erzeugt. Die zeitlichen Abstände der Pulse werden mit einem Oszilloskop bestimmt. Im Diagramm 7.9 ist die Dauer

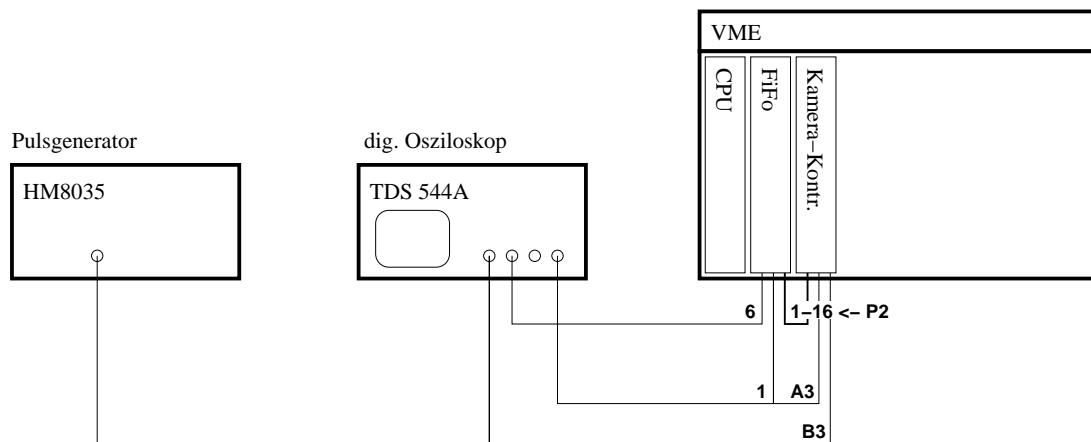


Abbildung 7.8: Messaufbau zur Bestimmung der Länge eines VME-Zugriffs auf das FiFo-Modul; Die Bezeichnung der Steckerbuchsen auf den VME-Modulen sind angegeben.

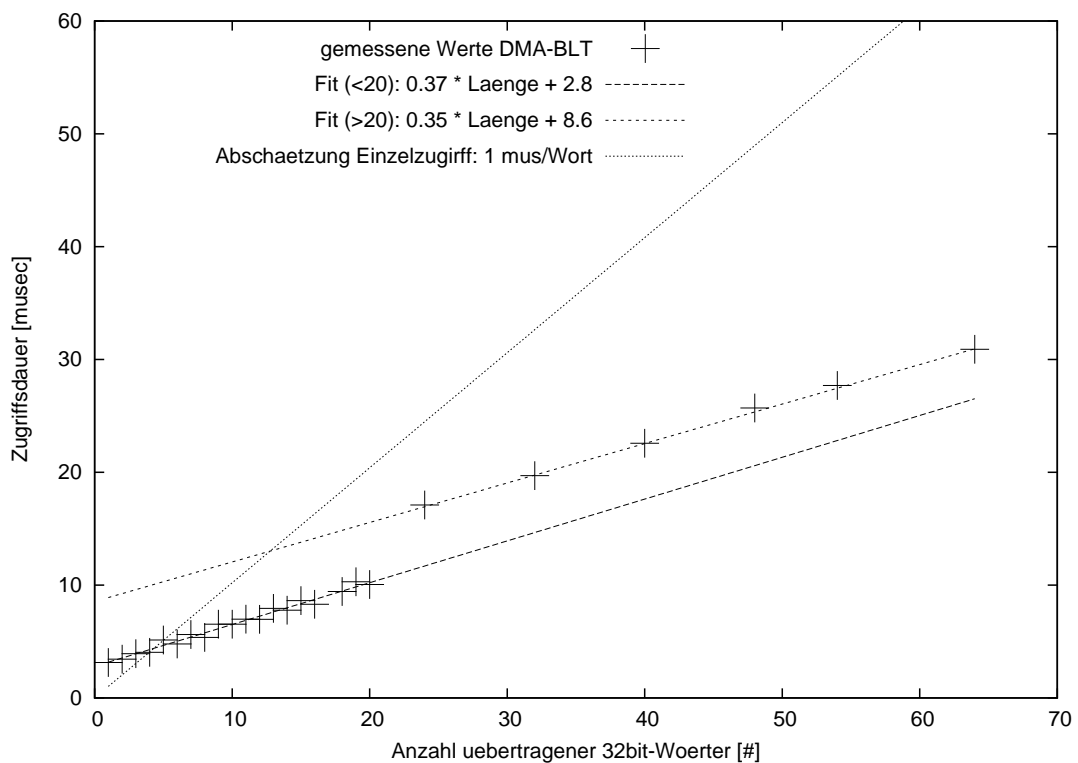


Abbildung 7.9: Zugriffszeit im BLT32 durch die CPU "VP PSE P35" auf das FiFo-Modul "SIS-3600"; Der Sprung bei 20 übertragenen Wörtern ist hardware bedingt.

eines Transfers in Abhängigkeit der Blockgröße dargestellt. Da der Blocktransfer des FiFos auf 256 Byte beschränkt ist, kann die Zeit zum Starten eines Zugriffs nicht vernachlässigt werden. Es wird eine Rate von  $7.7 \frac{\text{MByte}}{\text{sec}}$  erreicht. Im Diagramm ist eine Stufe bei 20 Zugriffen zu sehen. Diese wird durch nicht optimierte Software hervorgerufen. Wird diese optimiert kann die Rate auf  $9.4 \frac{\text{MByte}}{\text{sec}}$  erhöht werden.

Die Messung wurde mit der CPU "VP PSE P35" durchgeführt. Für die CPU "VP 315 022" wird eine um ein Drittel größere Datenrate erwartet.

### 7.3.3 Prozessorlast der Auslese

Die Rechenleistung der CPU verteilt sich auf drei Aufgaben: die Auslese aus den VME-Modulen, das Versenden der Daten über das Ethernet-Netzwerk und das Steuern, sowie das Überwachen der Kamerafunktionen. Die Messung der Prozessorlast für die Auslese des Analog-Digital-Wandler- und das FiFo-Modul wird in diesem Abschnitt besprochen. Für die Netzwerk-Übertragung erfolgt eine Abschätzung. Im derzeitigen Entwicklungsstadium kann für die Prozesslast der Steuerfunktionen der endgültigen Kamera keine Abschätzung erfolgen. Es stellt sich hier die Frage, ob und wieviel Ressourcen der CPU noch verbleiben, um gegebenenfalls weitere Aufgaben zu erfüllen. So kann beispielsweise ein Teil der Vorverarbeitung der Daten auf der CPU erfolgen. Das Komprimieren der Daten vor dem Versenden über das Netzwerk ist ebenfalls möglich.

Für die Messung der Rechenleistung eines Prozesses auf der CPU wird ein Hilfsprogramm implementiert. Es bestimmt die maximale Anzahl arithmetischer Operation, die durchgeführt werden können. Das Programm wird einmal separat und einmal parallel zu dem zu vermessenden Prozess gestartet. Das Verhältnis der durchführbaren Operationen der beiden Programmdurchläufe des Hilfsprogrammes wird gebildet. Mit dieser Methode kann die Rechenleistung von Prozessen nur bis zu einem theoretisch maximalen Wert von 50 %, praktisch jedoch nicht mehr als 40 %, ermittelt werden.

Die Untersuchung der Prozessorlast bei der Auslese der Module erfolgt mit gleichem Vorgehen wie die Bestimmung der maximalen Datenrate. Der Pulsgenerator simuliert den Kamera-Trigger, dabei wird die auszulesende Datenrate über die Frequenz des Pulsgenerators kontrolliert. Das Messprogramm für die Bestimmung der Rechenleistung läuft in dieser Messung parallel zum Ausleseprogramm. Die Ergebnisse für den MBLT64-Modus sind dem Diagramm 7.10 zu entnehmen. Eine lineare Abschätzung der Rechenlast-Datenrate-Beziehung ergibt 0.25 %-Anteil pro  $\frac{\text{MByte}}{\text{sec}}$ .

Eine entsprechende Messung (Abbildung 7.11) für das FiFo-Modul ergibt 4.6 %-Anteil pro  $\frac{\text{MByte}}{\text{sec}}$ . Als Ergänzung ist hier auch noch der direkte Zugriff (D32) aufgeführt. In diesem Auslesemodus wird jeweils ein einzelnes 32-Bit Wort ausgelesen und im Speicher der CPU ohne DMA abgelegt. Für die Leistungs-

merkmale des VME-Systems in der Kamera hat der D32-Zugriff jedoch kaum eine Bedeutung.

Die Rechenleistung, die für das Versenden der Daten über das Netzwerk benötigt wird, ist an einem Computer mit vergleichbaren Hardware-Voraussetzungen gemessen worden.

Die CPU wird circa 0.3 %-Anteil an ihrer Gesamtleistung pro versandtem  $\frac{\text{MByte}}{\text{sec}}$  benötigen.

Für eine ausgelesene Datenrate von  $36 \frac{\text{MByte}}{\text{sec}}$  aus den AD-Wandlern und  $0.25 \frac{\text{MByte}}{\text{sec}}$  aus dem FiFo ergibt sich eine CPU-Last von 9 % für die analogen und 1.2 % für die digitalen Daten. Für den Versand über das Netzwerk werden weitere 11 % benötigt. Insgesamt werden für Auslese und Versand 20 % bis 25 % der CPU-Rechenleistung benötigt.

## 7.4 Totzeit der Kamera

Bisher wurde das Zeitverhalten der Digitalisierung und der Auslese getrennt betrachtet. Die beiden Prozesse werden dabei als von einander unabhängig ange-

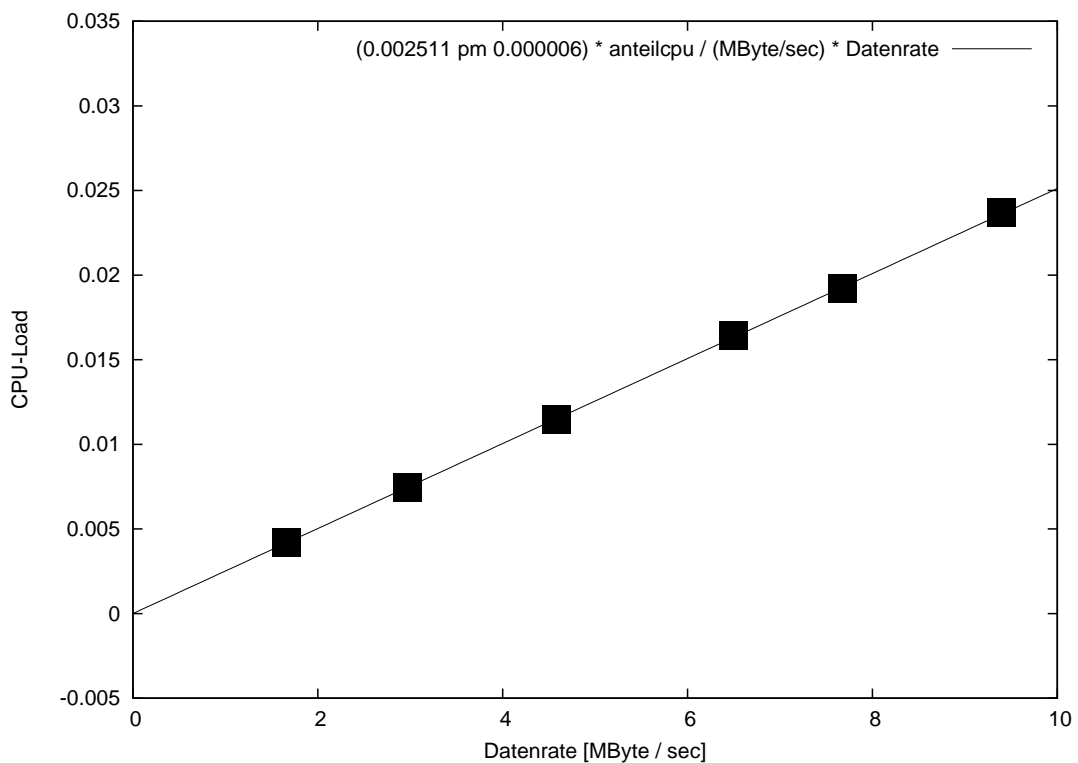


Abbildung 7.10: Rechenlast der CPU für die Auslese der Analog-Digital-Wandler (SIS3301-80)

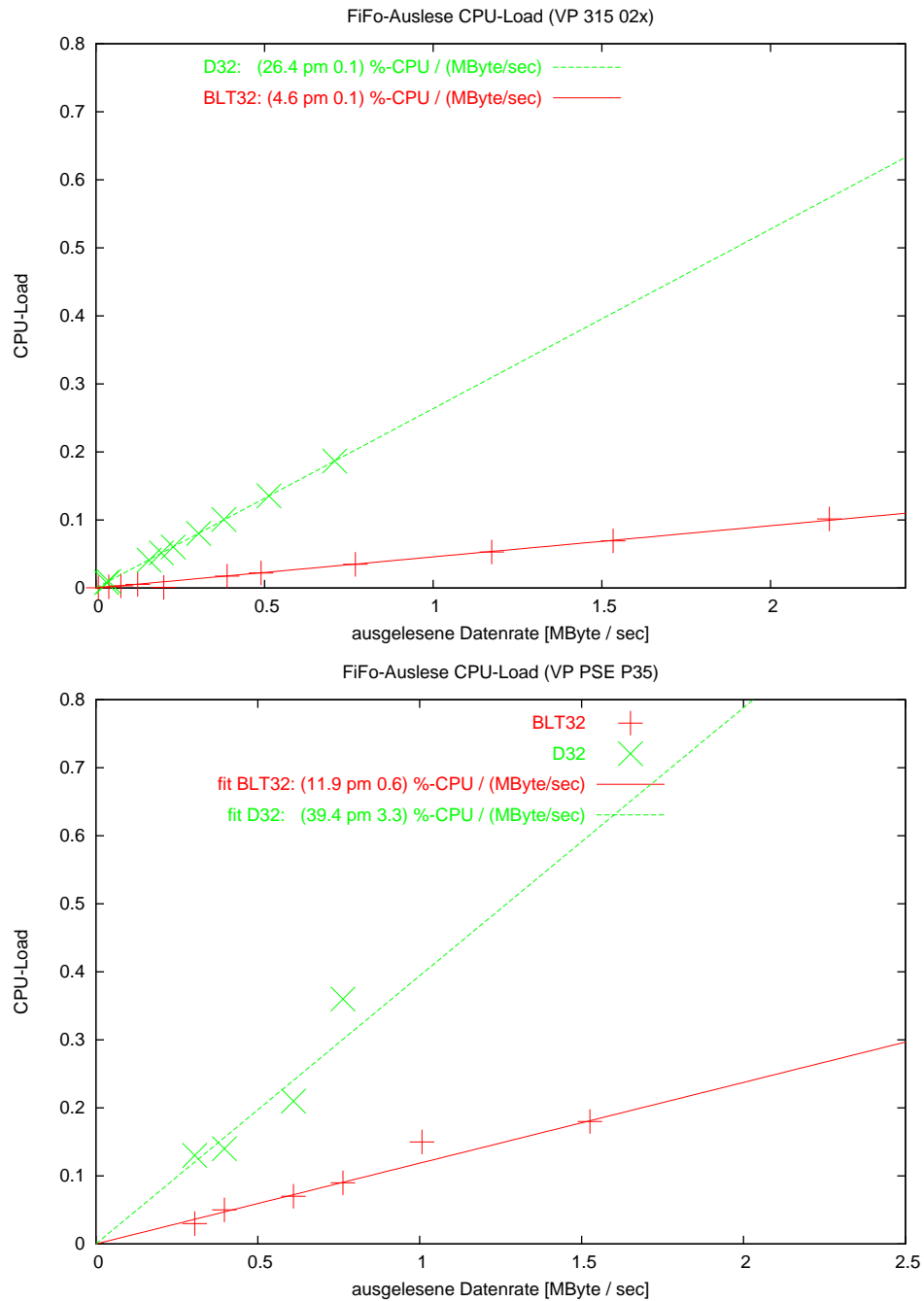


Abbildung 7.11: Rechenlast der CPU für die Auslese des FiFos "SIS3600"; in ROT: Blocktransfer (BLT32); in GRÜN direkter Einzelzugriff (D32)

sehen. In diesem Abschnitt wird diese Annahme überprüft und die Totzeit des gesamten Systems (die Kameratotzeit) diskutiert. Die Totzeit der Kamera wird definiert als:

$$t_{kam} = 1 - \frac{r_{ro}}{r_{tri}} \quad (7.9)$$

$r_{ro}$  ist die Rate der ausgelesenen Ereignisse. Für die Triggerrate der Kamera  $r_{tri}$  wird vorausgesetzt, dass die Ereignisse statistisch über die Zeit verteilt sind. Die Ursache der Ereignisse spielt dabei keine Rolle. Die Totzeit  $t_{kam}$  ist hier größenlos bzw. in Zeit pro Zeiteinheit angegeben. Werden alle anliegenden Ereignisse auch ausgelesen entspricht dies einer Totzeit  $t_{kam} = 0$ . Es soll ein einfaches Modell entwickelt werden, dass die Kameratotzeit in Abhängigkeit der Triggerrate erklärt. Mit diesem Modell läßt sich dann die Totzeit der vollbestückten "Smart-Pixel Kamera" für verschiedene Operationsmodi abschätzen.

Die folgende theoretische Herleitung der Totzeit baut darauf auf, dass die Digitalisierung und Auslese der Daten als unabhängig laufende Prozesse angenommen werden. Dies entspricht einer getrennten Betrachtung der Totzeit für hohe und niedrige Raten. Ein hoher Ratenbereich wird dadurch charakterisiert, dass die maximale Ausleserate erreicht ist. Die Auslesezeit eines einzelnen Ereignisses bzw. die maximale Datenrate bestimmt in diesem Bereich die Totzeit. Die Digitalisierungstotzeit dominiert hingegen für niedrige Raten.

In der "Smart Pixel Kamera" ist die Totzeit pro Ereignis konstant. Die Reduktion von der Trigger- zur Ausleserate ist gleich der Triggerrate multipliziert mit dem Anteil der Auslesezeit [9]. Es wird zunächst der niedrige Ratenbereich mit den bekannten Größen betrachtet:

$$r_{tri} - r_{ro} = r_{tri} \cdot r_{ro} \cdot t_{dig} \quad (7.10)$$

Diese Beziehung wird nach  $r_{ro}$  aufgelöst:

$$r_{ro} = \frac{r_{tri}}{1 + r_{tri} \cdot t_{dig}} \quad (7.11)$$

Durch Einsetzen in die Definition 7.9 wird  $r_{ro}$  eliminiert:

$$t_{kam} = 1 - \frac{1}{1 + r_{tri} \cdot t_{dig}} \quad (7.12)$$

Durch Messung an der Kamera wird die gefundene Beziehung überprüft. Es werden durch einen Analog-Digital-Wandler jeweils drei Multiplexerkanäle von 128 Pixeln pro Ereignis ausgelesen, wobei die Digitalisierungstotzeit  $t_{dig} = 8.6 \mu\text{sec}$  beträgt. Die Messung erfolgt mit statistisch verteilten Ereignissen. Diese werden, wie in den vorherigen Abschnitten beschrieben, durch die Diskriminatorsignale der Pixel im internen Kameratriggermodus erzeugt. Verschiedene Triggerraten  $r_{tri}$  werden durch Variation der Diskriminatorschwelle, der Intensität



des Hintergrundlichtes und der Anzahl der aktiven Pixel erreicht. Im oberen Diagramm der Abbildung 7.12 sind die Messergebnisse für niedrige Triggerraten zu sehen. Die grüne Linie entspricht der Beziehung 7.12. Jedes rote Kreuz repräsentiert eine Messzeit von einer Sekunde. Die Puffertiefe der AD-Wandler ist auf 100 Ereignisse in jeder der beiden Speicherbänke eingestellt. In ungünstigen Fällen erfolgt die Auslese der Puffer nicht im gleichen Zeitintervall, indem die Ereignisse gezählt werden. Dieser Effekt kann für beide Speicherbänke zu Beginn und Ende des Intervalls (Dauer: 1 sec) auftreten. Deshalb muss mit einem systematischen Fehler von bis zu  $\Delta_{sys} r_{ro} = 400 \cdot \frac{1}{\text{sec}}$  bei der Bestimmung der Ausleserate gerechnet werden. Messergebnisse unterhalb der grünen Linie werden hierdurch möglich.

Nun wird die Kamera-Totzeit im Bereich der hohen Raten betrachtet. Sowohl die maximale Ereignisrate  $r_{eig}$ , die totzeitfrei ausgelesen werden kann, als auch die Auslesezeit für die Datenmenge eines Ereignisses  $t_{aus}$  sind durch die maximale Datenrate  $d_{max}$  und die Größe eines Ereignisses  $m_{eig}$  festgelegt:

$$r_{eig} = \frac{d_{max}}{m_{eig}} \quad (7.13)$$

$$t_{aus} = \frac{m_{eig}}{d_{max}} \quad (7.14)$$

$$= \frac{1}{r_{eig}} \quad (7.15)$$

Durch analoge Überlegungen zu 7.10 bis 7.12 erhält man:

$$t_{kam} = 1 - \frac{1}{1 + (r_{tri} - r_{eig}) \cdot t_{aus}} \quad (7.16)$$

In der beschriebenen Testmessung ist jedes Ereignis 768 Byte groß. Dies entspricht einer maximalen Ereignisrate von  $r_{eig} = 50000 \frac{\#}{\text{sec}}$  und einer Auslesetotzeit von  $t_{aus} = 20 \mu\text{sec}$  pro Ereignis. Im unteren Diagramm (Abbildung 7.12) sind Messwerte im hohen Ratenbereich zu sehen. Die blaue Linie stellt die Totzeitabschätzung 7.16 für hohe Datenraten dar. Die Messpunkte stimmen mit den Erwartungen überein.

Die maximal ausgelesene Ereignisrate  $r_{eig}$  weicht von der maximalen Triggerrate  $r_{max}$  ab.  $r_{max}$  ist definiert, als die Triggerrate, bei der alle digitalisierten Ereignisse noch ausgelesen werden können. Das Ausmaß der Abweichung wird durch Gleichsetzen von 7.12 mit 7.16 berechnet:

$$1 - \frac{1}{1 + r_{max} \cdot t_{dig}} = 1 - \frac{1}{1 + (r_{max} - r_{eig}) \cdot t_{aus}} \quad (7.17)$$

$$(7.18)$$

Über mehrere Umformungsschritte erhält man:

$$r_{max} = r_{eig} \cdot \frac{t_{aus}}{t_{aus} - t_{dig}} \quad (7.19)$$

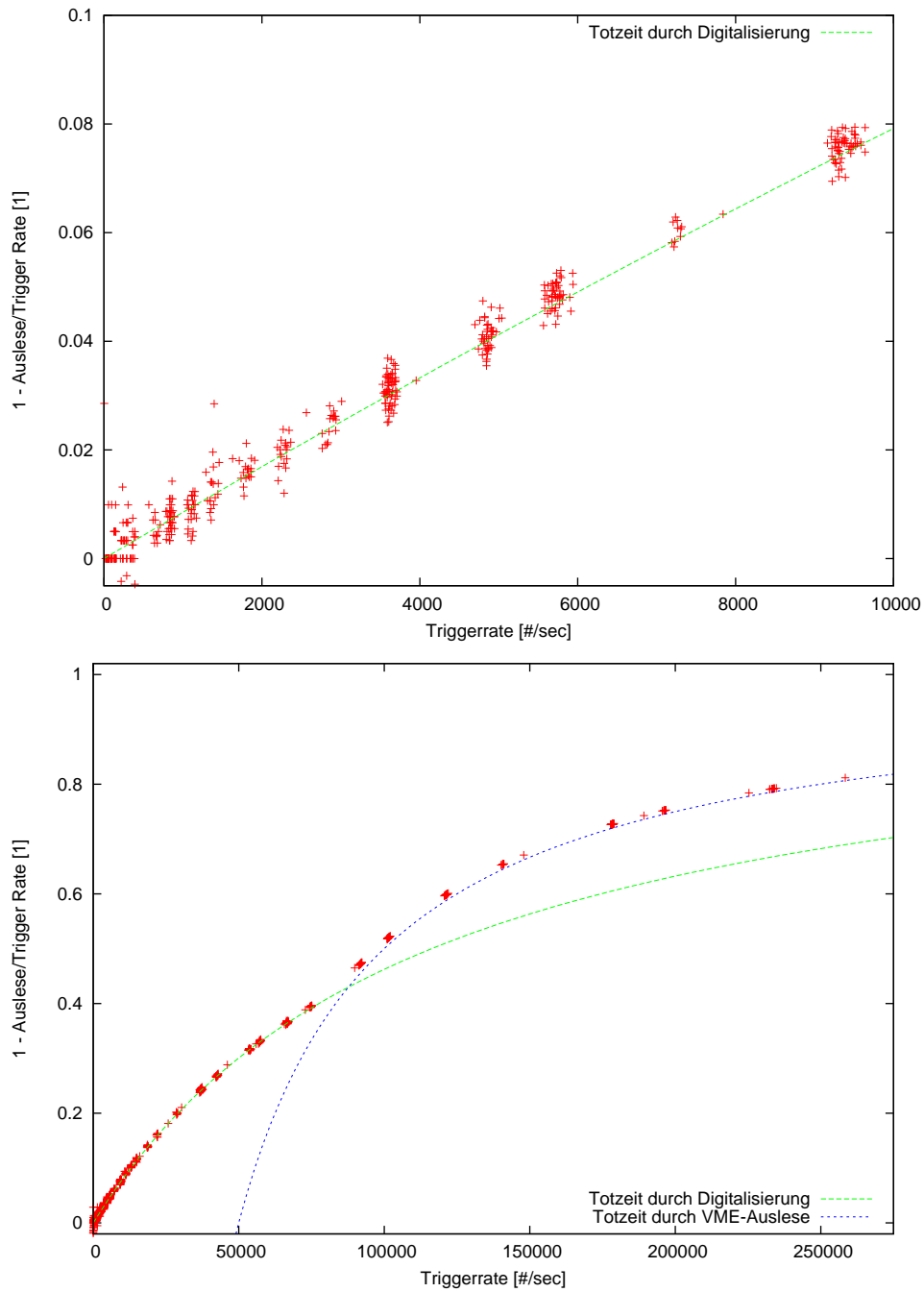


Abbildung 7.12: Kameratotzeit in Abhängigkeit der Triggerrate; Die roten Messpunkte wurden mit jeweils drei Multiplexerkanälen von 128 Pixel an der "VP 315 022" CPU erzeugt. Grüne und blaue Linie stellen den erwarteten Einfluss der Digitalisierung bzw. der Auslese dar.

Die maximale Triggerrate  $r_{max}$  bildet eine feste Grenze zwischen niedrigem und hohem Ratenbereich. Im Falle der durchgeführten Messung erhält man  $r_{max} = 88000 \frac{\#}{\mu\text{sec}}$ . Falls die Auslesetotzeit gegenüber der Digitalisierungstotzeit groß ist ( $t_{aus} \gg t_{dig}$ ), besteht kein Unterschied zwischen  $r_{eig}$  und  $r_{max}$ .

Unter der Voraussetzung  $r_{tri} \cdot t_{dig} \ll 1$  läßt sich die Kameratotzeit für niedrige Rate (7.12) entwickeln und das dargestellte Modell weiter vereinfachen:

$$t_{kam} = 1 - \frac{1}{1 + r_{tri} \cdot t_{dig}} \quad (7.20)$$

$$\approx 1 - (1 - r_{tri} \cdot t_{dig}) \quad (7.21)$$

$$= r_{tri} \cdot t_{dig} \quad (7.22)$$

Die Totzeit der mit 1022 Pixeln bestückten "Smart Pixel Kamera" läßt sich nun über das Modell abschätzen. Die Datenmenge pro Ereignis beträgt  $m_{eig} = 6 \text{ kByte}$ . Die erwartete Totzeit ist in Abbildung 7.13 dargestellt. Hierbei wurde wieder angenommen, dass 3 Multiplexerkanäle verarbeitet werden. Durch die

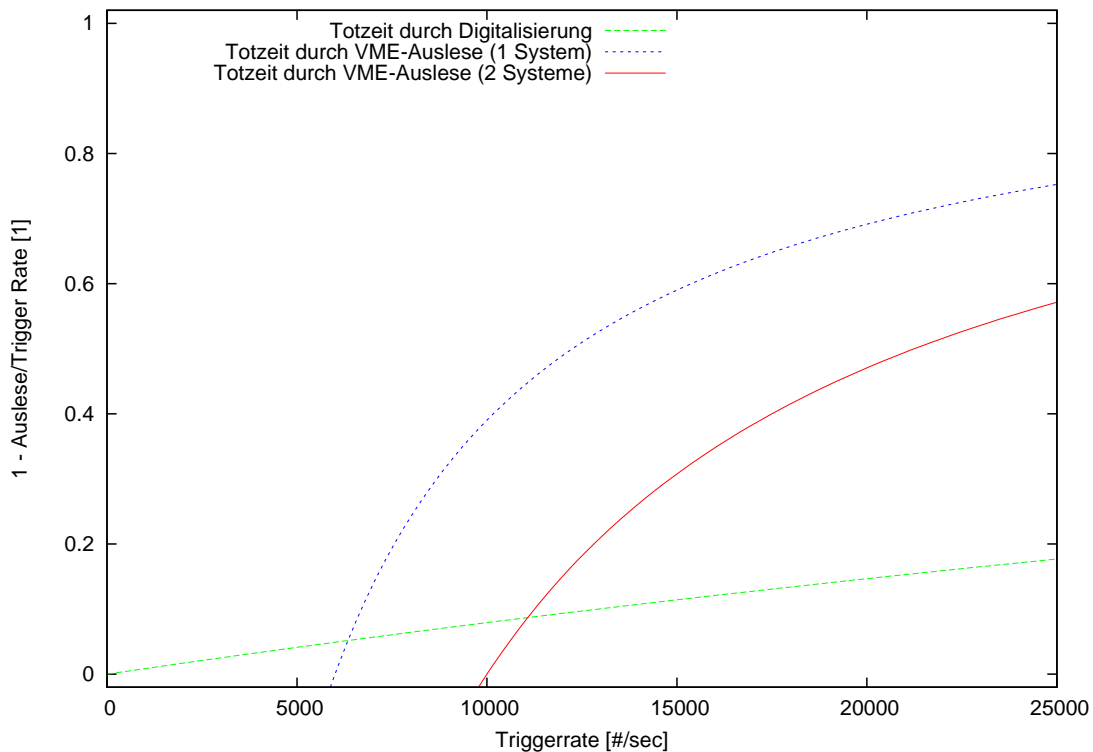


Abbildung 7.13: abgeschätzte Kameratotzeit der "Smart-Pixel Kamera" (mit 1022 Pixel); Es wird angenommen, dass 3 Multiplexerkanäle pro Pixel ausgelesen werden. Die grüne Linie stellt den Einfluss der Digitalisierung dar, die blaue Linie die Beschränkung durch die Auslese mit einem VME-System und die rote Linie die Beschränkung mit zwei VME-Systemen

blaue Linie wird die Verwendung eines VME-System mit einer Datenrate von  $36.7 \frac{\text{MByte}}{\text{sec}}$  prognostiziert. Es ergibt sich eine Ereignisrate von  $r_{eig} = 6k$  Ereignissen pro Sekunde und eine Auslesetotzeit  $t_{aus} = 160 \mu\text{sec}$ . Bei einer Triggerrate  $r_{tri} = r_{eig} = 6k$  beträgt die Kameratotzeit 4.9%. Die rote Linie stellt die Auslese durch zwei VME-Systeme<sup>3</sup> dar. Durch die grüne Linie ist die Auswirkung der Digitalisierungstotzeit dargestellt. Diese ist unabhängig von der Anzahl der VME-Systeme.

Die durch die Messung nachgewiesene Trennung zwischen niedrigem und hohen Ratenbereich bestätigt die Asynchronität der Auslese von der Digitalisierung. Eine getrennte Beschreibung der beiden Prozesse wird dadurch ermöglicht. Das hierdurch entwickelte Modell kann für die Planung von Kameras, die mit der "Smart Pixel Elektronik" umgesetzt werden, genutzt werden. Die Erhöhung der Pixelanzahl auf zwei- oder viertausend Pixel sowie die Anzahl der VME-Systeme hat lediglich einen Einfluss auf die auslesebedingte Totzeit (7.20).

---

<sup>3</sup>Bei der Verwendung von zwei VME-Systemen wird eines mit 5 und das andere mit 4 Analog-Digital-Wandler bestückt.

# Kapitel 8

## Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde zum ersten Mal eine "Smart Pixel Kamera" in Betrieb genommen. Systematische Untersuchungen ihrer Eigenschaften und erste Kalibrationen wurden durchgeführt. Die Amplituden- und Zeitmessung der Pixel wurde charakterisiert und das Triggersystems getestet. Der Digitalisierungs- und der Ausleseprozess wurden untersucht und beschrieben. Es konnten dabei keine bedeutsamen Defekte festgestellt werden. Alle Erwartungen in die Eigenschaften der "Smart Pixel Kamera" werden erfüllt.

### **Amplitudenmessung**

Die Kennzeichen der Amplitudenmessung sind:

**Gesamtverstärkung** Die Gesamtverstärkung der Amplitudenmessung wurde mit einer Pixel zu Pixel Abweichung von 1 % eingestellt.

**Verstärkungsverhältnis** Das Verstärkungsverhältnis zwischen den beiden Amplitudenkanälen beträgt 19.3. Oberhalb von 20 Photoelektronen ist das Verstärkungsverhältnis auf unter 1 % genau. Darunter konnte eine Nichtlinearität mit einer Abweichung bis zu einem Photoelektron festgestellt werden.

**Rauschen durch Hintergrundlicht** Das Hintergrundlicht fließt mit einer effektiven Integrationszeit um 20 nsec in die Amplitudenmessung mit ein.

**Amplitudenauflösung** Die relative Auflösung wird durch Poissonstatistik dominiert.

Für die Kalibration der Amplitudenmessung wurden zwei Verfahren vorgestellt. Sie kann an Einzelelektronenspektren und an der relativen Auflösung der Amplitudenmessung erfolgen. Die Eigenschaften der Amplitudenmessung sind insgesamt zufriedenstellend. Das beschränkende Bauteil für die Leistungsmerkmale der Amplitudenmessung ist die 90 nsec-Verzögerungsplatine mit einer zu geringen Bandbreite.

## Zeitmessung

Die Bildformation von Luftschauerbildern wird um das Zeitprofil der Triggerzeitpunkte der einzelnen Pixel relativ zum Kameratrigger erweitert. Über die Zeitmessung können die Signallaufzeiten in den Pixeln bestimmt werden. Ein Verfahren zur Überprüfung der Funktionen der Amplituden- und Zeitmessung, sowie des Diskriminators über den Zeit-Ladungs-Konverter wurde vorgestellt und kann für beliebige Datensätzen verwendet werden. Die Eigenschaften der Zeitmessung des Zeit-Ladungs-Konverters im Einzelnen sind:

**Kalibration** Die Kalibration der Zeitmessung erfolgt über die Verzögerung des externen Einganges des Triggermodul. Dieses wiederum wird in Einzelschritten gegen ein Oszilloskop geeicht. Man erhält einen Umrechnungsfaktor von  $u_{tac}^{nsec} = 338 \frac{ADC_{tac}}{nsec}$ .

**Zeitauflösung** Die Zeitauflösung ist abhängig von der gemessenen Amplitude. Bei Amplitudenwerten in der Nähe der Diskriminatorschwelle beträgt sie etwa 1 nsec und nimmt mit steigender Amplitude ab. Bei sehr hohen Amplitudenwert erreicht sie Werte unter 0.1 nsec.

**Diskriminator-Walk** Der Absolutwert der Zeitmessung ist in gleicher Weise abhängig von der gemessenen Amplitude und der Diskriminatorschwelle des Pixels. Es konnte gezeigt werden das der Diskriminator-Walk sich durch eine Parametrierung mit einer Genauigkeit unter 0.1 nsec korrigieren läßt.

## Triggersystem

Die Funktion des Triggersystem wurde getestet. Aus den statistisch verteilten Einzeltriggern der Pixel wird hierzu eine erwartete Triggerrate der Kamera berechnet. Die erwartete Rate stimmt mit der tatsächlichen Rate sehr gut überein. Getestet wurde der Trigger mit der Multiplizitätsbedingung zweier triggernder Nachbarpixel bis zu einer Diskriminatorschwelle von 4 Phe. Als Voraussetzung für diesen Test wurden bestimmt:

**Kalibration der Ratenmessung** Die Umrechnungsfaktoren der feinen und groben Raten Messung sind  $u_{\#/sec}^{rate,fein} = 1.88 \frac{ADC_{rate0}}{\#/sec}$  und  $u_{\#/sec}^{rate,grob} = 0.0097 \frac{ADC_{rate1}}{\#/sec}$ .

**Diskriminatorschwelle** Die Diskriminatorschwelle kann in Einheiten der Amplitudenmessung angegeben werden. Die Breite der Schwellenfunktion beträgt etwa 1.2 Phe.

**Koinzidenzzeit des Multiplizitätstriggers** Die effektive Koinzidenzzeit, in der zwei Pixel einen gemeinsame Trigger erzeugen, beträgt 6.9 nsec und kann auf effektive Signallänge der Pixeldiskriminatoren von 3.5 nsec (mit einer Pixel zu Pixel Streuung von 0.7 nsec) zurückgeführt werden.

## Datenauslese

Die beiden entscheidenden Module des VME-Systems für die Digitalisierung und Auslese der Daten sind die CPU "VP 315 022" (Concurrent Technologies) und der Analog-Digital-Wandler "SIS3301-80" (Struck). Durch Pufferung der digitalisierten Daten kann deren Auslese asynchron erfolgen. Die wichtigsten Kennzahlen der Datenaufnahme sind:

**Totzeit der Digitalisierung** Die Totzeit für die Digitalisierung eines Ereignis ist abhängig von der Lade- und Entladezeit der Kondensatoren für die Amplituden- und Zeitmessung auf den Pixel, sowie von der Digitalisierungsrate. Bei üblicher Wahl dieser Parameter ist diese "Front-End"-Totzeit jedoch geringer als 10  $\mu$ sec.

**maximale Datenraten** Die maximale Datenrate, mit der Daten über einen VME-Bus gelesen werden können, beträgt  $d_{ro} = 36.7 \frac{\text{MByte}}{\text{sec}}$ .

**mittlere Totzeit** Die mittlere Totzeit der Kamera für die Auslese von 6000 Ereignissen pro Sekunde mit einem VME-System liegt bei 4.9 %.

## Zusammenfassung

Durch die Untersuchungen des mit bis zu 144 Pixeln bestückten Prototypen sind die wesentlichen Eigenschaften der vollständige "Smart Pixel Kamera" mit 1022 (oder mehr) Pixeln beschrieben. Jedoch sollten weitere Messungen am Prototyp durchgeführt werden. Die Amplitudenmessungen sollte für die Gate-Breite 16 nsec genauer charakterisiert werden. Der Triggermechanismus sollte für niedrigere Diskriminatorschwellen sowie die Multiplizitätsbedingungen  $nn = 3$  und  $nn = 4$  untersucht werden. Die Digitalisierung und Datenauslese sollten über mehrere Analog-Digital-Wandler-Module, an mehreren VME-Systemen durchgeführt werden.

Die "Smart Pixel Kamera" erfüllt alle wesentlichen Anforderungen für den Einsatz in zukünftigen Cherenkov-Teleskop Experimenten. Die Technologie ist kostengünstig und ist deshalb auch für Arrays mit einer großen Anzahl an Teleskopen geeignet. Durch die Zeitmessung des Zeit-Ladungs-Konverters erhofft man weitere Sensitivität im Energiespektrum der rekonstruierten Primärteilchen zu erreichen.





# Anhang A

## Näherung der Einzelelektronenspektren

Für die Beschreibung der Einzelelektronenspektren wird zunächst die Poisson-Verteilung der Photoelektronen des Photoervielfältigers angenommen:

$$P_\lambda(n) = \exp(-\lambda) \cdot \sum_{i=1}^n \frac{\lambda}{i} \quad (\text{A.1})$$

$$(\text{A.2})$$

Das Signal eines Photoelektronen wird als Gauss-Kurve angesetzt:

$$G(x, \bar{m}, \sigma) = \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left(-\frac{(x - \bar{m})^2}{2 \cdot \sigma^2}\right) \quad (\text{A.3})$$

Durch die Summation der Mehrfachelektronenpulse  $i = 0, \dots, n$  erhält man die Näherungsfunktion  $fit(x)$ . Dabei werden die nur  $n$  mit einer Wahrscheinlichkeit  $P_\lambda(i) > 0.004$  berücksichtigt. Die Einzelelektronen-Breite  $\sigma_{spe}$  wird unabhängig von elektronischen Rauschen  $\sigma_{ped}$  betrachtet. Mit  $ped$  ist die Position der Nulllinie bezeichnet:

$$\frac{fit(x)}{norm} = P_\lambda(0) \cdot G(x, ped, \sigma_{ped}) \quad (\text{A.4})$$

$$+ \sum_{i \in \{1, 2, \dots, n\}}^{P_\lambda(i) > 0.004} P_\lambda(i) \cdot G(x, ped + i \cdot spe, \sqrt{i \cdot \sigma_{spe}^2 + \sigma_{ped}^2}) \quad (\text{A.5})$$



# Anhang B

## Eichung der externen Verzögerung

Die Eichung des externen Verzögerung erfolgt gegen ein Oszilloskop (TDS 544A). Jeder Einstellung der Verzögerung in steps wird hier eine entsprechende Zeit in nsec zugeordnet. Die nsec-Werte enthalten ein Offset aus der Messung. Das Messverfahren ist in Abschnitt 5.2 beschrieben.

[steps]	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
[nsec]	49.7	51.8	54.0	56.2	56.6	59.0	61.4	63.8	64.5	66.9

[steps]	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
[nsec]	69.3	71.7	72.5	74.9	77.2	79.5	80.8	82.9	85.1	87.4

[steps]	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29
[nsec]	87.8	90.2	92.5	95.0	95.7	98.2	100.4	102.7	103.7	106.0

[steps]	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39
[nsec]	108.4	110.7	113.2	115.3	117.6	119.8	120.2	122.7	125.0	127.4

[steps]	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49
[nsec]	128.1	130.5	132.8	135.3	136.1	138.4	140.9	143.2	144.8	147.0

[steps]	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59
[nsec]	149.1	151.3	151.7	154.2	156.6	159.0	159.7	162.1	164.4	166.8

[steps]	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69
[nsec]	167.7	170.0	172.4	174.8	175.8	178.0	180.2	182.4	182.8	185.3

[steps]	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79
[nsec]	187.6	189.9	190.8	193.2	195.5	197.8	198.7	201.1	203.4	205.8

[steps]	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89
[nsec]	208.2	210.1	212.4	214.8	215.0	217.5	219.8	222.3	223.0	225.3

[steps]	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99
[nsec]	227.8	230.1	231.0	233.3	235.8	238.1	239.4	241.6	243.7	246.0

[steps]	100	101	102	103	104	105	106	107	108	109
[nsec]	246.4	248.8	251.1	253.3	254.4	256.8	259.0	261.5	262.3	264.7

[steps]	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119
[nsec]	267.0	269.3	271.0	273.1	275.3	277.5	277.8	280.3	282.7	285.0

[steps]	120	121	122	123	124	125	126	127	128	129
[nsec]	285.9	288.3	290.6	292.9	293.8	296.0	298.5	300.8	302.4	304.6

[steps]	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139
[nsec]	306.7	308.9	309.3	311.8	314.1	316.5	317.3	319.7	322.1	324.4

[steps]	140	141	142	143	144	145	146	147	148	149
[nsec]	325.3	327.7	329.9	332.3	333.8	336.0	338.1	340.4	340.7	343.0

[steps]	150	151	152	153	154	155	156	157	158	159
[nsec]	345.6	347.6	348.8	350.9	353.2	355.8	356.6	358.9	361.3	363.6

[steps]	160	161	162	163	164	165	166	167	168	169
[nsec]	366.0	368.0	370.1	372.3	372.9	375.3	377.6	380.1	380.8	383.2

[steps]	170	171	172	173	174	175	176	177	178	179
[nsec]	385.6	387.9	388.8	391.3	393.6	395.8	397.4	399.6	401.9	404.2

[steps]	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189
[nsec]	404.5	407.2	409.4	411.7	412.7	414.8	417.1	419.5	420.3	423.0

---

[steps]	190	191	192	193	194	195	196	197	198	199
[nsec]	425.1	427.4	429.0	431.1	433.2	435.6	436.2	438.4	440.6	443.4
[steps]	200	201	202	203	204	205	206	207	208	209
[nsec]	444.0	446.6	448.8	451.2	451.8	454.0	456.8	458.8	460.6	462.4
[steps]	210	211	212	213	214	215	216	217	218	219
[nsec]	465.0	467.0	467.4	469.4	472.2	474.6	475.4	477.6	480.2	482.2
[steps]	220	221	222	223	224	225	226	227	228	229
[nsec]	483.0	485.6	488.0	490.2	491.8	494.0	496.4	498.4	498.6	501.0
[steps]	230	231	232	233	234	235	236	237	238	239
[nsec]	503.4	506.0	506.6	509.0	511.6	513.8	514.8	516.8	519.4	521.6
[steps]	240	241	242	243	244	245	246	247	248	249
[nsec]	524.2	526.2	528.4	530.6	531.2	533.6	536.0	538.2	539.2	541.6
[steps]	250	251	252	253	254	255				
[nsec]	524.2	526.2	528.4	530.6	531.2	533.6				



# Anhang C

## Theoretischer Ansatz zur Beschreibung des Diskriminator-Walks

Für die theoretische Beschreibung des Diskriminator-Walk werden über die Form des Photovervielfältigersignal  $f(t)$  zwei Annahmen aufgestellt:

$$f(t) \propto high \quad \forall t \quad (C.1)$$

$$f(t) \propto \exp\left(-\frac{(t - t_0)^2}{p_1^2}\right) \quad (C.2)$$

Die erste Annahme setzt das Signal des Photovervielfältigers in Beziehung zur integrierten Amplitude. Die Pulsform soll dabei zu jedem Zeitpunkt  $t$  zur gemessenen Amplitude des Integrators *high* proportional sein. Die zweite Annahme fordert, dass die führende Flanke der Pulse einer Gausskurve entspricht. Der Vermessung der gepulsten Leuchtdiode in Abschnitt 3.1 kann entnommen werden, dass die Photovervielfältiger Photonis XP2960 den hier geforderten Eigenschaften entsprechen (vgl. Abb. 3.5). Die beiden Annahmen werden zusammengefaßt und die Proportionalitätskonstante mit  $a$  bezeichnet:

$$f(t) = a \cdot high \cdot \exp\left(-\frac{(t - p_0)^2}{p_1^2}\right) \quad (C.3)$$

Zum Zeitpunkt  $t = tac$  schneidet das Signal des Photovervielfältigers die Diskriminatorschwelle *thr*. Bei der Eichung der Diskriminatoren in Photoelektronen, wurde ebenfalls das Signal des Photovervielfältigers mit der integrierten Amplitude in Beziehung gesetzt. Es wird davon ausgegangen, dass es sich dabei um die Relation C.1 handelt. Als Proportionalitätsfaktor wird  $b$  verwendet:

$$b \cdot thr = f(tac) \quad (C.4)$$

$$= a \cdot high \cdot \exp\left(-\frac{(tac - p_0)^2}{p_1^2}\right) \quad (C.5)$$

Es wird nach der Messgröße  $tac$  aufgelöst und beim Ziehen der Wurzel wird die negative Lösung verwendet:

$$tac(high) = p_0 - p_1 \cdot \sqrt{\log\left(\frac{a \cdot high}{b \cdot thr}\right)} \quad (C.6)$$

Durch Einführung der Variablen  $p_2$ , erhält man die eingangs aufgeführte Näherungsfunktion 5.10:

$$p_2 = \log\left(\frac{b \cdot thr}{a \cdot Phe}\right) \quad (C.7)$$

$$(C.8)$$



# Literaturverzeichnis

- [1] F. A. Aharonian and et al. A detailed spectral and morphological study of the gamma-ray supernova remnant rx j1713.7.3946. *Preprint submitted to Astronomy & Astrophysics*, 11 2005. astro-ph/0511678.
- [2] S. Funk, G. Hermann, J. Hinton, D. Berge, K. Bernlöhr, W. Hofmann, P. Naysman, F. Toussenel, and P. Vincent. The Trigger System of the H.E.S.S. Telescope Array. *Astroparticle Physics*, 22:285–296, 2004.
- [3] T. Hirsch. Entwicklung und Test einer Smart-Pixel-Kamera für die HESS-Cherenkov-Teleskope. Diplomarbeit, Ruprecht-Karls-Universität Heidelberg, 2000.
- [4] D. Hauser. Entwicklung und Test einer Smart-Pixel-Kamera für hohe Ausleseraten. Diplomarbeit, Ruprecht-Karls-Universität Heidelberg, 2004.
- [5] W. Hofmann and T. Kihm. Smart Pixels for HESS, February 1998. H.E.S.S. Internal Note.
- [6] N. Bulian, T. Hirsch, W. Hofmann, A. Kohnle, A. Panter, and M. Stein. A Cherenkov Camera with Integrated Electronics based on the "Smart Pixel" Concept. In *AIP Conf. Procs.*, volume 515 of *AIP Conf. Procs.*, page 378, 1999.
- [7] J. Dost. Detaillierte Untersuchungen an Photomultipliern für den Einsatz in den Kameras des HESS-Teleskopsystems. Diplomarbeit, Ruprecht-Karls-Universität Heidelberg, 2000.
- [8] SIS GmbH. *SIS3300/SIS3301 65/80/100 MHz VME FADCs User Manual*, Version 3.20 edition, Oktober 2002.
- [9] Glenn F. Knoll. *Radiation detection and measurement*. John Wiley & Sons (New York, Chichester, Brisbane, Toronto, Singapore), 1979.



# Danksagung

Mein Dank gilt Professor Dr. Werner Hofmann für die Möglichkeit meine Diplomarbeit am Max-Planck-Institut für Kernphysik schreiben zu können.

Ich danke Dr. German Hermann für die ausführliche Betreuung und guten Hinweise, die mir eine noch gezieltere physikalische Arbeitsmethodik erlauben.

Mein Dank gilt Dominik Hauser für die vielen detaillierten Gespräche und die Unterstützung beim Zusammenschreiben meiner Ergebnisse.

Ich bedanke mich bei Christian Föhr, Jan Martin, Thomas Schwab, Thomas Wagner und Volker Wieder für die vielen und schnellen Antworten auf Fragen im Bereich der Elektronik.

Bei der gesamten HESS Arbeitsgruppe am Max-Planck-Institut für Kernphysik in Heidelberg bedanke ich mich für die gute Arbeitsatmosphäre und die gegenseitige Unterstützung beim Vorantreiben der wissenschaftlichen Arbeit.

Mein besonderer Dank gilt meinen Eltern, die mich insbesondere in den letzten Wochen im großen Umfang unterstützten.



Erklärung:

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

Heidelberg, den \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_

Unterschrift