# Inhaltsverzeichnis

# Kapitel 1

# Die Speicherringanlage HERA und der H1 Detektor

## 1.1 Die Speicherringanlage HERA

Im Speicherring HERA (Hadron–Elektron–Ring–Anlage) werden Protonen und Elektronen oder Positronen beschleunigt und zur Kollision gebracht. Die Energien betragen für

- Protonen 820 GeV,
- Elektronen, bzw. Positronen 27.5 GeV.

Seit 1994 werden statt der Elektronen Positronen verwendet, da mit diesen höhere Strahlintensitäten gespeichert werden können. An zwei Stellen des Speicherringes werden die beschleunigten Teilchen (Protonen und Positronen) zur Kollision gebracht. An diesen beiden Wechselwirkungspunkten befindet sich jeweils ein Detektor („ZEUS“ und „H1“). Da diese Diplomarbeit für das Experiment–H1 durchgeführt wurde, wird im folgenden der Detektor–H1 beschrieben.

## 1.2 Der Detektor H1

Das Ziel des Experimentes H1 ist die Untersuchung der Struktur des Protons (Messung der Strukturfunktion). Im Verlauf der Wechselwirkung tauschen Proton und Positron ein virtuelles Photon (Träger der Wechselwirkung) mit einem hohen 4er–Impuls–Quadrat ($Q^2$) aus. Entsprechend der Heisenbergschen Unschärferelation ist das Photon mit seiner geringen De Broglie–Wellenlänge in der Lage, Substrukturen des Protons aufzulösen.
Um die kinematischen Variablen der Wechselwirkung bestimmen zu können, sind Energie und Richtung (Impuls) des in einem sogenannten tief–inelastischen–Streuprozeß (Deep Inelastic Scattering) gestreuten Positrons zu bestimmen. (Die Strahlenergien von Positronen und Protonen sind bekannt).
Aufgrund der Asymmetrie der Strahlenergien, bewegt sich das Schwerpunktsystem von Positron und Proton in Richtung des Protons (man spricht hier von einem „boost“ in Proton–Richtung). Die Schwerpunktsenergie im CMS (Center of Mass–System) beträgt bei den angegebenen Strahlenergien 300 GeV. Im Folgenden wird die Richtung der Protonen als Vorwärtsrichtung bezeichnet. Der H1–Detektor trägt diesem Umstand durch seinen asymmetrischen Aufbau und die wesentlich bessere Instrumentierung in Flugrichtung der Protonen Rechnung (siehe hierzu Abbildung 1.2).
Direkt am Strahlrohr befindet sich das Spurerkennungssystem. Hieran schließen sich nach außen hin Detektoren zur Energiemessung an, die Kalorimeter (siehe hierzu Abbildung 1.2).

Für neuere physikalische Fragestellungen ist die Kinematik von Streuprozessen mit einem geringen Impulsübertrag und geringem $x_{Bj}$ (x-Bjorken) von Interesse. In diesen Prozessen wird das Positron in Rückwärtsrichtung gestreut. Dieser Bereich wurde bis 1995 durch das sogenannte BEMC (Backward ElectroMagnetic Calorimeter) abgedeckt. Beim BEMC handelte es sich um ein Sandwich–Kalorimeter, das über Photodioden ausgelesen wurde. Dieses Kalorimeter wurde 1995 durch ein Kalorimeter mit einer verbesserten Granularität (Ortsauflösung) und Energieauflösung ersetzt, das auch einen größeren Winkelbereich um die Strahlröhre abdeckt, und über eine verbesserte Elektron–Hadron–Trennung verfügt, das sogenannte SPACAL (SPAghetti CALorimeter). Beim SPACAL wurde ein neues Konstruktionsprinzip angewandt. Als szintillierendes Material wurden hier Fasern verwendet, die in Schauer erzeugendes Material (Blei) eingebettet wurden. Diese werden in Bereiche von 2cm x 2cm gebündelt und über einen Lichtmischer optisch mit der Photokathode eines Photomultipliers verbunden. Dieses Konstruktionsprinzip ermöglicht eine wesentlich verbesserte Ortsauflösung. Zudem sollen die Photomultiplier (wegen ihres geringeren Rauschens) den meßbaren Energiebereich zu niedrigeren Energien hin erweitern.
Zielsetzung der Konstruktion waren folgende Leistungsdaten:

- Ein erfaßter Polarwinkelbereich von $151.4° - 178°$ (gemessen gegen die Protonrichtung).
- Eine Energieauflösung von $\frac{\sigma(E)}{E} = \frac{7.2\%}{\sqrt{E}} \oplus 1\%$ (E in GeV)

erreicht wurde im Jahr 1995 [4]:

- Eine Energieauflösung von $\frac{\sigma(E)}{E} = \frac{(7.1 \pm 0.2)\%}{\sqrt{E}} \oplus (1.0 \pm 0.1)\%$ (E in GeV)

### 1.2.1 Der Aufbau des Spaghetti Kalorimeters

Das SPACAL ist zylindrisch um die Strahlröhre herum angeordnet, besitzt einen Aussendurchmesser von 1621mm, einen Innendurchmesser von 90mm (Ausschnitt für das Strahlrohr), eine Länge von 490mm und ein Gewicht von ca. 4 t. Im Inneren ist das SPACAL in einen elektromagnetischen Teil und einen hadronischen Teil aufgeteilt, wobei der hadronische Teil (in Rückwärtsrichtung) auf den elektromagnetischen Teil folgt. Der elektromagnetische Teil besteht aus 602 Fasermodulen, die je zwei Photomultiplier mit Fasern beschicken. Der hadronische Teil verfügt über 68 Fasermodule mit jeweils zwei Photomultipliern [5].
Bild 1.1 zeigt das SPACAL im Schnitt längs zum Strahlrohr, der Wechselwirkungspunkt (IAP) ist eingezeichnet.

## 1.3 Ziele dieser Arbeit

Für den erfolgreichen Betrieb eines Kalorimeters ist die Energiekalibration von größter Bedeutung. Die absolute Kalibration kann nur in größeren Zeitabständen von ca. 4 Wochen ausgeführt werden, da sie große Datenmengen erfordert. Aus diesem Grund wird die absolute Kalibration durch eine relative Kalibration, die während des Kalorimeterbetriebes durchgeführt werden kann, fortgeführt.
Ein wesentlicher Faktor für die Genauigkeit der Energiekalibration sind Schwankungen in der Verstärkung und der Quanteneffizienz der zur Lichtmengenmessung eingesetzten Photomultiplier. Um diese Photomultiplier während des Kalorimeterbetriebes zu überwachen, werden im SPACAL sogenannte Kalibrationsmodule (CAMs) eingesetzt, deren Aufbau und Funktion im Folgenden noch ausführlich erläutert werden wird.

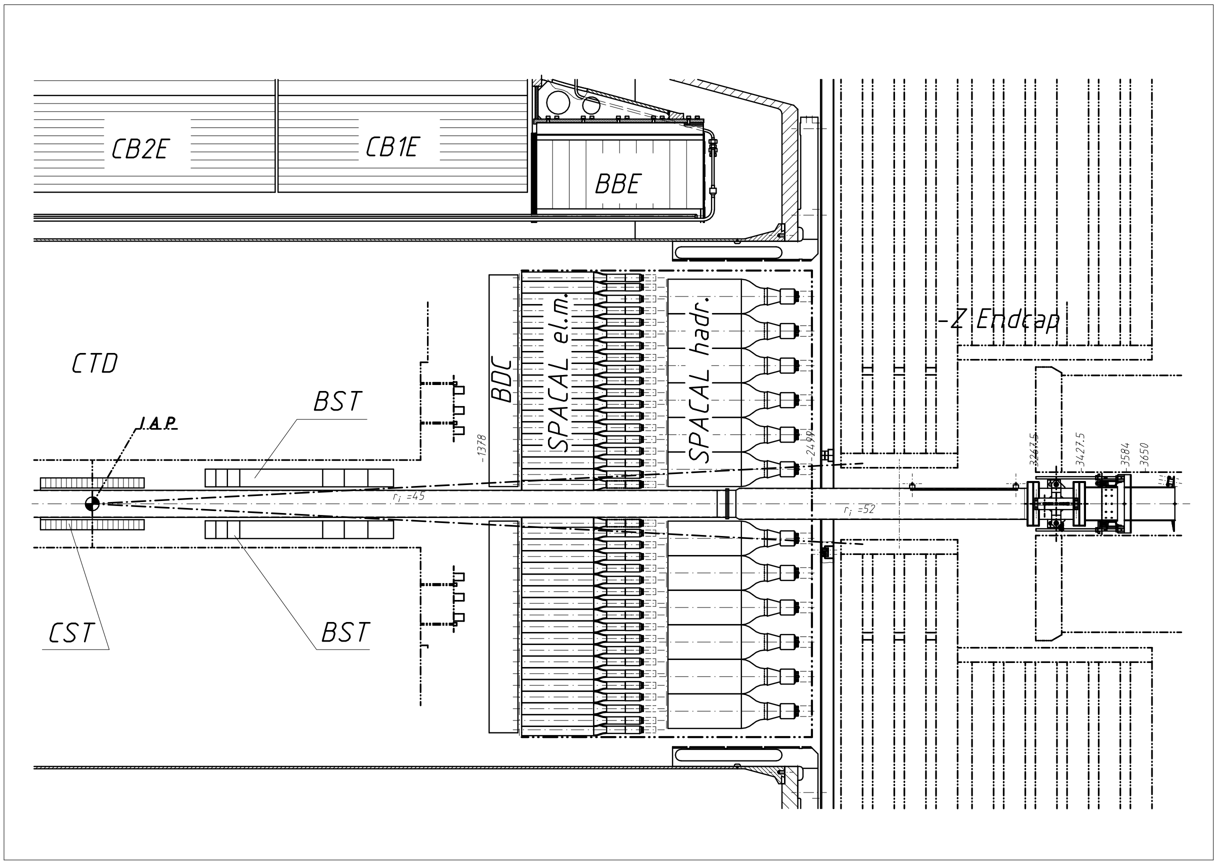


Abbildung 1.1: Das SPACAL

In einem Detektor wird ein Großteil des zur Verfügung stehenden Volumens von Schauer erzeugendem Material, Szintillatormaterial und lichtsensitiven Detektoren (Photomultipliern) eingenommen. Während des Detektorbetriebes sind aufgrund der elektrischen Verlustleistungen der Spannungsteiler der Photomultiplier und der restlichen Elektronik Temperaturschwankungen von mehreren °C zu erwarten. Da die Auswirkungen dieser erwarteten Temperaturschwankungen auf das Kalibrationsmodul und die Photomultiplier bisher noch nicht exakt vermessen wurden wurde diese Arbeit am Institut für Hochenergiephysik der Universität Heidelberg vergeben.
Die Zielsetzung dieser Diplomarbeit war, das Signalverhalten des Kalibrationsmoduls sowie der Photomultiplier als Funktion der Umgebungstemperatur, sowie deren kurz- und mittelfristige Stabilität zu messen.

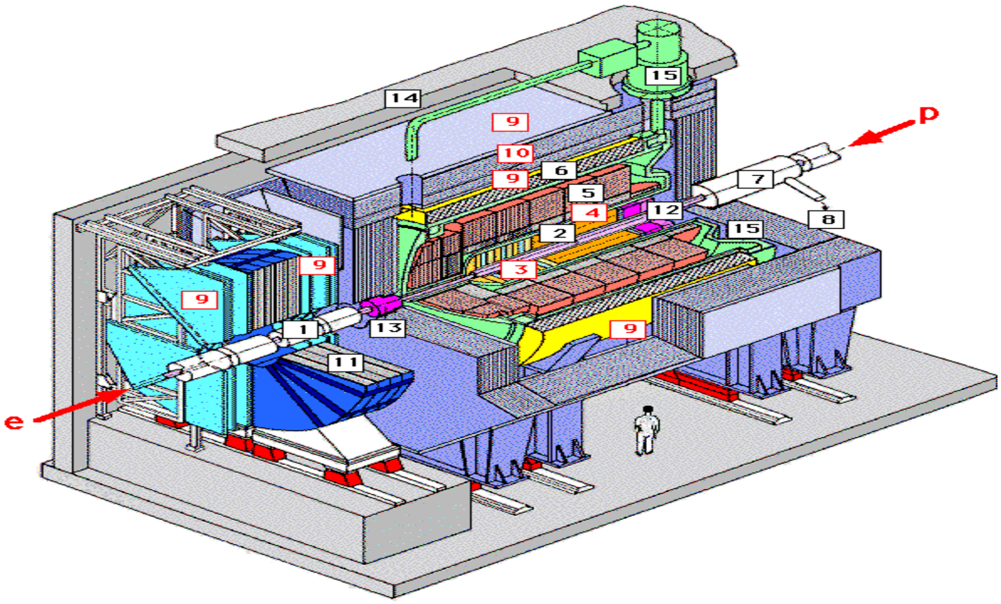


Abbildung 1.2: Der Detektor H1

1. Strahlrohr und Strahlmagnete
2. Zentrale Spurenkammer
3. Vorwärtsspurenkammer und Übergangsstrahlungsmodul
4. Elektromagnetisches Kalorimeter (Blei,Flüssig Argon)
5. Hadronisches Kalorimeter (Edelstahl, Flüssig Argon)
6. Supraleitende Spule (1,2 T)
7. Kompensationsmagnet
8. Helium-Kälteanlage
9. Myon-Kammer
10. Instrumentiertes Eisen (Eisenplatte + Streamerröhren-Detektoren)
11. Myon-Toroid-Magnet
12. Warmes Kalorimeter (Spacal)
13. Vorwärts-Kalorimeter
14. Betonabschirmung
15. Flüssig-Argon-Kryostat.

# Kapitel 2

# Das Kalibrationsmodul CAM und die Photomultiplier

## 2.1 Das Kalibrationsmodul CAM

### 2.1.1 Die Funktion des CAM

Bei dem Kalibrationsmodul handelt es sich um ein Gerät, das speziell zur Überwachung der Stabilität von Photomultipliern konstruiert wurde. Das heißt es verfügt über die Fähigkeit, Lichtpulse mit einer konstanten Lichtmenge zu erzeugen, und gleichzeitig die abgegebene Lichtmenge zu messen, so daß aus den gemessenen Signalen der Photomultiplier und des CAMs eine Aussage über die Stabilität der Photomultiplier getroffen werden kann.

### 2.1.2 Der Aufbau des CAM

Das CAM gliedert sich logisch in einen Senderteil, der bis zu fünf Leuchtdioden aufnehmen kann, und einen Empfängerteil, der entsprechend bis zu fünf Photodioden zur Lichtmengenmessung aufnehmen kann, und deren Signale verstärkt und aufbereitet als Ausgangssignale zur Verfügung stellt[1].

#### Die Faserbündel

Als Faserbündel wird im Folgenden das fertige Ensemble von Leuchtdiode, Photodiode und zugehörigen Fasern bezeichnet.
Zur Herstellung der Faserbündel (Bild 2.1) wurden die Leuchtdioden in der institutseigenen Werkstatt abgeschliffen und die Schnittflächen poliert. Dann wurden acht Lichtleiter mit einem Durchmesser von 0,25 mm zentrisch um einen Lichtleiter mit einem Durchmesser von 0,50 mm herum angeordnet und so auf der Leuchtdiode justiert, daß die Lichtverteilung auf die acht umgebenden Lichtleiter möglichst homogen war. Daraufhin wurde das Lichtleiterbündel auf der Leuchtdiode fixiert und mit dieser lichtdicht vergossen.
im Folgenden Produktionsschritt wurde auf dem Lichtleiter mit einem Durchmesser von 0,50 mm eine Photodiode so fixiert, daß der Photostrom bei Beleuchtung maximal war, und ebenfalls lichtdicht vergossen.
Bild 2.1.2 zeigt ein mit fünf Faserbündeln voll Bestücktes Kalibrationsmodul. Man kann sehr gut die Faserbündel (Leuchtdiode, Photodiode und Fasern) erkennen.
Bild 2.1.2 zeigt eine Prinzipskizze eines Kalibrationsmoduls, auf der zum besseren Verständnis nur die äußeren Anschlüsse, sowie die innere Unterteilung des Kalibrationsmoduls gezeigt

[1] näheres zum Aufbau des CAM siehe A

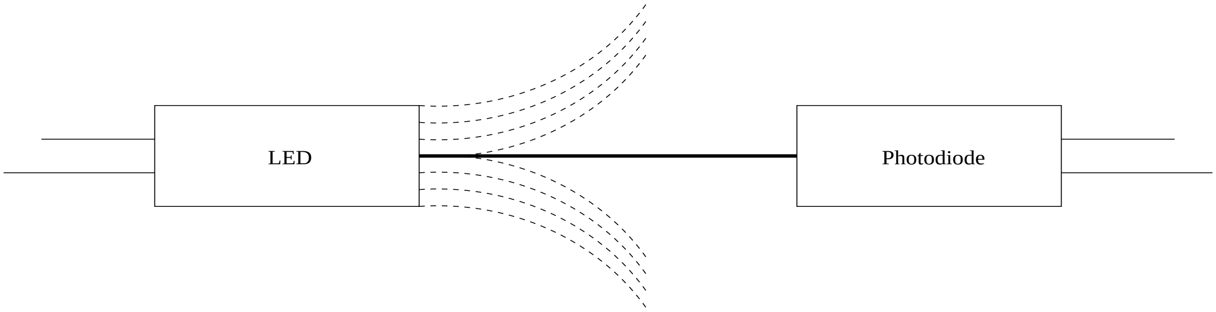


Abbildung 2.1: Prinzipskizze eines Faserbündels

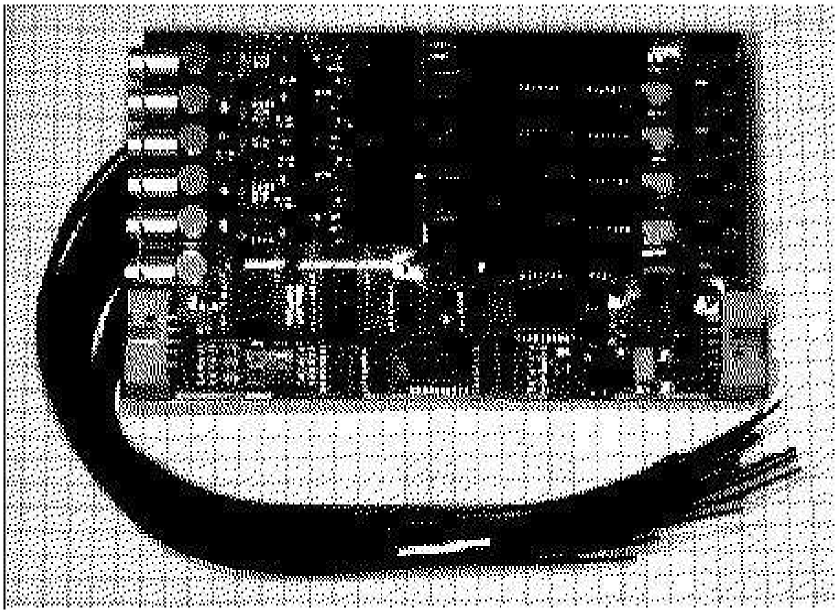

Abbildung 2.2: Aufnahme eines voll bestückten Kalibrationsmoduls.

wird.

### Die Funktionen und Fähigkeiten des CAM

Das CAM verfügt über folgende Funktionen und Fähigkeiten:

- eine über DIP-Schalter (Dual Inline Package) von 0-255 (8bit) frei wählbare Adresse,
- eine über einen Feldbus (ein synchroner bitserieller Bus) vorgebbare Einschaltdauer aller LEDs (Anstiegszeit des Lichpulses) von 10ns bis 45ns in Schritten von 5ns, (Hierbei korreliert die maximale Lichtstärke annähernd linear mit der Einschaltdauer, das heißt die abgegebene Lichtmenge wächst annähernd quadratisch an.)
- die Möglichkeit, jede der bis zu fünf LEDs (ebenfalls über Feldbus) an- und abzuschalten,
- einen Triggereingang, der auf einen TTL-Puls hin einen Lichtpuls mit der zur Zeit eingestellten Länge erzeugt, (Das Modul hat nach Einschalten der Versorgungsspannung, keinen definierten Zustand nimmt jedoch meist den Zustand mit 45ns Einschaltdauer und alle LEDs ein an.)


Abbildung 2.3: Prinzipskizze eines Kalibrationsmoduls.

- eine separate Versorgungsspannung für die Leuchtdioden, wodurch die maximale Lichtstärke bis hin zur Maximalspannung von 35V frei gewählt werden kann,
- eine temperaturabhängige Regelung der Leuchtdiodenspannung via NTC-Widerstand mit einem Regelbereich von 4.3V (5V werden von der Versorgungsspannung abgegriffen). Hieraus folgt auch die minimale sinnvolle Versorgungsspannung der Leuchtdioden von 12V, da sonst die Temperaturregelspannung größer als die Versorgungsspannung der Leuchtdioden wird.

Bild 2.4 zeigt die Ausgangssignale eines Photomultipliers bei den acht verschiedenen Pulslängen des Kalibrationsmoduls. Hier ist die annähernd lineare Zunahme von Pulslänge und Pulshöhe bei ansteigender Einschaltdauer gut zu erkennen. Für sämtliche Messungen, die an den Photomultipliern vorgenommen wurden, wurde zur Bestimmung des Signals des Photomultipliers bei einem Kalibrationspuls der gesamte Puls herangezogen, d.h., der gemessene ADC-Wert stellt das Ladungsintegral des Photomultipliersignals dar.

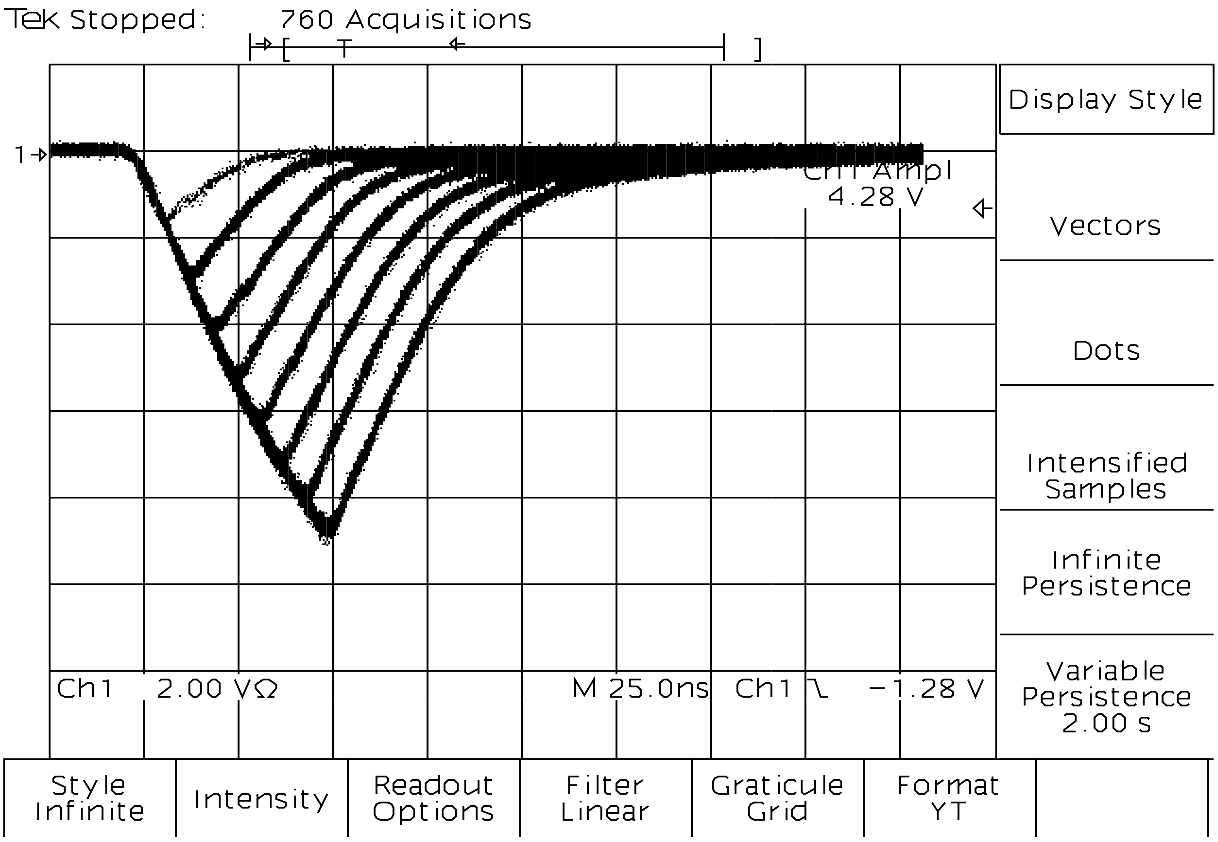


Abbildung 2.4: Oszilloskopbild der Signale eines Photomultipliers bei verschiedenen CAM-Pulslängen (2V bzw. 25ns pro Unterteilung).

Bild 2.5 zeigt die Ausgangssignale einer Photodiode bei den acht verschiedenen Pulslängen des Kalibrationsmoduls. Hier ist vor allem die gegenüber den Photomultipliersignalen wesentlich längere Abfallzeit von $20\mu s$ zu beachten. Diese bestimmt die maximal sinnvolle Frequenz, mit der das CAM betrieben werden kann zu 50kHz. Eine höhere Betriebsfrequenz würde zu einem sogenannten „Pileup", d.h. Aufstapeln der Ausgangssignale der Photodiode führen, was den Meßwert erheblich verfälschen würde. Zudem droht ab einer Taktfrequenz von einem Megahertz die Zerstörung der Leuchtdioden wegen Überlastung. Die Signalanstiegszeit von ca. 100ns wird durch den nachgeschalteten Verstärker bestimmt, der das Ausgangssignal der Photodiode (genauer des Feldeffekttransistors) verstärkt und in den Leitungswiderstand von 50Ω treibt. Aufgrund der Ausführung des Readouts (Auslese) der Photodiode als sogenannte AC-Kopplung (siehe technische Beschreibung des CAM), handelt es sich bei dem Ausgangssignal um den Spannungsverlauf eines RC–Gliedes. Das heißt die gesamte Information über das Photodiodensignal liegt schon im Spitzenwert des Ausgangssignals. Da für die Messungen kein Aufbau mit einem sogenannten „Sample and hold" (ein Meßeinschub der die Spannung direkt mißt) zur Verfügung stand, wurde zur Messung der Spitzenspannung ein ladungssensitiver ADC verwendet. Das Timing des ADC-Gates[2] wurde so gewählt, daß der ADC kurz nach Erreichen des Spitzenwertes mit der Integration beginnt. Die Gate-Länge wurde mit 50ns so kurz wie möglich gewählt, um Verfälschungen des Meßwertes durch den exponentiellen Signalabfall zu minimieren.
Bei allen durchgeführten Messungen an den Photomultipliern wurde das CAM zur Erzeugung

[2] Als Gate bezeichnet man das Signal das den Start und die Dauer der Ladungsintegration bestimmt

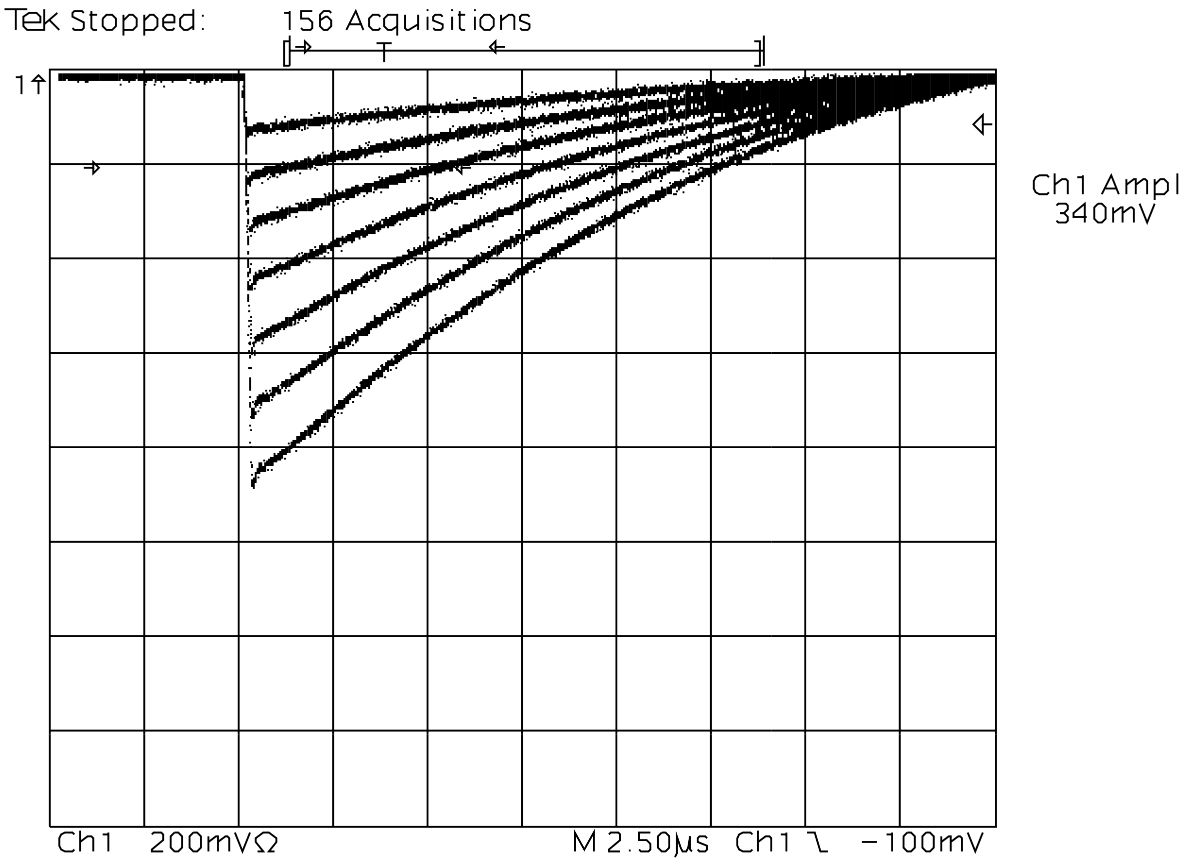


Abbildung 2.5: Signale der Photodiode bei verschiedenen CAM-Pulslängen (200mV bzw. 2.5$\mu s$ pro Unterteilung).

der Lichtpulse und zur Referenzierung der abgegebenen Lichtmenge eingesetzt.

## 2.2 Die Photomultiplier

### 2.2.1 Die Funktionsweise eines Photomultipliers

Bei einem Photomultiplier handelt es sich um ein Gerät zur Messung kleinster Lichtmengen. Die Empfindlichkeit kann bis zum Nachweis einzelner Lichtquanten reichen. Um diese große Empfindlichkeit zu realisieren, werden bei der Konstruktion von Photomultipliern zwei physikalische Effekte genutzt: der Photoeffekt und die Sekundärelektronenvervielfachung.

#### Der Photoeffekt

Beim Photoeffekt handelt es sich um die Emission eines Elektrons aus einer Metalloberfläche durch ein auftreffendes Lichtquant. Hierbei wird die Energie des Lichtquants von einem Elektron absorbiert. Nach dem Austritt aus der Metalloberfläche verbleibt dem Elektron die Energie des Photons, abzüglich der Austrittsarbeit als kinetische Energie.

$$W_{kin} = h\nu - W_A \text{ (Einstein–Gleichung)}$$

$W_{kin}$: kinetische Energie des Elektrons

$h$: Plancksches Wirkungsquantum (6.62620 $10^{-34}$Js)
$\nu$: Frequenz des Photons in Hertz
$W_A$: Austrittsarbeit aus der Metalloberfläche
Der Photoeffekt läßt sich also durch durch zwei Größen charakterisieren:

- durch die Schwellenenergie ($W_A$) ab der das Elektron in der Lage ist die Austrittsarbeit aufzubringen,
- durch das Verhältnis der ausgelösten Elektronen zu einfallenden Photonen, die sogenannte Quanteneffizienz. (Dieses Verhältnis ist abhängig von der Energie (Wellenlänge) der einfallenden Lichtquanten und dem für die Photokathode verwendeten Material.)

#### Die Sekundärelektronenvervielfachung

Bei der Sekundärelektronenvervielfachung handelt es sich um die Emission von Elektronen aus einer Metalloberfläche, die von einem energiereichen Elektron ausgelöst wird. Hierbei wechselwirkt das auftreffende Elektron mit den Elektronen des Metalls, und verleiht ihnen so die nötige Energie zum Austritt aus der Oberfläche. Diese Elektronen bezeichnet man als „sekundäre Elektronen“.

### 2.2.2 Der prinzipielle Aufbau eines Photomultipliers

Ein Photomultiplier besteht aus einer lichtempfindlichen Photokathode, die auf der Basis des Photoeffekts arbeitet, sowie einem nachgeschalteten Sekundärelektronenvervielfacher zur Erzeugung eines messbaren Signals.

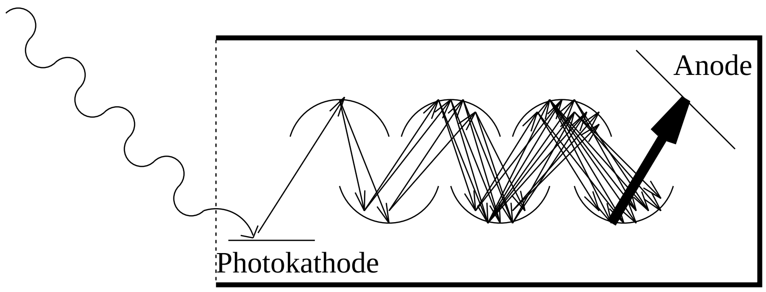


Abbildung 2.6: Prinzipskizze eines Photomultipliers.

#### Das Gain

Als Gain bezeichnet man das Verhältnis von Anodenstrom zu Photokathodenstrom. Es ist also ein Maß für die Stromverstärkung des Sekundärelektronenvervielfachers. In den in dieser Arbeit durchgeführten Messungen[3] ist das Gain als Meßgröße nicht direkt zugänglich. Hier wurde vielmehr das Produkt von Quanteneffizienz und Gain gemessen. Aufgrund dieser Tatsache bilden auch sämtliche aufgenommenen Meßwerte das Verhalten dieses Produkts ab. Das Produkt wird im Folgenden als effektives Gain bezeichnet.

[3]siehe hierzu Seite 20

### Die Hamamatsu Fine–Mesh–Photomultiplier

Im Gegensatz zu früheren Bauformen von Photomultipliern, die über fokussierende Dynoden[4] verfügen und somit nicht „magnetfeldtauglich“[5] sind, wurde bei den sogenannten „Fine–Mesh–Photomultipliern“[6] ein neues Konstruktionsprinzip erprobt. Die Dynoden erstrecken sich annähernd über die gesamte Querschnittsfläche des Photomultipliers, sind jedoch in der Art eines „Fliegengitters“ durchbrochen.

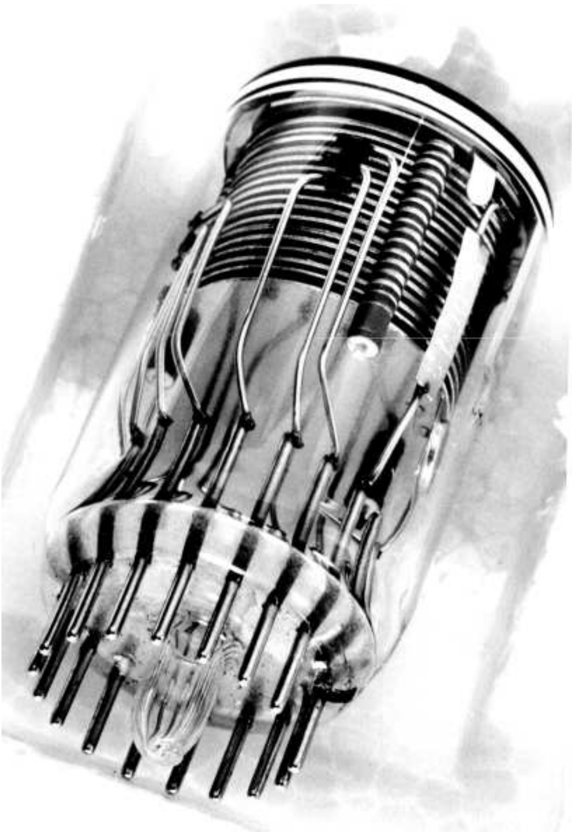

Abbildung 2.7: Photographie eines Hamamatsu R 5505 Photomultipliers

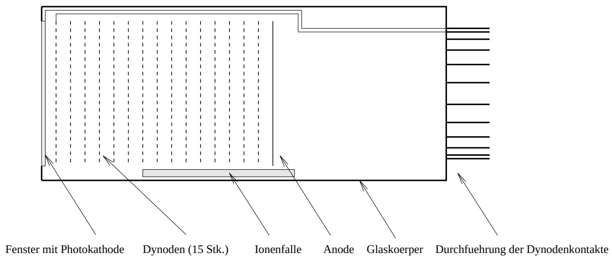


Abbildung 2.8: Prinzipskizze eines Hamamatsu R 5505 Photomultipliers

[4] Die Dynoden sind die Elektroden des Sekundärelektronenvervielfachers

[5] Die in einem Magnetfeld wirkende Lorentzkraft, verursacht eine Änderung in der Flugbahn der Elektronen von einer Dynode zur nächsten. Somit geht im Magnetfeld die Fokussierung verloren.

[6] Fine–Mesh bedeutet direkt übersetzt in etwa „feine Maschen“

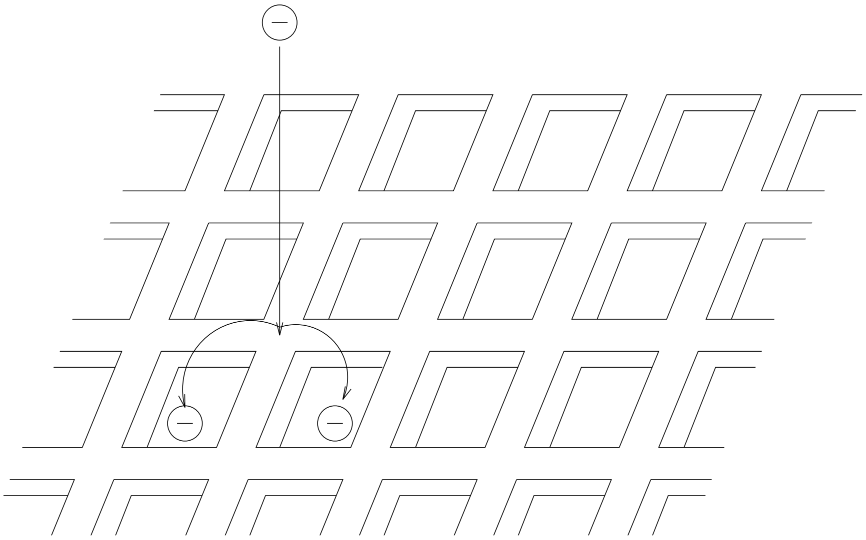

Abbildung 2.9: Skizze einer Mesh–Dynode

### Die Bei H1 verwendeten Fine–Mesh–Photomultiplier

Laut Datenblatt [6] verfügen die bei H1 verwendeten Fine–Mesh–Photomultiplier über folgende Eigenschaften:

| | |
|---|---|
| spektraler Empfindlichkeitsbereich | 300... 650 nm |
| maximale Empfindlichkeit bei | (420 ± 50) nm |
| Photokathodenmaterial | Bialkali |
| minimale sensitive Fläche | 17.5 mm Durchmesser |
| Fenstermaterial | Borosilikatglas |
| Fensterform | Eben–Eben |
| Dynodenmaterial | Bialkali |
| Dynodenstruktur | Fine–Mesh |
| Anzahl der Dynoden | 15 |
| Base | 17-polige Glasbasis |
| passender Sockel | E678-17A |

Tabelle 2.1: Die charakteristischen Werte der Fine–Mesh–Photomultiplier des Typs R 5505

Maximal zulässige Betriebswerte:

| | |
|---|---|
| maximale Versorgungsspannung zwischen Anode und Kathode | 2300 V (DC) |
| maximale Versorgungsspannung zwischen Anode und letzter Dynode | 200 V (DC) |
| maximaler mittlerer Anodenstrom | 0.01 mA |
| maximaler Umgebungstemperaturbereich | -80 ... +50°C |

Tabelle 2.2: Die maximal zulässigen Betriebswerte der Fine–Mesh–Photomultiplier des Typs R 5505.

Charakteristische Werte (bei 25°C Umgebungstemperatur, ohne magnetisches Feld):

| | minimal | typisch | maximal | Einheit |
|---|---|---|---|---|
| Eigenschaften der Kathode: | | | | |
| Quanteneffizienz bei 420 nm | — | 20 | — | % |
| Lichtempfindlichkeit (2856 K) | 50 | 60 | — | $\mu$A/lm |
| Lichtempfindlichkeit–blau (CS Filter No. 5-58) | 6 | 8 | — | $\mu$A/lm-blau |
| Eigenschaften der Anode: | | | | |
| Photostrom (2856 K) | — | 60 | — | A/lm |
| Stromverstärkung bei 0 Tesla | $4.0 \cdot 10^5$ | $1.0 \cdot 10^6$ | — | — |
| Anodendunkelstrom nach 30 Min. Lagerung in Dunkelheit | — | 2.0 | 10 | nA |
| Zeitantwortverhalten: | | | | |
| Anoden–Pulsanstiegszeit | — | 1.5 | 2.0 | ns |
| Antwortzeit (Durchgangszeit) | — | 6.0 | — | ns |
| Standardabweichung der Antwortzeit | — | 0.35 | — | ns |
| Gleichförmigk. der Anode (Verh. innerh. 15mm Durchm.) | — | — | 2.0/2.5* | — |

Tabelle 2.3: Die charakteristischen Werte der Fine–Mesh–Photomultiplier des Typs R 5505, bei einer Umgebungstemperatur von 25°C, ohne magnetisches Feld.

Charakteristische Werte (Bei 25°C Umgebungstemperatur, mit magnetischem Feld von 1.2T, unter einem Winkel von 0° zur Längsachse der Photomultiplier ):

| | minimal | typisch | maximal | Einheit |
|---|---|---|---|---|
| Stromverstärkung | $1.0 \cdot 10^4$ | $2.0 \cdot 10^4$ | — | — |
| Standardabweichung der Antwortzeit | — | — | 500 | ps |
| Gleichförmigkeit der Anode (Verh. innerhalb 15mm Durchm.) | — | — | 2.0/2.5* | — |

Tabelle 2.4: Die charakteristischen Werte der Fine–Mesh–Photomultiplier des Typs R 5505, bei einer Umgebungstemperatur von 25°C, mit magnetischem Feld von 1.2 T.

* Die charakteristischen Werte der Anode wurden mit folgenden Parametern aufgenommen:

| | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Elektrode | Kathode | Dynode 1 | Dynode 2 | Dynode 3 | Dynode 4 | ... | Dynode 15 | Anode |
| Spannungsanteil | 2/18 | 1/18 | 1/18 | 1/18 | 1/18 | ... | 1/18 | 1/18 |

Tabelle 2.5: Die angegebenen relativen Spannungsanteile von Photokathode, Anode und Dynoden, bei der Aufnahme der charakteristischen Werte der Photomultiplier.

Versorgungsspannung: 2000 V (DC)

# Kapitel 3

# Der Meßaufbau

## 3.1 Die verwendete Hardware

### 3.1.1 Der verwendete Controller

Die Aufnahme der Meßwerte erfolgte mittels eines Rechners (CVC Camc VSB Controller) mit 4 MB (MegaByte) statischem RAM (Random Access Memory), einer Erweiterung auf 32bit CAMAC–Bus und einer Festplatte mit 120 MB Speicherkapazität.

Bei einem CVC handelt es sich um einen freiprogrammierbaren Controller (d.h. Steuergerät) für CAMAC–Crates. CAMAC ist die Bezeichnung für ein Bussystem, mit dem Meßeinschübe und Module vernetzt und ausgelesen beziehungsweise programmiert werden können. CAMAC findet seine Verwendung hauptsächlich in der Hochenergiephysik.

### 3.1.2 Die verwendeten Einschübe

Die Aufnahme der Meßwerte, das heißt die Konvertierung der elektrischen Signale der zu überprüfenden Geräte in korrespondierende Zahlenwerte, erfolgte mittels ladungssensitiver ADCs (Analog to Digital Converter) und TDCs (Time to Digital Converter).

Die verwendeten ladungssensitiven ADCs (Le Croy Modell 2249A) besitzen eine Auflösung von 10bit (d.h. der Dynamikbereich umfasst 1024 Einheiten, einschließlich der Null), wobei das minimale Gate (die Zeit, in der die Eingänge die Ladung des Eingangssignals aufintegrieren) 50ns beträgt. Vor der eigentlichen Signalmessung werden allerdings 20ns 'Vorlauf', d.h. Anlaufzeit bis zum Beginn der Messung, benötigt. Zusätzlich verfügt dieses Modell über eine Selbsttestfunktion, bei der intern ein Gate und wahlweise auch ein Signal (über eine der Versorgungsspannungen) erzeugt wird.

Der verwendete TDC (Le Croy Modell 2228A) besitzt eine Auflösung von 11bit (entsprechend 2048 Werten), wobei in der verwendeten Einstellung ein Zählimpuls 50ps entspricht.

Zusätzlich wurden noch Einschübe verwendet, die zur Steuerung von Geräten (z.B. der Hochspannung und des Wärmeschrankes) dienten, oder den korrekten Signalablauf garantierten (Timing, Gate für die ADCs erzeugen).

## 3.2 Der Wärmeschrank

### 3.2.1 Die Funktion des Wärmeschrankes

Bei einem Wärmeschrank handelt es sich um ein Gerät, daß die Temperatur in einer integrierten Meßkammer konstant hält. Je nach Ausstattung, können noch zusätzliche Funktionen hinzukommen, wie etwa Lufttrocknung, erweiterter Temperaturbereich und Fernsteuerbarkeit.

### 3.2.2 Der verwendete Wärmeschrank MPC A 42/100

Der von uns verwendete Wärmeschrank verfügt über folgende Funktionen:

- einen Regelbereich der Temperatur von $-42\,^{\circ}C$ bis $+150\,^{\circ}C$,
- die Kühlung ist ohne zusätzliche Kühlmittel, wie zum Beispiel flüssiges $CO_2$ oder $N_2$, möglich,
- eine integrierte, zuschaltbare Lufttrocknung, um ein Beschlagen des Prüfguts beim Aufheizen aus tiefen Temperaturen zu verhindern,
- zwei Schnittstellen (RS 232 und GPIB) zur Fernsteuerung,
- die Möglichkeit, Prüfzyklen zu Programmieren; Wobei die Geschwindigkeit der Temperaturänderung vorgegeben werden kann,
- vier ,per Fernsteuerung zuschaltbare, elektrische Verbindungen in die Meßkammer, sowie
- eine dämmbare Kabeldurchführung in die Meßkammer

### 3.2.3 Der Aufbau der Meßapperatur

Für die Messungen wurde folgender Aufbau gewählt:

- Die auf Temperaturstabilität zu prüfenden Geräte, wurden in einem Wärmeschrank untergebracht, um eine konstante, frei wählbare Temperatur (von $-42\,^{\circ}C$ bis $+150\,^{\circ}C$) und eine vollständige Lichtdichtigkeit zu gewährleisten.
- Die zur Signalerzeugung (im Falle der CAM–Untersuchung auch die Empfänger–CAMs) verwendeten CAM–Module (CAlibration Module) wurden außerhalb des Wärmeschrankes in einem Gefäß mit Wassermantel untergebracht, um eine möglichst konstante Temperatur zu gewährleisten. Diese Temperatur wurde mittels eines Temperaturfühlers gemessen.
- Für die Untersuchung der Photomultiplier wurde ein CAM–Modul mit einer LED (Light Emitting Diode) mit acht 2 Meter langen Lichtleiterfasern und zugehöriger PD (PhotoDiode) bestückt, wobei das CAM–Modul im Gefäß gelagert wurde.
- Bei der Untersuchung des CAM–Moduls wurde das Modul selbst physikalisch in einen Sender– und zwei Empfänger–Teile unterteilt. Das heißt: Pro LED wurden zwei Photodioden mit 2 Meter langen Lichtleiterfasern aufgebracht, und diese auf drei CAM–Module verteilt. Hierbei war in dem CAM–Modul, das die LEDs enthielt, nur die Senderseite bestückt, und in den beiden CAM–Modulen, die die Photodioden aufnahmen, nur die Empfängerseite.

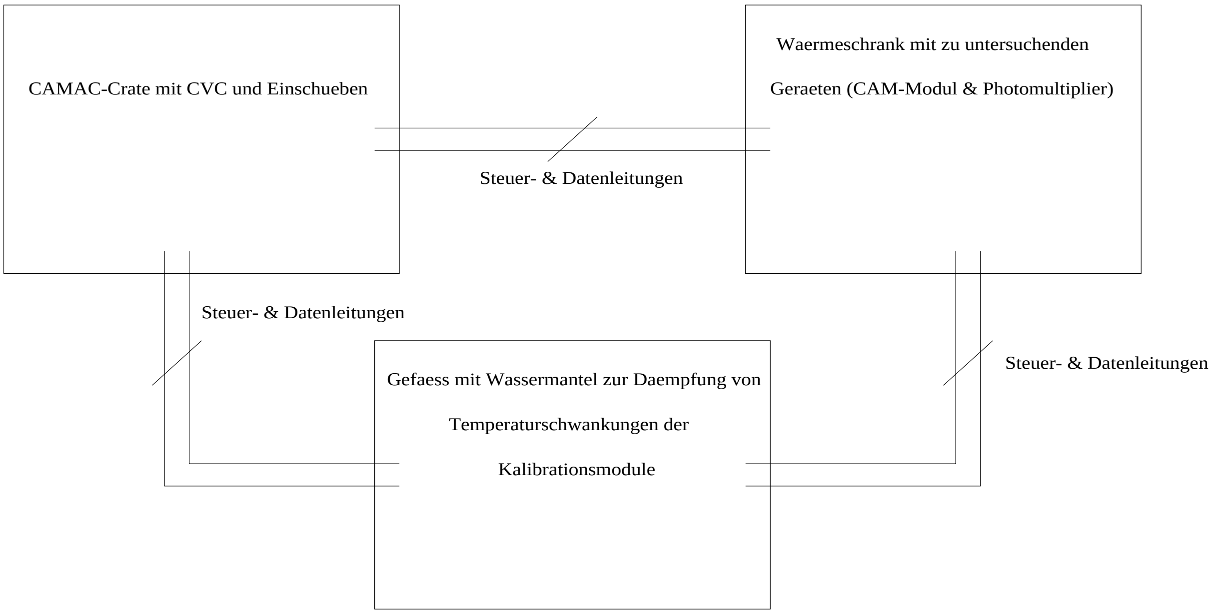


Abbildung 3.1: Prinzipskizze des Meßaufbaus

## 3.3 Die Doppelfunktion des Kalibrationsmoduls

Das Kalibrationsmodul wurde in dieser Arbeit in einer Doppelfunktion eingesetzt. In den Messungen des thermischen Signalverhaltens der Photomultiplier wurde es als Lichtquelle mit integrierter Lichtmengenmessung eingesetzt. In dieser Funktion wurde das Kalibrationsmodul zur relativen Eichung der Photomultiplier verwandt (eine Korrektur auf Schwankungen der Lichtmengenmessung fand nicht statt).

Bei den Messungen am Kalibrationsmodul selbst, war das aufgespaltene Kalibrationsmodul[1] Meßobjekt und Referenzquelle zugleich, da es sich hier um eine vergleichende Messung handelte.

## 3.4 Das Verfahren bei der Aufnahme der Meßwerte

Zur Aufnahme der Meßwerte mittels ladungssensitiver ADCs wurde folgendes Verfahren angewandt:

- Um den Signaluntergrund (das sogenannte Pedestal) festzustellen, wurden zu Beginn jeder Meßwertnahme 1000 Startsignale für die ADCs erzeugt, ohne daß hierbei ein Lichtsignal erzeugt wurde. Aus diesen 1000 Meßwerten wurden daraufhin Mittelwert und Standardabweichung der Verteilung berechnet und so der Signaluntergrund (das sogenannte „Pedestal") mit Fehler bestimmt

- Im Anschluß an diese „Blindmessungen" wurden 1000 Startsignale und Lichtsignale erzeugt. Von den so gemessenen Meßwerten wurde das vorher bestimmte Pedestal abgezogen. Wiederum wurden Mittelwert und Standardabweichung der Verteilung berechnet, und so das Signal mit Fehler bestimmt.

[1] Siehe hierzu Seite 35

# Kapitel 4

# Die Messung der Photomultiplier

## 4.1 Die Konfiguration des Meßaufbaus zur Messung der Temperatureffekte

Für die Messung der Reaktion des effektiven Gains auf Änderungen der Umgebungstemperatur wurden vier Photomultiplier in einem Wärmeschrank untergebracht, und von einem Kalibrationsmodul mit Lichtpulsen unterschiedlicher Intensität und Pulslänge beleuchtet. Um Temperaturschwankungen des Kalibrationsmoduls zu vermeiden, wurde dieses in einem Temperaturreservoir (Schacht mit Wassermantel) untergebracht.

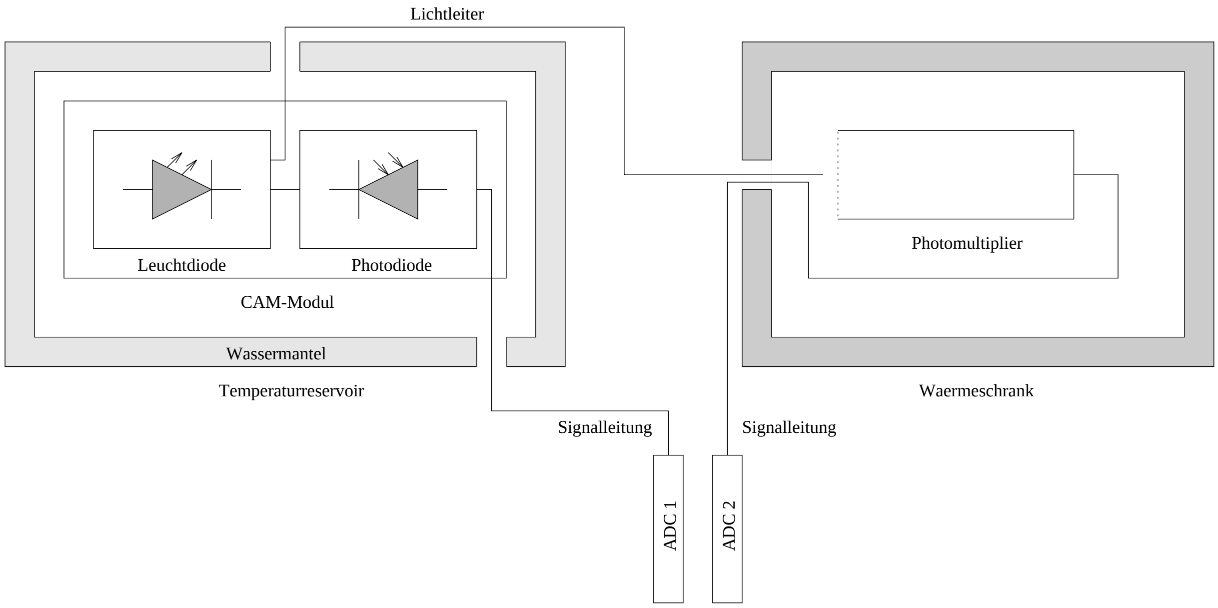


Abbildung 4.1: Prinzipskizze des Meßaufbaus zur Messung der Photomultiplier.

Die Photomultiplier wurden mit einer Versorgungsspannung von -1750 V und einer passiven Base[1] mit Standard–Spannungsteiler betrieben, wie er auch im H1–Detektor Verwendung finden.

[1]Passiv bedeutet, daß die Base außer dem Spannungsteiler keine weitere Elektronik enthält. Im Gegensatz zu den im Detektor eingesetzten Basen, die einen Verstärker enthalten.

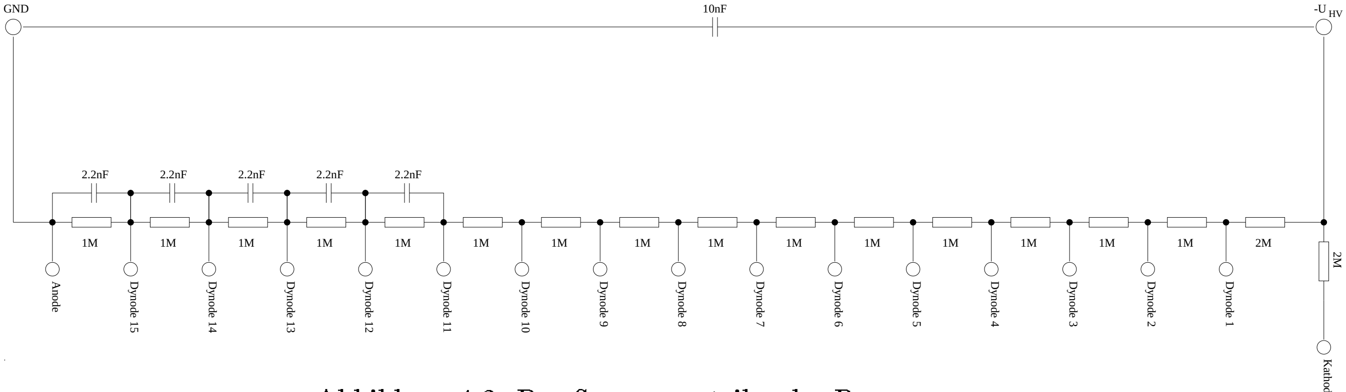


Abbildung 4.2: Der Spannungsteiler der Base.

### 4.1.1 Der Meßzyklus

Nach mehreren Probemessungen wurde für die endgültige Messung folgender Zyklus gewählt:

- ein Meßbereich von 0°C bis 55°C,
- eine Schrittweite der Temperaturänderung von 5°C,
- eine Meßdauer pro Temperaturschritt von 12h, (Nach einer Temperaturänderung wurde die neue Temperatur für 12 Stunden konstant gehalten.)
- eine Messung der Photomultiplier alle 2 Minuten,
- die Messung der Photomultipliersignale bei konstanter Lichtmenge, bei vier verschiedenen Einschaltzeiten (Lichtmengen) des Kalibrationsmoduls (10ns, 20ns, 30ns und 40ns),
- pro Messung und Einschaltzeit 1000 Kalibrationspulse mit einer Frequenz von 100Hz.

### 4.1.2 Die Aufnahme der Meßwerte

Die Aufnahme der Meßwerte erfolgte mittels ladungsempfindlicher ADCs. Hierbei wurde die Zeit, in der die ADCs Ladung sammeln (das sogenannte Gate), sowie die Startverzögerung des Gates (das sogenannte Delay) an die jeweiligen Pulsformen und Pulslängen angepaßt[2].

### 4.1.3 Erläuterung der Achsenbeschriftungen

- Der Begriff „relative Änderung“: Die relative Änderung ist die prozentuale Differenz zwischen dem ermittelten Signalniveau nach der Temperaturänderung und dem ermittelten Signalniveau vor der Temperaturänderung, d.h. der prozentuelle Signalgewinn oder verlust der bei einer Temperaturänderung auftritt.(Negative Werte entsprechen einem Signalgewinn.)
- Der Begriff „relatives Signal“: Das relative Signal wurde aus den bestimmten relativen Signaländerungen berechnet. Der Bezugswert für das relative Signal ist das Signal bei 0°C.

[2]siehe hierzu Kapitel „Der Meßaufbau“

- Der Begriff „relative Drift“: Die relative Drift gibt die festgestellte Veränderungsgeschwindigkeit des Signals relativ zum ermittelten Signalniveau vor der Temperaturänderung an. Dieser Wert ist ein Maß für die zeitliche Stabilität des Signals.
- Der Begriff „mittlere Anpassungszeit“: Die mittlere Anpassungszeit ist der anzupassende Parameter P2 im Exponenten der an die Meßwerte angepaßten allgemeinen Exponentialfunktion $Signal(t) = P1 * e^{(\frac{-t}{P2})} + P3$. Dieser Parameter ist das Maß für die Geschwindigkeit der Anpassung an die neue Umgebungstemperatur (nach dem fünffachen dieser Zeit ist die Anpassung zu 99% vollzogen).

## 4.2 Die Messungen

Da die Photomultiplier, trotz der so gut wie möglich konstant gehaltenen Umgebungsbedingungen, in mehreren aufeinander folgenden Meßreihen in verschiedenem Ausmaß auf die Temperaturänderungen reagierten, werden im folgenden die Mittelwerte der Reaktionen der Photomultiplier und der jeweilige Fehler auf den Mittelwert angegeben.

### 4.2.1 Die Seriennummern der verwendeten Photomultiplier

| Bezeichnung | Seriennummer R 5505 ... |
|---|---|
| PM1 | CA 2504 |
| PM2 | CA 0033 |
| PM3 | CA 2184 |
| PM4 | CA 0077 |

Tabelle 4.1: Die Seriennummern der verwendeten Photomultiplier

### 4.2.2 Beispiel einer Messung und ihrer Auswertung

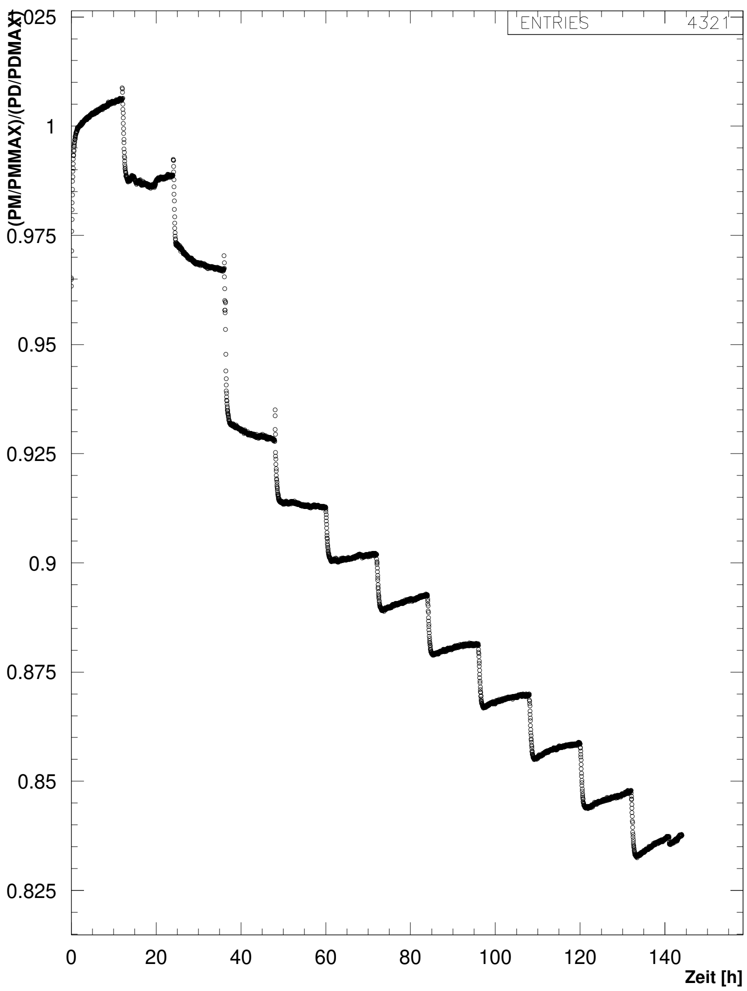


Abbildung 4.3: Eine komplette Messung des Photomultipliers PM3.

Die Achsenbeschriftung der Ordinate in Abbildung 4.3 bedeutet folgendes: Um einen Eindruck der Signaländerung und der verschiedenen Drifts des Photomultipliers zu vermitteln, wurden die Meßwerte des Photomultipliers und der Photodiode mit Hilfe ihrer jeweiligen Maxima (innerhalb der gesamten Messung) normiert. Um eventuelle Schwankungen der Leuchtdiode bzw. der Versorgungsspannung des Kalibrationsmoduls zu korrigieren, wurden die normierten Werte von Photomultiplier und Photodiode durcheinander dividiert (Doppelverhältnis) [3].

$$\text{Das heißt: } korrigiertes\ Signal = \frac{\frac{PM_{Signal}}{MAX_{PM_{Signal}}}}{\frac{PD_{Signal}}{MAX_{PD_{Signal}}}}$$

[3] Die jeweiligen Meßwerte von Photodiode und Photomultiplier sind durch dieses Verfahren zwar auf eins normiert, jedoch kann das Verhältnis der beiden Werte, abhängig davon wann die Maxima gemessen wurden, durchaus größer eins werden

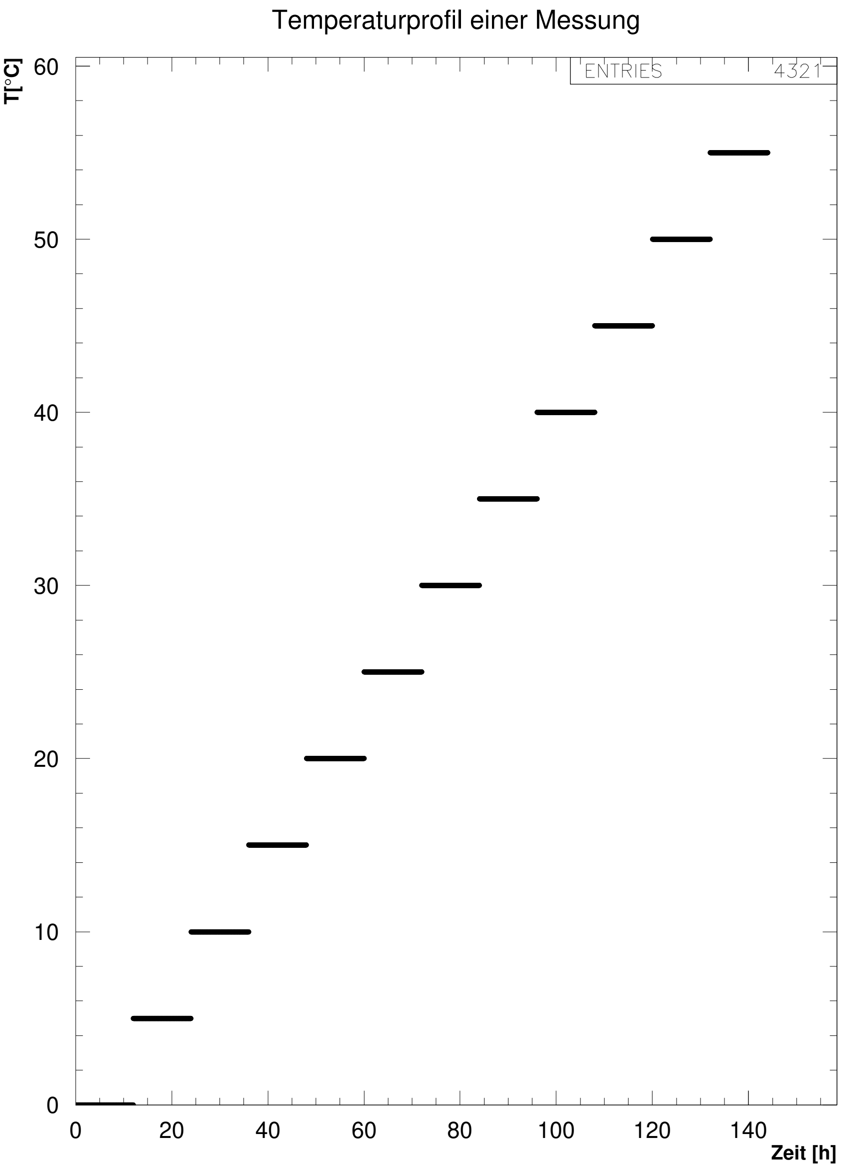


Abbildung 4.4: Das Temperaturprofil einer kompletten Messung des Photomultipliers PM3.

Anhand der Messwerte erkennt man sehr gut den Meßzyklus und die elf Temperaturänderungen (zur Erleichterung sind vier Temperaturschritte beschriftet, eine Temperaturänderung wurde eingerahmt, Abbildung 4.4 zeigt das zugehörige Temperaturprofil). Es ist deutlich zu erkennen, daß sich das Verhalten der Photomultiplier in zwei Phasen gliedert:

- die Anpassung an das neue Außentemperaturniveau („Kurzzeitverhalten"),
- ein Langzeitverhalten, die sogenannte Drift.

Um diese beiden Effekte zu trennen, wurde für die jeweils letzten sechs Stunden vor einer Temperaturänderung eine Gerade an die Meßwerte angepaßt, wobei der Zeitursprung des Koordinatensystems auf den Zeitpunkt der jeweils zu bestimmenden Temperaturänderung gelegt wurde. Aus den Schnittpunkten der angepaßten Geraden mit der Ordinate wurde hierauf die jeweilige relative Änderung (bezogen auf das jeweilige Niveau vor dem Temperaturänderungen) bestimmt.

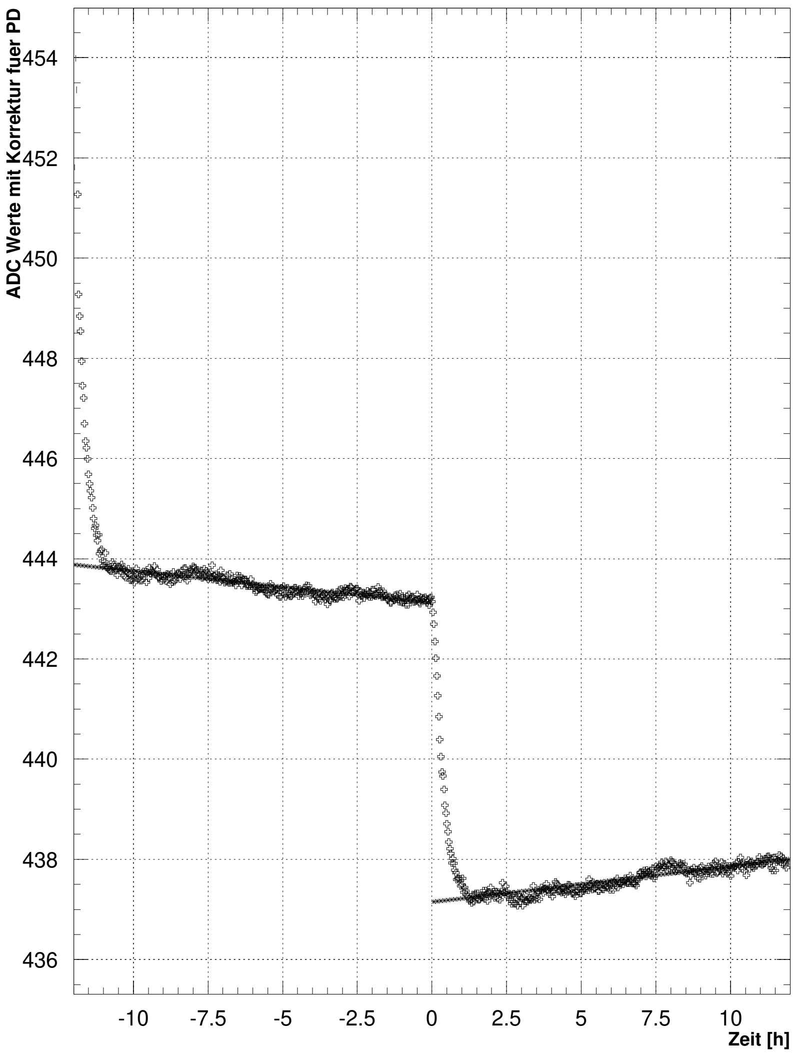


Abbildung 4.5: Der fünfte (eingerahmte) Temperaturwechsel.

Für die in Abbildung 4.5 gezeigte Temperaturänderung wurden folgende Werte bestimmt:

- Eine Steigung der angepaßten Geraden (Drift) von -0.2 $\frac{{}^\circ/_{\circ\circ}}{h}$ vor der Temperaturänderung (-12h bis 0h)
- Ein relativer Signalabfall von 1.35%
- Eine Steigung der angepaßten Geraden von +0.2 $\frac{{}^\circ/_{\circ\circ}}{h}$ nach der Temperaturänderung (0h bis 12h)

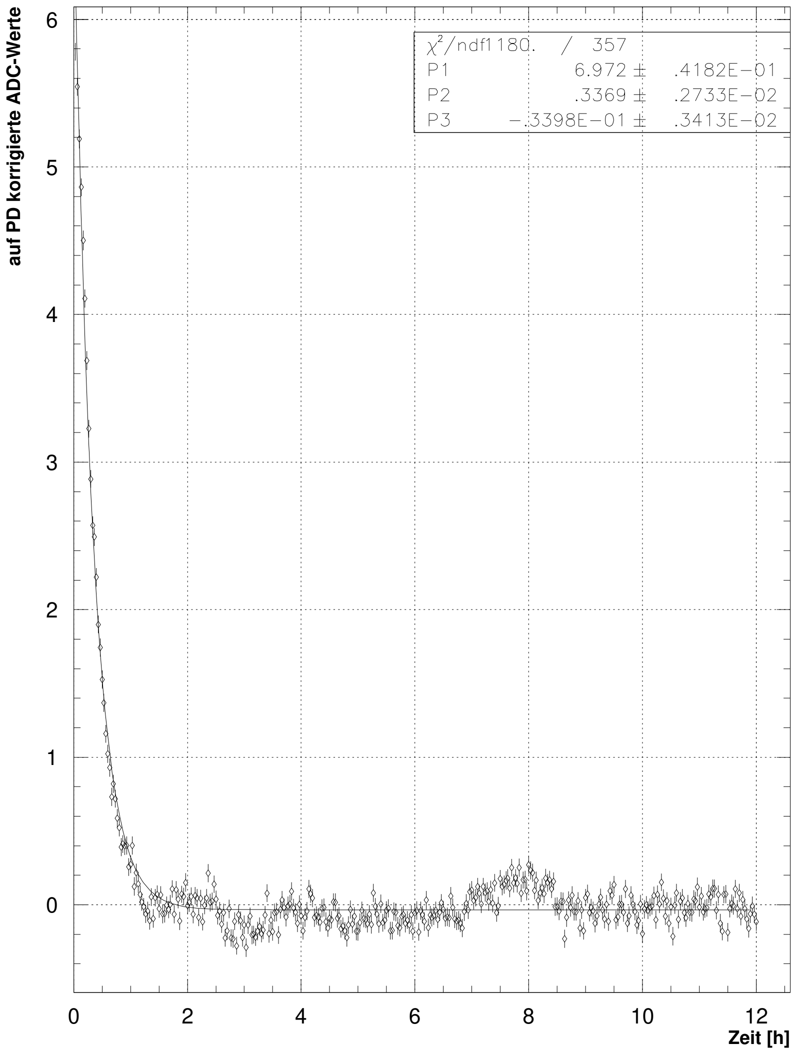


Abbildung 4.6: Die Temperaturanpassung (nach Abzug der Drift, mit einem Offset von ca. 437 Zählpulsen).

Nach der Bestimmung der Drifts und der Signaländerung wurde für jede Temperaturänderung noch die mittlere Anpassungszeit der Anpassung der Photomultiplier an die veränderte Umgebungstemperatur bestimmt (siehe Abbildung 4.6). In der Annahme, daß die Anpassung exponentiell vonstatten geht, wurde eine Exponentialfunktion an die Werte angepaßt, wobei von den Werten die ermittelte Drift abgezogen wurde.
Die anzupassende Funktion hatte folgende Form:

$$Signal(t) = P_1 \cdot exp(-t/P_2) + P_3$$

Aus den so gewonnen Werten wurden (für insgesamt neun Meßzyklen) die Mittelwerte, sowie die Fehler der Mittelwerte ermittelt und diese gegen die Temperatur aufgetragen.

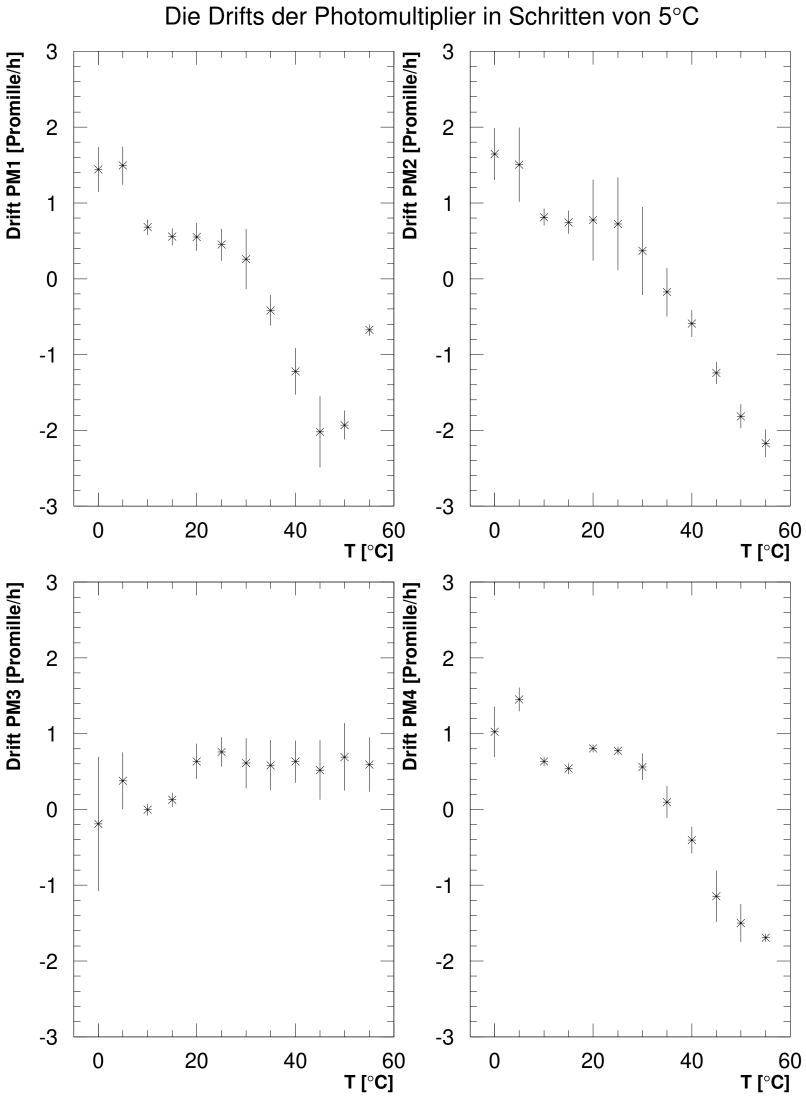


Abbildung 4.7: Die Drifts der Photomultiplier bezogen auf das Signal vor den Temperaturänderungen.

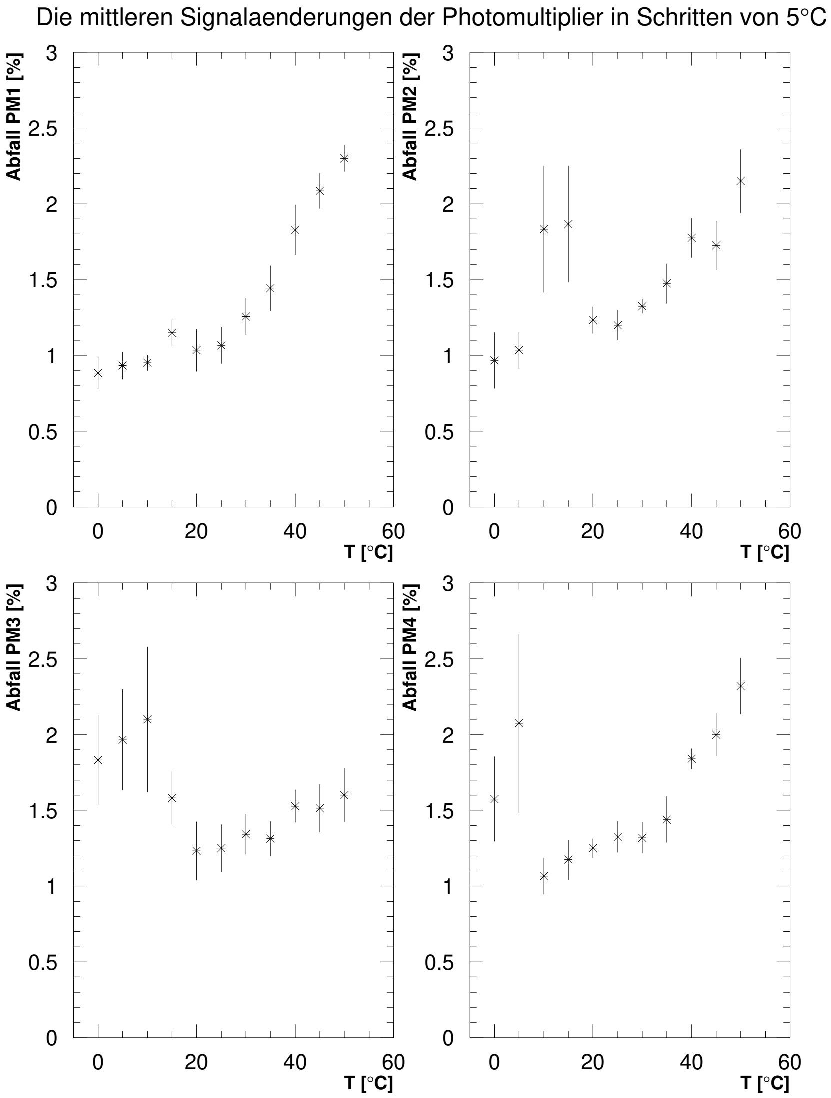


Abbildung 4.8: Die Signaländerungen der Photomultiplier bezogen auf das Signal vor den Temperaturänderungen.

Wenn man nun die relativen Signaländerungen aufmultipliziert, erhält man folgendes Bild (siehe Abbildung 4.9) für die Ausganssignale der Photomultiplier:

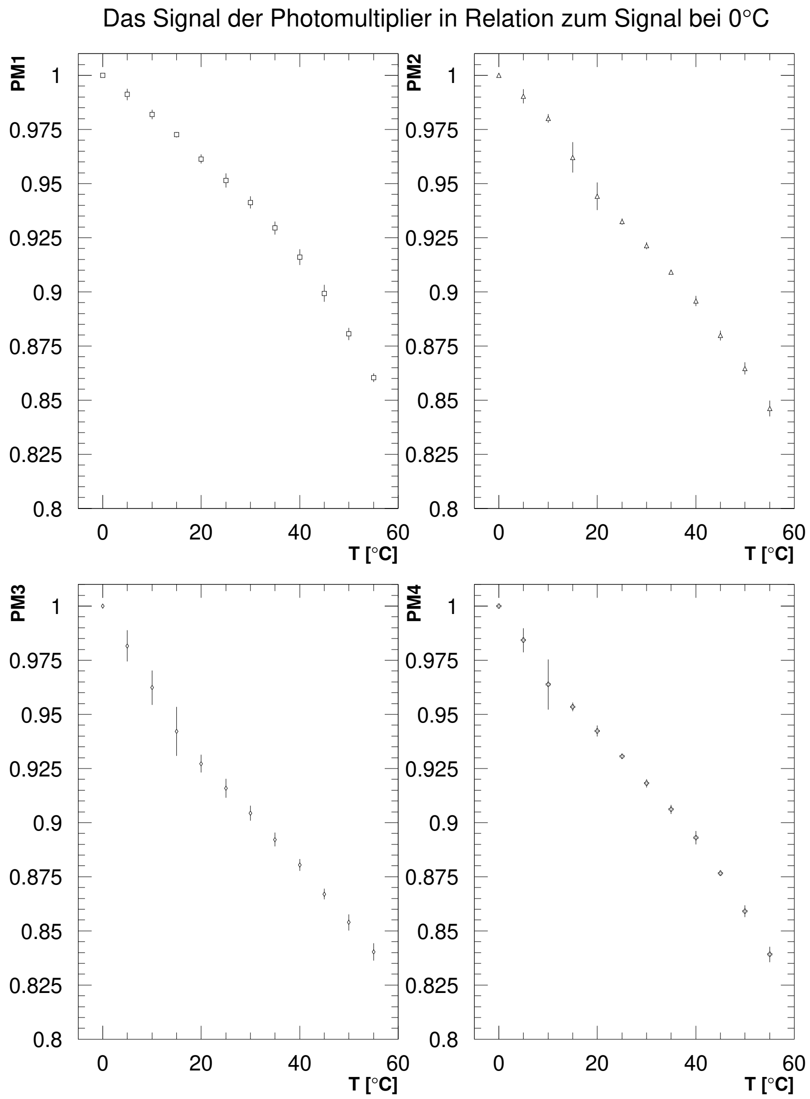


Abbildung 4.9: Das relative Signal der Photomultiplier bezogen auf das Signal bei 0°C.

Als wesenlich instabiler stellte sich die Bestimmung der mittleren Anpassungszeit der Anpassung der Photomultiplier an die veränderte Umgebungstemperatur heraus. Hier ist die verwertbare Datenbasis sehr gering (maximal 4 Werte pro mittlerer Anpassungszeit. in einem Fall konnte keine mittlere Anpassungszeit bestimmt werden. In Fällen, in denen eine statistische Bestimmung des Fehlers nicht möglich war, wurde dieser auf den typischen Wert von $\pm 0.1$ Stunden gesetzt. Abbildung 4.10 zeigt die bestimmten mittleren Anpassungszeiten der vier gemessenen Photomultiplier.

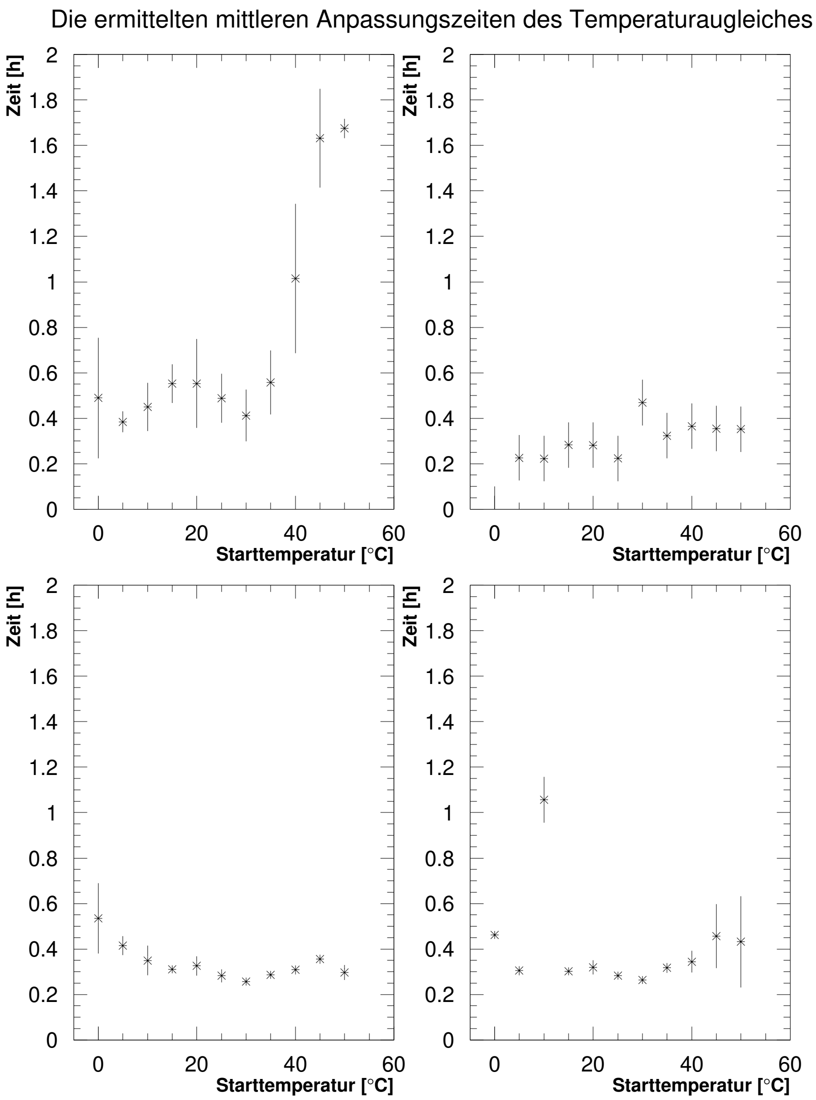


Abbildung 4.10: Die ermittelten mittleren Anpassungszeiten der Temperaturanpassung.

Um zu einer Aussage über die mittlere Anpassungszeit aller Photomultiplier zu gelangen, wurde die Häufigkeitsverteilung aller mittleren Anpassungszeiten aller Photomultiplier bestimmt.

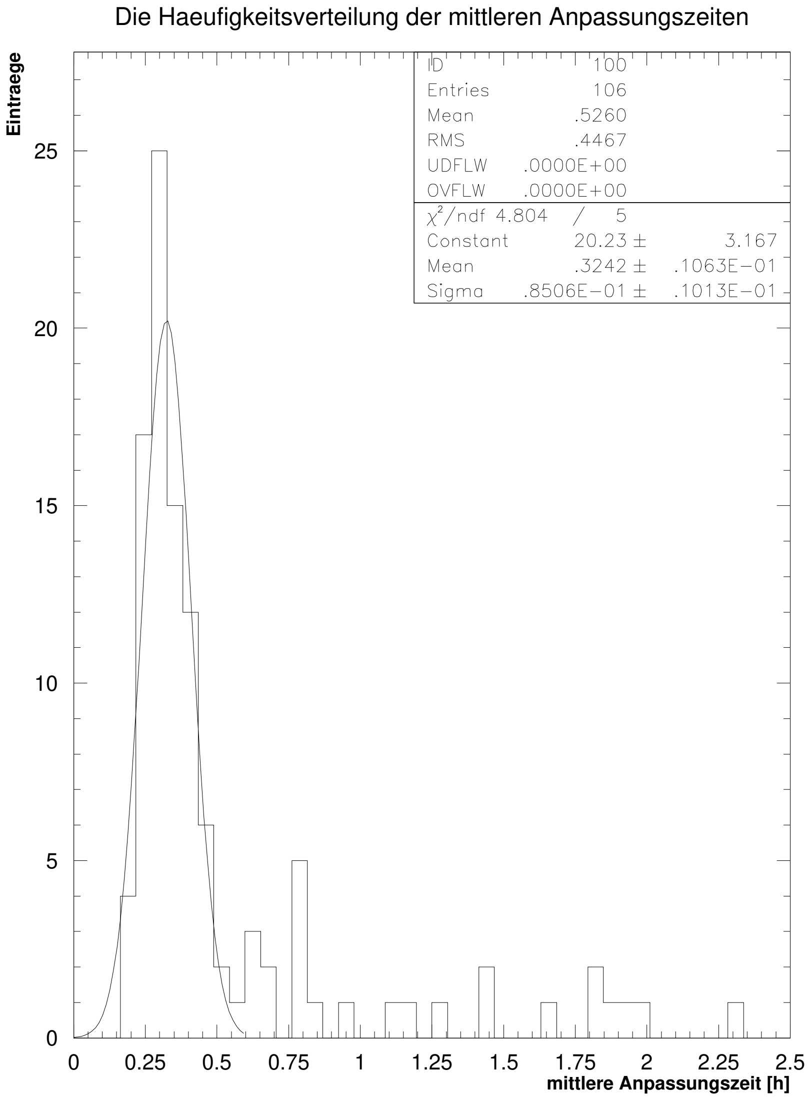


Abbildung 4.11: Die Verteilung der ermittelten mittleren Anpassungszeiten der Temperaturanpassung.

An der Verteilung (siehe Abbildung 4.11) erkennt man eine Häufung der mittleren Anpassungszeiten bei 0.32 Stunden, mit ermittelten mittleren Anpassungszeiten bis hin zu 2.5 Stunden. In der Annahme, daß es sich bei den ermittelten mittleren Anpassungszeiten über 0.5 Stunden um den Einfluß unbekannter Störungen oder sporadisch auftretende Effekte der Photomultiplier handelt[4]. Während der Auswertung traten diese großen mittleren Anpas-

[4]In Frage käme zum Beispiel eine Verunreinigung des Vakuums der Photomultiplier, oder andere kurzfristige Veränderungen der Photomultiplier

sungszeiten vor allem bei hohen Temperaturen auf (siehe Abbildung 4.10). Aufgrund dieser Annahme wurde an die Werte unterhalb von 0.5 Stunden eine Gaußverteilung angepaßt. Diese Verteilung hat ihren Mittelewert bei 0.32 Stunden und eine Standardabweichung von 0.01 Stunden. Diese Werte können als eine verläßliche Größe für die mittlere Anpassungszeit angesehen werden (ca. 90% aller Einträge liegen in diesem Intervall).

## 4.3 Diskussion der Meßergebnisse

Die Photomultiplier zeigten in den Messungen kein stabil reproduzierbares thermisches Verhalten. Die Signaländerungen sowie die Drifts schwankten maximal ca. 50% um den Mittelwert. Was jedoch in allen Meßreihen erhalten blieb, ist die „Form" oder Topologie der Temperaturkurven. Das heißt z.B. das Anwachsen der Signalabfälle mit der Temperatur, oder das Driftverhalten.

### 4.3.1 Die Drifts

Abbildung 4.7 zeigt die bestimmten mittleren Werte der Drift für die vier untersuchten Photomultiplier. Laut Hamamatsu [1] handelt es sich bei der Drift hauptsächlich um einen Effekt der Dynoden, da die Photokathode eine sehr gute Stabilität aufweisen soll. Diese Argumente sind auch aus geometrischen Erwägungen nachvollziehbar. Die Photokathode, mit ihrer sehr geringen Dicke von ca. 1 Angström, sollte in ihren Eigenschaften sehr homogen sein, und wird auch nicht durch ständigen „Elektronenbeschuß" belastet. Der Sekundärelektronenvervielfacher mit den Dynoden hingegen ist in seinen Operationseigenschaften stark von der Reinheit des Vakuums oder Veränderungen der Dynodenstruktur abhängig.

Als Ursache der beobachteten Drifts könnte die Ionenfalle der Photomultiplier (siehe Abbildungen 2.7 und 2.8) in Frage kommen, oder aber eine Veränderung der Dynoden selbst. Interessant ist, daß die Drifts stark von der Umgebungstemperatur abhängen. Die Änderung des Vorzeichens der Driftwerte, die bei drei Photomultipliern zwischen 30°C und 40°C erfolgte bedeutet, daß ein Nulldurchgang der Drift existiert. Bei drei der vier gemessenen Photomultiplier lag der stabile Temperaturbereich, in dem der Nulldurchgang liegt, zwischen 30°C. und 40°C, der vierte Photomultiplier (PM3, Abbildung 4.7) zeigte generell eine geringe Drift. Bei Langzeitmessungen über 72h konnte ein Nachlassen der Drift festgestellt werden. Es ist also damit zu rechnen, daß die Drift auf den Kalorimeterbetrieb keine allzu großen Auswirkungen zeigt. Für die Minimierung der Drift liegt der „ideale" Temperaturbereich zwischen 30°C und 40°C. In diesem Temperaturbereich zeigten alle vier Photomultiplier in ihrer relativen Drift unterhalb von $1°/_{\circ\circ}$ pro Stunde.
Generell sind allerdings die Ursachen der Drift unverstanden, da sie sich einer direkten Messung entziehen (zum Zeitpunkt dieser Diplomarbeit ist auch keine Theorie bekannt, die eine Drift erklären würde). Die Reinheit des Vakuums ließe sich vielleicht noch mit einer Durchleutungsmethode messen. Eventuelle Veränderungen der Dynoden sind jedoch ohne Zerstörung der Photomultiplier nicht erfassbar.

### 4.3.2 Die Temperaturabhängigkeit des Ausgangssignals bei konstanter Lichtmenge

Auffällig an den Meßwerten ist die Temperaturabhängigkeit der Signaländerung. Hier ist bei steigender Temperatur eine Zunahme der relativen Signaländerung zu beobachten.
Frühere Messungen [2] ergaben hier einen Wert von pauschal $(-0.4 \pm 0.1)\%/°C$ innerhalb eines Temperaturbereichs von $25°C \ldots 40°C$. Im Rahmen des angegebenen Fehlers konnte dieser Wert, im angegebenen Temperaturintervall, bestätigt werden. In den, im Rahmen dieser Diplomarbeit durchgeführten, Messungen konnte jedoch der Meßbereich sowie die Genauigkeit der Meßwerte deutlich verbessert werden.
Die Temperaturabhängigkeit wird einsichtig, wenn man bedenkt, daß der Photoeffekt zwar nur aus der Wechselwirkung zwischen einem Photon und einem Elektron besteht, das ausgelöste Elektron jedoch erst dann auf die erste Dynode hin beschleunigt werden kann, wenn es aus der Photokathode austritt. An diesem Punkt setzen neuere Theorien über die Anwendung

von Photokathoden an [3].
Diese Theorien gehen davon aus, daß das Elektron, ab dem Moment seiner Auslösung, zufälligen Streuprozessen unterliegt. Als Streupartner kommen Phononen und andere Elektronen in streubaren Zuständen des Leitungsbandes in Frage. Streut das Elektron an einem Phonon, das eine wesentlich größere effektive Masse aufweist, so ist ein Stoß nur mit geringem Energieverlust verbunden. Dem Elektron verbleibt selbst nach mehreren Stößen mit Phononen genügend Energie, um aus der Oberfläche zu entweichen. Streut das Elektron allerdings mit einem Elektron des Leitungsbandes, so ist dieser Stoß aufgrund der Massengleichheit mit einem erheblichen Energieübertrag verbunden, so daß (im Normalfall) beide Elektronen nicht genügend Energie besitzen, um die Austrittsarbeit aufzubringen.
In diesem Modell hängt also die Quanteneffizienz der Photokathode im wesentlichen von der Besetzung der „streubaren Zustände“ mit Elektronen ab. Wenn wir davon ausgehen, daß wir eine Mischung verschiedener Alkalimetalle wie ein Metall behandeln können, so würde die zunehmende Temperatur eine höhere Elektronendichte im Leitungsband bedingen. Ob man allerdings mit den ausgeführten Messungen für die festkörperphysikalische Beschreibung der Photokathode verwertbare Daten gewinnen kann ist fraglich, da in den Messungen immer nur die Reaktion des gesamten Systems von Photokathode und Dynoden gemessen werden konnte. Da allerdings auch die Dynoden Temperatureffekte aufweisen, bilden die gemessenen Werte die Überlagerung der Effekte von Photokathode und Dynoden. Für die phänomenologische Erklärung der relativen Signaländerung der Photomultiplier bei einer Temperaturänderung sollte allerdings dieses einfache Modell aureichen.

### 4.3.3 Die ermittelten mittleren Anpassungszeiten der Temperaturanpassung

Die ermittelten mittleren Anpassungszeiten der Photomultiplier lassen keine allgemeine Tendenz für alle Photomultiplier erkennen. Man kann jedoch an den Werten ablesen, daß die Anpassungszeit der Photomultiplier überraschend groß ist. Zum Vergleich gibt zum Beispiel Hamamatsu [1] eine Anpassungszeit (entsprechend fünf mittleren Anpassungszeiten) von ca. einer Stunde an. Die gemessene mittlere Anpassungszeit von $(0.32 \pm 0.01) Stunden$ (Fehler aus der Standardabweichung) sollte jedoch eine verläßliche Schätzgröße darstellen. Aus dieser mittleren Anpassungszeit würde sich eine Anpassungszeit von 1.6 Stunden ergeben, was mit dem von Hamamatsu angegebenen Wert verträglich ist.

# Kapitel 5

# Die Messung des CAM–Moduls

Während des Betriebs des SPACAL wird das CAM–Modul zur Korrektur von Veränderungen der Verstärkung der Photomultiplier eingesetzt. Im Kalorimeter gibt es keine Möglichkeit, die Stabilität des Kalibrationsmoduls zu überprüfen. Für den Betrieb des Kalorimeters ist es also wichtig, die Stabilität des CAM–Moduls zu kennen, um eine Aussage über die Güte der ausgeführten Korrektur treffen zu können. Aus diesem Grund wurden nachfolgend beschriebene Messungen durchgeführt.

## 5.1 Der zur Messung des Kalibrationsmoduls verwendete Meßaufbau

Für die Messung von Temperatureffekten und mittelfristiger Stabilität des Kalibrationsmoduls wurde das Kalibrationsmodul physisch in einen Senderteil und zwei Empfängerteile getrennt (siehe Abbildung 5.1). Dies wurde durch die teilweise Bestückung von drei Kalibrationsmodulen erreicht, wobei die verwendeten Leuchtdioden (Senderteil) mit jeweils zwei Photodioden (jeweils eine pro Empfängerteil) über jeweils zwei Meter lange Lichtleiterfasern verbunden, und anschließend lichdicht vergossen wurden. Die verwendeten Module wurden voll, d.h. mit jeweils fünf Leucht- bzw. Photodioden bestückt.

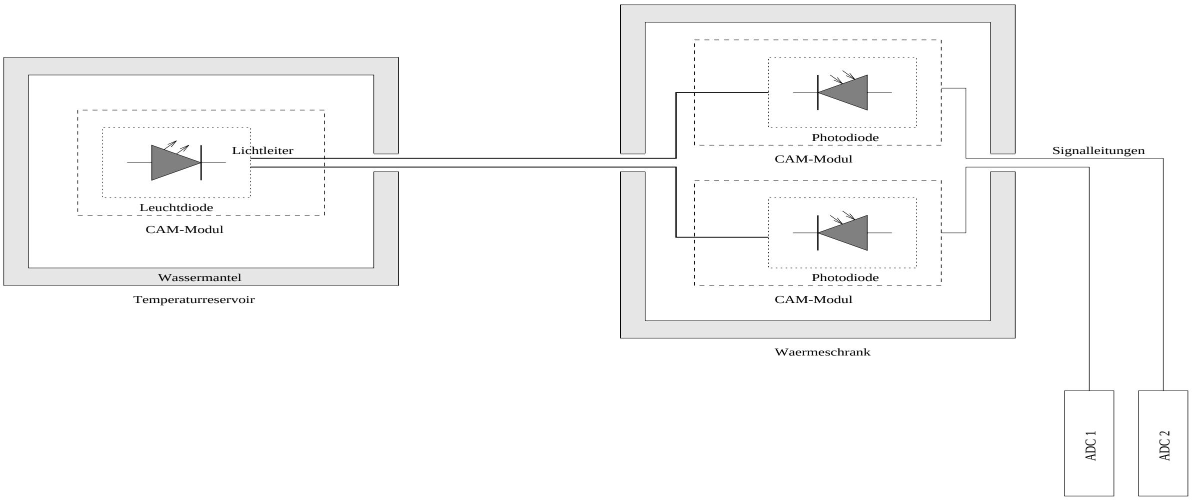


Abbildung 5.1: Prinzipskizze des Meßaufbaus zur Messung des Kalibrationsmoduls.

### 5.1.1 Der Meßzyklus

Da die Messungen am Kalibrationsmodul zusammen mit den Messungen der Photomultiplier ausgeführt wurden, ist der Meßzyklus der Messungen identisch.

Dies bedeutet:

- einen Meßbereich von 0°C bis 55°C,
- eine Schrittweite der Temperaturänderung von 5°C,
- eine Meßdauer pro Temperaturschritt von 12h, (Nach einer Temperaturänderung wurde die neue Temperatur für 12 Stunden konstant gehalten.)
- eine Messung des Photodiodensignals bei konstanter Lichtmenge alle 2 Minuten,
- die Messung des Photodiodensignals bei konstanter Lichtmenge, bei vier verschiedenen Einschaltzeiten (Lichtmengen) des Kalibrationsmoduls (10ns, 20ns, 30ns und 40ns),
- pro Messung und Einschaltzeit 1000 Kalibrationspulse mit einer Frequenz von 100Hz.

### 5.1.2 Die Aufnahme der Meßwerte

Die Aufnahme der Meßwerte erfolgte wiederum mittels ladungsempfindlicher ADCs. Hierbei wurde die Zeit in der die ADCs Ladung sammeln (das sogenannte Gate), sowie die Laufzeitverzögerung des Gate (das sogenannte Delay), an die Pulsform des Photodiodenverstärkers angepaßt[1].

In allen ausgeführten Messungen wurde das Kalibrationsmodul mit folgenden Versorgungsspannungen betrieben:

- Versorgungsspannung der Elektronik von 15 V (DC)
- Versorgungsspannung der Leuchtdioden von 22 V (DC)

## 5.2 Die Messungen am Photodiodenempfänger

Zur vollständigen Messung des thermischen Verhaltens sowie der mittelfristigen Stabilität des Kalibrationsmoduls wurden insgesamt sechs Meßzyklen durchgeführt, die sich wie folgt aufteilen:

- zwei Meßzyklen zur Messung des Empfängerteils (Photodiodenverstärker), hierbei wurden die beiden Empfänger–Kalibrationsmodule im Wärmeschrank plaziert, das Sender–Kalibrationsmodul befand sich im Temperaturreservoir,
- zwei Meßzyklen zur Messung des Senderteils mit Temperaturkorrektur der Leuchtdiodenversorgungsspannung, hierbei wurde das Sender–Kalibrationsmodul im Wärmeschrank plaziert, die beiden Empfänger–Kalibrationsmodule befanden sich im Temperaturreservoir, sowie
- zwei Meßzyklen zur Messung des Senderteils ohne Temperaturkorrektur der Leuchtdiodenversorgungsspannung, hierzu wurde am Sender–Kalibrationsmodul der temperaturabhängige Widerstand (NTC) mittels einer Lötbrücke überbrückt.[2]

[1] siehe hierzu Kapitel 1 „Der Meßaufbau“
[2] siehe hierzu Abbildung A.3 Seite 61

### 5.2.1 Eine Messung des Photodiodenverstärkers

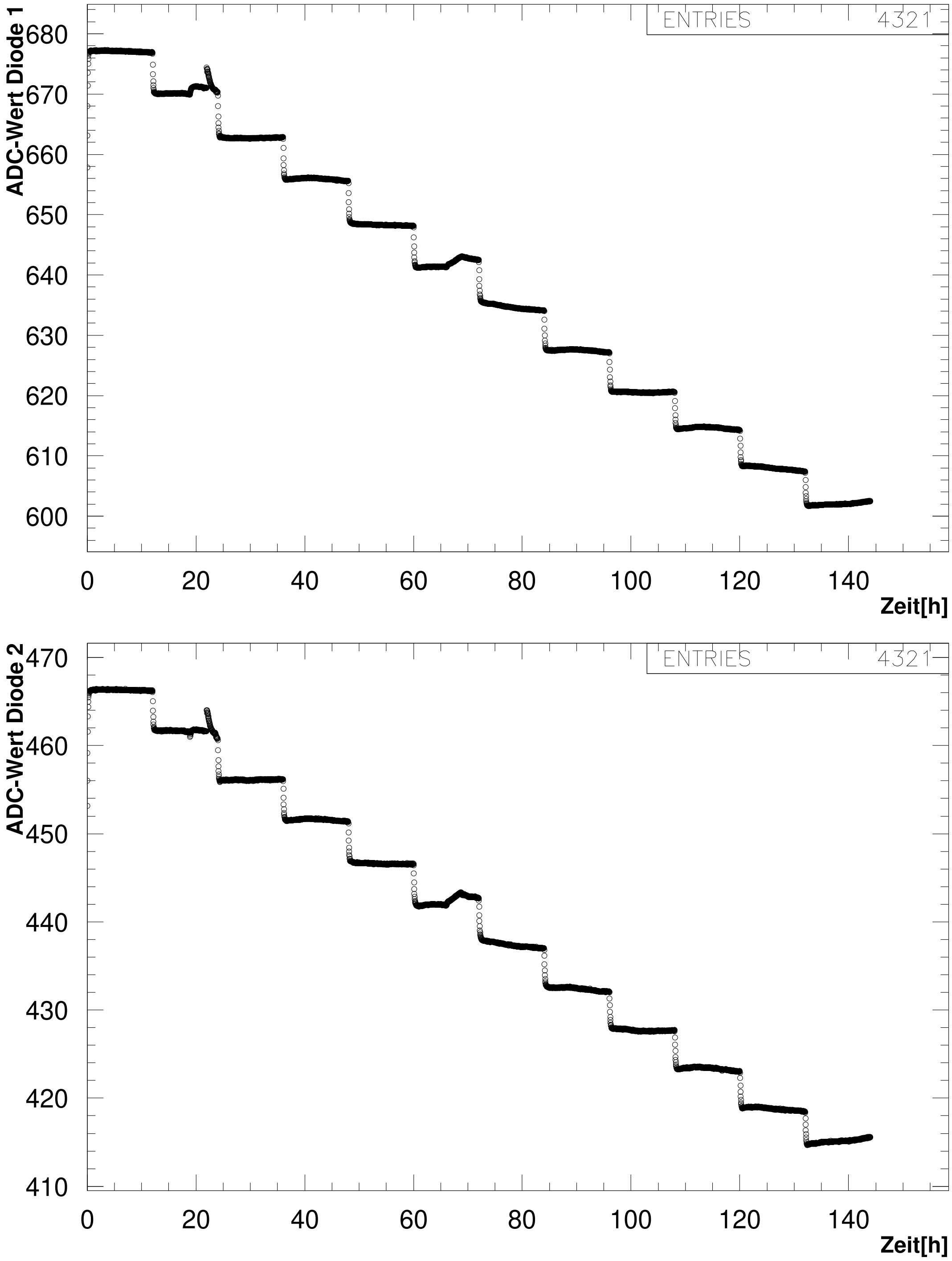


Abbildung 5.2: Die ADC–Werte zweier, mit derselben Leuchtdiode verbundenen, Photodioden.

Wenn man nun aus diesen beiden Meßkurven ein Doppelverhältnis bildet d.h.:

$$Signalverh\ddot{a}ltnis = \frac{\frac{PD1_{Wert}}{MAX_{PD1_{Wert}}}}{\frac{PD2_{Wert}}{MAX_{PD2_{Wert}}}}$$

mit $MAX_{PDx_{Wert}}$ = Maximalwert der jeweiligen Photodiode während der gesamten Messung, erhält man das in Abbildung 5.3 gezeigte Bild:

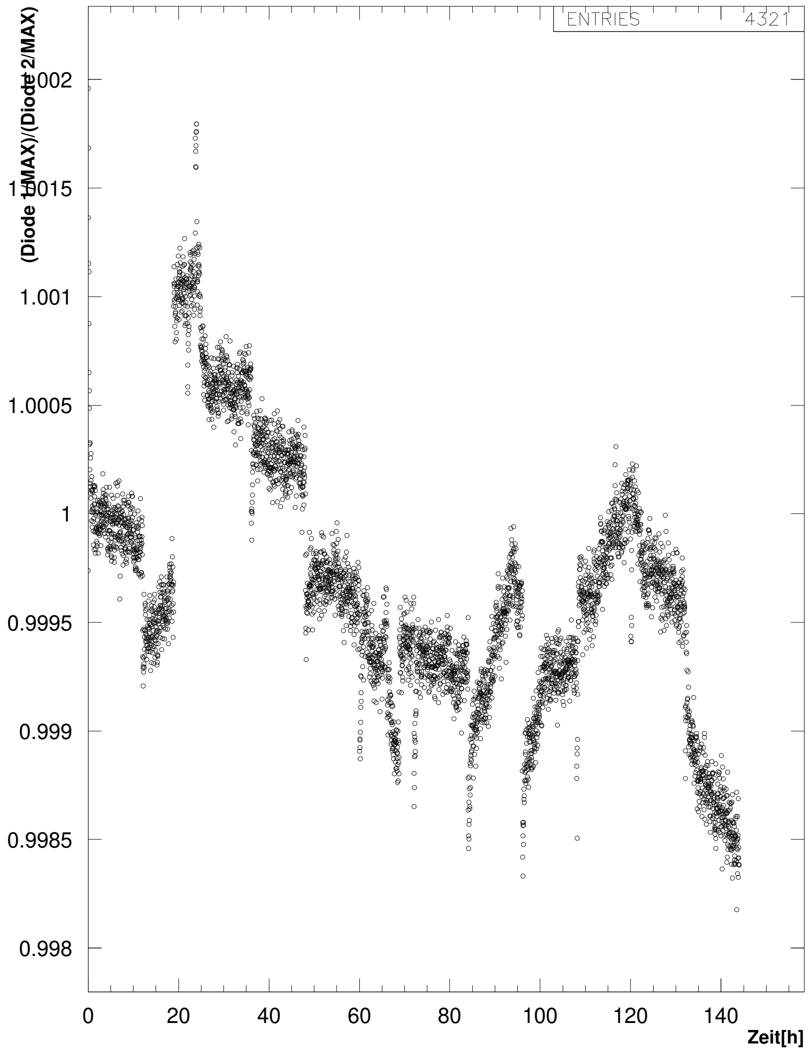


Abbildung 5.3: Das Signalverhältnis, zweier mit derselben Leuchtdiode verbundenen, Photodioden.

Dieses Doppelverhältnis kann als ein Maß für die „Güte“ des Empfängersystems angesehen werden. Abbildung 5.4 zeigt die ermittelten Gütewerte für beide Meßzyklen.

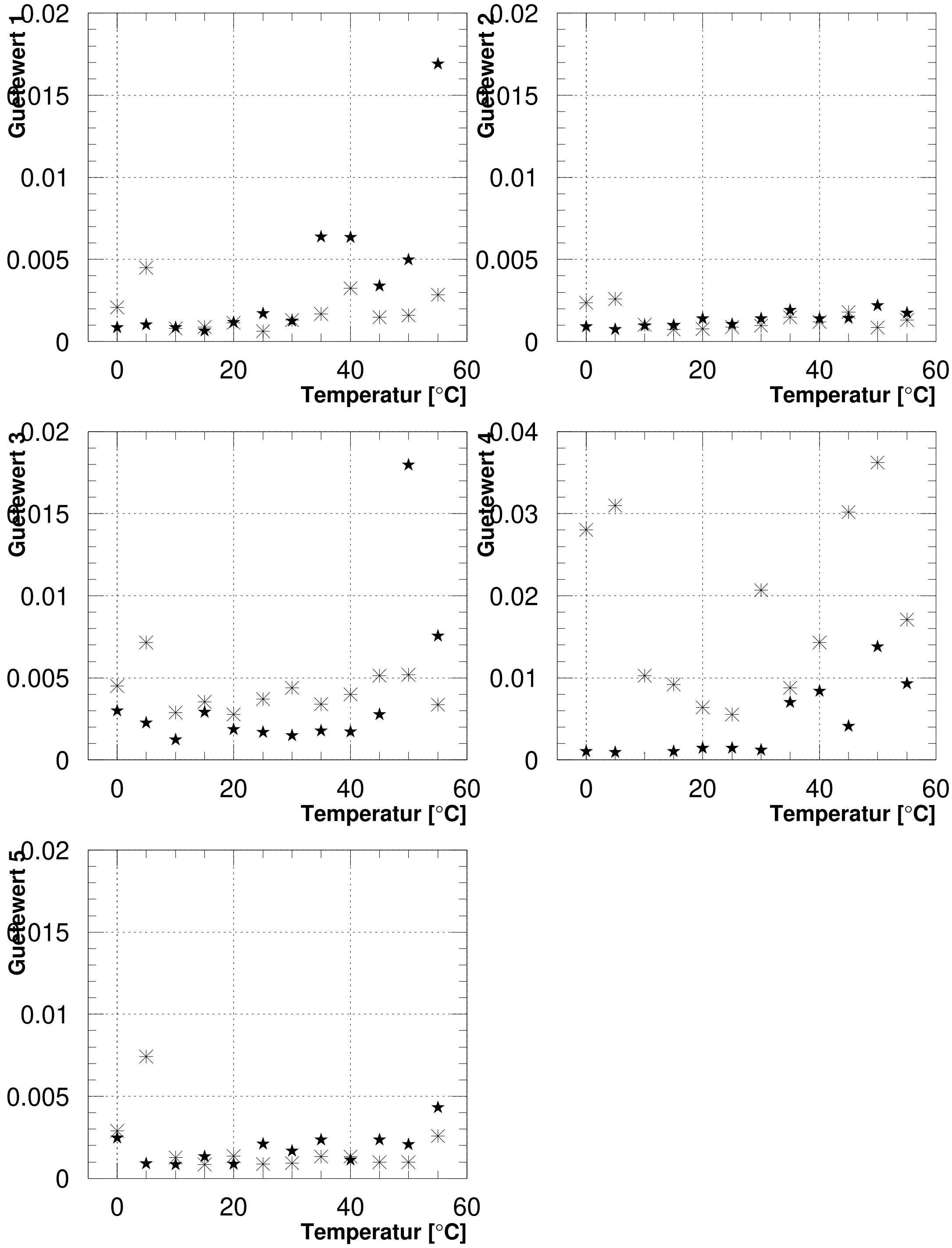


Abbildung 5.4: Die Güte–Werte der fünf Photodiodenpaare in beiden Meßzyklen. ($\star$=1.Meßzyklus, $*$=2.Meßzyklus)

## 5.3 Die Auswertung der Messungen

Die Auswertung der Messungen erfolgte mit den selben Methoden, die für die Bestimmung des Signalverhaltens der Photomultiplier entwickelt wurden. Allerdings wurden bei der Auswertung der Meßergebnisse des Photodiodenempfängers die Zeitbereiche, in denen die anzupassenden Funktionen mit den Meßwerten in Übereinstimmung gebracht werden sollten, dem Verhalten des Meßobjekts angepaßt.
In allen gezeigten Diagrammen wird der Mittelwert und der jeweilige Fehler aus der Standardabweichung der ermittelten Werte gezeigt.
Die Anpassung der Funktionen erfolgte wie folgt:

- Die Anpassung einer Geraden zur Bestimmung der Drift wurde jeweils auf die Meßwerte in einem Zeitbereich von 2 bis 6 Stunden nach einer Temperaturänderung des Wärmeschranks durchgeführt.

- Die Anpassung einer allgemeinen Exponentialfunktion wurde jeweils auf die Meßwerte in einem Zeitbereich von 0 bis 4 Stunden nach einer Temperaturänderung des Wärmeschranks durchgeführt. Hierbei wurde vor der Anpassung noch die vorher bestimmte Drift (nach dem Temperaturwechsel) von den Meßwerten abgezogen.

### 5.3.1 Erläuterung der Achsenbeschriftungen

- Der Begriff „relative Änderung“: Die relative Änderung ist die prozentuale Differenz zwischen dem ermittelten Signalniveau nach der Temperaturänderung und dem ermittelten Signalniveau vor der Temperaturänderung, d.h. der prozentuelle Signalgewinn oder verlust der bei einer Temperaturänderung auftritt.(Negative Werte entsprechen einem Signalgewinn.)

- Der Begriff „relatives Signal“: Das relative Signal wurde aus den bestimmten relativen Signaländerungen berechnet. Der Bezugswert für das relative Signal ist das Signal bei 0°C.

- Der Begriff „relative Drift“: Die relative Drift gibt die festgestellte Veränderungsgeschwindigkeit des Signals relativ zum ermittelten Signalniveau vor der Temperaturänderung an. Dieser Wert ist ein Maß für die zeitliche Stabilität des Signals.

- Der Begriff „mittlere Anpassungszeit“: Die mittlere Anpassungszeit ist der anzupassende Parameter P2 im Exponenten der an die Meßwerte angepaßten allgemeinen Exponentialfunktion $Signal(t) = P1 * e^{(\frac{-t}{P2})} + P3$. Dieser Parameter ist das Maß für die Geschwindigkeit der Anpassung an die neue Umgebungstemperatur (nach dem fünffachen dieser Zeit ist die Anpassung zu 99% vollzogen).

### 5.3.2 Die beobachtete Drift des Signals des Photodiodenempfängers mit der Temperatur

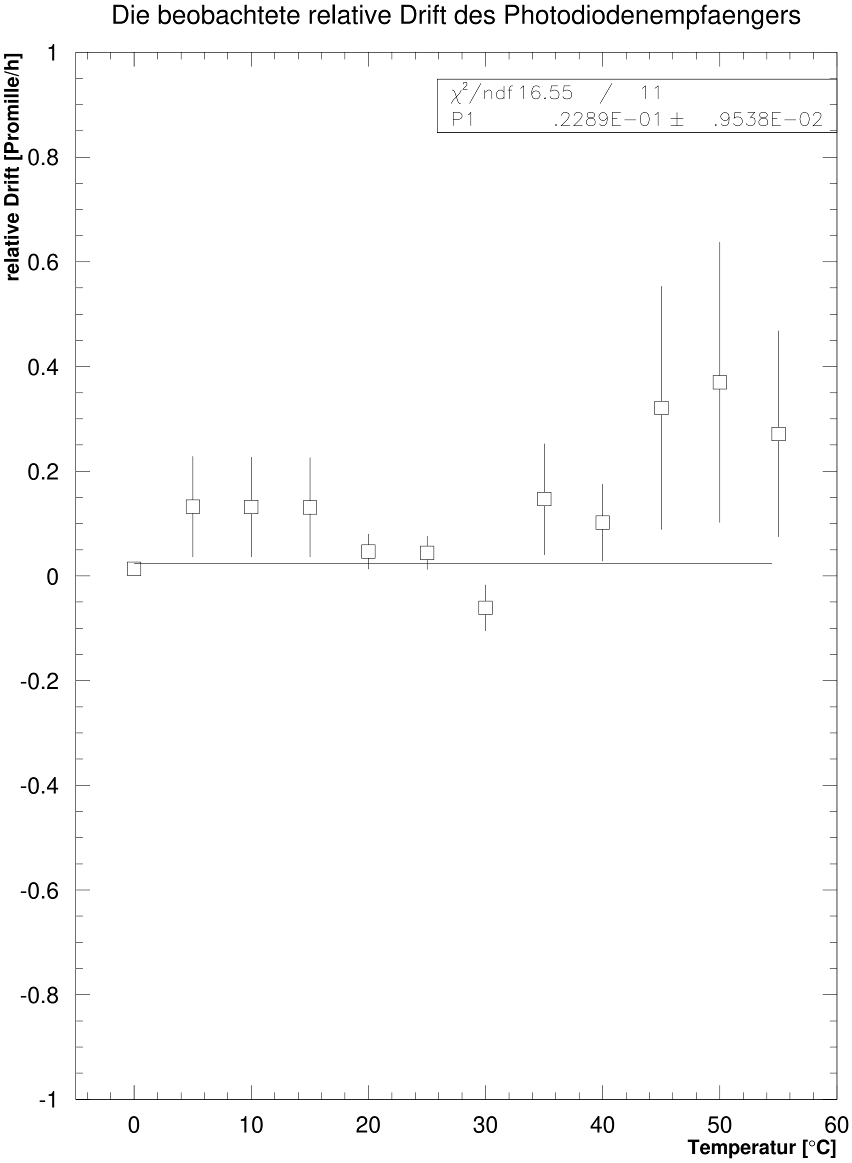


Abbildung 5.5: Die gemessenen relativen Drifts des Photodiodenempfängers.

Abbildung 5.5 zeigt die gemessenen Werte der relativen Drift des Ausgangssignals der Photodiodenempfänger. Das Diagramm umfaßt einen Wertebereich von $\pm\frac{1^{\circ}/_{\circ\circ}}{Stunde}$.

### 5.3.3 Die relative Änderung des Photodiodenempfängersignals mit der Temperatur

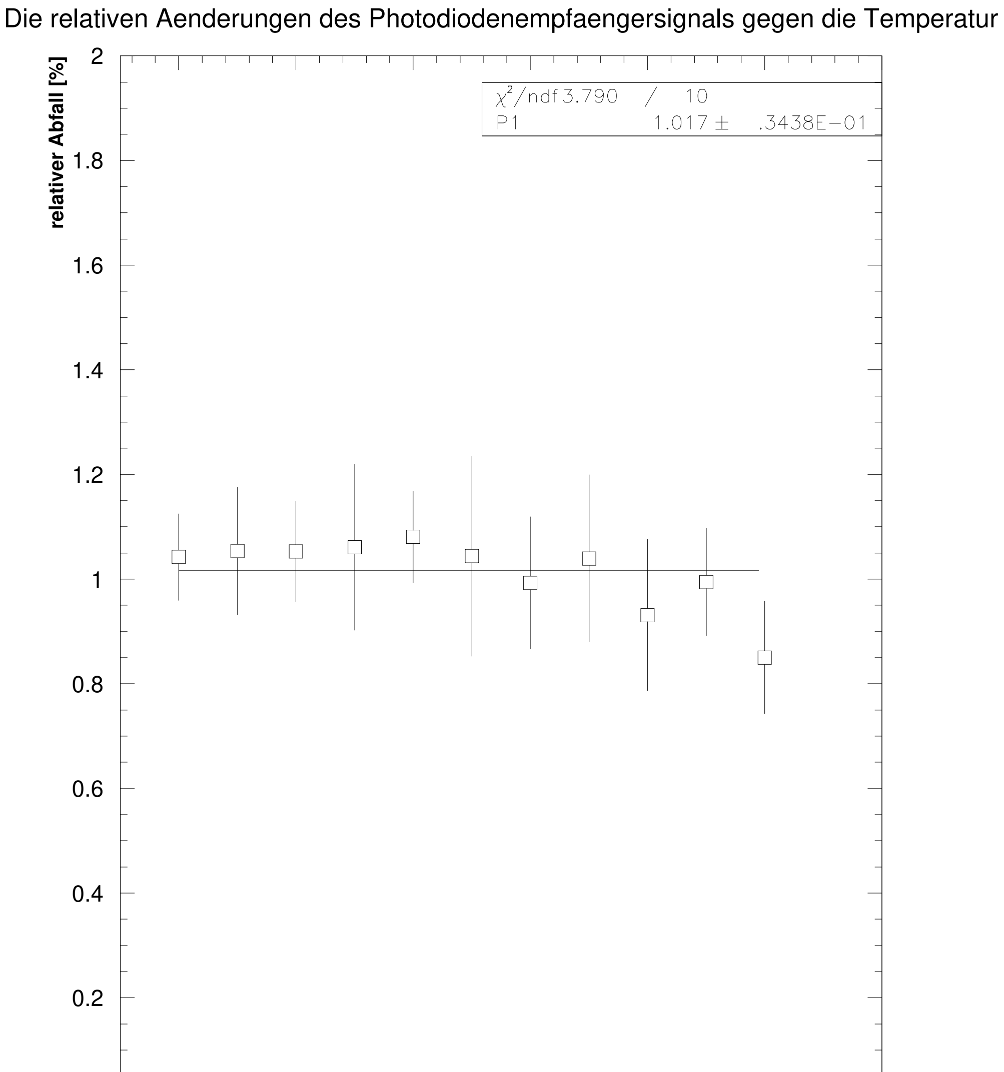


Abbildung 5.6: Die relative Änderung des Photodiodenempfängersignals mit der Temperatur.

### 5.3.4 Das relative Signal des Photodiodenempfängers mit der Temperatur

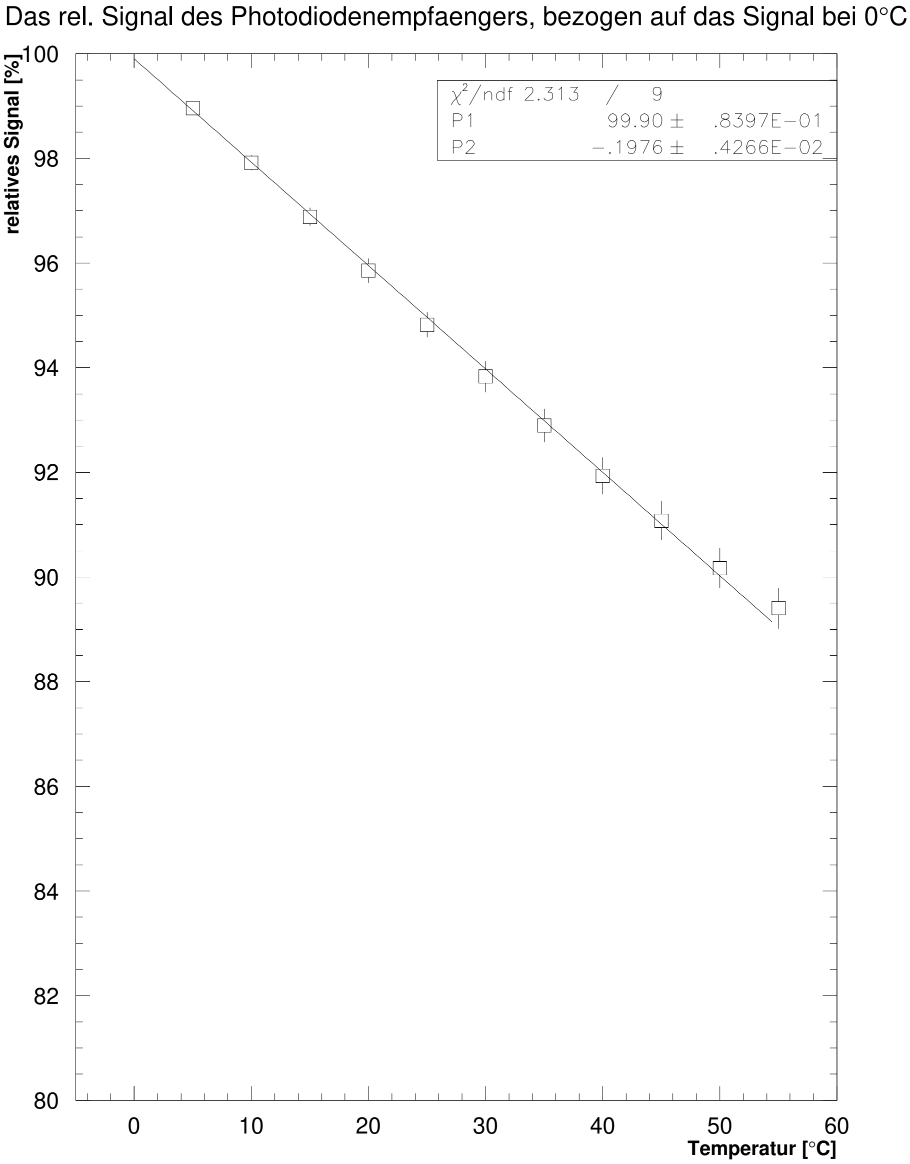


Abbildung 5.7: Das relative Signal des Photodiodenempfängers mit der Temperatur, bezogen auf das Signal bei 0°C.

### 5.3.5 Die mittlere Anpassungszeit des Photodiodenempfängers mit der Temperatur

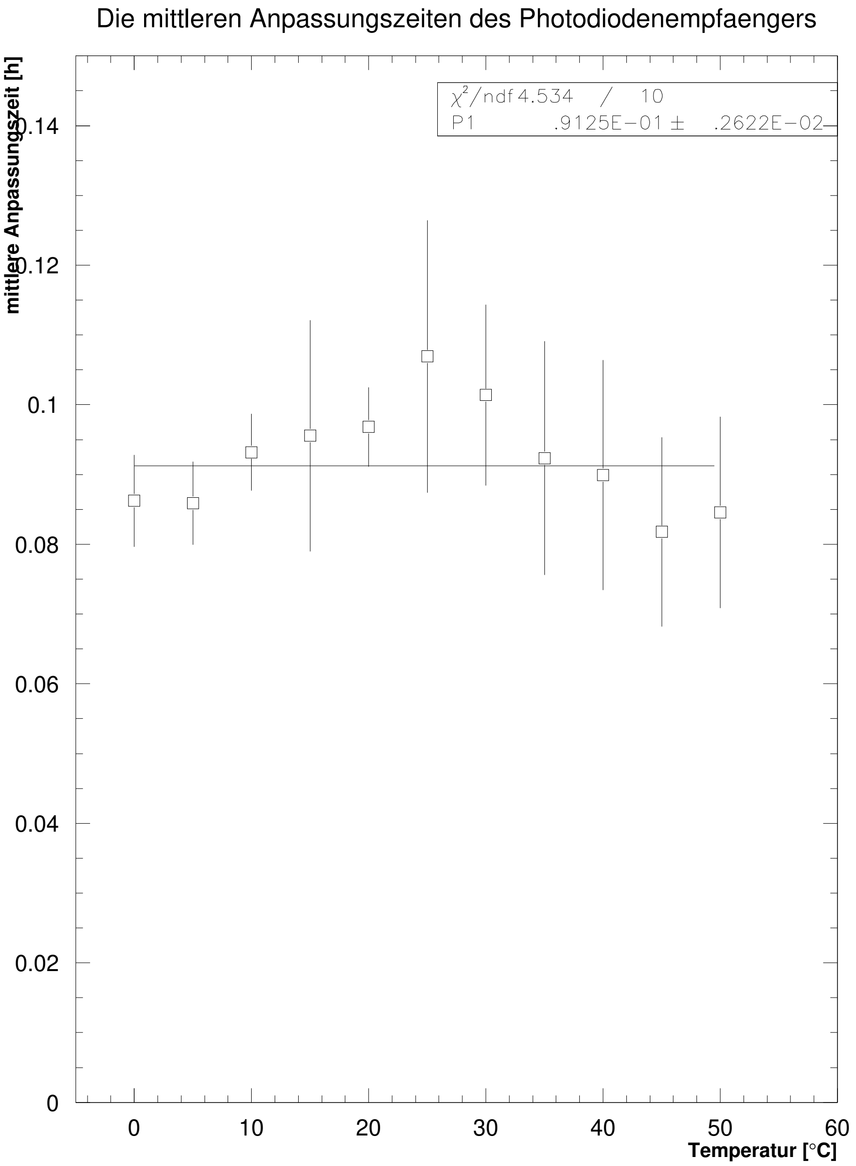


Abbildung 5.8: Die mittlere Anpassungszeit des Photodiodenempfängers mit der Temperatur.

## 5.4 Die Messung der Leuchtdiode mit temperaturabhängiger Korrektur der Versorgungsspannung

### 5.4.1 Die relative Änderung des Leuchtdiodensignals mit der Temperatur

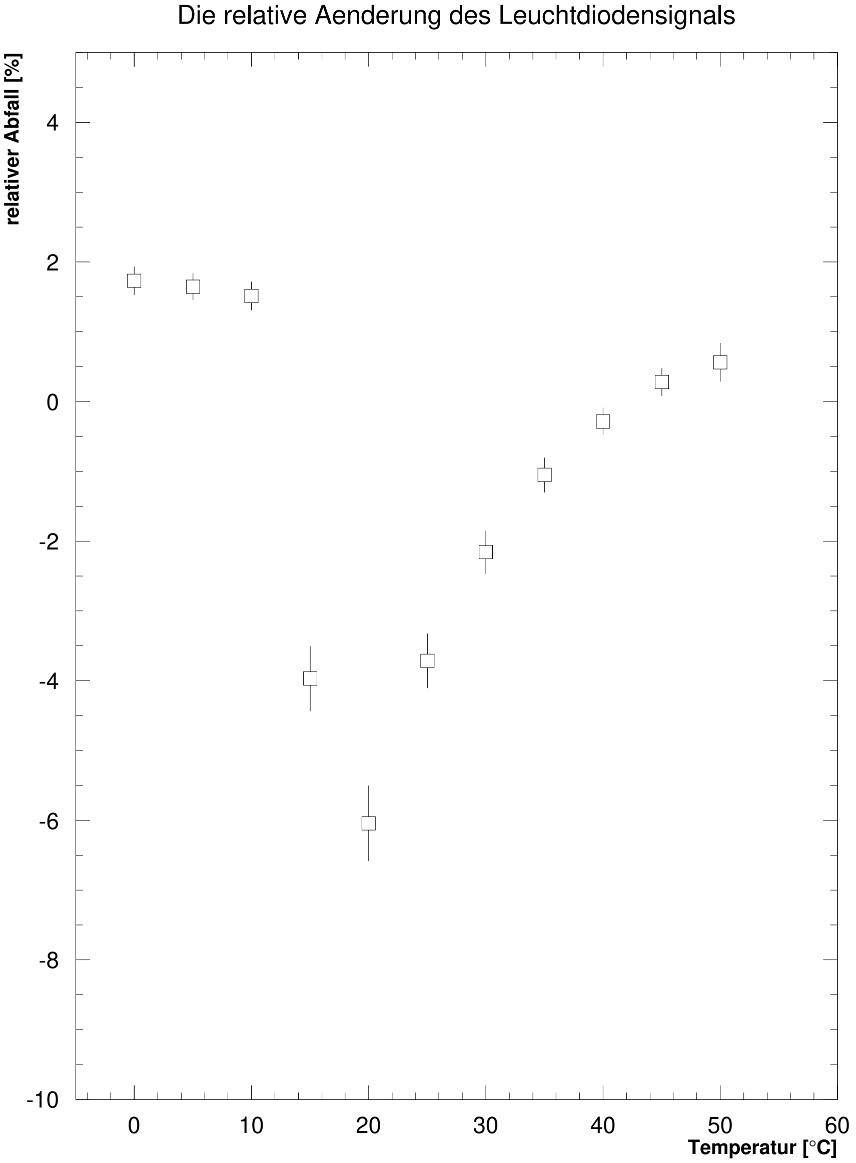


Abbildung 5.9: Die relative Änderung des Leuchtdiodensignals mit der Temperatur, mit temperaturabhängiger Korrektur der Versorgungsspannung.

### 5.4.2 Das relative Signal der Leuchtdiode mit der Temperatur

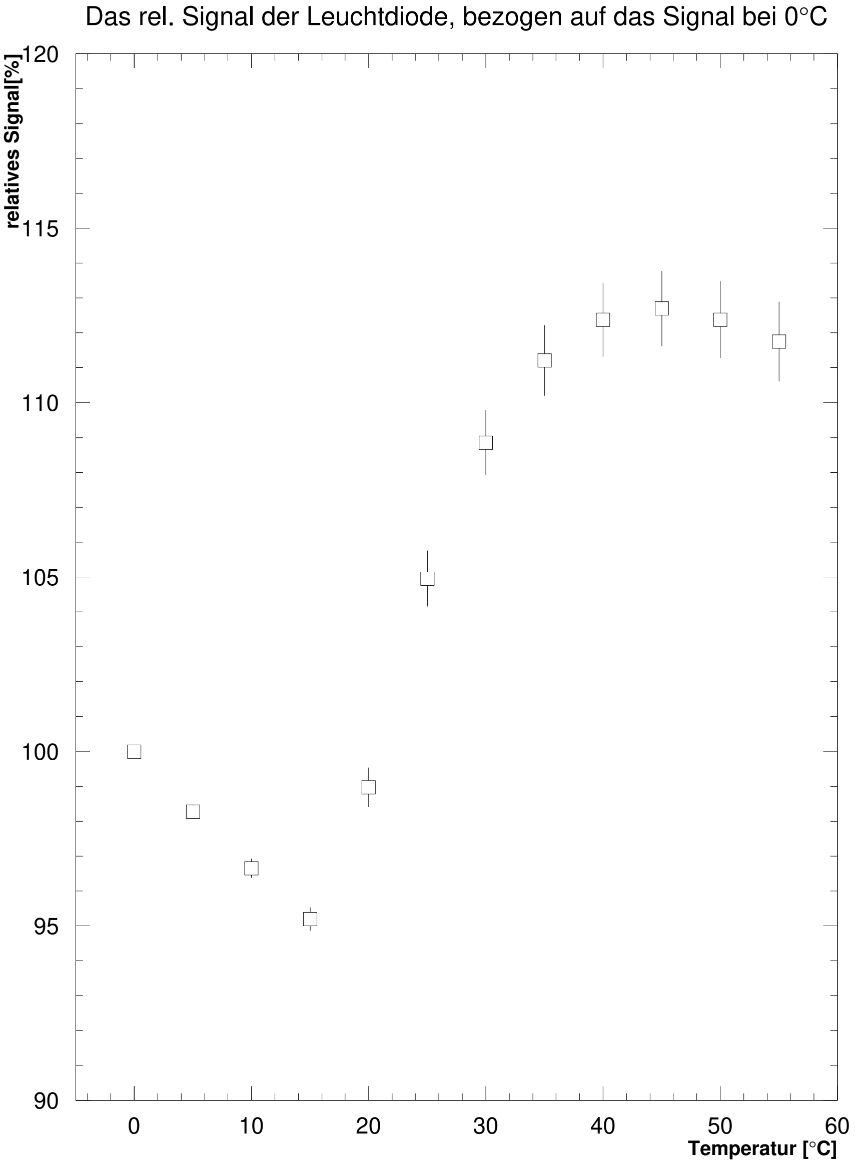


Abbildung 5.10: Das relative Signal der Leuchtdiode mit der Temperatur, bezogen auf das Signal bei 0°C, mit temperaturabhängiger Korrektur der Versorgungsspannung.

### 5.4.3 Die relative Drift der Leuchtdiode mit der Temperatur

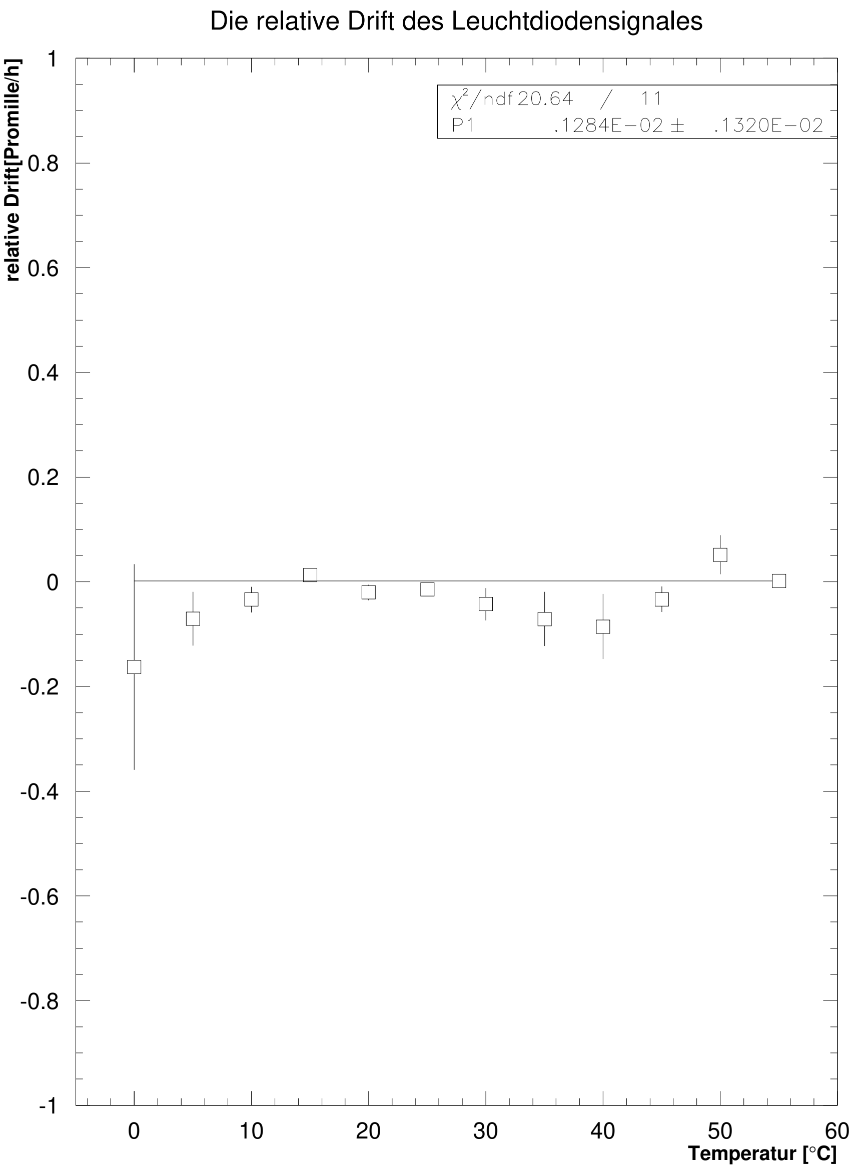


Abbildung 5.11: Die relative Drift der Leuchtdiode mit der Temperatur, mit temperaturabhängiger Korrektur der Versorgungsspannung.

## 5.5 Die Messung der Leuchtdiode ohne temperaturabhängige Korrektur der Versorgungsspannung

### 5.5.1 Die relative Änderung des Leuchtdiodensignals mit der Temperatur

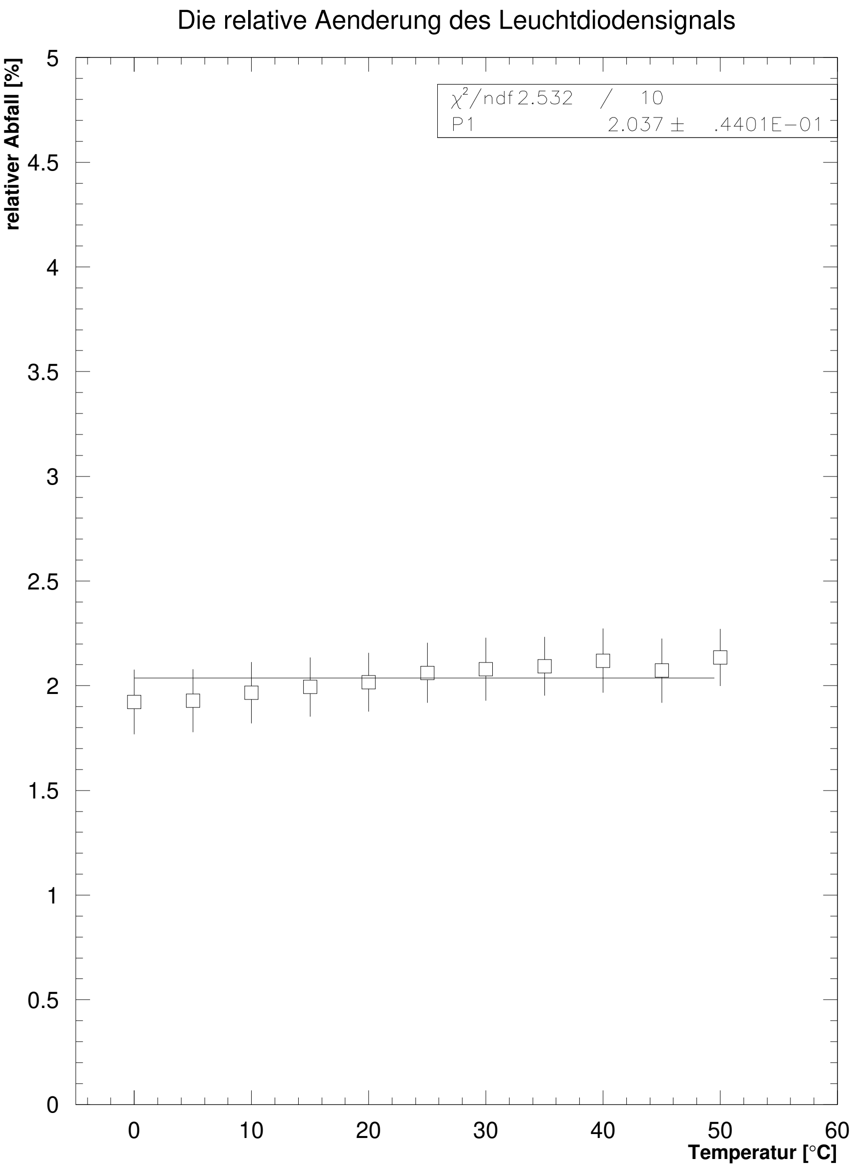


Abbildung 5.12: Die relative Änderung des Leuchtdiodensignals mit der Temperatur, ohne temperaturabhängige Korrektur der Versorgungsspannung.

### 5.5.2 Das relative Signal der Leuchtdiode mit der Temperatur

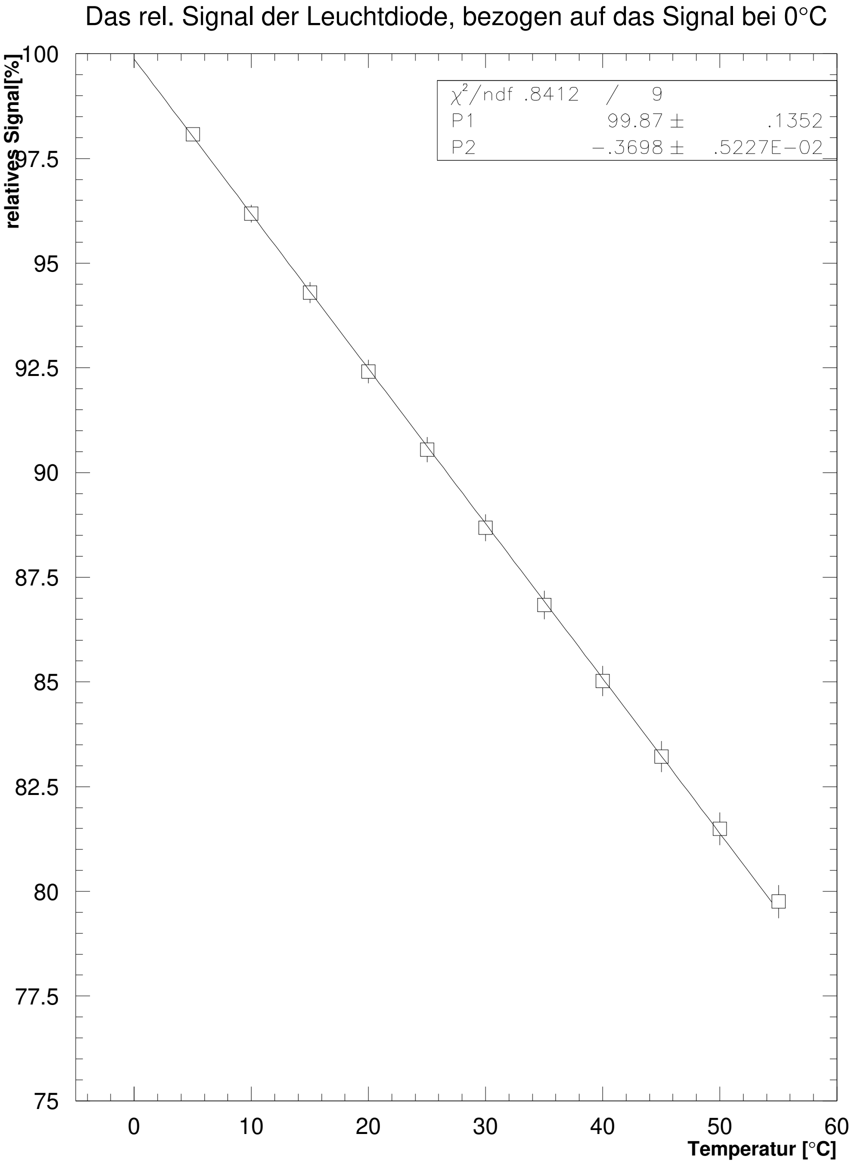


Abbildung 5.13: Das relative Signal der Leuchtdiode mit der Temperatur, bezogen auf das Signal bei 0°C, ohne temperaturabhängige Korrektur der Versorgungsspannung.

### 5.5.3 Die relative Drift der Leuchtdiode mit der Temperatur

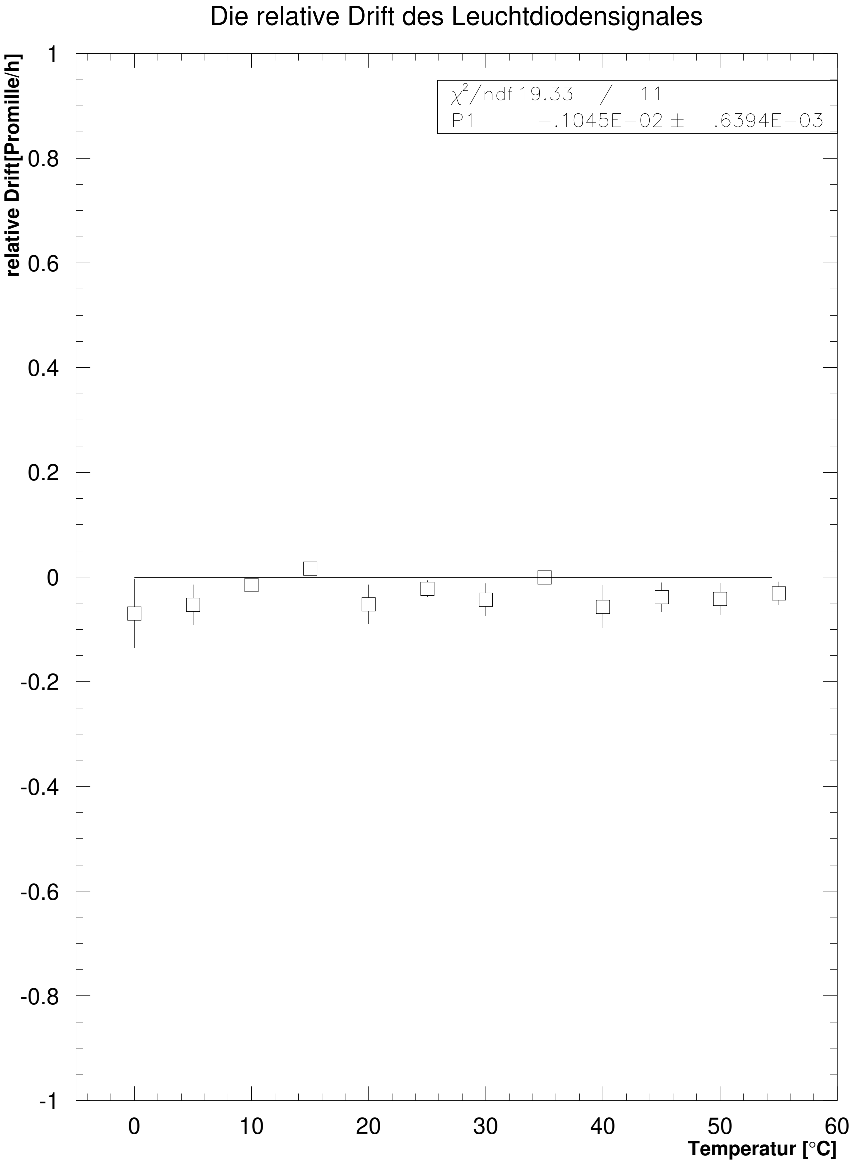


Abbildung 5.14: Die relative Drift der Leuchtdiode mit der Temperatur, ohne temperaturabhängige Korrektur der Versorgungsspannung.

## 5.6 Diskussion der Meßwerte und Ergebnisse

### 5.6.1 Die gemessenen Gütewerte

Für den weiteren Verlauf der Auswertung ist es wichtig, den Begriff des Gütewertes, der auf Seite 39 eingeführt wurde zu verstehen. Da für die Überprüfung der thermischen Effekte des Kalibrationsmoduls kein Referenzempfänger der über eine ausreichende Lichtsensitivität verfügt und eine bessere oder gleichwertige zeitliche Stabilität ,aufgrund einer überlegenen Konstruktion, als das CAM–Modul aufweist wurde bei den Messungen auf die vergleichende Messung zurückgegriffen. Aufgrund der Tatsache, daß die Meßwerte ,aus denen der Gütewert berechnet wird, von zwei unabhängigen Photodiodenempfängern stammen, die nur die sie beleuchtende Leuchtdiode sowie die Versorgungsspannung gemeinsam haben, werden etwaige Instabilitäten des Photodiodenempfängers rein statistische Schwankungen des Ausgangssignals zur Folge haben. Der Gütewert ist somit ein Maß für die Stabilität des Photodiodenempfängers. Die zum Teil verhältnismäßig großen Schwankungen der Gütewerte der Photodiodenpaare 1. und 4. (siehe Abbildung 5.4) gehen mit großer Wahrscheinlichkeit auf thermische Adaptionsvorgänge (sogenanntes Tempern) der Fasern oder der Faserankopplung an die Photodiode zurück. In den Messungen konnte beobachtet werden, wie sich der ausgelesene Meßwert zweier Photodioden innerhalb kürzester Zeit (kleiner als 10 Minuten, teilweise unterhalb der zeitlichen Auflösung der Messungen) um ca. 1% vergrößerte, ohne daß die jeweilige Referenzdiode eine solche Änderung registriert hätte. Vor allem die irreversible Erhöhung des Signalwertes der betreffenden Photodioden im weiteren Verlauf der Messung (in den Fällen in denen das Tempern im ersten Meßzyklus auftrat, lag das Signal auch im gesamten zweiten Meßzyklus konstant über den entsprechenden Werten des ersten Meßzyklus) läßt hier auf einen Effekt der Faser oder Faserankopplung schließen. Auf den Betrieb des SPACAL sollte dieser Effekt keinen störenden Einfluß ausüben, da das Tempern der Fasern oder der Faserankopplungen nach einer gewissen Zeit beendet sein wird, und die optische Verbindung dann stabil ist.
Die gemessenen Gütewerte lagen in allen Meßreihen, in denen kein Tempern auftrat, unter 5 Promille. Dies ist ein für einen lichtsensitiven Empfänger hervorragender Wert. Von der Stabilitätsseite des Photodiodenempfängers her, sind für das SPACAL nach diesen Messungen keine Schwierigkeiten zu erwarten.
Als Ursache für die Größe der Gütewerte bzw. für deren geringe Differenz kommen nur die Schwankungen in der Qualität der verwendeten Bauteile in Frage. Hier zahlt es sich aus, daß beim Einkauf der Bauteile[10] darauf geachtet wurde, daß diese aus der selben Fertigungscharge stammen.

### 5.6.2 Die beobachteten Drifts des Photodiodenempfängersignals

Die beobachtete Drift (siehe Abbildung 5.5) aller gemessenen Empfänger lag in allen Messungen, trotz der nicht vollständig ausschließbaren Tempereffekte, unterhalb von 1 Promille/Stunde. Die Mittelwerte bewegen sich unterhalb von 45°C sogar unter 0.2 Promille/Stunde. Der an die Meßwerte angepaßte, konstante globale Wert von $(0.02 \pm 0.01)$ Promille/Stunde, sowie die geringen beobachteten Drifts, lassen keinen Rückschluß auf die Existenz einer Drift des Photodiodenempfängers zu. Die ermittelten Drifts könnten ihre Ursache auch in minimalen Schwankungen der Versorgungssspannung, geringen Temperaturschwankungen des Sender–Kalibrationsmoduls oder anderen unbekannten Ursachen haben.
In jedem Fall ist die beobachtete Drift derart gering, daß eine Auswirkung auf den Kalorimeterbetrieb vernachlässigt werden kann.

### 5.6.3 Die gemessenen Signalabfälle des Photodiodenempfängersigales mit der Temperatur

Der mittlere Signalverlust des Photodiodenempfängers bei Temepraturerhöhungen (siehe Abbildung 5.6 bzw. Abbildung 5.7) wurde zu (1.02±0.003)%/5°C bzw. zu (0.20±0.04)%/°C bestimmt. Dieser Wert deutet auf den Feldeffekttransistor (siehe Abbildung A.7) als bestimmendes Element des Temperaturverhaltens hin. Im Datenblatt des Herstellers [7] konnte keine Angabe über die Verstärkung (besser Steilheit) der Regelkurve $\frac{\Delta U_{gs}}{\Delta I_{ds}}$ gefunden werden.

Der gemessene mittlere Signalverlust ist für den Einsatz des Kalibrationsmoduls die maßgebende Größe. Die Genauigkeit des Kalibrationsmoduls ist über diesen Wert mit der Umgebungstemperatur, bzw. mit deren Konstanz, verknüpft. Die Temperaturschwankungen am Einbauort des Kalibrationsmoduls können, wenn sie bekannt sind, zwar zur Rückrechnung des Photodiodenwertes benutzt werden, jedoch ist eine konstante Umgebungstemperatur zu bevorzugen. Der Aufwand für die Temperaturregelung am Einbauort wird sich nach der erforderlichen Präzision des Kalibrationsmoduls richten. Der gemessene Wert erlaubt hier eine Abschätzung der Rentabilität einer verbesserten Temperaturregelung oder Temperaturmessung am Einbauort des Kalibrationsmoduls.
Als mögliche Störeinflüsse der Messung kommen das Tempern der Diodenankopplung oder der Fasern, minimale Schwankungen der Versorgungsspannung oder Schwankungen der Senderkalibrationsmodule in Frage. Der größte Störeinfluß dürfte hierbei von der Temperung ausgegangen sein.

### 5.6.4 Die gemessenen mittleren Anpassungszeiten des Photodiodenempfängersignales mit der Temperatur

Die gemessenen mittleren Anpassungszeiten stimmen über den gesamten Temperaturbereich innerhalb des Fehlers überein. Der angepaßte Mittelwert über den gesamten Temperaturbereich beträgt (0.9±0.03)h. Dieser Wert ist vor allem in Relation zu der gemessenen mittleren Anpassungszeit der Photomultiplier zu sehen. Diese betrug (0.32±0.01)h. Das Kalibrationsmodul paßt sich einer neuen Temperatur also etwa dreimal schneller an als ein Photomultiplier. Dies bedeutet, daß man mit dem Kalibrationsmodul auch das Anpassungsverhalten der Photomultiplier feststellen könnte, wenn man eine Temperaturkorrektur des Photodiodenverstärkers einrechnen würde.
Während der Auswertung stellten sich hier als größter Störeinfluß mehr oder minder geringe Instabilitäten des Signals des Photodiodenverstärkers heraus. Diese haben, gerade wenn sie in der ersten halben Stunde der Temperaturanpassung auftreten, einen großen Effekt auf die bestimmte mittlere Anpassungszeit. Für diese Instabilitäten kommen vor allem Schwankungen der Versorgungsspannung oder unregelmäßig auftretende geringe Schwankungen des Photodiodenempfängers (als Reaktion auf die abrupte Temperaturänderung) in Frage.

### 5.6.5 Die gemessenen relativen Änderungen des Leuchtdiodensigales mit der Temperatur, mit temperaturabhängiger Korrektur der Versorgungsspannung

Abbildung 5.9 und Abbildung 5.10 zeigen die relativen Änderungen der Leuchtdiode bzw. das Ausgangssignal in Relation zum Signal bei 0°C mit temperaturabhängiger Regelung der Leuchtdiodenversorgungsspannung zwischen den einzelnen Temperaturschritten. Hier ist zwischen 0°C und 20°C ein Abfall von etwa 2% pro Temperaturschritt zu erkennen. Ab circa 20°C setzt die Regelung durch den NTC (siehe hierzu Abbildung A.3 Seite 61) ein und erhöht von dieser Temperatur an die Versorgungsspannung der Leuchtdioden in einem sichtbaren

Ausmaß. Bei den Messungen stellte sich in beiden Meßzyklen, ab 40°C, eine kurzfristige Schwankung des Leuchtdiodensignals ein, die sich in einem kurzfristigen Signalanstieg (innerhalb 6 Minuten) und einem anschließenden Abfall (innerhalb ca. 24 Minuten) auf das dann stabile Signalniveau äußerte. Diese Schwankung kann auf unterschiedliche mittlere Anpassungszeiten von Temperaturregelung, Gatterlaufzeiten und der Leuchtdiode, die lichdicht vergossen ist (Kunstharzmantel), zurückgeführt werden. Die Leuchtdiode ist durch den Kunstharzmantel besser gegen Änderungen der Umgebungstemperatur isoliert, als die Gatter oder der NTC. Dies führt zu einer unterschiedlichen mittleren Anpassungszeit gegenüber dem Laufzeitgatter und dem NTC.
Die gemessenen relativen Änderungen sind die Konsequenz der Überlagerung von drei Effekten:

- dem sich verringernden Wirkungsgrad der Leuchtdiode mit steigender Temperatur,
- den sich vergrößernden Gatterlaufzeiten der Einschaltzeitsteuerung der Leuchtdioden (siehe Abbildung A.4 Seite 62), sowie
- dem Anstieg der Versorgungsspanung aufgrund der Temperaturregelung.

Inwieweit die einzelnen Effekte den Temperaturgang des Signals beeinflussen, wäre noch zu untersuchen. Der relative Einfluß der Temperaturregelung hängt von der angelegten Versorgungsspanung der Leuchtdioden ab. (Die Regelung arbeitet konstant mit einer Regelspannung von 5V, um die die Versorgungsspannung der Leuchtdioden reduziert wird.) Insgesamt wird der sich verringernde Wirkungsgrad der Leuchtdiode von den sich vergrößernden Gatterlaufzeiten (die Spannung an der Leuchtdiode liegt länger an) und der Temperaturregelung ab 20°C deutlich überkompensiert. Ab ca. 22°C erhöht sich die abgegebene Lichtmenge mit der Temperatur.

### 5.6.6 Die gemessenen Drifts des Leuchtdiodensigales mit der Temperatur, mit temperaturabhängiger Korrektur der Versorgungsspannung

In der Messung war, während beider Meßzyklen, keine meßbare Drift feststellbar. Die gemessene Drift von $(0.001\pm0.001)$Promille/h läßt sich aus den minimalen Schwankungen der Netzspannung im Verlauf eines Tages erklären (je nach Stromverbrauch ca. $\pm 1‰$), die von einem Netzgerät nicht kompensiert werden.

### 5.6.7 Die gemessenen relativen Änderungen des Leuchtdiodensigals mit der Temperatur, ohne temperaturabhängige Korrektur der Versorgungsspannung

Abbildungen 5.12 und 5.13 zeigen die relativen Änderungen, bzw. das hieraus resultierende relative Signalniveau der Leuchtdiode, mit der Temperatur, ohne eine temperaturabhängige Korrektur der Versorgungsspannung. Zur Aufnahme der Messung wurde der temperaturabhängige Widerstand (NTC, siehe hierzu Abbildung A.3 Seite 61) mittels einer eingelöteten Drahtbrücke überbrückt.
Wiederum, war ab 40°C eine kurzfristige Schwankung des Leuchtdiodensignals zu beobachten, die die selben Charakteristika wie bei den Messungen mit temperaturabhängiger Korrektur der Versorgungsspannung aufwies. Ohne die temperaturabhängige Korrektur der Versorgungsspannung zeigt sich ein konstanter Verlauf der relativen Signalabfälle mit der Temperatur, wie er auch in einem Lehrbuch der Optoelektronik postuliert wird [8] (siehe.hierzu Abbildung 5.15, Kurve ist mit „Grün“ beschriftet). Der aus Abbildung 5.15 graphisch ermittelte

Wert von (0.2±5%)%/°C (Fehler geschätzt) für mit Stickstoff dotierte Galliumphosphid–Leuchtdioden wird mit gemessenen (0.37±0.05)%/°C deutlich überschritten Die Differenz der Werte ist auch durch die Überlagerung der zwei verbleibenden Effekte nicht zu erklären:

- dem sich verringernden Wirkungsgrad der Leuchtdiode mit steigender Temperatur, sowie
- den sich vergrößernden Gatterlaufzeiten der Einschaltzeitsteuerung der Leuchtdioden (siehe Abbildung A.4 Seite 62).

Die Differenz des graphisch ermittelten Literaturwertes und des gemessenen Wertes lässt den Schluß zu, daß die verwendete Leuchtdiode (Toshiba TLGD 240 P[10]) eine gegenüber dem Literaturwert wesentlich stärkere Temperaturabhängigkeit aufweist.

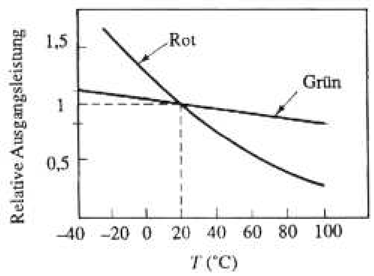


Abbildung 5.15: Die relative Ausgangsleistung einer GaP Leuchtdiode.

### 5.6.8 Die gemessenen Drifts des Leuchtdiodensigales mit der Temperatur, ohne temperaturabhängige Korrektur der Versorgungsspannung

In der Messung war wiederum während beider Zyklen keine meßbare Drift feststellbar. Die ermittelte Drift von (0.001±0.0006)Promille/h läßt sich aus den minimalen Schwankungen der Netzspannung im Verlauf eines Tages erklären (je nach Stromverbrauch ca. ±1‰), die von einem Netzgerät nicht kompensiert werden.

# Kapitel 6

# Zusammenfassung

In den vorigen Abschnitten wurden die Untersuchungen zur Messung der mittelfristigen Stabilität und des Signalverhaltens als Funktion der Umgebungstemperatur von Fine–Mesh–Photomultipliern des Typs R 5505 der Firma Hamamatsu Photonics und des, am Institut für Hochenergiephysik der Universität Heidelberg entwickelten, Kalibrationsmoduls beschrieben. Bisher wurden im Falle der Photomultiplier noch keine Untersuchungen zur mittelfristigen Stabilität und zum Signalverhaltens als Funktion der Umgebungstemperatur durchgeführt, die eine vergleichbare Präzision erreichten. Das Kalibrationsmodul wurde erstmalig auf mittelfristige Stabilität und Signalverhalten als Funktion der Umgebungstemperatur geprüft.

Innerhalb der Diplomarbeit wurden vier Fine–Mesh–Photomultiplier, sowie der Sender- und der Empfängsteil des Kalibrationsmoduls untersucht. Die untersuchten Fine–Mesh–Photomultiplier hatten folgende Seriennummern: CA 2504, CA 0033, CA 2184 und CA 0077.

## 6.1 Die Ergebnisse der Untersuchung der Photomultiplier

Innerhalb der Messungen zeigten drei, der vier Photomultiplier, eine temperaturabhängige zeitliche Drift des relativen Gains, die zwischen 0°C und 55°C Werte zwischen $2\,\frac{‰}{h}$ und $-2\frac{‰}{h}$ annahm. Der vierte Photomultiplier zeigte keine eindeutige temperaturabhängige zeitliche Drift des relativen Gains, die gemessenen relativen Drifts lagen für diesen Photomultiplier unter $1\frac{‰}{h}$. Bei den drei Photomultipliern die eine temperaturabhängige zeitliche Drift zeigten, existierte ein stabiler Temperaturbereich, in dem die gemessene Drift ihr Vorzeichen wechselte (Nulldrift!). Dieser Temperaturbereich lag bei diesen drei Photomultipliern zwischen 30°C und 40°C.
Bei allen gemessenen Photomultipliern zeigte sich eine temperaturabhängige Verringerung des relativen Gains zwischen 0.9%/5°C und 2.5%/5°C mit einer steigenden Tendenz zu höheren Temperaturen.
Die mittlere Anpassungszeit der Photomultiplier auf eine Änderung der Umgebungstemperatur von 5°C wurde im Mittel über alle Temperaturänderungen zu (0.32±0.01) Stunden bestimmt. Die mittlere Anpassungszeit ist identisch mit Parameter $P_2$ in folgender Gleichung:

$$Signal(t) = P_1 \cdot exp(-t/P_2) + P_3$$

Aus diesen Werten ergeben sich für den Betrieb der Photomultiplier folgende Konsequenzen:

- Ohne Berücksichtigung der zeitlichen Drift des relativen Gains muß bei Temperaturschwankungen von 5°C, wie sie im SPACAL auftreten[9], mit einer Schwankung des relativen Gains von bis zu 2% gerechnet werden.

- Bei Einschalten der Hochspannung oder abrupten Änderungen der Umgebungstemperatur kommt noch die zeitliche Drift des relativen Gains von bis zu 2 $\frac{°/_{\circ\circ}}{h}$ im Mittel hinzu. Diese Drift hält mindestens über 12 Stunden an. Bei Langzeitmessungen über 72 Stunden konnte eine Verringerung der Drift beobachtet werden. Die Drift würde zu einer geschätzten Veränderung des relativen Gains von 4 bis 7 Prozent führen.

- Nach einer abrupten Änderung der Umgebungstemperatur benötigen die Photomultiplier ca. 1.6 Stunden zur Anpassung an die neue Temperatur, wobei die Anpassung einen exponentiellen zeitlichen Verlauf aufweist. In dieser Zeit verändert das relative Gain sich schnell.

Selbst bei einem Betrieb der Photomultiplier im idealen (driftminimierenden) Temperaturbereich zwischen 30°C und 40°C, ist bei Temperaturschwankungen von 5°C noch mit einer Schwankung des relativen Gains von 1% bis 1.5% und einer Drift von bis zu $0.5\frac{°/_{\circ\circ}}{h}$ zu rechnen.

## 6.2 Die Ergebnisse der Untersuchung des Kalibrationsmoduls

### 6.2.1 Die Ergebnisse der Untersuchung des Photodiodenempfängers

Der Photodiodenempfänger zeigte in einer vergleichenden Messung eine Gleichförmigkeit des Ausgangssignals (Güte) von unter $5°/_{\circ\circ}$. Größere Schwankungen des Gütewertes konnten auf eine irreversible Änderung der Faserstruktur oder der Ankopplung an die Photodiode (Tempern) zurückgeführt werden.

Die ermittelte Drift des Ausgangssignals von $(0.02\pm0.01)\frac{°/_{\circ\circ}}{h}$ läßt keinen Schluß auf eine zeitlich Änderung der Verstärkung des Photodiodenempfängers zu. Dieser Wert kann auch von Schwankungen der Versorgungsspannung oder einer zeitlichen Änderung der Umgebungstemperatur des Sender–Kalibrationsmoduls stammen.
Für die relative Änderung des Ausgangssignals des Photodiodenempfängers mit der Temperatur wurde ein relativer Signalabfall von (0.20±0.04)%/°C ermittelt. Dieser Wert ist für die Überwachung der Photomultiplier des SPACAL äußerst wichtig. Wenn man bei Temperaturschwankungen von bis zu 5°C eine relative Kalibration mit einer Genauigkeit von unter 1% erreichen will, muß man die aufgenommenen Referenzwerte des Kalibrationsmoduls auf die jeweilige Temperaturänderung korrigieren.
Für die mittlere Anpassungszeit des Photodiodenempfängers wurde ein Wert von (0.9±0.03)h ermittelt. Dieser Wert kann für eine dynamische Korrektur der aufgenommenen Referenzwerte verwandt werden.

### 6.2.2 Die Ergebnisse der Untersuchung des Leuchtdiodenpulsers mit und ohne temperaturabhängige Korrektur der Versorgungsspannung

Bei der Messung des relativen Signals der Leuchtdiode mit temperaturabhängiger Korrektur der Versorgungsspannung zeigte sich eine starke Abhängigkeit der relativen Signaländerung von der Temperatur (siehe hierzu auch Abbildung 5.9 Seite 45). Ab circa 15°C setzt die temperaturabhängige Regelung der Versorgungsspannung ein und regelt von hier an, bis zur Maximaltemperatur der Messung von 55°C. In der Messung stellte sich heraus, daß der Temperaturgang der Leuchtdiode hierbei deutlich überkompensiert wird. Ab einer Betriebstemperatur von 15°C wächst die abgegebene Lichtmenge mit der Temperatur bis hin zu 45°C

und verringert sich von hier an nur noch gering bei Temperaturerhöhungen.
Im Gegensatz zu den Messungen mit temperaturabhängiger Korrektur der Versorgungsspannung, zeigte sich bei den Messungen ohne temperaturabhängige Korrektur der Versorgungsspannung, eine konstante Verringerung des Signales der Leuchtdiode von $(0.37\pm0.05)\%/^{\circ}C$. Wobei die Temperaturabhängigkeit der Leuchtdiode noch größer sein dürfte, da die relative Änderung des Leuchtdiodensignals noch von den sich vergrößernden Gatterlaufzeiten der Einschaltzeitsteuerung (siehe Abbildung A.4) kompensiert wird.
Die ermittelte relative Drift des Signals der Leuchtdiode lag ohne temperaturabhängige Korrektur der Versorgungsspannung bei $(-0.01\pm0.006)\frac{‰}{h}$ und mit temperaturabhängiger Korrektur der Versorgungsspannung bei $(0.01\pm0.01)\frac{‰}{h}$. Beide Werte liegen so dicht bei einem Wert von Null, daß die Drift auch aus minimalen Schwankungen der Versorgungsspannung, oder der Umgebungstemperatur des Empfänger–Kalibrationsmoduls erklärt werden kann.
Für den Betrieb des Kalorimeters und die Überwachung der Photomultiplier sind die ermittelten Werte für den Leuchtdiodenpulser vollkommen unkritisch. Die Untersuchungen des Photodiodenempfängers haben gezeigt, daß dieser eine hervorragende Stabilität aufweist und zur Überwachung der Photomultiplier bestens geeignet ist. Die einzige kritische Größe des Kalibrationsmoduls ist die Temperaturabhängigkeit des Photodiodenempfängers. Für eine Überwachung der Photomultiplier mit einer Genauigkeit, besser als ein Prozent ist eine Temperaturkorrektur auf die gemessenen Werte der Photodiodenempfänger, oder ein zeitlich konstanterer Temperaturgang im Detektor erforderlich.

# Anhang A

# Technische Beschreibung des Kalibrationsmoduls CAM

## A.1 Die logische Gliederung des CAM

Der Aufbau des CAM gliedert sich in vier Teile:

- die Feldbus–Schnittstelle zur ferngesteuerten Einstellung der Pulslänge und zur Selektion der Leuchtdioden,
- die Spannungversorgung und die Laufzeitregelung für die Leuchtdioden,
- den Pulser für die Leuchtdioden, sowie
- den Photodioden–Empfänger zur Lichtmengenmessung.

### A.1.1 Die Feldbus–Schnittstelle

Die Feldbus–Schnittstelle dient zur ferngesteuerten Einstellung der Lichtpulslänge, und zur Auswahl der aktiven, d.h. der eingeschalteten, Leuchtdioden mittels eines Datenwortes von 16 Bit Länge.
Der Feldbus selbst ist ein synchroner, bitserieller Bus und benötigt somit nur drei Steuerleitungen: Clock (CLK, Synchronisationspuls), Serial–Data (SD, die einzelnen Bits) und Load (LD, Übertragungsendemarkierung). Der Ablauf einer Übertragung (d.h. das Übertragungsprotokoll) geschieht folgendermaßen: synchron zum Clock–Signal muß das Datenbit (Serial–Data) stabil anstehen und wird als gültig erkannt. Nach dem 16. Datenbit wird das Load–Signal gesendet, um das Ende des Datenwortes zu kennzeichnen. Für die Übertragung der Signale wurde der TTL–Standard gewählt, wobei ein Signalpegel kleiner 0.8V als Null und ein Signalpegel größer 2.4V als Eins erkannt wird.

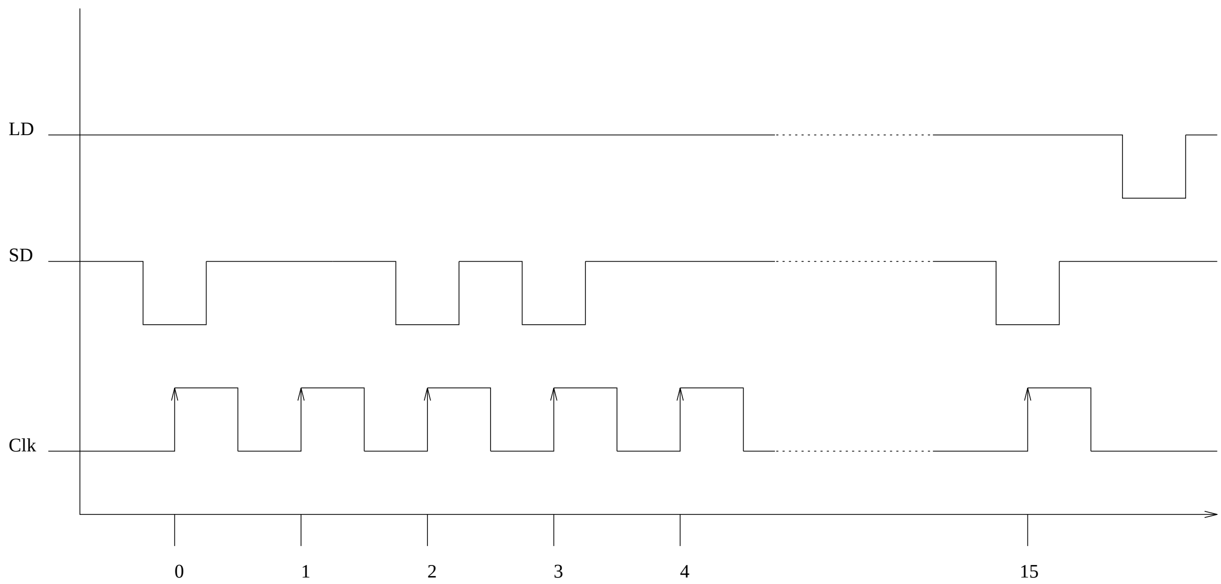


Abbildung A.1: Ablauf eines Feldbus–Übertragungsprotokolls.

### Die Ausführung der Feldbus–Schnittstelle

Die Feldbus–Schnittstelle (Abbildung A.2) gliedert sich in zwei Teile:

- den Eingangsteil mit dynamischen Abschlußwiderständen und dem Treiberbaustein HCT 365[1], sowie
- den Adress–Logik–Teil mit DIP–Schalter (Adresseinstellung), den zwei Schieberegistern HCT 164 in Serie, dem Komparator HCT 688 und dem Speicherbaustein HCT 573.

Bei einer Datenübertragung via Feldbus werden die Datenbits zuerst in das Daten–Schieberegister[2] (neben HCT 573) geladen. Vom Daten–Schieberegister werden die Datenbits zum Adress–Schieberegister weitergereicht. Somit ergibt sich die Länge eines vollständigen Feldbus–Befehls von 16 Bit. Am Ende der Übertragung löst das Load–Signal den Vergleich von gesendeter Adresse und am DIP–Schalter eingestellter Adresse im Komparator aus (hieraus ergibt sich der Adressbereich der Module von 8Bit bzw. 256 Adressen). Erkennt der Komparator eine Übereinstimmung der beiden Adressen, veranlaßt er den Speicherbaustein HCT 573, die gesendeten Einstellungs–Daten zu übernehmen.

Gleichzeitig werden die einlaufenden Signale auf den HCT 365 zurückgeführt („durchgeschleift") und am Feldbus–Ausgang zur Verfügung gestellt. Das heißt, die Module können zu einer sogenannten „Daisy–Chain" verschaltet werden, bei der die Signale alle Module durchlaufen, und von einem Modul an das nächste weitergereicht werden. Wahlweise kann auch die Pufferung durch den HCT 365 abgeschaltet werden (via Steckbrücken). Hierbei werden auch die dynamischen Abschlußwiderstände von Masse getrennt. Bei dieser Topologie muß das letzte Modul der Daisy–Chain den Leitungsabschluß herstellen, also aktiv geschaltet werden. Die Signale werden dann, wie bisher, auf der Ausgangsseite „gesplittet" (d.h. aufgeteilt) und ohne Pufferung auf den Ausgang gegeben. Dies ermöglicht die Verschaltung der Module in einer sogenannten Bus–Topologie, bei der mehrere Module parallel an einen

[1] HCT bedeutet High Speed C-MOS Technology

[2] Ein Schieberegister ist ein Logik–Baustein, der die Datenbits „durchschiebt", d.h. das jeweils ankommende Bit wird auf Position 0 gesetzt und alle vorher vorhandenen Bits werden eine Position weitergeschoben.

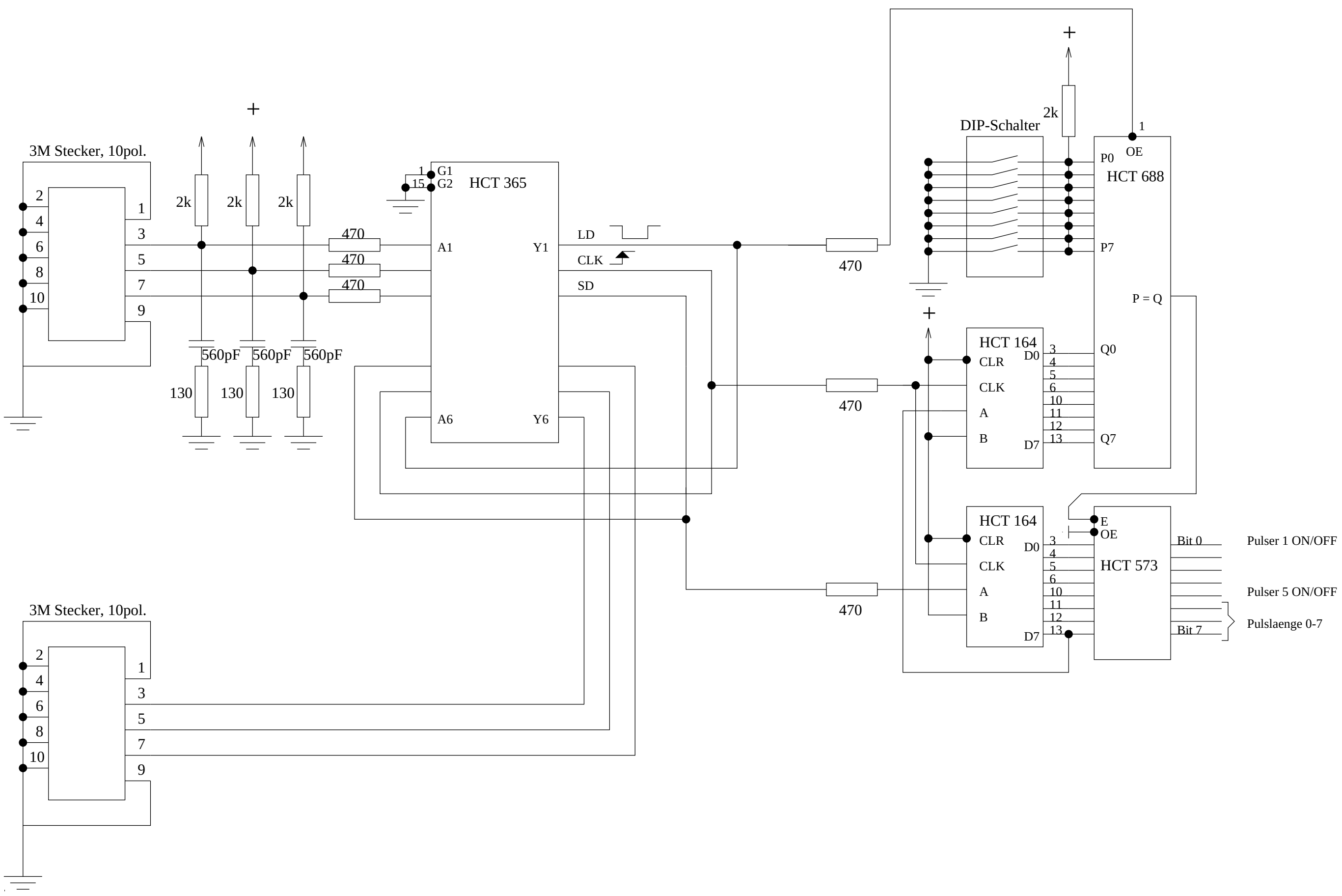


Abbildung A.2: Der Schaltplan des Feldbus–Interface.

Sender angeschlossen werden (größere Ausfallsicherheit !), oder eine Mischung der beiden Anschlußkonfigurationen, um voneinander getrennte Zweige zu erzeugen.
Hierbei wäre noch zu erwähnen, daß die Feldbus–Schnittstelle volkommen unabhängig vom Rest des Moduls gehalten wurde (eigene Spannungsregelung). Dies bedeutet, daß selbst bei einem Ausfall der nachfolgenden Teile des Moduls die Funktionsfähigkeit der Daisy–Chain erhalten bleibt. Diese würde nur bei einem Defekt des HCT 365 beeinträchtigt. Selbst bei einem Defekt der nachfolgenden IC's des Feldbus, wird durch die 470Ω–Widerstände auf der Ausgangsseite des HCT 365 der Strom zu diesen Bauteilen hin begrenzt, so daß die Funktion des HCT 365 nicht beeinträchtigt wird und die Daisy–Chain weiterhin operabel bleibt. Auf der Eingangsseite wird der Bus von 470Ω–Widerständen vor einer Überlastung durch einen defekten HCT 365 geschützt.

### Die Bedeutung der Datenbits

Im CAM–Modul werden die Datenbits wie folgt aufgelöst: Bit 0 bis Bit 7 bilden die Adresse des zu adressierenden Moduls, diese werden (auf das LD–Signal hin) mit der eigenen fest eingestellten Adresse verglichen. Bit 8 bis Bit 10 geben die neue Pulslänge an (000 = 10 ns, 111 = 45 ns). Bit 11 bis Bit 15 bilden direkt die aktiven Leuchtdioden ab. Zum Beispiel: 01000 = Leuchtdiode 2 an, LED 1,3,4,5 aus, oder 11111 = alle LED an oder 00001 = LED 5 an, LED 1-4 aus.

## A.1.2 Die Spannungsversorgung der Leuchtdioden

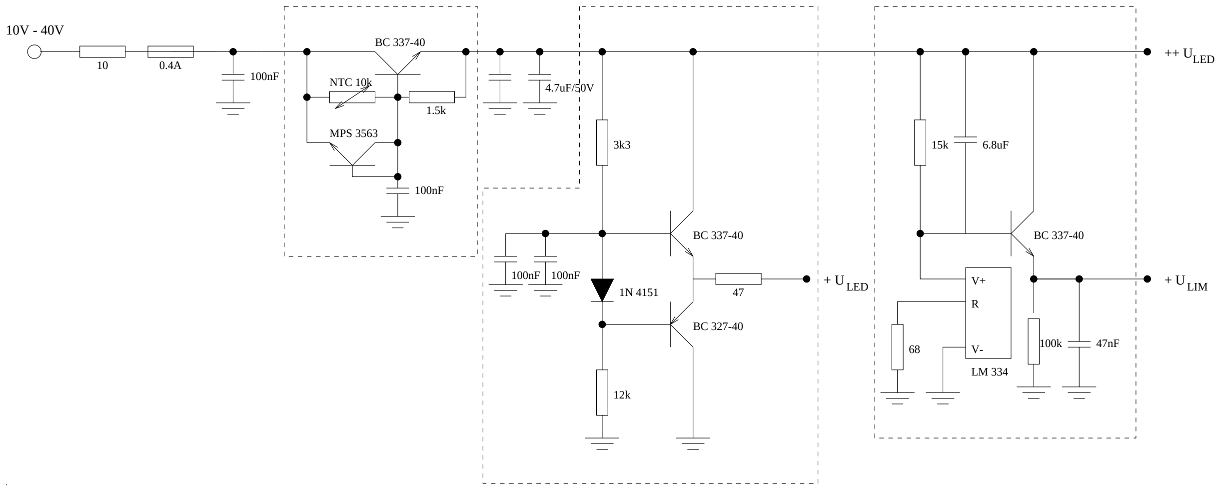


Abbildung A.3: Der Schaltplan der Spannungsversorgung.

Die Spannungsversorgung besteht aus drei Elementen (von links nach rechts):

- der temperaturabhängigen Regelung mittels eines NTC [3],
- einem aktiven Spannungsteiler, der die Versorgungsspannung der Leuchtdioden in einem Verhältnis von 4:1 teilt (Ein- und Ausschaltspannung der Leuchtdioden), sowie
- einem Regler, der die Gate–Source–Grenzspannung der Feldeffekttransistoren erzeugt.

Die temperaturabhängige Regelung greift von der Versorgungsspannung ca. 5.7V ab, setzt bei etwa $20\,°C$ ein (der als „Zenerdiode“ geschaltete MPS 3563 verhindert einen größeren Spannungsabfall) und regelt bis ca. $55\,°C$. Ab ca. $55\,°C$ gibt die Regelung die gesamte Regelspannung von 5V (die 5.7V, abzüglich des Spannungsabfalls an der Basis–Emitter–Strecke des BC 337-40 von 0.7V) zur Versorgungsspannung des Spannungsteilers hinzu.

Der Spannungsteiler, der die Versorgungsspannung in eine Vorwärts- und eine Rückwärtskomponente unterteilt, ist als aktiver Spannungsteiler (mit Transistoren) ausgeführt, um den sogenannten „Querstrom“[4] so gering wie möglich zu halten. Der Grund hierfür ist der kurzfristig enorme Strombedarf der Leuchtdioden im Pulsbetrieb von ca. 1A. Dieser würde bei einem passiven Spannungsteiler (abhängig vom Tastverhältnis) einen ebenso großen Querstrom bedingen, was zu einer untragbaren Verlustleistung im Ruhezustand und damit zur Aufheizung des gesamten Moduls führen würde. Bei einem sogenannten aktiven Spannungsteiler werden die Teilspannungen an der hochohmigen Widerstandskette zur Steuerung von Transistoren verwendet. Dieses Prinzip erlaubt große Spitzenleistungen bei einem niedrigen Querstrom (und damit auch niedriger Verlustleistung im Ruhezustand). Am Ausgang des Spannungsteilers werden die Versorgungsspannungen der Leuchtdioden als $U_{LED+} = \frac{4}{5}$ der Eingangsspannung und $U_{LED++}$ = Eingangsspannung zur Verfügung gestellt.

[3] NTC bedeutet „Negative Temperature Coefficent“ und kennzeichnet einen Widerstand dessen Widerstandswert sich mit steigender Temperatur verringert.

[4] Der Querstrom ist der Strom, der im Ruhezustand über die Widerstandskette (den eigentlichen Spannungsteiler) gegen Masse fließt.

## A.1.3 Die Einschaltzeit–Steuerung der Leuchtdioden

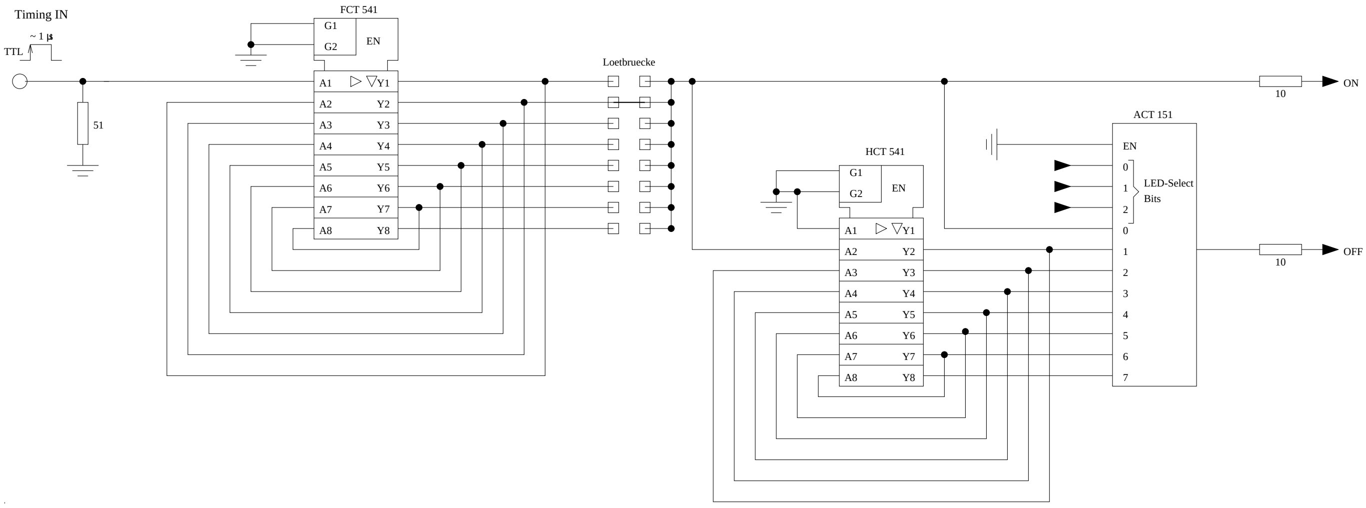


Abbildung A.4: Der Schaltplan der Einschaltzeit–Steuerung.

Die Einschaltzeit–Steuerung (Abbildung A.4) besteht aus drei Elementen:

- einem FCT 541 Gatterbaustein, zum Abgleich der Signallaufzeiten der Kalibrationsmodule,
- einem HCT 541 Gatterbaustein zur Erzeugung der sieben verzögerten Puls–Ende–Signale, sowie
- einem ACT 151 Multiplexer zur Selektion der sieben verzögerten Puls–Ende–Signale.

Bei einem einlaufenden TTL–Start–Puls wird dieser vom FCT 541 Gatter (Laufzeit von 2.5ns pro Durchlauf, Anzahl der Gatterdurchläufe über eine Lötbrücke fest eingestellt) verzögert. Diese Gatter sind für den Zeitabgleich der Module untereinander gedacht (auf 2.5ns genau). Es hat sich jedoch bei den Gütetests nach der Produktion gezeigt, daß die Laufzeituniformität der verwendeten Bausteine ausreichend ist, um eine Zeitgleichheit der Module von unter 2ns zu ermöglichen. Aufgrund dieser Erkenntnis wurden die Lötbrücken aller Module auf der zweiten Stufe geschlossen (Verzögerung von 5ns).
Nach dem FCT 541 Gatter wird das Signal einmal direkt als Startsignal auf den LED–Pulser gegeben, und einmal auf das Zeitverzögerungsgatter HCT 541 (Laufzeit von 5ns / Durchlauf), bzw. direkt auf den Multiplexer ACT 151. Der ACT 151 wird von den drei LED–Selektion–Bits gesteuert, und erzeugt nach Eintreffen des ausgewählten Gattersignals das Puls–Ende–Signal.

## A.1.4 Die Leuchtdioden–Pulser

### Die verwendeten integrierten Schaltkreise

#### Das 74ACT10 3 x Dreifach–NAND–Gatter

Das 74ACT10 3 x Dreifach–NAND–Gatter besteht, aus drei Dreifach–nicht–und–Gattern (Not AND). Ein Dreifach–nicht–und–Gatter ist ein invertierendes Dreifach–und–Gatter(siehe Abbildung A.5). Ein Dreifach–und–Gatter liefert den Wahrheitswert 1 (wahr) wenn alle drei Eingänge wahr sind, und den Wahrheitswert 0 (falsch) bei allen anderen Eingangsbelegungen.

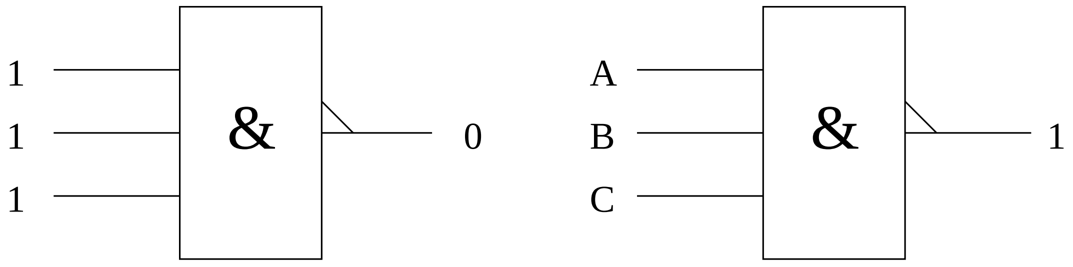


Abbildung A.5: Ein invertierendes Dreifach–NAND–Gatter.

Invertierend bedeutet, daß der Wahrheitswert des Ausgangs invertiert wird, d.h. aus falsch wird wahr und umgekehrt.

**Der invertierende Treiberbaustein 74ACT04**
Der 74ACT04 verfügt über sechs Ein- und Ausgänge, wobei das Ausgangssignal das invertierte Eingangssignal darstellt. Dies bedeutet: Der Ausgang ist 0 bei Eingang 1 und umgekehrt.

**Tabelle der Ein- und Ausgangssignale der drei Gatter A, B und C.**

| **Gatter A** | | | **Gatter B** | | | **Gatter C** | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Eingang | Pegel | Ausg. | Eingang | Pegel | Ausg. | Eingang | Pegel | Ausg. |
| 1 | 1 | | 3 (C) | 1 | | 9 (ON/OFF) | 1 | |
| 2 (C) | 1 | 0 | 4 (ON) | 0 | 1 | 10 (ON/OFF) | 1 | 1 |
| 13 | 1 | | 5 (ON/OFF) | 1 | | 11 (OFF) | 0 | |

Tabelle A.1: Die Gatterbelegung mit gesetztem ON/OFF–Bit, ohne ON–/OFF–Signale.

| **Gatter A** | | | **Gatter B** | | | **Gatter C** | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Eingang | Pegel | Ausg. | Eingang | Pegel | Ausg. | Eingang | Pegel | Ausg. |
| 1 | 1 | | 3 (C) | 1 | | 9 (ON/OFF) | 1 | |
| 2 (C) | 1 | 0 | 4 (ON) | 1 | 0 | 10 (ON/OFF) | 1 | 1 |
| 13 | 1 | | 5 (ON/OFF) | 1 | | 11 (OFF) | 0 | |

Tabelle A.2: Die Gatterbelegung mit gesetztem ON/OFF–Bit, mit ON–Signal, kein OFF–Signal.

| **Gatter A** | | | **Gatter B** | | | **Gatter C** | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Eingang | Pegel | Ausg. | Eingang | Pegel | Ausg. | Eingang | Pegel | Ausg. |
| 1 | 1 | | 3 (C) | 0 | | 9 (ON/OFF) | 1 | |
| 2 (C) | 0 | 1 | 4 (ON) | egal | 1 | 10 (ON/OFF) | 1 | 0 |
| 13 | 1 | | 5 (ON/OFF) | 1 | | 11 (OFF) | 1 | |

Tabelle A.3: Die Gatterbelegung mit gesetztem ON/OFF–Bit, mit OFF–Signal.

Die Funktion der Schaltung:

- Ein einlaufender ON–Puls verändert den Ausgangspegel des Gatters B von 1 auf 0, woraufhin der 74ACT04 die vier Feldeffekttransistoren BSP 106 schaltet, die wiederum den LED–Stromkreis schließen. Die LED beginnt mit der Lichtemission.
- Bei Eintreffen des OFF–Puls schaltet Gatter C von 1 auf 0. Dies hat zwei Konsequenzen:
  - Gatter B schaltet seinen Ausgang von 0 auf 1, die Feldeffektransistoren sperren den Strom.
  - Gatter A schaltet von 0 auf 1, die Feldeffektransistoren BSP 206 schalten an der LED $U_{LED+}$ gegen $U_{LED++}$ (Sperrichtung der LED) was zu einem „Absaugen" der Restladung in der LED führt. Dies dient der Begrenzung der Nachleuchtdauer.

Die Besonderheiten der Schaltung:

- Die „Überbrückung" des 1kΩ–Widerstandes am Spannungsteiler 10kΩ:1kΩ mittels eines 200Ω–Widerstandes und eines 68pF Kondensators, dient der schnelleren Umladung der Gatekapazitäten[5] der beiden BSP 206. Die Überbrückung ist aufgrund des Kondensators nur für schnelle Änderungen wirksam (sensitiv auf die Signalflanke). Dann läge allerdings fast die gesamte Versorgungsspannung von maximal 40V an den Gates der beiden BSP 206, was zu einer Zerstörung der Gate–Source–Strecke führen würde (max. Spannungsdifferenz von ±20V).
- Die Begrenzungsspannung $U_{LIM}$ dient zur Verhinderung von Überspannungen an den Gate–Source–Strecken der beiden ‚Ausschalt–FET's' (BSP 206, maximal ±20V zwischen Gate und Source). Ohne diese Begrenzungsspannung sind bei Testaufbauten und maximaler Versorgungsspannung von 40V die Gate–Source–Strecken der Feldeffekttransistoren zerstört worden.
- Der Treiberbaustein 74ACT10 wurde in der Schaltung nur aus Leistungsgründen verwendet (außerdem konnte der Aufbau dann mit invertierender Logik realisiert werden). Die Forderung nach einem schnellen Beginn der Lichtemission an der Leuchtdiode verlangt ein schnelles Umladen der Gatekapazitäten der vier parallelgeschalteten Feldeffektransistoren BSP 106 (Diese schalten die LED ein). Dies bedingt einen hohen Strom zu den Gates, den der Ausgang von Gatter B (bzw. ein einzelner Treiberausgang) nicht liefern kann. Aus diesem Grund wurden die Ein– und Ausgänge des 74ACT04 parallelgeschaltet.
- Aufgrund sogenannter „Spikes"[6], bei denen die Drain–Source–Strecken der „Einschalt–FET's" (BSP 106, maximal 60V zwischen Drain und Source) überlastet und damit zerstört wurden, ist parallel zu den Drain–Source–Strecken ein Kondensator von 47pF gelegt worden, der die schnellen Spannungsspitzen kurzschließt.

---

[5] Im Gegensatz zu „normalen" Transistoren, werden beim Feldeffekttransistor Basis, Kollektor und Emitter als Gate, Drain und Source bezeichnet

[6] Spikes sind kurzfristige Spannungsspitzen, die bei Ein- und Ausschaltvorgängen, aufgrund von in der Schaltung vorhandenen Induktivitäten, verursacht werden.

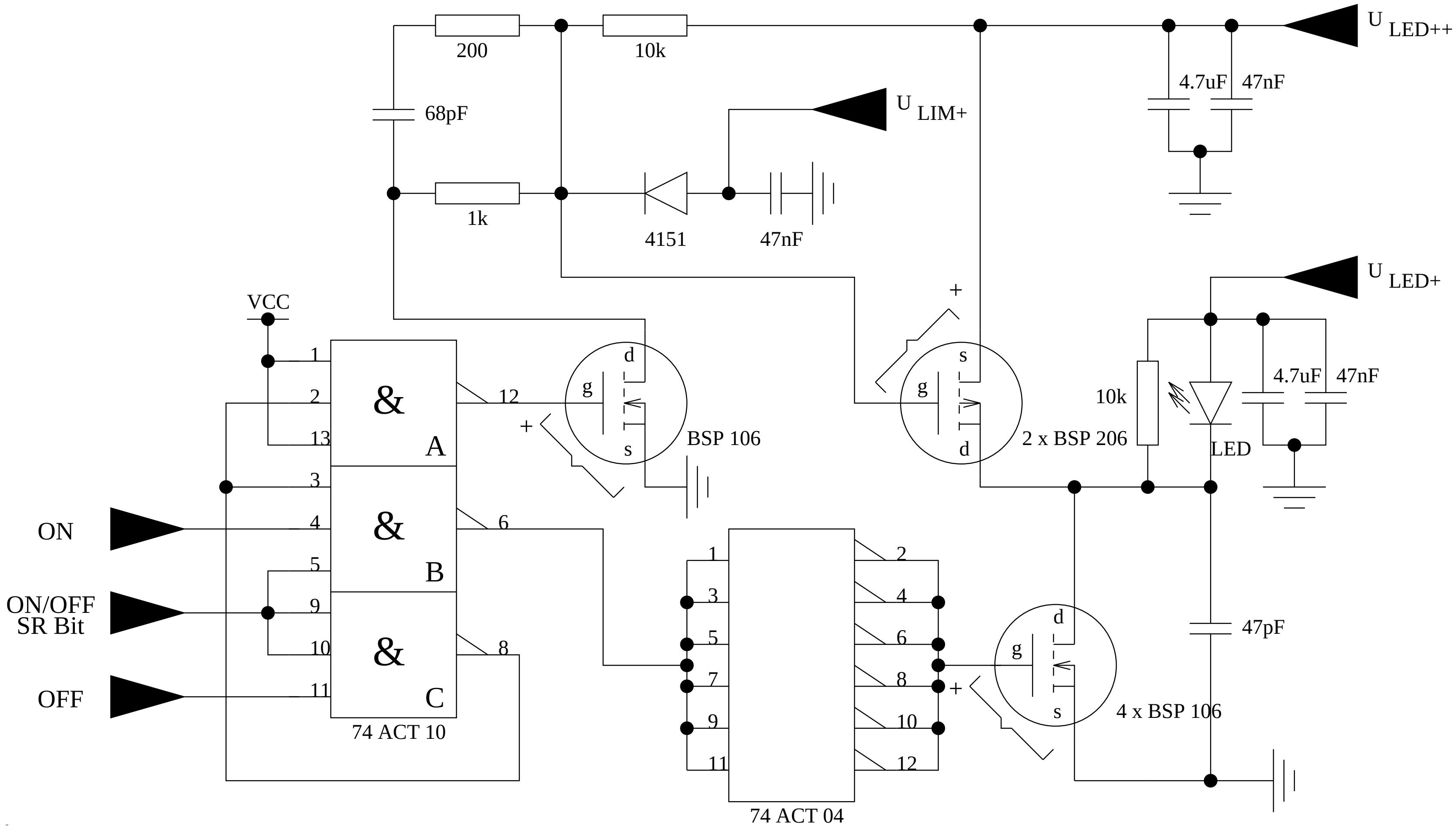


Abbildung A.6: Der Schaltplan der LED–Pulser–Steuerung.

### A.1.5 Die Ausleseelektronik der Photodioden

Die Ausleseelektronik gliedert sich in drei Teile:

- die Photodiode zur Messung der Lichtmenge,
- den Feldeffekttransistor BF245A zur Auskopplung und Verstärkung des Photodiodensignales, sowie
- den Operationsverstärker als Ausgangstreiber.

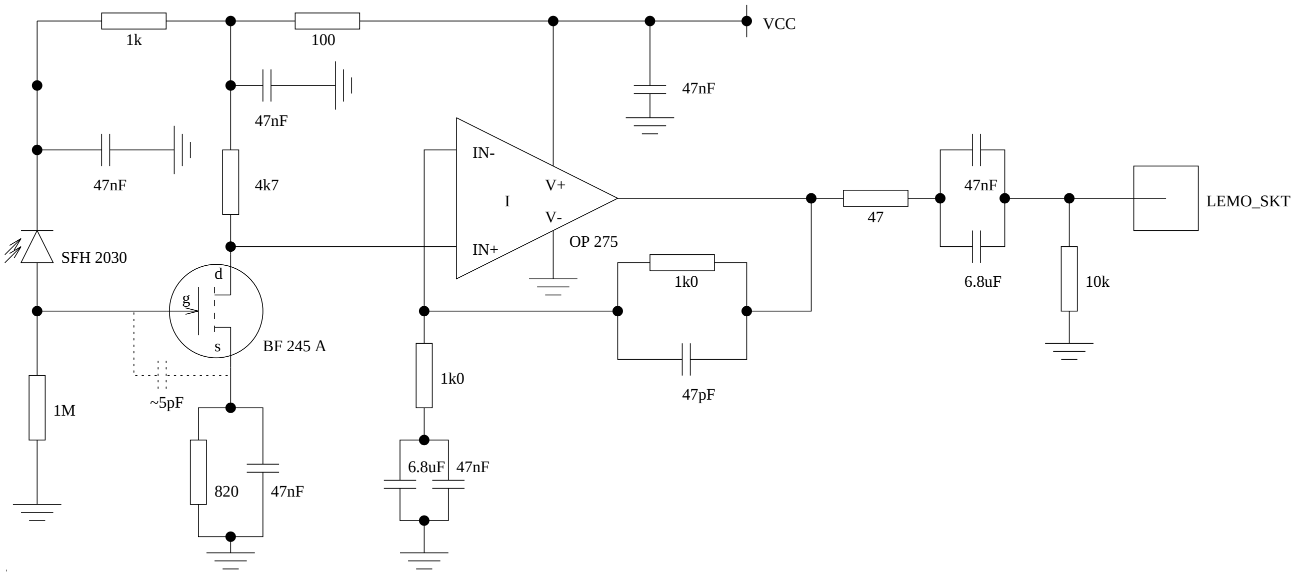


Abbildung A.7: Der Schaltplan des Photodioden–Verstärkers.

Die Funktion der Schaltung:

- Auf die Photodiode fallendes Licht verursacht einen Anstieg des Stroms in Sperrichtung, das heißt eine Verringerung des Innenwiderstandes der Photodiode. Hieraus folgt ein Spannungsanstieg am Gate des Feldeffektransistors BF 245 A.
- Der Spannungsanstieg am Gate zieht eine Aufladung der virtuellen Kapazität zwischen Gate und Source des Feldeffekttransistors nach sich.
- Der Spannungspuls wird vom Feldeffekttransistor verstärkt und invertiert.
- Der Operationsverstärker greift die Spannungsänderung ab und treibt das Ausgangssignal.

# Anhang A

# Der Befehlssatz des Wärmeschrankes

## A.1 Die Programmierung des Wärmeschrankes

Die Programmierung erfolgte in dieser Arbeit über die IEEE 488.2 (GPIB) Schnittstelle des Wärmeschranks. Die gesendeten Befehle sind allerdings identisch, mit denen für die Programmierung via RS 232, da es sich bei GPIB bzw. RS 232 nur um unterschiedliche Bussysteme (d.h. Arten der Übertragung bzw. Äusführungen der Verbindung zwischen steuerndem und gesteuertem Gerät) handelt.

### A.1.1 Die Steuerbefehle im Einzelnen, deren Funktion und die jeweilige Quittierung des Wärmeschranks.

| Gesen-deter Befehl | Bedeutung & Funktion | Quittierung des Wärmeschranks | Wirkt in folgenden Modi |
|---|---|---|---|
| | Befehle zur Fernsteuerung und während des Einzelbetriebs | | |
| R | Remote Stop bzw. Fernantrieb Stop Versetzt den Wärmeschrank in den Fernsteuerzustand und beendet die gegenwärtige Fernsteuer–operation. | R | alle Modi |
| L | Go to Local bzw. gehe in den Eigensteuerzustand. Versetzt den Wärmeschrank in den Eigensteuerzustand, d.h. die Bedienung über die Frontplatte ist gefahrlos möglich. | L | Fernantrieb–Stop–Zustand |
| MS | Einzeloperationsmodus Der Wärmeschrank regelt **schnellstmöglichst** auf die anstehende Solltemperatur | MS | Fernantrieb–Stop–Zustand |
| MP | Programm–Start Der Wärmeschrank beginnt mit der Ausführung des gespeicherten Programms | MP | Fernantrieb–Stop–Zustand |
| PG | Programmierung Der Wärmeschrank geht in den Programmier–Modus, d.h. die nun folgenden Kommandos werden als Programm abgespeichert | PG | Fernantrieb–Stop–Zustand |
| J? | Modus– oder Status–Abfrage Der Wärmeschrank sendet seinen gegenwärtigen Statuscode zurück | J=XX | alle Modi |
| TS | Datentransfer; Senden Der Wärmeschrank sendet das zur Zeit gespeicherte Programm | TS, gesp. Programm, TE | Fernantrieb–Stop–Zustand |
| TE | Datentransfer; Empfangen Der Wärmeschrank speichert das gesendete Programm | TE, ges. Programm, TE bei fehlerfreiem Empfang, sonst TR | Fernantrieb–Stop–Zustand |

Tabelle A.1: Der Befehlssatz des Wärmeschranks und dessen Quittierungen im Einzeloperationsmodus

| Gesen-<br>deter<br>Befehl | Bedeutung & Funktion | Quittierung<br>des Wärmeschrankes | Wirkt in folgenden Modi |
|---|---|---|---|
| Txxxx.<br>z.B.<br>T0500<br>T-402 | Setzen der anzusteuernden Soll-<br>temperatur.<br>Bestimmt die zu erreichende<br>Temperatur in $\frac{1}{10}$Grad Celsius. | TR=xxxxC, TC=???,?C<br><br>TR=0500C, TC=???,?C<br>TR=-402C, TC=???,?C | Fernantrieb–Zustand |
| T? | Abfrage der letzten gemessenen<br>Ist–Temperatur. Der Wärme-<br>schrank mißt die Temperatur<br>im Inneren nur ca. alle 1-2 Minuten. | TR=????C, TC=???,?C | Fernantrieb–Zustand<br>Programmbetrieb |
| CU | Keine Lufttrocknung | C=U | Fernantrieb–Zustand<br>Programmbetrieb<br>Programm–Eingabe |
| CV | Lufttrocknung<br>die Luft im Inneren wird mittels<br>eines Kühlkörpers getrocknet. | C=V | Fernantrieb–Zustand<br>Programmbetrieb<br>Programm–Eingabe |
| CH | Klimakontrolle,<br>kontrollierte Luftfeuchte.<br>In unserem Fall sinnlos | C=H | Fernantrieb–Zustand<br>Programmbetrieb<br>Programm–Eingabe |
| C? | Abfrage der Klimakontrolle,<br>bzw. der Lufttrocknung. | C=U, C=H oder C=V | Fernantrieb–Zustand<br>Programmbetrieb<br>Programm–Eingabe |
| Hxx | Setzen der relativen Luftfeuchte | HC=xx%,HR=xx% | Fernantrieb–Zustand |
| H? | Abfragen der relativen Luftfeuchte | HC=xx%,HR=xx% | Fernantrieb–Zustand |
| Axx | Modus bestimmen<br>(Feuchtigkeitskontrolle oder<br>Lufttrocknung) | A=?,?<br>z.B. A=1,<br>d.h. Trocknung aktiv | Fernantrieb–Zustand |
| A? | Abfrage des Modus<br>(Feuchtigkeitskontrolle oder<br>Lufttrocknung) | A=?,?<br>z.B. A= ,2<br>d.h. Feuchte aktiv | Fernantrieb–Zustand |
| | Befehle zur Eingabe von Programmen | | |
| Sxx<br>S03 | Schritt bzw. Nummer des<br>Anweisungsblocks | S=??<br>z.B. S=03<br>Schritt 3 | Programmbetrieb<br>Programm–Eingabe |
| S? | Abfrage des aktuellen<br>Anweisungsblocks | S=?? | Programmbetrieb<br>Programm–Eingabe |
| Txxxx | Setzen der Solltemperatur | TC=???,?C Pxxxx<br>mit TC gemessene Temp.<br>Paabb bb=Schrittnummer | Programm–Eingabe |
| T? | Abfrage der letzten gemessenen<br>Ist–Temperatur | TC=???,?C Pxxxx | Programm–Eingabe |

Tabelle A.2: Der Befehlssatz des Wärmeschranks und dessen Quittierungen im Einzeloperationsmodus

| Gesen-deter Befehl | Bedeutung & Funktion | Quittierung des Wärmeschranks | Wirkt in folgenden Modi |
|---|---|---|---|
| Hxx | Setzen der relativen Luftfeuchte | HC=xx%HR Pxxxx | Programm–Eingabe |
| H? | Abfragen der relativen Luftfeuchte | HC=xx%HR Pxxxx | Programm–Eingabe<br>Programmbetrieb |
| CU | Keine Lufttrocknung oder Kontrolle der Luftfeuchte | C=U | Fernantrieb–Zustand<br>Programmbetrieb<br>Programm–Eingabe |
| CV | Lufttrocknung | C=V | Fernantrieb–Zustand<br>Programmbetrieb<br>Programm–Eingabe |
| CH | kontrollierte Luftfeuchte. | C=H | Fernantrieb–Zustand<br>Programmbetrieb<br>Programm–Eingabe |
| C? | Abfrage der Klimakontrolle, bzw. der Lufttrocknung. | C=U, C=H oder C=V | Fernantrieb–Zustand<br>Programmbetrieb<br>Programm–Eingabe |
| Axx | Modus bestimmen (Feutigkeitskontrolle oder Lufttrocknung) | A=?,? Snn<br>mit nn= Schrittnummer<br>Hier wird der Sinn des Befehls deutlich, da die Klimabefehle im Programmbetrieb als gültig erkannt werden. | Programm–Eingabe |
| A? | Abfrage des Modus | A=x,x S=nn<br>mit nn=Schrittnummer | Programmbetrieb<br>Programm–Eingabe |
| Dxxxx | Setzen der Dauer eines Schrittes in Minuten<br>Um den Befehl wirksam werden zu lassen muß D0 folgen ! | D=xxxxMIN Sxx | Programm–Eingabe |
| D0 | Bestätigung der Dauer | BON S=xx | Programm–Eingabe |
| DZ | Programm–Ende–Marker kennzeichnet das Ende des PRG | STOP S=xx | Programm–Eingabe |
| D? | Abfrage der Schrittdauer | DxxxxMIN S=xx | Programm–Eingabe<br>Programmbetrieb |
| Baabb | bb Schleifen zwischen aktuellem Programmschritt und Schritt aa. Es sind maximal drei Schleifen innerhalb eines Programmes möglich! | B=xxbbaaxxbbaaxxbbaa<br>xx= No. des Start–Schrittes, aa= No. des Ziel–Schrittes, bb= Anzahl der Schleifen | Programm–Eingabe |
| B? | Abfrage der drei möglichen Schleifen | B=xxbbaaxxbbaaxxbbaa | Programm–Eingabe |
| B0000 | Reset aller drei Schleifen !<br>Ein Einzel–Rücksetzen ist nicht möglich. | B=000000000000000000 | Programm–Eingabe |

Tabelle A.3: Der Befehlssatz des Wärmeschranks und dessen Quittierungen im Programmeingabemodus

| Gesen- deter Befehl | Bedeutung & Funktion | Quittierung des Wärmeschranks | Wirkt in folgenden Modi |
|---|---|---|---|
| | Befehle während des Programmbetriebs | | |
| Sxx<br>S03 | Schritt bzw. Nummer des Anweisungsblocks | S=??<br>z.B. S=03<br>Schritt 3 | Programmbetrieb<br>Programm–Eingabe |
| S? | Abfrage des aktuellen Anweisungsblocks | S=?? | Programmbetrieb<br>Programm–Eingabe |
| T? | Abfrage der letzten gemessenen Ist–Temperatur. Der Wärme- schrank mißt die Temperatur im Inneren nur ca. alle 1-2 Minuten. | TR=????C, TC=???,?C | Programmbetrieb |
| Hxx | Setzen der relativen Luftfeuchte | HC=xx%,HR=xx% | Programmbetrieb |
| H? | Abfragen der relativen Luftfeuchte | HC=xx%,HR=xx% | Programmbetrieb |
| C? | Abfrage der Klimakontrolle, bzw. der Lufttrocknung. | C=U, C=H oder C=V | Fernantrieb–Zustand<br>Programmbetrieb<br>Programm–Eingabe |
| A? | Abfrage des Modus | A=x,x S=nn<br>mit nn=Schrittnummer | Programmbetrieb<br>Programm–Eingabe |
| D? | Abfrage der Schrittdauer | DxxxxMIN S=xx | Programm–Eingabe<br>Programmbetrieb |
| B? | Abfrage der noch abzuarbeitenden Schleifen | B1=??,B2=??,B3=?? | Programmbetrieb |

Tabelle A.4: Der Befehlssatz des Wärmeschranks und dessen Quittierungen während des Programmablaufs

Für den störungsfreien Betrieb des Wärmeschranks ist es unerläßlich, die in regelmäßigen Abständen erfolgenden Service–Requests (GPIB–Signal SRQ) des Wärmeschranks abzuarbeiten. Falls dies nicht erfolgt schaltet der Schrank (zumindest während des Fernantrieb–Zustands) nach einer nicht näher spezifizierten Zeit ab.

Bei der Programmierung des Wärmeschranks gibt Programmschritt Null immer die Anlaufverzögerung des Programms an.

# Abbildungsverzeichnis

# Tabellenverzeichnis

# Literaturverzeichnis

[1] „Photomultiplier Tube, principle to application“, Hamamatsu Photonics 1994

[2] Thomas Bipp „Messungen an Photomultipliern im Magnetfeld bis zu 1.2 Tesla und Parametrisierung ihrer Eigenschaften für den Bau eines Spaghettikalorimeters.“ Diplomarbeit, Universität Hamburg im Juni 1994

[3] W.E. Spicer, A. Herrera-Gomez „Modern Theory and Applications of Photocathodes“ SLAC-PUB-6306 August 1993

[4] H1 SPACAL GROUP, „Performance of an Electromagnetic Lead/Scintillating–Fibre Calorimeter for the H1 Detector“, DESY-95-165, September 1995

[5] Heck Andreas, „Serienmessungen an Fine–Mesh Photomultipliern in Magnetfeldern bis zu 1.2 T “, Diplomarbeit, Institut für Hochenergiephysik der Universität Heidelberg 1994

[6] Hamamatsu Photonics, private Mitteilung

[7] „Small Signal Field–Effect–Semiconductors“, Philipps Semiconductors

[8] Kenneth A. Jones, „Optoelektronik“, Verlagsgesellschaft, ISBN 3-527-27964-4

[9] Joachim Janoth, private Mitteilung, Februar 1996

[10] Klaus Schmitt, private Mitteilung, April 1996