

Aufbau der Systemkontrolle für den Übergangsstrahlungsdetektor TRD für das AMS02-Experiment

von
Thomas Krynicki

Diplomarbeit in Physik
vorgelegt der

**Fakultät für Mathematik, Informatik und
Naturwissenschaften**
der
Rheinisch-Westfälischen Technischen Hochschule Aachen

im März 2005

angefertigt im
I. Physikalischen Institut B
Prof. Dr. S. Schael
Prof. Dr. W. Wallraff



Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	5
2	Das AMS02-Experiment	9
2.1	Die astrophysikalischen Ziele von AMS02	10
2.1.1	Kosmische Strahlung	11
2.1.2	Suche nach Antimaterie	13
2.1.3	Suche nach Dunkler Materie	14
2.2	Aufbau des AMS02-Detektors	16
2.2.1	Rahmenbedingungen für das AMS02-Experiment	16
2.2.2	Subdetektoren	17
2.2.3	Subsysteme	21
2.3	Die Systemkontrolle des AMS02-Detektors	23
3	Der Übergangsstrahlungsdetektor TRD	27
3.1	Übergangsstrahlung	27
3.2	Nachweis der Übergangsstrahlung	29
3.2.1	Proportionalkammern	31
3.2.2	Gasverstärkung	32
3.3	Aufbau des TRD	34
3.3.1	Mechanische Konstruktion	34
3.3.2	Gasversorgungssystem	36
3.4	Die Elektronik des TRD	38
3.4.1	Das Universal Slow Control Modul (USCM)	43
4	Systemkontrolle des TRD	45
4.1	Aufgaben der Systemkontrolle	46
4.2	<i>CONTROL COMMANDER</i> -Software	47
4.3	Teststand zur Untersuchung der Systemkontrolle	52
5	Das Temperaturkontrollsystem des TRD	55
5.1	Temperatursensoren	57
5.1.1	Funktionsweise des <i>DS18S20</i> -Sensors	57
5.1.2	Das <i>1-Wire-Protokoll</i>	59
5.2	Temperaturbänder	61
5.3	Integration des Temperaturkontrollsystems	62

5.3.1	Mechanische Integration	63
5.3.2	Elektrische Integration	68
5.4	Adapterplatine	69
5.4.1	Physikalische Beschreibung der Temperatursignale	71
5.4.2	Untersuchung der Temperatursignale auf der Datenleitung mittels einer Hilfsplatine	71
5.4.3	Arbeitsprinzip der Adapterplatine	78
5.5	Thermo-Vakuum-Test	82
5.5.1	Thermo-Vakuum-Teststand	82
5.5.2	Thermo-Vakuum-Test der Temperaturbänder	83
5.5.3	Genauigkeit und Konformität der DS18S20-Sensoren	86
6	Einfluß der Temperaturbänder auf das Auslesesystem	89
6.1	Aufbau des Teststandes	89
6.2	Das Rauschen der Elektronik	92
6.2.1	Physikalische Ursachen des Rauschens	92
6.2.2	Störmechanismen	94
6.3	Erdung und Abschirmung	96
6.4	Trigger	97
6.5	Analyse der Ausgangssignale	101
6.6	Analyse der Daten	102
6.6.1	Bestimmung des Pedestals und des Gesamtrauschens	103
6.6.2	Die Bestimmung des Common-Mode	105
6.6.3	Bestimmung des Rauschens nach Common-Mode-Korrektur	108
6.7	Wahl des Common-Mode-Bereiches	111
6.8	Begründung für den 5σ -Schnitt	115
6.9	Störung durch das Gassystem	117
6.10	Störbeitrag der Temperaturbänder	119
6.10.1	Temperaturband in paralleler Konfiguration	119
6.10.2	Temperaturband in orthogonaler Konfiguration	120
6.10.3	Wahl des Common-Mode-Bereichs	121
6.10.4	Störeinfluß in paralleler Konfiguration	123
6.10.5	Störeinfluß in orthogonaler Konfiguration	127
6.11	Zusammenfassung	130
7	Zusammenfassung und Ausblick	132
A	Anhänge	135
A.1	Ort und Bezeichnung der Kammern im Oktogon	135
A.2	Signalform beim VA-Chip	136
A.3	Signalauskopplung für die Triggermethode	137
	Abbildungsverzeichnis	138
	Tabellenverzeichnis	145

Literaturverzeichnis	147
Danksagung	152

Kapitel 1

Einleitung

Unsere Erde wird fortwährend von hochenergetischen Teilchen aus dem Weltall getroffen. Dieses Phänomen wurde 1912 zum ersten Mal von Viktor Hess bei seinen Ballonflügen beobachtet. Er führte mehrere Elektrometer zur Messung der Intensität von ionisierender Strahlung mit und entdeckte, daß die Intensität der Strahlung mit zunehmender Höhe ansteigt. Er folgerte daraus, daß uns diese Strahlung aus den Tiefen des Universums erreicht und gab ihr den Namen *kosmische Strahlung*.

In der Folgezeit sind neben weiteren Ballonflügen zusätzlich erdgebundene und unterirdische Experimente zur Erforschung der Zusammensetzung und des Ursprungs der kosmischen Strahlung durchgeführt worden. Noch lange bevor die Zeit der Teilchenbeschleuniger und der Speicherringe anbrach, wurden auf diese Weise neue Teilchenarten entdeckt. So wurde im Jahr 1933 das Positron in der kosmischen Strahlung nachgewiesen, das Paul Dirac nur wenige Jahre zuvor als das Antiteilchen des Elektrons vorhergesagt hatte [1]. Es folgte die Entdeckung des Myons im Jahr 1937 [2] und des Pions im Jahr 1947 [3].

Die bisherigen Ergebnisse zeigen, daß die Teilchen der kosmischen Strahlung Energien bis über 10^{20} eV und Raten von $0.2\text{-}0.5 \text{ Teilchen}/(\text{cm}^2 \cdot \text{sec})$ besitzen [4]. Es handelt sich dabei vorwiegend um Atomkerne und subatomare Partikel wie Protonen, Elektronen, Positronen und Neutrinos. Der Ursprung der kosmischen Strahlung kann je nach Energie im extragalaktischen oder galaktischen Raum sein. Trifft diese primäre Strahlung auf die Erdatmosphäre, so entstehen infolge der Wechselwirkung mit Luftmolekülen sekundäre Teilchen, die eine genaue Vermessung der ersteren verhindern.

Im Zeitalter der Raumfahrt ist es möglich geworden, dem störenden Einfluß unserer Atmosphäre zu entkommen. Bei dem *Alpha Magnetic Spectrometer*-Experiment (AMS02) wird ein Teilchendetektor voraussichtlich im Jahr 2008 mit einem Space Shuttle der NASA¹ in den Weltraum gebracht und auf der Internationalen Raumstation ISS² für einen Betrieb von mindestens drei Jahren stationiert [6]. Das wissenschaftliche Ziel hinter diesem Projekt liegt in der Vermessung der Zusammensetzung und der Energieverteilung kosmischer Teilchen mit bisher unerreichter Präzision. Die

¹National Aeronautics and Space Administration [5]

²International Space Station

Ergebnisse sollen zum besseren Verständnis des Aufbaus und der Entwicklung unseres Universums beitragen; weiterhin sollen Hinweise auf den Verbleib der Antimaterie, die nach der Urknalltheorie postuliert ist, und die Natur der Dunklen Materie gewonnen werden.

Bereits im Jahr 1998 konnte mit einer vereinfachten Version des Experiments (AMS01) bei einem zehntägigen Testflug an Bord des Space Shuttles *Discovery* (STS-91) die Machbarkeit der ehrgeizigen Ziele gezeigt werden. Aufbauend auf den gewonnenen Erfahrungen des Fluges wird der AMS02-Detektor konstruiert, der zusätzlich mit weiteren Subdetektoren ausgestattet wird.

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Realisierung des Übergangsstrahlungsdetektors, der im folgenden TRD³ genannt wird, und der einen der insgesamt sechs Subdetektoren des AMS02-Experiments bildet. Übergangsstrahlung wird erzeugt, wenn ein relativistisches Teilchen die Grenzfläche zweier Medien mit unterschiedlichen Dielektrizitätskonstanten durchquert. Die beiden Medien sind im Fall des TRD ein Radiator und das Vakuum. Die emittierte Strahlung liegt im Röntgenbereich und wird in gasgefüllten Proportionalkammern detektiert, indem ein Gasgemisch ionisiert und der resultierende Elektronenpuls verstärkt wird. Der Puls ist proportional zu der in dieser Kammer abgegebenen Energie durch das Teilchen. Basierend auf diesem Prinzip können mit dem TRD Teilchen, die gleiche Ladung und Energie aber verschiedene Massen besitzen, aufgrund ihres Lorentzfaktors $\gamma = \frac{E}{m \cdot c^2}$ unterschieden werden. Auf diese Weise lassen sich e^+ von p und e^- von \bar{p} trennen. Mit dem Detektor soll ein Protonenunterdrückungsfaktor von 10^2 bis 10^3 bei einer Nachweiseffizienz für Positronen von 90 % im Energiebereich von 5-300 GeV erreicht werden.

Im folgenden Kapitel wird das gesamte AMS02-Experiment vorgestellt. Es wird sowohl auf die astrophysikalischen Zielsetzungen als auch auf die Realisierung des AMS02-Detektors eingegangen. Kapitel 3 konzentriert sich auf die Beschreibung des TRD und der Übergangsstrahlung.

Der Betrieb eines Experiments unter den Bedingungen des Weltraumes erfordert eine verlässliche Kontrollstruktur. Das Ziel dieser Arbeit ist daher der Aufbau der Systemkontrolle für den Übergangsstrahlungsdetektor. In diesem Zusammenhang ist zur Überwachung und Steuerung des gesamten TRD eine Software entwickelt worden, die im Kapitel 4 vorgestellt wird. Diese bietet die Grundlage für verschiedene Untersuchungen, welche die Systemkontrolle betreffen. Eine wesentliche Aufgabe der Systemkontrolle liegt in der Überwachung der Temperatur. Die genaue Kenntnis der Temperatur ist notwendig für den einwandfreien Betrieb des Detektors. Kapitel 5 widmet sich dem Temperaturkontrollsystem des TRD. Das letzte Kapitel beschäftigt sich mit der Untersuchung des Einflusses des Temperaturkontrollsystems auf die Ausleseelektronik.

³Transition Radiation Detector

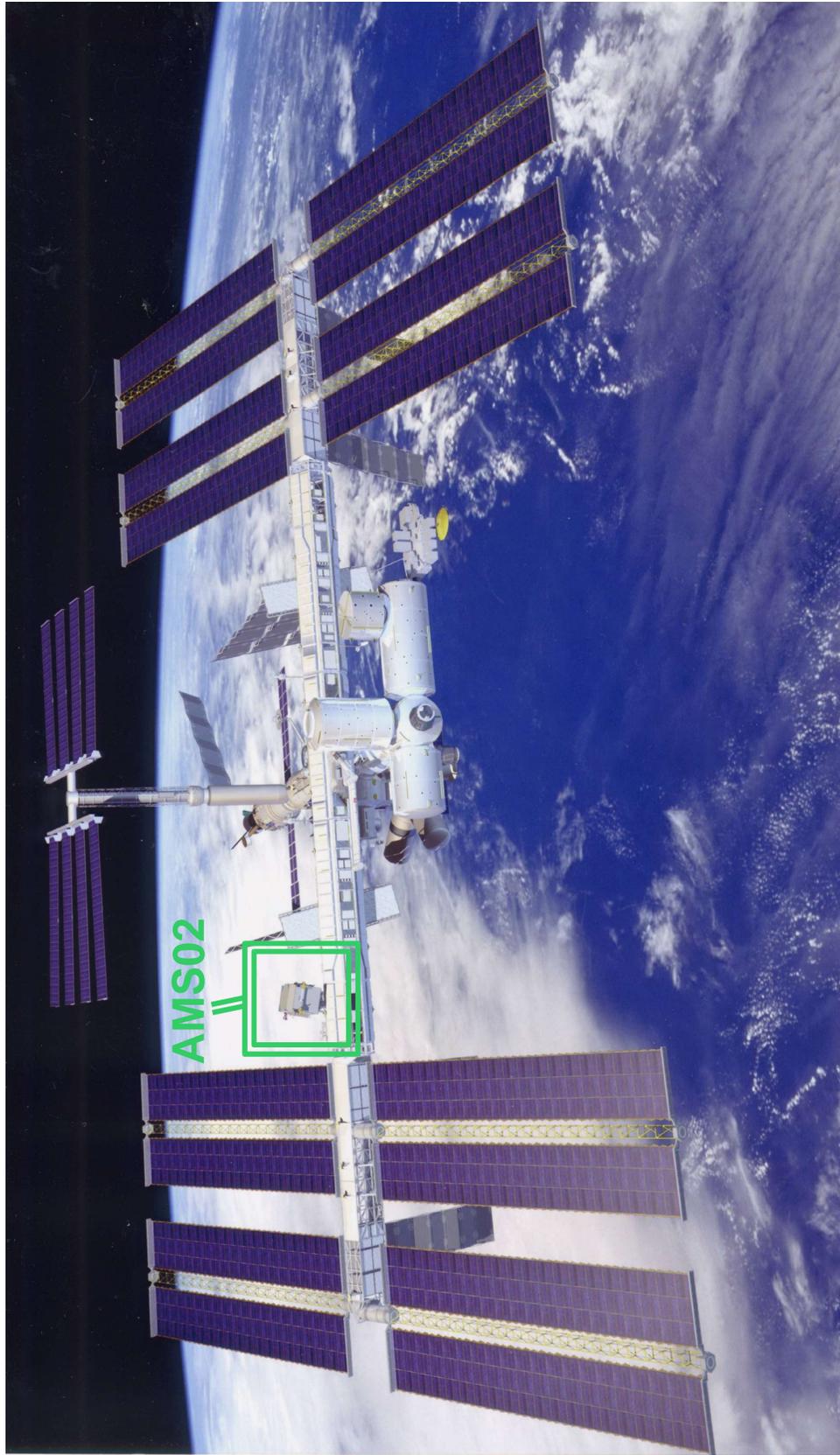


Abbildung 1.1: Der AMS02-Detektor auf der ISS (eine künstlerische Darstellung) [8].

Kapitel 2

Das AMS02-Experiment

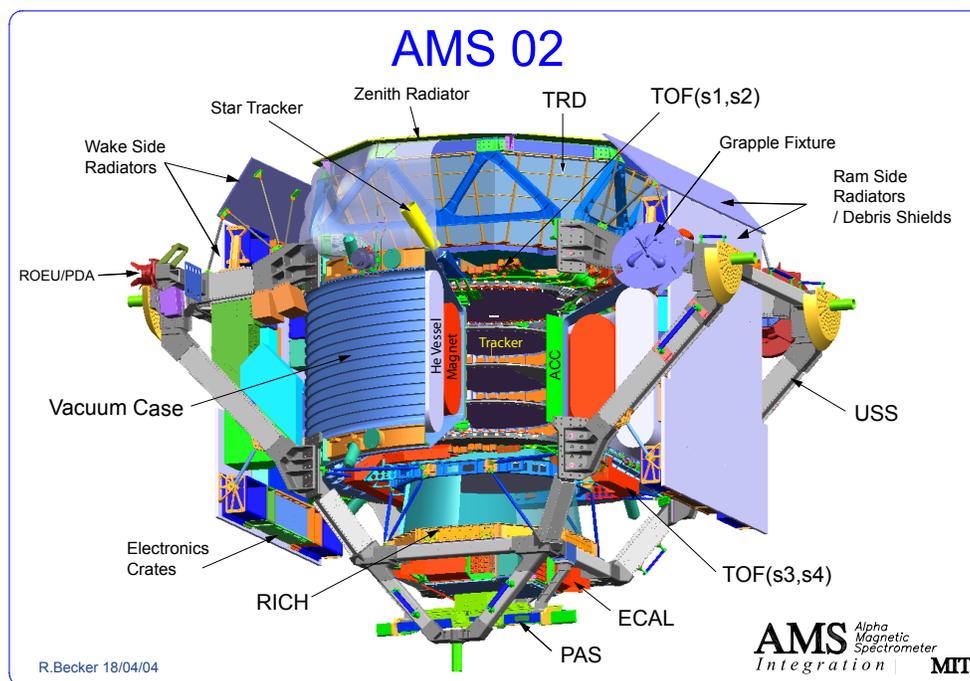


Abbildung 2.1: Der AMS02-Detektor zur Vermessung der kosmischen Strahlung [8] (die Beschreibung der einzelnen Komponenten erfolgt in einem späteren Abschnitt).

Das AMS02-Experiment soll die kosmische Höhenstrahlung mit bisher unerreichter Präzision vermessen. Um dieses Ziel zu erreichen, wird ein Aufbau aus sechs Detektoren, deren Nachweisprinzipien aus dem Bereich der modernen Hochenergiephysik stammen und an heutigen Beschleunigern zum Einsatz kommen, realisiert. Der gesamte AMS02-Detektor ist in Abbildung 2.1 zu sehen. Die Kombination aus mehreren Detektoren ermöglicht eine eindeutige Teilchenidentifikation über die Bestimmung der Bewegungsenergie, der Ladung und der Geschwindigkeit eines Teilchens.

Der AMS02-Detektor wird voraussichtlich im Jahr 2008 auf der Internationalen Raumstation *ISS* für einen Betrieb von mindestens drei Jahren stationiert. Eine

internationale Kollaboration aus 41 Forschungsinstituten aus 13 Ländern arbeitet in enger Zusammenarbeit mit der NASA auf diesen Moment hin.

In einer mittleren Höhe von etwa 400 km über der Erdoberfläche kann mit dem AMS02-Detektor außerhalb der störenden Erdatmosphäre die Zusammensetzung und die Energieverteilung der primären kosmischen Strahlung im Bereich von 0.5 GeV bis 1 TeV gemessen werden.

Das Kapitel beginnt mit der Beschreibung der astrophysikalischen Zielsetzung des AMS02-Experiments. Während im anschließenden Abschnitt 2.2 der Aufbau des Detektors vorgestellt wird, beschäftigt sich der letzte Abschnitt 2.3 mit der Kontrollstruktur von AMS02.

2.1 Die astrophysikalischen Ziele von AMS02

Nach unserer heutigen Vorstellung ist das Universum vor etwa 13.7 Milliarden Jahren in einer Explosion, *Big Bang* oder *Urknall* genannt, aus einem singulären Zustand unendlicher Energiedichte entstanden. Seitdem expandiert das Universum unaufhörlich (Abbildung 2.2). Mit der Expansion ist die Energiedichte und damit auch die Temperatur des Universums auf einen Wert von 2.7 K der heute beobachteten Hintergrundstrahlung gesunken [10]. Quantenfluktuationen im frühen Universum haben die Bildung von Galaxien, Sternen und Planeten, wie wir sie heute beobachten, ermöglicht.

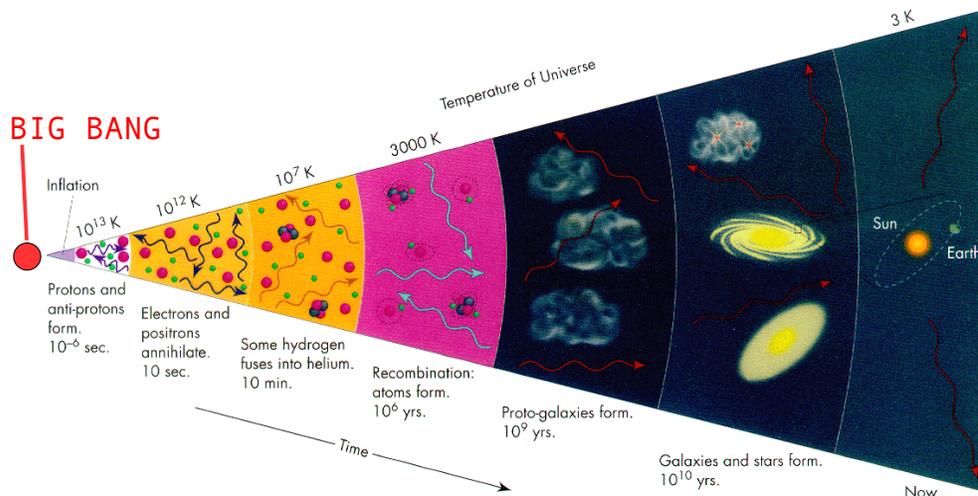


Abbildung 2.2: Die Entwicklung des Universums vom Big Bang bis heute [11].

Nach der Urknalltheorie sind nach dem heißen und dichten Anfangszustand des Universums Materie und Antimaterie im gleichen Mengenverhältnis entstanden. Jedoch geben alle bisherigen Beobachtungen keinen Hinweis auf den Verbleib der primordialen Antimaterie. Dieses Ungleichgewicht ist eines der großen Rätsel der Kosmologie. Vielmehr läßt sich aus heutiger Sicht sagen, daß der baryonische Anteil an

der Energiedichte in unserem Universum weniger als 5% beträgt. Den Rest bilden die sogenannte *Dunkle Materie* ($\sim 23\%$) und die *Dunkle Energie* ($\sim 72\%$), die jedoch noch weitgehend unverstanden sind [7].

Das AMS02-Experiment soll mit der präzisen Vermessung der Zusammensetzung und Energieverteilung der kosmischen Strahlung unter anderem zu den oben genannten Fragestellungen neue Hinweise liefern.

2.1.1 Kosmische Strahlung

Die kosmische Strahlung besteht im wesentlichen aus Atomkernen. Den größten Anteil bilden die Protonen mit etwa 90%, gefolgt von 9% α -Teilchen, also ${}^4\text{He}$ -Kernen [12]. Elemente mit $Z \geq 2$ sind äußerst selten. Hinzu kommen Elektronen und geringe Mengen an Positronen und Antiprotonen. Die Antiteilchen resultieren aus der Wechselwirkung der geladenen Teilchen mit interstellarem Medium. Antikerne mit $Z \geq 2$ sind bisher in keinem Experiment nachgewiesen worden.

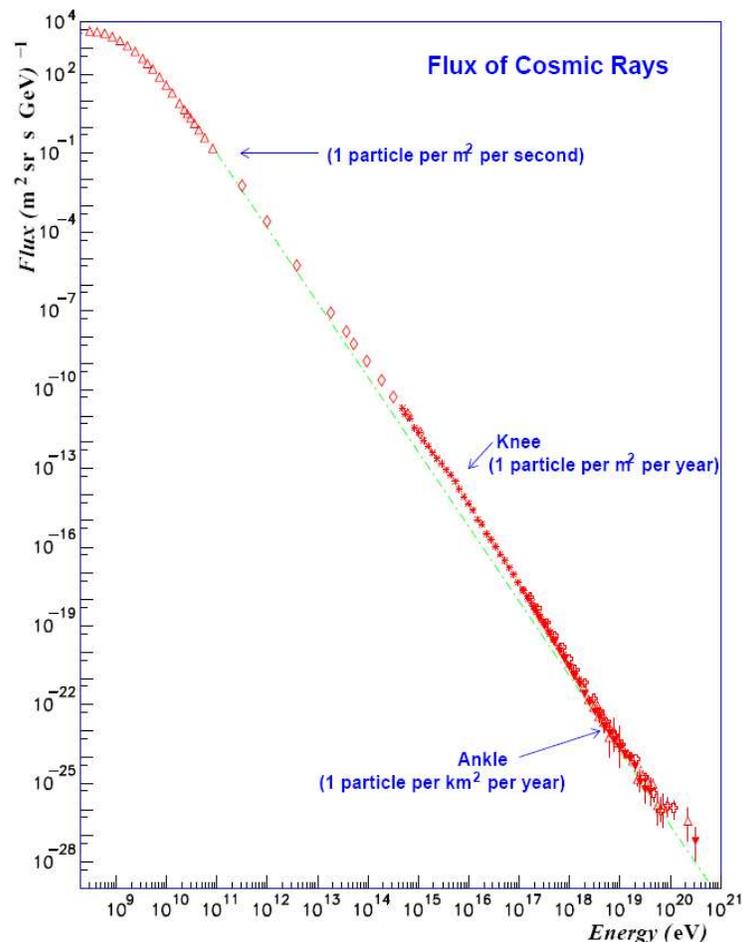


Abbildung 2.3: *Energiespektrum der kosmischen Strahlung* [13].

Das Spektrum der gesamten kosmischen Strahlung ist in Abbildung 2.3 über einen großen Energiebereich aufgetragen. Die differentielle Anzahldichte folgt einem

Potenzgesetz der Form:

$$\frac{dN}{dE} \propto E^{-\gamma} \quad (2.1)$$

Bis etwa 10^{15} eV beträgt der Spektralindex $\gamma \approx 2.7$. Bei höheren Energien wird der Verlauf steiler, so daß $\gamma \approx 3$ wird. Dieser Bereich wird als das *Knie* (= *Knee*) des Spektrums bezeichnet. Ab etwa 10^{18} eV wird das Spektrum wieder flacher, man spricht vom *Fußgelenk* (= *Ankle*). Die abrupten Wechsel im Spektralindex reflektieren die verschiedenen Quellen und die verschiedenen Ausbreitungsverläufe der kosmischen Strahlung.

Mögliche Quellen der kosmischen Strahlung sind Neutronensterne, Supernovae, oder extragalaktische Objekte wie Quasare und Kerne aktiver Galaxien. Die Zuordnung der geladenen Teilchen zu ihrem Ursprung ist nur für die energiereichsten ($>10^{18} \text{ eV}$) einigermaßen möglich, da deren Flugbahnen am wenigsten von den galaktischen Magnetfeldern beeinflusst werden; bei energieschwächeren Teilchen sind die Ablenkradien kleiner, so daß ihre Flugbahnen jede Richtungsinformation verlieren.

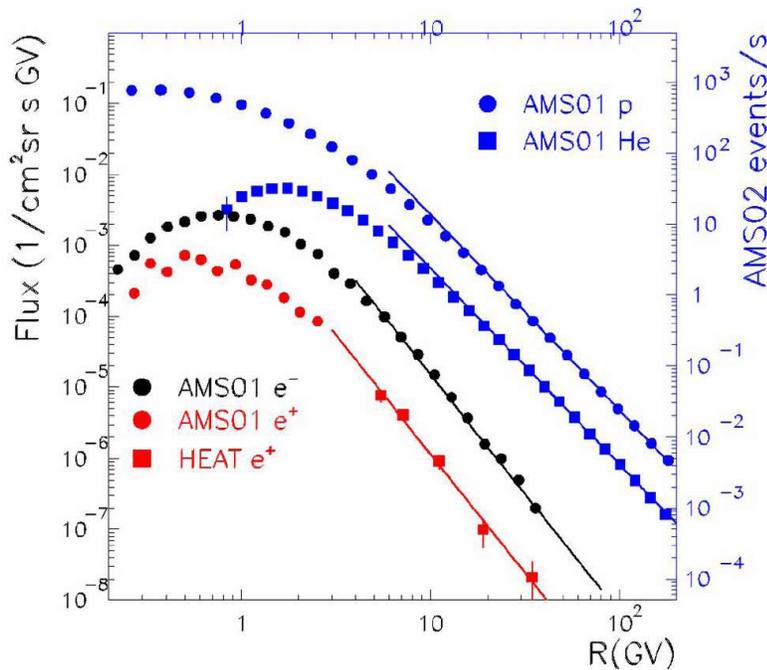


Abbildung 2.4: Das mit AMS01 und HEAT gemessene Spektrum der häufigsten Komponenten der kosmischen Strahlung [30].

Abbildung 2.4 zeigt die beim AMS01-Flug gemessene Rigiditätsverteilung¹ der häufigsten Komponenten der primären kosmischen Strahlung. Ebenfalls sind die Ergebnisse des Ballonexperiments HEAT² dargestellt. Die Skala auf der rechten Seite zeigt die zu erwartende Teilchenrate für AMS02. Das Verhältnis der Protonen zu

¹Rigidität $R = \frac{E}{Z \cdot e}$

²High Energy Antimatter Telescope [17]

den Positronen (p^+/e^+) liegt über einen großen Rigiditätsbereich bei 10^4 . Um eine Positronenspektroskopie mit einer Protonenkontamination von weniger als 1% zu erhalten, ist eine Unterdrückung des Protonenuntergrundes um einen Faktor von mindestens 10^6 nötig. Dieser Wert wird bei AMS02 durch den Einsatz des elektromagnetischen Kalorimeters und des Übergangsstrahlungsdetektors realisiert.

2.1.2 Suche nach Antimaterie

An großen Beschleunigern, wie zum Beispiel am LEP³, wurde gezeigt, daß reine Energie immer paarweise zu gleichen Mengen in Materie und Antimaterie umgewandelt wird. Die beiden Teilchensorten unterscheiden sich lediglich im Vorzeichen ihrer ladungsartigen Quantenzahlen (Baryonen-, Leptonen-, und Ladungszahlen); darüberhinaus besitzen sie identische physikalische Eigenschaften.

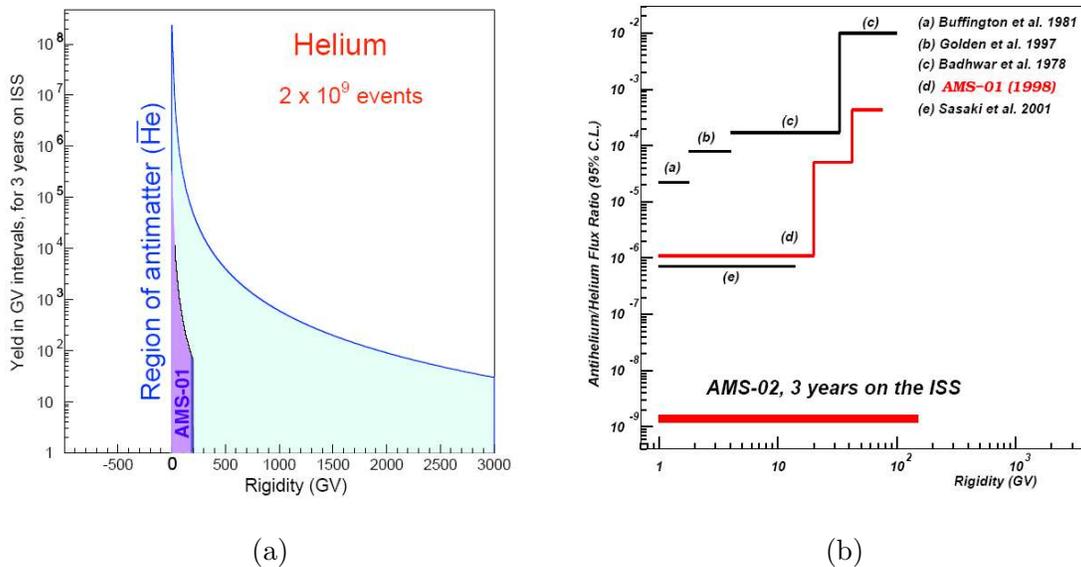


Abbildung 2.5: a) Ausbeute an α -Teilchen (${}^4\text{He}$) für AMS01 (gemessen) und für AMS02 (erwartet) über einen sehr großen Rigiditätsbereich ($R = \frac{E}{Z \cdot e}$); AMS01 hat kein α -Antiteilchen detektiert; b) Obere Grenzen für das Verhältnis von Antihelium zu Helium aus den Messungen verschiedener Experimente und Erwartung für AMS02.

Ausgehend von einer anfänglichen Materie-Antimaterie-Asymmetrie (möglicherweise aufgrund von Quantenfluktuationen im frühen Universum) können CP-verletzende Prozesse, wie sie im Standardmodell bereits nachgewiesen sind, zur Dominanz der Materie über die Antimaterie im Universum geführt haben. Die Antimaterie ist demzufolge durch Annihilationsprozesse vollständig verschwunden, während der Überschuß von Materie übrigblieb. Allerdings ist der Effekt der CP-Verletzung im Rahmen des Standardmodells nicht ausreichend groß, um die beobachtete Asymmetrie zu erklären. Folglich müßte es im Universum isolierte Domänen mit Sternen

³Large Electron Positron Collider am CERN in Genf

und Galaxien aus Antimaterie geben. Diese wären jedoch an dem von ihnen ausgesandtem Licht nicht von materieartigen Strukturen zu unterscheiden. Sterne und Supernovae aus Antimaterie würden aber große Mengen an Antiatomkernen freisetzen, von denen einige auch bis zu unserer Erde vordringen würden und somit nachweisbar wären.

In allen Experimenten (zum Beispiel AMS01 oder die Ballonexperimente HEAT und BESS⁴) ist jedoch die bisherige Suche nach Antimaterie mit $Z \geq 2$ in der kosmischen Strahlung erfolglos geblieben.

AMS02 hat gegenüber allen anderen Experimenten den Vorteil einer Flughöhe von $\sim 400 \text{ km}$ und einer Meßzeit von mindestens drei Jahren. AMS01 war nur zehn Tage im Weltall; die ballongestützten Experimente fanden in einer Höhe von $\sim 40 \text{ km}$ statt und dauerten $\sim 24 \text{ h}$. Darüberhinaus ist die Akzeptanz⁵ von AMS02 mit $0.5 \text{ m}^2 \cdot \text{sr}$ größer als bei irgendeinem Experiment zuvor.

Unter diesen optimalen Voraussetzungen konzentriert sich AMS02 bei der Suche nach Antimaterie auf den direkten Nachweis von Antikernen mit $Z \geq 2$. Antiprotonen ($Z = 1$) können aus Wechselwirkungen der kosmischen Strahlung mit dem interstellaren Medium oder mit der Erdatmosphäre entstehen. Diese wurden bereits in der kosmischen Strahlung nachgewiesen, sind aber im dem hier beschriebenen Zusammenhang nicht interessant. Die Wahrscheinlichkeit für Antimaterie mit höheren Kernladungszahlen, die aus einer solchen sekundären Wechselwirkung entsteht, ist sehr gering, so daß jeder Antikern mit $Z \geq 2$, der die Erde erreicht, ein Hinweis auf primordiale Antimaterie wäre. Gelänge der Nachweis eines Antikernes $Z \geq 6$, so müßte dieser in einem Antistern entstanden sein [19].

Zusätzlich läßt sich Antimaterie über die Annihilationsstrahlung, die beim Aufeinandertreffen von Materie und Antimaterie entsteht, indirekt nachweisen:

$$p\bar{p} \rightarrow n\pi^0 + m(\pi^+\pi^-), E_\gamma \approx 65 \text{ MeV} \quad (2.2)$$

$$e^+e^- \rightarrow 2\gamma(3\gamma), E_\gamma \approx 0.5 \text{ MeV} \quad (2.3)$$

In Abbildung 2.5 a) ist zu sehen, daß auf dem AMS01-Flug kein Antiheliumkern (${}^4\bar{H}e$) nachgewiesen werden konnte [20]. Die Nachweisgrenze für Antiheliumkerne wird nach einer dreijährigen Meßzeit von AMS02 auf ein Niveau von 10^{-9} gesenkt (Abbildung 2.5 b) [21]).

2.1.3 Suche nach Dunkler Materie

Die Analyse der Umlaufgeschwindigkeiten von Sternen in Spiralgalaxien zeigt, daß die Umlaufgeschwindigkeit der Sterne mit zunehmenden Abstand zum Galaxiezentrum viel höher ist als die, die durch das Newtonsche Gravitationsgesetz vorhergesagt wird. Die Umlaufgeschwindigkeit $v = \sqrt{G \cdot \frac{M}{R}}$ eines Sterns ist unabhängig

⁴Ballon Bourne Experiment with Superconducting Solenoidal Spectrometer [18]

⁵vom Silizium-Tracker

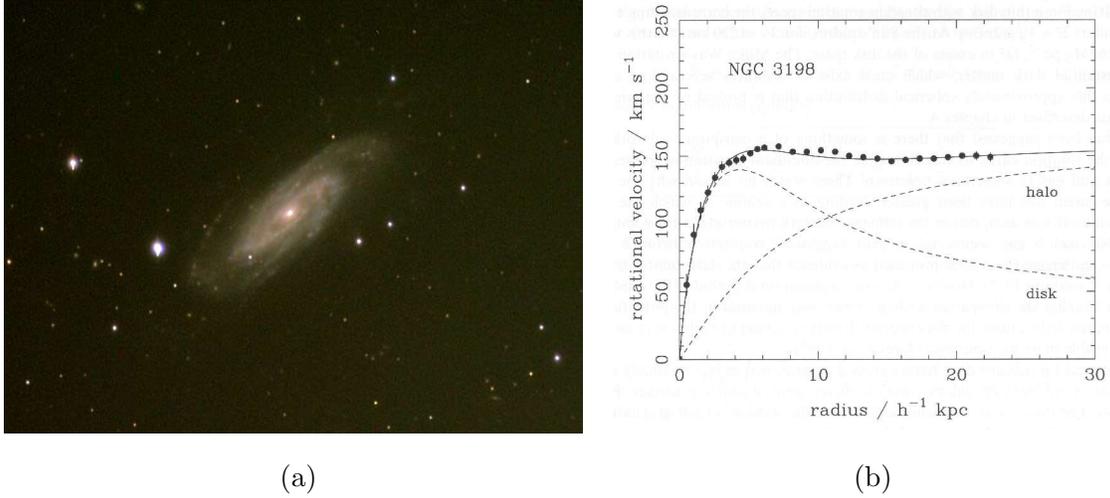


Abbildung 2.6: a) Die Spiralgalaxie NGC3198 [14]; b) der Verlauf der Rotationskurve von NGC3198 weist auf Dunkle Materie hin [15].

von seiner eigenen Masse m , sondern wird von der Masse M aller Sterne bestimmt, die sich innerhalb des Orbitradius R befinden; G ist die Gravitationskonstante. Aus den beobachteten Geschwindigkeiten geht hervor, daß diese unabhängig vom Radius konstant bleiben. Das Phänomen ist in Abbildung 2.6 exemplarisch für die Galaxie NGC3198 gezeigt. Dies ist nur möglich, wenn die Masse M in der Geschwindigkeitsformel linear mit dem Radius R anwächst. Die Verteilung der sichtbaren Materie in der Galaxienscheibe bestätigt jedoch dieses Verhalten nicht. Der zusätzliche gravitative Einfluß muß daher mit einer anderen, nicht sichtbaren *Dunklen Materie* erklärt werden. Diese Annahme wird auch durch eine weitere Beobachtung unterstützt: ein Galaxienhaufen kann nicht allein durch die gravitative Anziehung der einzelnen aus sichtbarer Masse bestehenden Galaxien zusammen gehalten werden.

Die Zusammensetzung der *Dunklen Materie* ist bis heute unbekannt. Mögliche Bestandteile könnten die sogenannten *WIMPs*⁶ sein; diese Teilchen werden in der SUSY⁷-Theorie, eine Erweiterung des Standard Modells der Teilchenphysik, vorhergesagt. Von all diesen stellt das supersymmetrische Neutralino χ den vielversprechendsten Kandidaten für *Dunkle Materie* dar.

Das Neutralino kann indirekt über Zerfallsprodukte in Annihilationsprozessen nachgewiesen werden. Zerfallen $\chi\bar{\chi}$ -Paare über Z_0 , W^\pm oder $q\bar{q}$ -Paare in sichtbare Materie, so ergeben sich Zerfallsprodukte unter anderem aus Protonen, Elektronen, deren Antiteilchen oder hochenergetischen Photonen [16]. Beim AMS02-Experiment kann in folgenden Zerfallskanälen nach *Dunkler Materie* gesucht werden:

$$\chi + \bar{\chi} \rightarrow \bar{p} + X, \quad e^+ + X, \quad 2\gamma \quad (2.4)$$

⁶Weakly Interacting Massive Particle

⁷SUper SYmmetry

2.2 Aufbau des AMS02-Detektors

Die Realisierung eines im Weltraum betriebenen Teilchendetektors stellt sowohl aus physikalischen als auch aus ingenieurstechnischen Gesichtspunkten eine enorme Herausforderung dar. Bei der Konstruktion und dem Bau müssen ganz besonders die weltraumspezifischen Gegebenheiten berücksichtigt werden, um einen sicheren Betrieb des AMS02-Detektors über einen Zeitraum von mindestens drei Jahren in der herrschen Weltraumumgebung zu garantieren. Die dabei zu erfüllenden Bedingungen werden im folgenden Abschnitt erläutert.

Anschließend wird der AMS02-Detektor vorgestellt, der auf der Grundlage der verlangten Spezifikationen entstanden ist. Dieser setzt sich aus sechs Subdetektoren und weiteren Subsystemen zusammen. Zu einer besseren Übersicht wird der Aufbau von AMS02 in Abbildung 2.7 in einer Explosionsdarstellung gezeigt. Zusätzlich sind einige Merkmale der größeren Systeme in Tabelle 2.1 aufgeführt.

2.2.1 Rahmenbedingungen für das AMS02-Experiment

Die genauen Vorschriften, die beim Bau und Betrieb von AMS02 berücksichtigt werden müssen, wurden von der NASA in der „Alpha Magnetic Spectrometer - 02 Structural Verification Plan for the Space Transportation System and the International Space Station“ festgelegt [22]. Die wichtigsten Punkte sind:

- Das Gewicht des gesamten AMS02-Detektors darf die feste Grenze von 6717 kg nicht überschreiten. Für alle Komponenten müssen daher besonders leichte jedoch gleichzeitig sehr stabile Materialien verwendet werden.
- Während der Beschleunigungsphasen sowohl beim Start (bis 2.5 g) als auch bei der Landung (bis 6.8 g) treten die größten mechanischen Belastungen des AMS02-Detektors auf. Alle Komponenten des Detektors werden in Vibrations-tests auf ihre Stabilität untersucht.
- Für den gesamten Betrieb werden dem AMS02-Detektor lediglich 2000 W Gesamtstromleistung von der ISS zur Verfügung gestellt. Eine verlustleistungsarme Elektronik ist daher erforderlich.
- Im Weltraum befindet sich der AMS02-Detektor in einer Vakuumumgebung. Eine Kühlung ist nur durch Abstrahlung möglich.
- Abhängig von der Lage zur Sonne wird die Außenwand des AMS02-Detektors Temperaturschwankungen von $-180\text{ }^\circ\text{C}$ bis $+50\text{ }^\circ\text{C}$ erfahren. Mit verschiedenen Maßnahmen zur thermischen Isolierung wird die Temperaturschwankung der einzelnen Komponenten von AMS02 geringer ausfallen. In Thermo-Vakuum-Tests werden die Weltraumbedingungen simuliert und dabei die Funktionstüchtigkeit aller Komponenten untersucht.
- Eine Abschirmung der Elektronik gegen hochenergetische Teilchen der Kosmischen Strahlung ist nicht möglich. Es werden besonders strahlenharte Komponenten verwendet.

- Es gibt keine Wartungsmöglichkeit. Sobald der Detektor auf der ISS stationiert sein wird, ist kein manueller Eingriff mehr möglich. Daher sind die wichtigsten Systeme redundant ausgelegt. Das bedeutet, daß wenn eine Komponente eines Systems ausfällt, eine zweite, die vollkommen identisch zur ersten ist, die Aufgaben der ersten Komponente übernimmt. Mit diesem Prinzip wird vermieden, daß es in wichtigen Systemen zu einem Totalausfall kommt. Jedoch ergibt sich dadurch eine viel kompliziertere Kommando- und Überwachungs-Struktur.
- Es gibt keine Garantie für eine permanente Verbindung mit dem AMS02-Detektor, um diesen zu steuern. Im schlimmsten Fall kann es vorkommen, daß AMS02 einen längeren Zeitraum nicht erreichbar ist. Das AMS02-Experiment ist so konzipiert, daß es vollständig autonom arbeiten kann.

2.2.2 Subdetektoren

Das elektromagnetische Kalorimeter (*ECAL*)

Das elektromagnetische Kalorimeter bildet den untersten Subdetektor und hat die Form eines *Sandwich*-Kalorimeters, die sich in der mehrlagigen Kombination aus Bleikonvertern und Szintillationsfasern äußert. Durchfliegende Teilchen wechselwirken mit den Konvertern aus Blei und erzeugen dabei Teilchenschauer. Diese Sekundärteilchen deponieren ihre Energie in den dazwischen liegenden Szintillationsfasern, in denen das entstehende Licht von Photomultipliern nachgewiesen wird. Um eine *3D*-Erfassung des Schauers zu bekommen, sind die Kombinationen aus Bleikonvertern und Szintillationsfasern alternierend in x- und y-Richtung angeordnet. Sowohl durch die unterschiedlichen Signalspektren der einzelnen Szintillatoren als auch durch die charakteristische Form des Schauers für Leptonen, Hadronen und γ -Strahlung wird eine Teilchenidentifikation möglich. Für die Positronenspektroskopie liefert das Kalorimeter eine Unterdrückung des Protonenuntergrundes um einen Faktor bis zu 10^4 im Energiebereich von 10 bis 500 GeV . Zusammen mit dem TRD, der das gegenüberliegende Ende von AMS02 bildet und einen Unterdrückungsfaktor von mehr als 10^2 ermöglicht, erreicht der gesamte Detektor eine Protonenunterdrückung von mindestens 10^6 .

Der Ring Imaging Cherenkov-Zähler (*RICH*)

Elektrisch geladene Teilchen, die ein Material schneller passieren als das Licht, erzeugen Cherenkov-Strahlung. Dieser Effekt kann zur Teilchenidentifikation verwendet werden, da die Photonen unter einem festen Winkel zur Flugrichtung des Teilchens emittiert werden (vergleichbar mit einem Machschen Kegel, der bei Objekten mit Überschallgeschwindigkeit in Luft beobachtet wird). Auf diesem Prinzip baut der *RICH* auf; dieser setzt sich aus einer Radiatorlage, in der das Licht erzeugt wird, und einer in einem Abstand von 45 cm angebrachten Detektorschicht (Photomultiplier) zusammen, in der die charakteristischen Cherenkov-Ringbilder gemessen werden. Aus dem Öffnungswinkel des Licht-Kegels lassen sich beim *RICH* Informationen über die Geschwindigkeit des durchfliegenden Teilchens mit einer Genauigkeit von

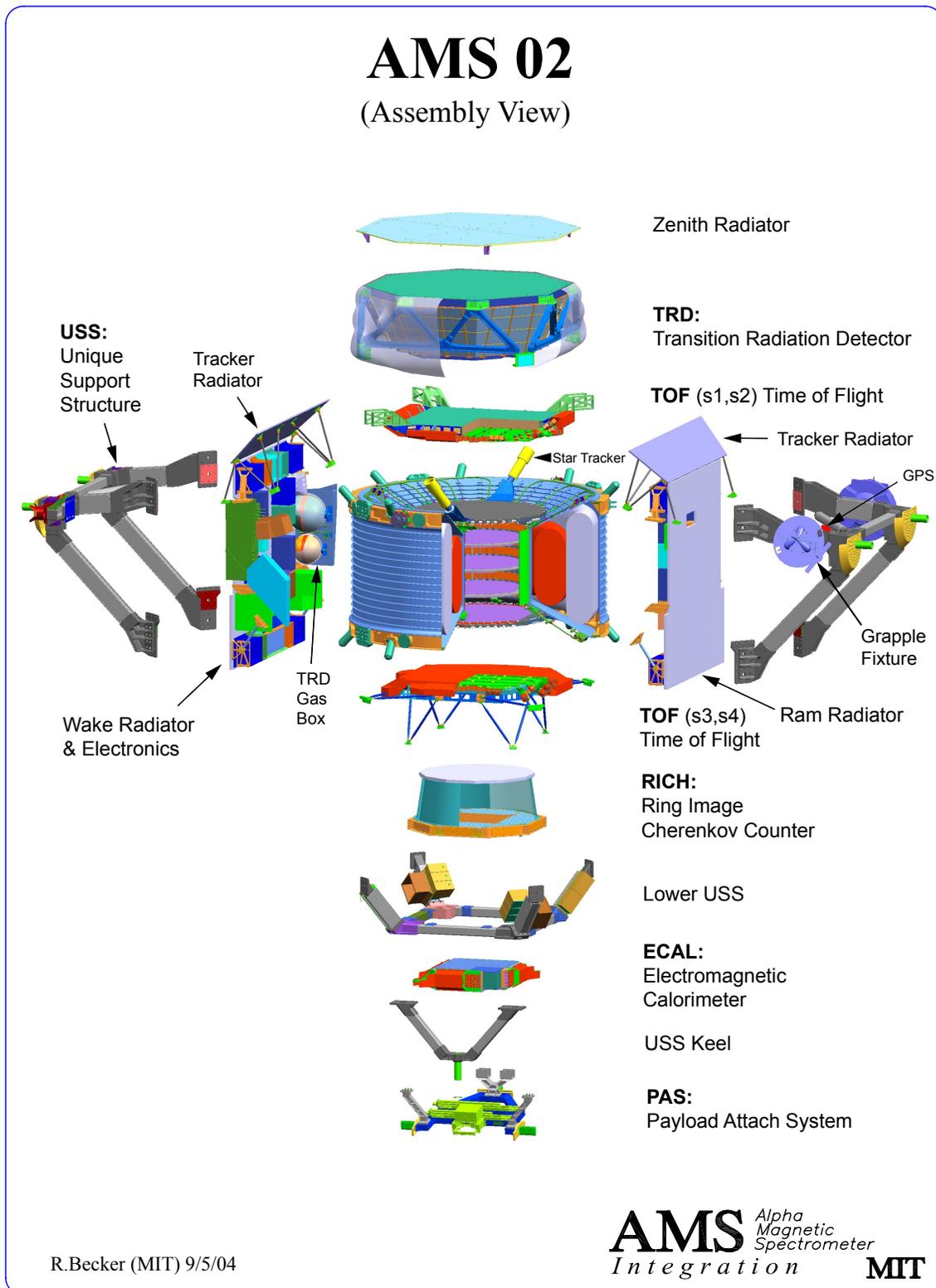


Abbildung 2.7: Aufbau des AMS02-Detektors in einer Explosionsdarstellung [8].

<i>System</i>	<i>Leistung</i> [W]	<i>Gewicht [kg]</i>		<i>Datenmenge</i> [kBits/Trig.]	<i>Bemerkung</i>
		<i>elektr.</i>	<i>andere</i>		
TRD	174	53	441	84	inkl. Gassystem
TOF & ACC	168	41	288	49	--
Tracker	776	149	510	3146	inkl. Kühlsystem
RICH	62	19	184	348	--
ECAL	88	42	630	47	--
Stromversorgung	310	42	--	--	--
Magnet & Cryo.	560	115	2357	--	--
DAQ & Trigger	50	29	--	--	--
GPS, Star-Tr., USS	46	17	1736	--	--
Total	2000	6717		3674	--

Tabelle 2.1: *Leistung, Gewicht und Datenmenge der größeren Systeme von AMS02.*

0.1 % für $\beta = \frac{v}{c} > 0.95$ gewinnen. Wohingegen aus der Intensität des Lichtkegels die absolute Ladung $|Z|$ des Teilchens bestimmt werden kann. Um die Akzeptanz zu erhöhen, ist der Raum zwischen dem Radiator und der Detektorlage von einem konischen Spiegel umschlossen. Mit diesem Detektor können verschiedene Isotope im Massenbereich von $A < 15 - 20$ und Impulsbereich von $1 \frac{\text{GeV}}{c} < \frac{p}{A} < \sim 12 \frac{\text{GeV}}{c}$ identifiziert werden.

Das Time of Flight System (*ToF*)

Das *ToF*-System wird oberhalb und unterhalb des Siliziumdetektors angebracht und besteht in beiden Lagen aus je zwei gekreuzten Schichten eines Plastikszintillators, die von Photomultipliern ausgelesen werden. Primär wird das *ToF*-System als *First-Level*-Trigger für den gesamten AMS02-Detektor verwendet. Mit diesem Prinzip lassen sich *interessante* von *weniger interessanten* Ereignissen heraussuchen, und somit die vorhandenen Ressourcen schonen. Die Zeitauflösung des *ToF* liegt bei 120 ps . Zusätzlich kann mit dem *ToF* die Fluggeschwindigkeit und -richtung des durchfliegenden Teilchens bestimmt werden. Über die Messung des Energieverlustes (dE/dx) lassen sich die verschiedenen Teilchensorten unterscheiden.

Der Silizium-Spurdetektor (*Tracker*)

Der Silizium-Spurdetektor bildet sowohl nach dem Entwurf des AMS-Experiments als auch geometrisch die zentrale Stelle im gesamten Detektor. Er setzt sich aus $\sim 8 \text{ m}^2$ Siliziumstreifendetektoren zusammen, die sich auf sechs doppelseitige und zwei einseitige Lagen verteilen. Die verwendeten *n*-dotierten Silizium-Wafer sind $300 \mu\text{m}$ dick und besitzen eine Fläche von $44.1 \times 73.0 \text{ mm}^2$. Auf den Wafern verlaufen die Si-Streifen sowohl in *x*- als auch in *y*-Richtung; dies wird durch eine doppelseitige Auslesestruktur der Wafer ermöglicht. Die Wafer werden auf sogenannten *Leitern* angebracht, die bis zu 70 cm lang sind. Im Tracker befinden sich insgesamt 192

solcher Leitern mit ~ 200000 Auslesekanälen. Mit einer Akzeptanz von $0.5 \text{ m}^2 \cdot \text{sr}$ mißt der Tracker die Trajektorien der durchgehenden Teilchen im Magnetfeld, das durch den supraleitenden Magneten erzeugt wird. Über den Kurvenverlauf läßt sich der Impuls und über die Energieverlustmessung (dE/dx) die Ladung des Teilchens bestimmen. Der Silizium-Spurdetektor besitzt eine Ortsauflösung in x -Richtung von $30 \mu\text{m}$ und in y -Richtung von $10 \mu\text{m}$. Mit dieser Konfiguration wird eine Impulsauflösung für Protonen von etwa 3% bei einer Energie von 100 GeV erreicht. Bei niedrigen Impulsen ist die Auflösung durch die Vielfachstreuung beschränkt, bei hohen Impulsen durch die Stärke des Magnetfeldes.

Um eine exakte Position der Trackerlagen zueinander zu gewährleisten, verfügt der AMS02-Detektor über ein Laser-Alignment-System. Dazu werden die acht Lagen an fünf Positionen mit jeweils zwei gepulsten Laserstrahlen einer Wellenlänge von 1082 nm durchleuchtet. Die relative Anordnung der acht Lagen zueinander läßt sich auf diese Weise mit einer Genauigkeit von $5 \mu\text{m}$ bestimmen.

Der Antikoinzidenzzähler (*ACC*)

Der *ACC* besteht aus Plastiksintillatoren, die den Tracker zylindrisch umhüllen. Durchfliegen elektrisch geladene Teilchen den Detektor seitlich, dann wird das in den Szintillatoren erzeugte Signal von Photomultipliern registriert. Tritt dieser Fall auf, dann wird für dieses Ereignis ein *Veto*-Signal an die anderen Subdetektoren gesendet, um dieses Ereignis zu vernachlässigen.

Der Übergangsstrahlungsdetektor (*TRD*)

Der *TRD* bildet die Spitze des gesamten AMS02-Detektors. Er dient der Identifikation von Teilchen gleicher Ladung und Energie, aber unterschiedlicher Masse.

Die oktogonförmige Konstruktion des *TRD* wird in 20 Lagen geteilt; in jeder Lage befinden sich Proportionalkammern, die von einem Radiator bedeckt werden. Die untersten und obersten vier Lagen sind orthogonal zu den mittleren zwölf angeordnet, um Spurinformatoren eines elektrisch geladenen durchfliegenden Teilchens zu gewinnen. Im 20 mm dicken Radiator einer jeden Lage erzeugt das durchfliegende Teilchen in Abhängigkeit von seinem Lorentzfaktor $\gamma = \frac{E}{m \cdot c^2}$ Übergangsstrahlung im Röntgenbereich ($1\text{-}30 \text{ keV}$), die in Proportionalkammern detektiert wird. Die im *TRD* verwendeten Proportionalkammern besitzen eine zylindrische Form mit einem Innendurchmesser von 6 mm und einer Wandstärke von lediglich $72 \mu\text{m}$. In der Mitte der Proportionalkammern ist ein $30 \mu\text{m}$ dicker Anodendraht gespannt, über den die elektrischen Signale der Ausleseelektronik zugeführt werden. Ein Verbund aus 16 Proportionalkammern bilden ein Kammermodul. Auf diese Weise ergeben sich 328 derartige Kammermodule, die mit einem Gasgemisch aus Xenon und CO_2 in einem Verhältnis von 80:20 gefüllt sind. Insgesamt besitzt der *TRD* 5248 Kanäle.

Die für den *TRD* gewählte Konfiguration ist mit einer Höhe von 60 cm , einer Gewichtslimitierung von 494 kg und der Minimierung der Strahlungslänge von Materialien im Akzeptanzbereich des Trackers optimal für den Einsatz im Weltraum vorbereitet.

Eine detaillierte Beschreibung des *TRD* wird im Kapitel 3 erfolgen.

2.2.3 Subsysteme

Neben den einzelnen Subdetektoren sind weitere Subsysteme für den Betrieb des AMS02-Experiments nötig. Diese sind unter anderem für die Stromverteilung, die Datenauslese aller Subdetektoren und für das Erzeugen des für den Tracker wichtigen Magnetfeldes zuständig. Einige der größeren Subsysteme werden im folgenden beschrieben. Zusätzlich ist es notwendig, all die verschiedenen Subdetektoren und Subsysteme mit ihren zahlreichen Komponenten zu überwachen und zu steuern. Es muß eine Kontrolleinheit geben, die einen Überblick über das gesamte AMS02-System besitzt und bei auftretenden Schwierigkeiten eingreifen kann. Diese Aufgabe wird von der sogenannten Systemkontrolle übernommen, die im anschließenden Abschnitt vorgestellt wird.

Elektrische Schnittstellen mit der ISS

AMS02 besitzt drei elektrische Schnittstellen mit der ISS. Über die erste werden dem AMS02-Experiment 120 VDC ⁸ mit einer Gesamtstromleistung von 2000 W zur Verfügung gestellt. Über den *High Rate Data Link (HRDL)* werden die von dem AMS02-Detektor gewonnenen Ereignisdaten zur ISS übertragen und dort gespeichert; die gespeicherten Daten werden später mit einem Space Shuttle zur Erde gebracht. Zusätzlich ist eine Übertragung der Ereignisdaten mit einer Rate von 2 MBit/s über Satelliten zur Erde möglich. Diese Verbindung ist jedoch nicht permanent gegeben. Die dritte Schnittstelle bildet der sogenannte *Low Rate Data Link (LRDL)*. Über diese werden die Daten der Systemkontrolle übertragen. Für die Kontrolldaten ist eine permanente Verbindung mit der AMS02-Mannschaft auf der Erde ($\sim 10\text{ KBit}$) vorgesehen, so daß die Daten jeder Zeit und in Echtzeit verfügbar sind. Weitere Informationen sind zu finden unter [23].

Das Stromverteilungssystem

Die von der ISS dem AMS02-Experiment zur Verfügung gestellten 120 VDC werden aus Redundanzgründen in zwei getrennte 28 VDC -Spannungsversorgungseinheiten konvertiert. Die verschiedenen Spannungen, die von den individuellen Komponenten aller Systeme benötigt werden, werden aus den 28 VDC über sogenannte *DC/DC*-Spannungsumwandler generiert [24].

Datenauslese

Das Datenauslesesystem, auch *DAQ*⁹-System genannt, hat die Aufgabe, die gemessenen Ereignisdaten aller Subdetektoren zu sammeln, diese in einen korrekten zeitlichen Zusammenhang zu bringen, da die verschiedenen Detektoren unterschiedliche Auslesezeiten besitzen, und in Datenpakete in einem vorgeschriebenen Format zu speichern, damit diese später zur Erde übertragen werden können.

Beim AMS02-Detektor wird das Datenauslesesystem von einem Zentralrechner, *JMDC*¹⁰ genannt, realisiert. Die Ereignisdaten der einzelnen Subdetektoren werden über eine große Anzahl von *Point to Point*-Verbindungen zum *JMDC* über-

⁸Direct Current

⁹Data Acquisition

¹⁰J Main Data Acquisition Computer

tragen. Das dabei verwendete Kommunikationsprotokoll *AMS-Wire* ist speziell für das AMS02-Experiment entwickelt worden und basiert auf dem seriellen LVDS¹¹-Standard. Der JMDC sammelt alle Daten, ordnet diese dem "richtigen" Ereignis zu und speichert diese in Datenpaketen ab. Die Datenpakete werden schließlich von dem Zentralrechner JMDC über die *HRDL*-Verbindung an das sogenannte *AMS Crew Operations Post (ACOP)* übergeben. Es handelt sich dabei um einen weiteren Rechner, der sich auf der ISS befindet und die Steuerung des AMS02-Detektors durch Astronauten ermöglicht. Auf dem *ACOP*-Rechner werden die Daten gespeichert, die wie bereits genannt entweder auf austauschbaren Festplatten von einem Space Shuttle abgeholt oder über Satelliten zur Erde übertragen werden.

Insgesamt gibt es ~ 227000 Kanäle; jeder liefert bei einem Ereignis 16 Bit an Informationen. Bei einer maximalen Triggerfrequenz für den gesamten AMS02-Detektor von 2 kHz ergibt sich daher eine Datenrate von $\sim 7 \text{ GBit/s}$. Diese Datenrate wird daher von der Auslese-Elektronik deutlich reduziert (*Zero Suppression*).

Der supraleitende Magnet

Das Magnetfeld für den AMS02-Tracker wird von zwei supraleitenden Dipolmagnetspulen erzeugt, die den Tracker umgeben. Die aus Niobium-Titan-Draht gewickelten und mit Aluminium verstärkten Spulen werden in einem Vakuumtank bei einer Temperatur von 1.8 K und einem Druck von 20 mbar von 459 A durchflossen und erzeugen ein Magnetfeld der Stärke 0.9 T ($B \cdot L = 0.86 \text{ Tm}^2$). Mit weiteren zwei Serien von je sechs kleineren Spulen wird das Magnetfeld geformt und auf diese Weise eine Reduzierung des Streufeldes außerhalb des gesamten Detektors (max. 4 mT in einem Radius von 3 m) erreicht. Um den supraleitenden Zustand zu erreichen, werden die Spulen mit superfluidem Helium (*HeII*) gekühlt, das in einem ringförmigen 2500 l fassenden Tank gespeichert wird.

Positions- und Richtungsbestimmung

Um die Quellen von kosmischer Strahlung zu lokalisieren, ist die genaue Kenntnis der Position und Lage von AMS02 erforderlich. Der AMS02-Detektor nutzt das GPS¹² zur Bestimmung seiner Position im Weltall. Mit dem sogenannten Star Tracker, der einen Fixstern anpeilt, läßt sich zusätzlich die Ausrichtung des AMS02-Detektors bestimmen.

Crates

Viele der elektronischen Module der Stormversorgungs-, der Auslese- und der Kontrolleinheiten sind in sogenannten *Crates*¹³ untergebracht. Die *Crates* dienen als Gehäuse für die Module und bieten neben mechanischem Schutz zusätzlich eine thermische Isolierung. Diese befinden sich außerhalb der Subdetektoren auf der Innenwand der USS¹⁴-Haltestruktur. In Abbildung 2.7 sind diese zu erkennen.

Informationen zu weiteren Komponenten von AMS02 können nachgelesen werden unter [9].

¹¹Low Voltage Differential Signalling

¹²Global Positioning System

¹³engl. für Kiste

¹⁴Unique Support Structure

2.3 Die Systemkontrolle des AMS02-Detektors

Jedes der beschriebenen Systeme ist nur für eine bestimmte Aufgabe zuständig, daher macht erst eine „Zusammenarbeit“ aller eine einwandfreie Funktionsweise des Gesamtsystems möglich. Das einzelne System ist dabei auf Informationen der anderen angewiesen. Dabei werden Daten untereinander ausgetauscht, um zum Beispiel den Status eines Vorgangs abzufragen oder bestimmte Prozesse in anderen Systemen zu initialisieren. Um einen derartigen Datentransfer zu ermöglichen ist eine Kommunikationsebene, auf die alle einzelnen Systeme Zugriff haben, erforderlich.

Gleichzeitig gibt es eine übergeordnete Kontrollinstanz, die die Vorgänge auf der Kommunikationsebene beobachtet und bei Schwierigkeiten eingreift. Wenn zum Beispiel ein System ausfällt, muß das redundante Gegenstück aktiviert werden, um die Aufgaben des ausgefallenen zu übernehmen.

Für diese und weitere Aufgaben, die die Überwachung und Steuerung des gesamten AMS02-Detektors betreffen, ist die sogenannte Systemkontrolle zuständig. Im Bereich der Hochenergiephysik wird diese auch *Slow Control* genannt, da die dabei auftretenden Reaktionszeiten viele Größenordnungen höher liegen als die, die bei Messungen von physikalischen Ereignissen auftauchen. Typisch für die *Slow Control* sind Zeiten im Bereich von Millisekunden bis zu mehreren Sekunden.

Nach gegenwärtigem Entwurf des AMS02-Experiments existieren ca. 500 elektrische Module, die sich in etwa 30 *Crates* befinden.

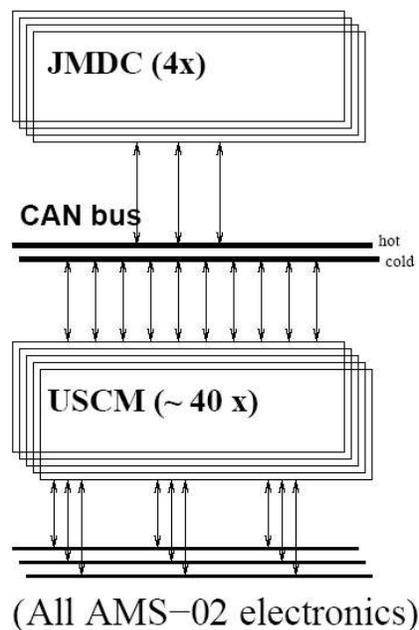


Abbildung 2.8: Hierarchie der AMS02-Systemkontrolle: die USCMs dienen als „Mittler“ zwischen dem Zentralrechner JMDC und der restlichen Elektronik [25].

Die Hierarchie des *Slow Control*-Systems beim AMS02-Experiment ist nach Abbildung 2.8 in drei Ebenen gegliedert. An der Spitze sitzt der Zentralrechner JMDC,

dieser ist in vierfacher Redundanz vorhanden. Jeder der vier JMDCs kann allein den Betrieb des gesamten AMS02-Experiments übernehmen. Die JMDCs kommunizieren mit mehreren Kopien des gleichen *Slave*-Rechners, dem sogenannten *Universal Slow Control Module*¹⁵ (USCM). Die etwa 40 USCMs¹⁶ verteilen sich auf den gesamten AMS02-Detektor und bilden die mittlere Ebene in der Hierarchie der Systemkontrolle. All die elektronischen Module, die von den USCMs gesteuert werden, bilden die unterste Ebene.

USCM \leftrightarrow Master / Ground Control

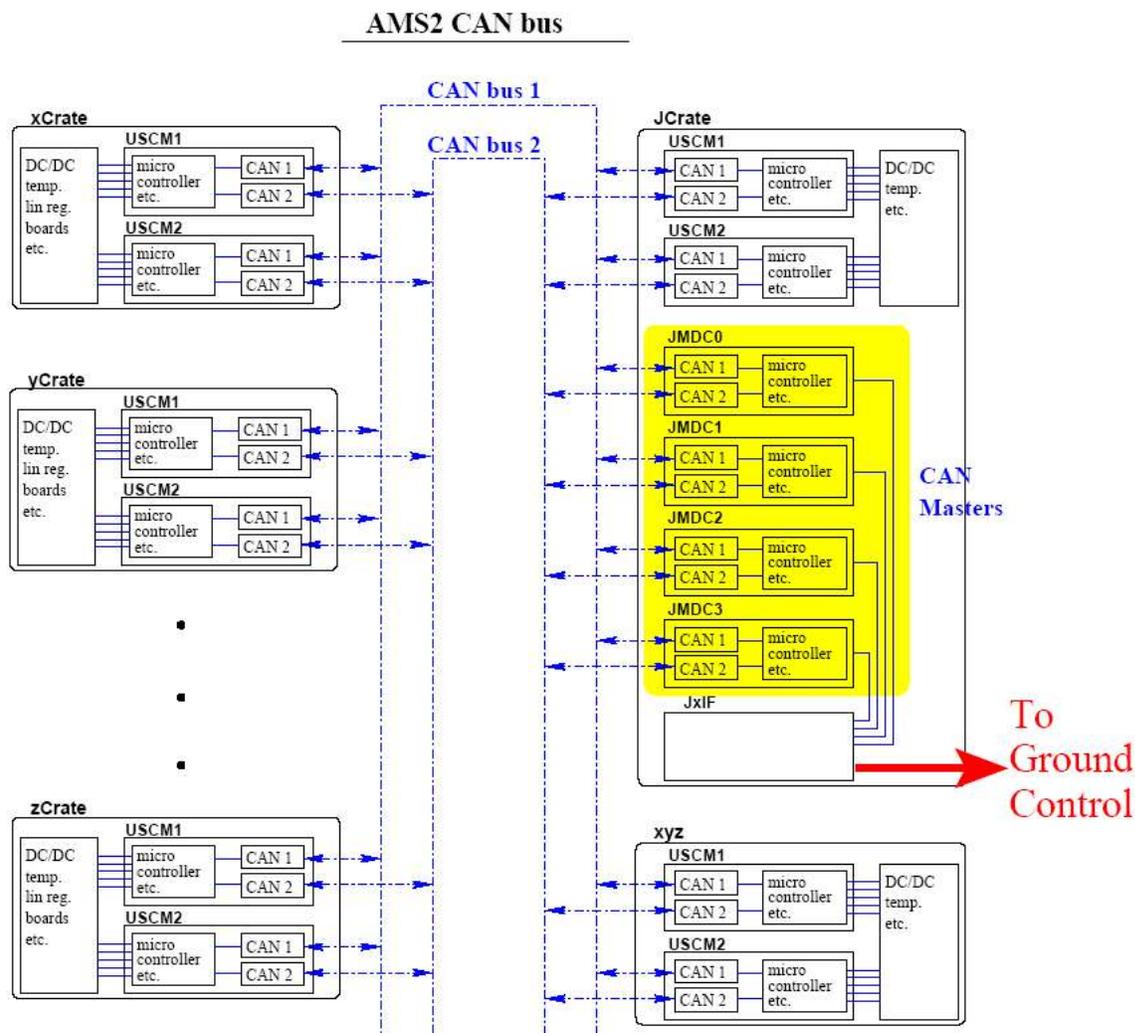


Abbildung 2.9: Eine Übersicht des Netzwerks der AMS02-Systemkontrolle [25].

¹⁵entwickelt am III. Institut der RWTH Aachen [55].

¹⁶die genaue Anzahl der USCMs variiert zum Zeitpunkt dieser Arbeit, da aufgrund von Optimierungsmaßnahmen weniger USCMs benötigt werden.

Die USCMs übernehmen folglich die Funktion eines Mittlers zwischen dem JMDC und den etwa 500 individuellen elektronischen Modulen. Die einzelnen Module besitzen verschiedene Befehlssätze und Datenausgaben. Einige verwenden analoge Spannungen, andere digitale Signale; einige werden nur ein- und ausgeschaltet, andere besitzen mehrere Zustände. Würden für all diese verschiedenen Signale eigene Verbindungen zwischen den elektrischen Modulen mit dem Zentralrechner bestehen, dann wäre eine sehr große Menge an Verbindungskabeln erforderlich, die unakzeptabel ist. Die Hierarchie aus drei Ebenen umgeht elegant diese Schwierigkeiten, indem ein großer Teil der beschriebenen Arbeit von dem USCM lokal in den *Crates* mit den elektrischen Modulen übernommen wird. In den verschiedenen *Crates* befinden sich aus Redundanzgründen zwei USCMs (Abbildung 2.9). Die Aufgabe der USCM ist es, die Signale von einem Sender zu sammeln, diese in das für den Empfänger entsprechende Format zu transformieren und an diesen weiterzuleiten. Dies geschieht in beiden Richtungen, sowohl vom JMDC zu den elektrischen Modulen als auch umgekehrt.

Alle USCMs sind mit den Zentralrechnern über einen *CAN 2.0B*-Bus¹⁷ verbunden, auf dem Daten mit einer Geschwindigkeit von 1 MBit/s übertragen werden. Das CAN-Protokoll entspricht einem robusten Standard aus der Autoindustrie, das in sehr harschen Umgebungen zum Einsatz kommt. Beim AMS02 ist das CAN-Bus-System ebenfalls wie alle systemkritischen Komponenten redundant ausgelegt. Die Kommunikation zwischen dem JMDC und den USCMs basiert auf dem *Master-Slave*-Prinzip. Ein USCM nimmt nur dann Kontakt mit dem Zentralrechner auf, wenn es direkt aufgefordert wird. Jedoch stellt ein USCM selbst einen Rechner dar, der innerhalb des jeweiligen *Crates* bestimmte Aufgaben autonom verwalten kann.

Eine weitere Beschreibung des USCM erfolgt im Kapitel 3.4.1 zusammen mit der Elektronik des Übergangsstrahlungsdetektors TRD. Eine detaillierte Beschreibung der Systemkontrolle beim AMS02-Experiment ist nachzulesen unter [25], [56].

¹⁷Controller Area Network [26]

Kapitel 3

Der Übergangstrahlungsdetektor TRD

Mit dem TRD lassen sich Teilchen, die gleiche Ladung und Energie aber verschiedene Massen besitzen, aufgrund ihres Lorentzfaktors $\gamma = \frac{E}{m \cdot c^2}$ unterscheiden. Die Stärken des Übergangstrahlungsdetektors kommen daher bei hochrelativistischen Teilchen mit großen γ -Werten zum Tragen. Der wichtigste Beitrag des TRD zum AMS02-Experiment liegt in der Möglichkeit, e^+ von p und e^- von \bar{p} zu trennen. Mit dem Detektor wird ein Protonenunterdrückungsfaktor von 10^2 bis 10^3 bei einer Nachweiseffizienz für Positronen von 90% im Energiebereich von 5-300 GeV erreicht [41]. Zusammen mit dem elektromagnetischen Kalorimeter, der einen Faktor von $> 10^3$ liefert, wird somit eine Unterdrückung von mehr als 10^6 für Protonen gewonnen, die für die Messung von Positronenspektren notwendig ist (Abschnitt 2.1.1).

Das Funktionsprinzip des TRD basiert auf dem Übergangstrahlungseffekt; die theoretischen Grundlagen dazu werden im nächsten Abschnitt erläutert. Anschließend wird sowohl der mechanische als auch der elektrische Aufbau des TRD vorgestellt.

3.1 Übergangsstrahlung

Passiert ein elektrisch geladenes Teilchen die Grenzfläche zweier Medien mit unterschiedlichen Dielektrizitätskonstanten ϵ_1 und ϵ_2 , so wird Übergangsstrahlung

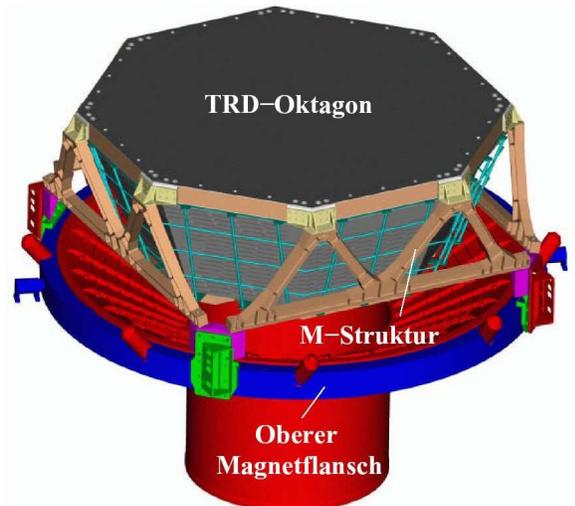


Abbildung 3.1: Der TRD in der am oberen Magnetflansch befestigten M-Struktur [8].

(TR¹) erzeugt. Das physikalische Modell ist hierzu in Abbildung 3.2 veranschaulicht.

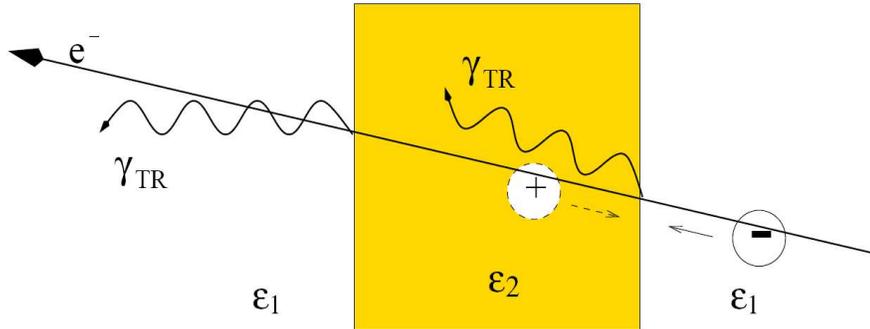


Abbildung 3.2: Modell zur Entstehung der Übergangsstrahlung: ein elektrisch geladenes Teilchen bildet mit seiner Spiegelladung einen veränderlichen Dipol, der an der Grenzfläche Übergangsstrahlung emittiert.

Mit der Annäherung an die Grenzfläche zweier Medien bildet das elektrisch geladene Teilchen mit seiner Spiegelladung einen zeitlich veränderlichen Dipol, der beim Eintritt des Teilchens in das andere Medium verschwindet. Aufgrund der Veränderung der elektrischen Feldstärke wird Übergangsstrahlung erzeugt. Die Strahlung wird für relativistische Teilchen mit dem Lorentzfaktor γ in einen in Bewegungsrichtung geöffneten Kegel mit dem Öffnungswinkel $1/\gamma$ ausgesendet und liegt im Röntgenbereich (1-30 keV). Die Übergangsstrahlung entsteht sowohl beim Übergang vom dünneren ins dichtere Medium als auch umgekehrt. Da die Energien der TR-Photonen im Röntgenbereich viel größer gegenüber den Bindungsenergien der Elektronen in den beiden Medien sind, können die Elektronen als quasifrei betrachtet werden. Das jeweilige Medium läßt sich folglich als ein Elektronengas der Dichte n_e mit einer Eigenfrequenz, die der Plasmfrequenz ω_P gleich ist, beschreiben:

$$\omega_P = \sqrt{4\pi\alpha n_e/m_e} \quad (3.1)$$

Hierbei sind die anderen Größen die elektromagnetische Feinstrukturkonstante $\alpha \approx \frac{1}{137}$ und die Ruhemasse eines Elektrons m_e . Die Dielektrizitätskonstante ϵ eines Mediums hängt nur von seiner Plasmfrequenz und der Frequenz ω des TR-Photons über folgende Gleichung

$$\epsilon = 1 - \frac{\omega_P^2}{\omega^2} \quad (3.2)$$

zusammen. Aufgrund der viel höheren Frequenz der TR-Photonen gilt: $\omega \gg \omega_{P2} > \omega_{P1}$.

Die Winkelverteilung der Übergangsstrahlung an einer Grenzfläche folgt aus den Maxwellgleichungen für das elektromagnetische Feld:

$$\frac{\partial^2 W}{\partial \theta \partial E} = \frac{2\alpha \cdot \theta^3}{\pi} \left[\left(\frac{1}{\gamma^2} + \left(\frac{\omega_{P1}}{\omega} \right)^2 + \theta^2 \right)^{-1} - \left(\frac{1}{\gamma^2} + \left(\frac{\omega_{P2}}{\omega} \right)^2 + \theta^2 \right)^{-1} \right]^2 \quad (3.3)$$

¹Transition Radiation

Die Intensitätsverteilung hat für $\theta_{max} \approx \gamma^{-1}$ ein Maximum. Wird die Gleichung 3.3 über den Winkel θ und über die Energie E integriert, so ergibt sich die gesamte Intensität der erzeugten Übergangsstrahlung:

$$W = \frac{\alpha}{3} \cdot \hbar \cdot \frac{(\omega_{P1} - \omega_{P2})^2}{\omega_{P1} + \omega_{P2}} \cdot \gamma \quad (3.4)$$

Die Übergangsstrahlung ist proportional zum Lorentzfaktor $\gamma = \frac{E}{m \cdot c^2}$. Basierend auf dieser Beziehung ist es mit Hilfe der Übergangsstrahlung möglich, Teilchen gleicher Energie aber unterschiedlicher Masse voneinander zu trennen. Der Energieverlust durch Übergangsstrahlung ist gleichzeitig vernachlässigbar gegenüber der Energie der nachzuweisenden Teilchen, womit eine störungsfreie Identifikation gewährleistet ist. Die durchschnittliche Anzahl $\langle N_\gamma \rangle$ der bei einem Übergang erzeugten Photonen beträgt:

$$\langle N_\gamma \rangle = \int \frac{1}{E} \cdot \frac{dW}{dE} dE \approx 0.5 \cdot \alpha \quad (3.5)$$

Sie liegt in der Größenordnung der elektromagnetischen Feinstrukturkonstante und ist somit sehr gering. Es ist daher eine sehr große Anzahl an Übergängen nötig, um ausreichend Übergangsstrahlung zu erzeugen. Zu diesem Zweck werden sogenannte Radiatoren verwendet.

Bei kleinen Energien wurde Übergangsstrahlung zuerst von J.E. Lilienfeld im Jahre 1919 beobachtet. Eine erste Theorie wurde erst im Jahr 1946 von Ginzburg und Frank vorgelegt [27]. Weitere Informationen zur Übergangsstrahlung sind unter folgenden Literaturangaben zu finden: [28], [29].

3.2 Nachweis der Übergangsstrahlung

Im vorherigen Abschnitt ist gezeigt worden, daß die mittlere Ausbeute an TR-Photonen bei einem Übergang sehr gering ist. Um die Übergangsstrahlung zu detektieren, muß der Effekt verstärkt werden. Dafür werden Radiatoren eingesetzt, die sich aus einer hohen Anzahl von Grenzschichten zusammensetzen, um möglichst viele Übergänge und somit eine ausreichend hohe Ausbeute an TR-Photonen zu erreichen.

Im TRD besitzt ein derartiger Radiator eine Dicke von 20 mm. Das verwendete Radiatormaterial besteht aus 85 % Polypropylen- und 15 % Polyethylenfasern, die einen Durchmesser von etwa 10 μm und eine mittlere Dichte von 0.06 g/cm³ besitzen. Diese Fasern sind unregelmäßig angeordnet, um Interferenzeffekte zu vermeiden. Weitere Informationen zu dem im TRD eingesetzten Radiator sind zu finden unter [33].

Die Detektion der Übergangsstrahlung erfolgt über Proportionalkammern, die mit einem Gasgemisch aus Xe/CO₂ in einem Mischungsverhältnis von 80:20 bei einem Druck von ~ 1100 mbar gefüllt sind. Das Nachweisprinzip der Übergangsstrahlung im TRD ist schematisch in Abbildung 3.3 gezeigt.

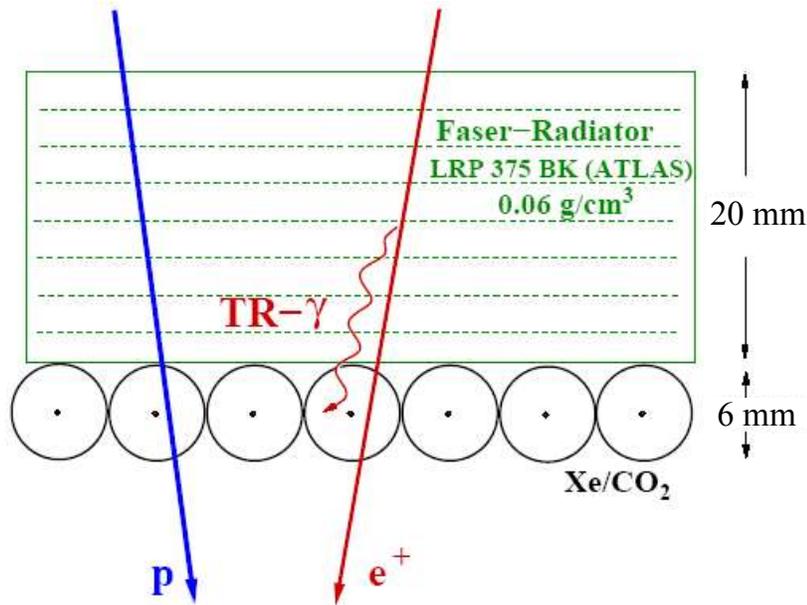


Abbildung 3.3: Nachweisprinzip der Übergangsstrahlung im TRD: ein elektrisch geladenes Teilchen erzeugt TR-Photonen im Radiator, die in der Proportionalkammer detektiert werden.

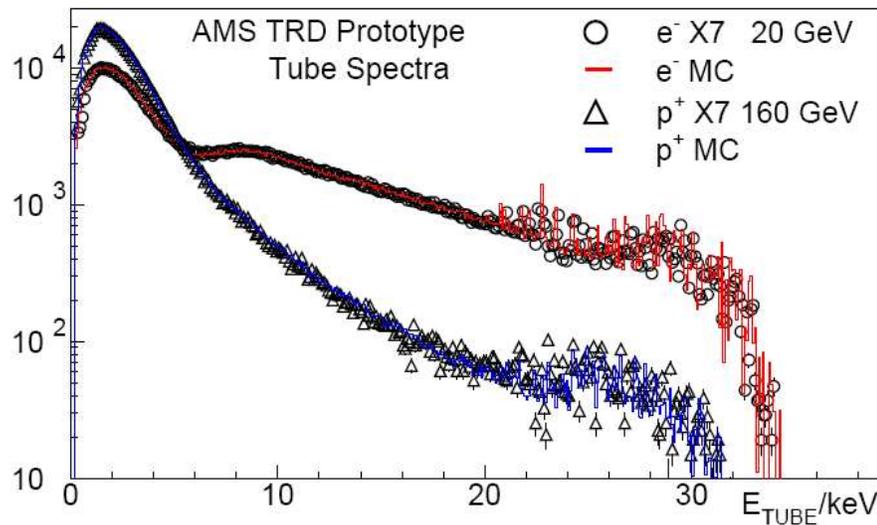


Abbildung 3.4: Vergleich der Spektren der in der Proportionalkammern deponierten Energie von $20\text{ GeV } e^-$ und $160\text{ GeV } p^+$ (Beamtestdaten eines 20-lagigen TRD-Prototypen und MC-Rechnungen) [41].

Die Wechselwirkung zwischen den im Radiator erzeugten TR-Photonen und dem Gasgemisch in der Proportionalkammer beruht vorwiegend auf dem Photoeffekt, da die Energien der TR-Photonen im Röntgenbereich ($1\text{--}30\text{ keV}$) liegen und daher zu gering für den Comptoneffekt (mehrere 100 keV) oder die Elektron-Positron-Paarbildung (mindestens 1.02 MeV) sind. Mit der hohen Kernladungszahl des Xen-

ons ($Z = 54$) ist eine hohe Absorption der TR-Photonen gegeben, da der Wirkungsquerschnitt des Photoeffekts proportional zu Z^5 ist.

Die Absorption der TR-Photonen im Xenon führt zu einer Ionisation mit anschließender Lawinenbildung; bei diesen Vorgängen tritt UV -Strahlung auf und kann weitere unerwünschte Ionisationsprozesse herbeiführen, die das Meßsignal verschlechtern. Um diesen Verfälschungseffekt zu vermeiden, wird CO_2 im Gasgemisch verwendet. Das CO_2 absorbiert die UV -Strahlung und wird daher als das *Löschgas* bezeichnet.

Die im Xenon (*Zählgas*) durch die Übergangsstrahlung erzeugten Primärladungen werden über Gasverstärkungsprozesse vervielfacht und das resultierende Signal ausgelesen. Der Gasverstärkungsfaktor entspricht dem Verhältnis der entstandenen Sekundärladungen zu den Primärladungen. Im TRD werden mit dem Xe/CO_2 -Gasgemisch Verstärkungsfaktoren von ~ 3000 bei einer Spannung von $U = 1480 V$ erreicht.

Die Ionisation im Xenon wird neben der Wechselwirkung des Gases mit den TR-Photonen, die durch die elektrisch geladenen Teilchen im Radiator erzeugt wurden, zusätzlich durch die Wechselwirkung mit den elektrisch geladenen Teilchen hervorgerufen, da diese die Proportionalkammern durchqueren. Das gemessene Energiespektrum ist daher stets eine Überlagerung der Übergangs- und der Ionisationsstrahlung der elektrisch geladenen Teilchen. Abbildung 3.4 zeigt diesen Fall. Im Vergleich zu den $20 GeV$ ($\gamma \approx 40000$) ist die Wahrscheinlichkeit zur Erzeugung der Übergangsstrahlung bei $160 GeV$ ($\gamma \approx 170$) Protonen aufgrund der höheren Masse sehr gering. Ab etwa $5 GeV$ sind daher bei dem Protonenspektrum viel weniger Einträge gegenüber dem Elektronenspektrum zu beobachten.

3.2.1 Proportionalkammern

Der Aufbau einer Proportionalkammer ist in Abbildung 3.5 schematisch dargestellt.

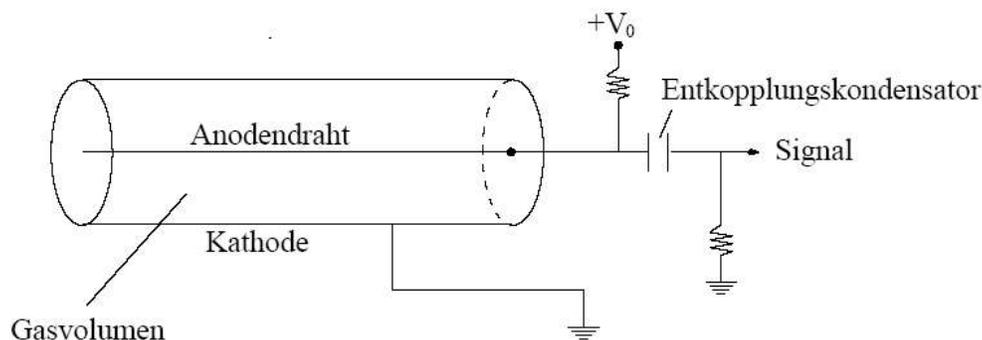


Abbildung 3.5: Schematischer Aufbau einer Proportionalkammer; das in der Kammer gemessene Signal wird über den Entkopplungskondensator der Ausleseelektronik zugeführt.

Im Inneren des Röhrcchen befindet sich ein $30\ \mu\text{m}$ dicker, vergoldeter Wolframdraht (Anode); dieser wird gegenüber der zylindrischen Röhrcchenwand (Kathode) über einen $2\ \text{M}\Omega$ Schutzwiderstand auf die Hochspannung $+V_0$ gebracht. Die durch Ionisation frei gewordenen Elektronen werden aufgrund des elektrostatischen Feldes zum Anodendraht hin beschleunigt. In der Nähe des Drahtes wird die elektrische Feldstärke sehr groß, so daß infolge weiterer Ionisationen Sekundärladungen entstehen, die ebenfalls zur Anode hin beschleunigt werden. Über einen Entkoppelkondensator ($150\ \text{pF}$) wird schließlich das auf der Anode resultierende Signal ausgekoppelt und der Ausleseelektronik zugeführt.

Mit der im TRD eingesetzten Hochspannung von $+V_0=1480\ \text{V}$ (bei einem Xe/CO_2 -Gasgemisch) arbeitet die Kammer in ihrem Proportionalbereich. Das bedeutet, daß die auf der Signalleitung (Anode) gemessene Ladung proportional zur der deponierten Energie des Primärteilchens ist. Auf diese Weise läßt sich die Energie des ionisierenden Teilchens bestimmen.

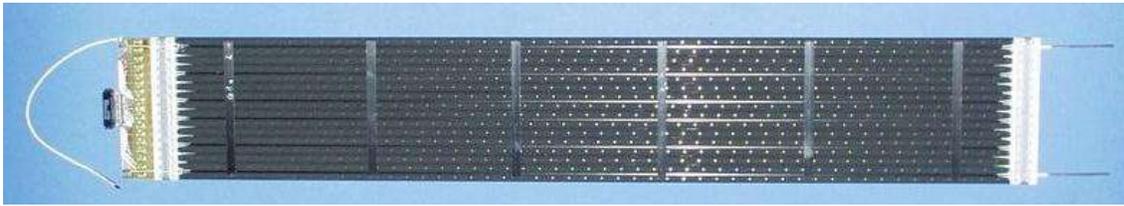


Abbildung 3.6: Ein Kammermodul bestehend aus 16 Proportionalkammern; links ist die Ausleseseite, rechts die Gaszuleitungsseite.

Eine Proportionalkammer besitzt einen Innendurchmesser von $6\ \text{mm}$ und eine Wandstärke von lediglich $72\ \mu\text{m}$. Jeweils 16 Proportionalkammern bilden nach Abbildung 3.6 ein Kammermodul. Die mechanische Halterung bilden Streifen aus CFC^2 -Material. Auf der linken Seite ist das Kammermodul mit der sogenannten UTE^3 -Platine abgeschlossen. Auf dieser befinden sich die obengenannten elektronischen Bauteile zur Signalauskopplung und zur Hochspannungsversorgung. Die in den Proportionalkammern gemessenen Signale werden über diese Platine zur weiteren DAQ^4 -Elektronik geleitet. Das Endstück auf der rechten Seite dient der Gasversorgung der 16 Proportionalkammern. Die Verbindung zum Gassystem erfolgt über Edelstahlröhrcchen. Insgesamt befinden sich 328 Kammermodule im TRD, die eine Länge zwischen $0.9\ \text{m}$ und $2.1\ \text{m}$ annehmen.

3.2.2 Gasverstärkung

Die Gasverstärkung kann mit der Diethorngleichung [31] beschrieben werden:

$$G = \left(\frac{U}{\ln^{\frac{b}{a}} \cdot a \cdot E_{\min}(\rho_0) \cdot \frac{\rho}{\rho_0}} \right)^{\frac{\ln 2 \cdot U}{\ln^{\frac{b}{a}} \Delta V}} \quad (3.6)$$

²Carbon Fiber Composite

³Übergangsstrahlung Tube Endpiece

⁴Data Acquisition

Hierbei sind E_{min} das minimale Feld zur Erzeugung der Sekundärionisation und ΔV die zur Erzeugung eines Elektron-Ion-Paares erforderliche Potentialdifferenz.

Folglich sind die geometrischen Parameter a (Anodenradius) und b (Innenradius der zylindrischen Kammer), die angelegte Hochspannung U und die Gasdichte ρ die äußeren Faktoren, die die Gasverstärkung entscheidend beeinflussen. Aus der Zustandsgleichung für ideale Gase läßt sich die Abhängigkeit der Gasverstärkung von der Temperatur ermitteln:

$$\rho \propto \frac{p}{T} \quad (3.7)$$

Abbildung 3.7 zeigt die Abhängigkeit der Gasverstärkung von der Temperatur (über das Verhältnis $\frac{p}{T}$) und der Hochspannung.

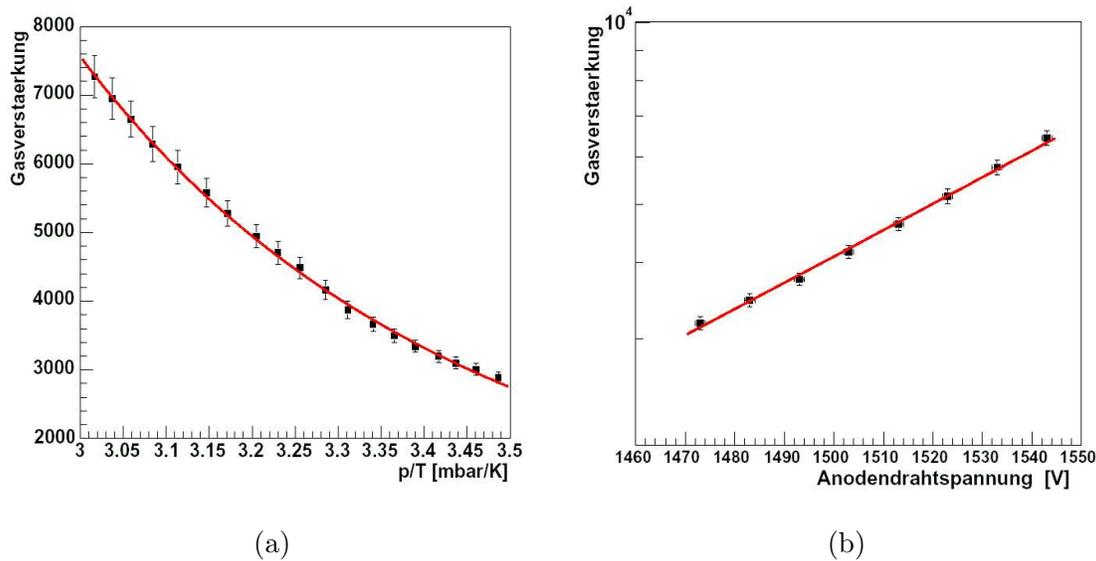


Abbildung 3.7: a) Abhängigkeit der Gasverstärkung bei Xe/CO_2 von a) Temperatur ($U=1480\text{ V}$) und b) Hochspannung (normiert auf Standardbedingungen) [51].

Um eine Unterdrückung der Protonen in der kosmischen Strahlung von $>10^2$ für den TRD zu erreichen, müssen Schwankungen bei der Messung der Gasverstärkung möglichst gering gehalten werden. Das Designziel bei der Konstruktion des TRD ist, daß die maximale Varianz nicht 3% übersteigt. Tabelle 3.1 gibt einige Beispiele, wie stark die Abhängigkeiten sind [33], [51].

Relative Änderung der Gasverstärkung	
$\Delta U = 1\text{ V}$	$\frac{\Delta G}{G} = 2\%$
$\Delta T \approx 1\text{ }^\circ\text{C}$	$\frac{\Delta G}{G} = 2 - 3\%$

Tabelle 3.1: Einfluß einer Hochspannungs- oder einer Temperaturänderung auf die relative Gasverstärkung.

3.3 Aufbau des TRD

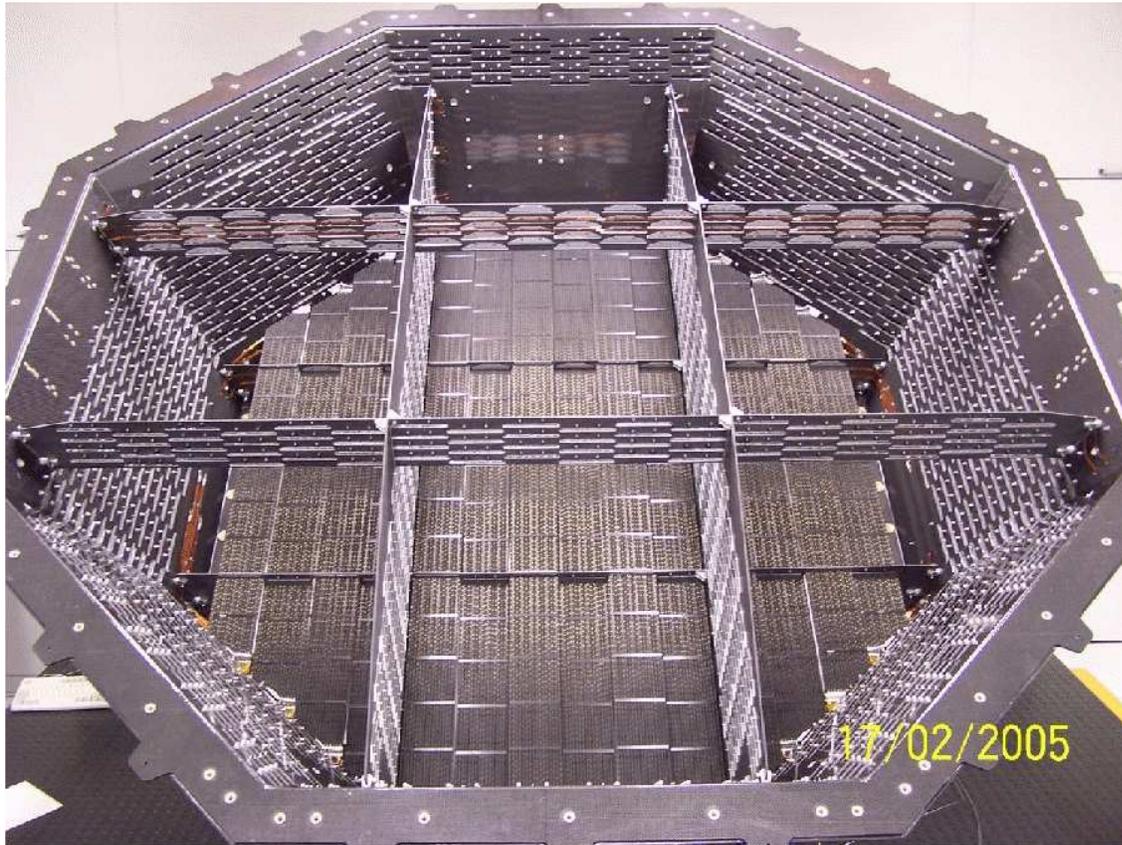


Abbildung 3.8: Das Oktogon des TRD im offenen Zustand: die ersten vier der zwanzig Lagen sind bereits mit Kammermodulen bestückt; zwischen den Kammerlagen befindet sich Radiatormaterial (im Bild nicht sichtbar); die Kammerschlitze an den Oktogonwänden sind in die restlichen 16 Lagen deutlich erkennbar; mittig durch das Oktogon verlaufen vier Schottwände zur Erhöhung der Stabilität.

3.3.1 Mechanische Konstruktion

Die Trägerstruktur des TRD-Detektors besitzt eine nach unten konisch verlaufende Oktogonform, wie aus Abbildung 3.8 ersichtlich ist. Alle acht Außenwände des Oktogon wurden einzeln gefertigt und anschließend verklebt. Sie bestehen aus einer 26 mm dicken Aluminiumwabenschicht, die beidseitig zusätzlich mit einer 2 mm dicken CFC⁵-Haut bedeckt sind. Auf der Unter- und Oberseite wird die Oktogonstruktur mit jeweils einem CFC-Ring verstärkt (im Bild ist nur der obere Ring erkennbar). Insgesamt werden 328 Kammermodule in 20 Lagen des Oktogon mit einer Genauigkeit von 100 μm untergebracht. Sie werden mit Aluminiumhalteblechen

⁵Carbon Fiber Composite

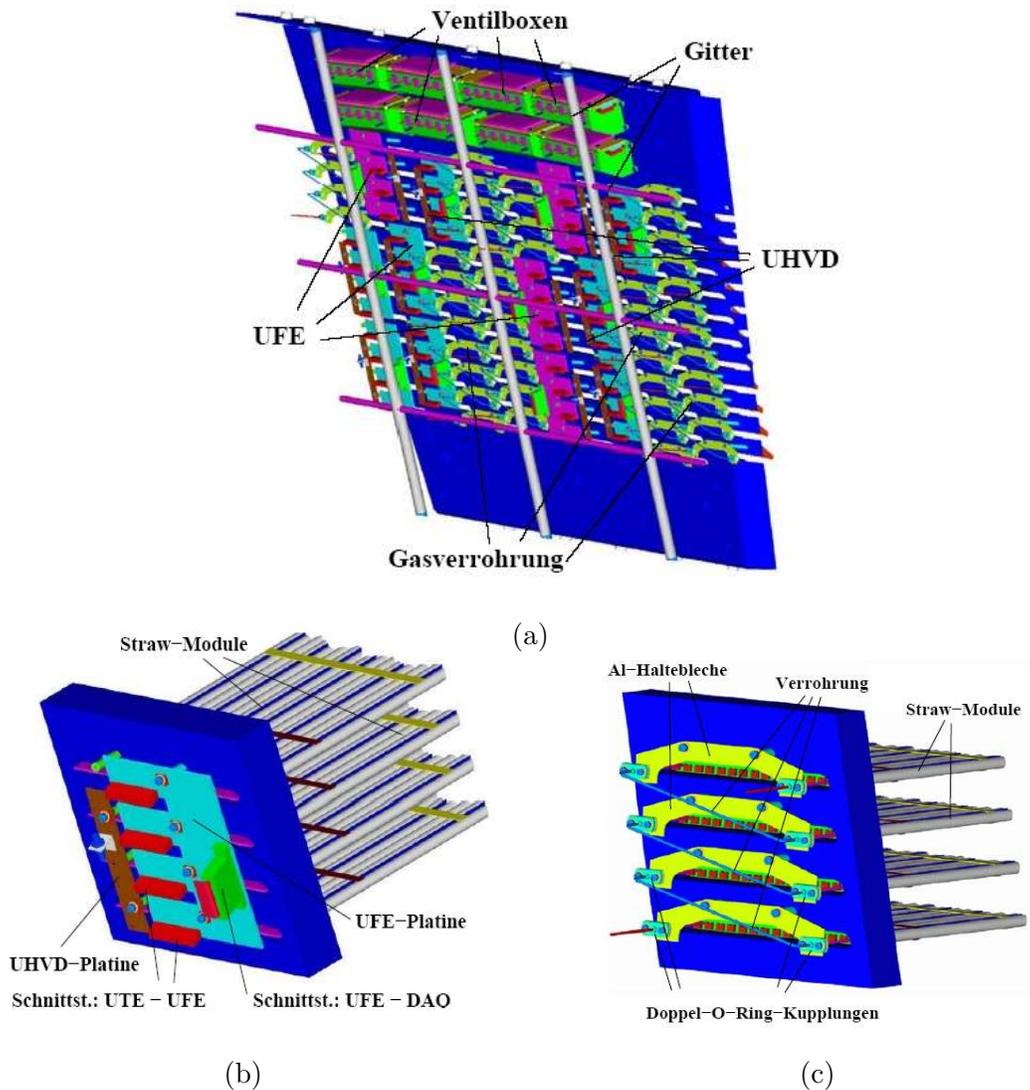


Abbildung 3.9: a) Anordnung der Auslese-, HV- und der Gasversorgungseinheiten an der äußeren Oktogonwand; b) Außenansicht der Ausleseseite eines Turms: ein UFE-UHVD-Paar ist für vier Kammermodule zuständig; c) Außenansicht der Gasversorgungsseite eines Turms (befindet sich gegenüber der Ausleseseite): erst zwei Türme bilden ein unabhängiges Gassegment [32].

fixiert. Im Bild sind bereits vier Lagen mit Kammermodulen bestückt. In den vier untersten und vier obersten Lagen werden die Kammermodule orthogonal zu den in den mittleren zwölf Lagen angeordnet sein, um eine 3-D-Erfassung der Teilchenspuren zu ermöglichen. Um die mechanische Stabilität der Kammermodule im TRD zu erhöhen, sind vier Schottwände (5 mm dicke CFC-Platten) montiert, die durch das Oktogon, wie in Abbildung 3.8 zu sehen ist, verlaufen. Auf diese Weise wird jedes Kammermodul an vier Stellen mechanisch unterstützt (zweimal an der Außenwand, zweimal an den Schottwänden).

An der äußeren Wand befindet sich ein die gesamte Oktogonstruktur umfaßendes

Gitter; an diesem sind die Hochspannungsversorgungs- und die Signalkabel befestigt (Abbildung 3.9 a)). Die Signalauslese der Kammermodule wird von den sogenannten UFE⁶-Platinen übernommen, die mit weiterer *DAQ*-Elektronik verbunden sind. Die Verteilung der Hochspannung an die Kammermodule erfolgt über UHVD⁷-Platinen. Ein Paar aus einer UFE und einer UHVD sind stets für einen Turm aus vier aufeinander folgenden Kammern und somit für 64 Auslesekanäle verantwortlich (Abbildung 3.9 b)). Auf diese Weise ergeben sich für den gesamten TRD jeweils 82 UFE- und UHVD-Einheiten.

Die Verrohrung vom Gasversorgungssystem ist ebenfalls an dem außen angebrachten Gitter montiert, jedoch befindet sich diese aufgrund der Konstruktion der Kammermodule (Abbildung 3.6) auf der gegenüberliegenden Seite der Ausleseeinheiten. Jeweils acht Kammermodule, die sich auf zwei Türme mit je vier Kammermodulen anordnen, werden nacheinander mit dem Gasgemisch Xe/CO_2 durchflossen. Somit besitzt der TRD 41 getrennt zirkulierende und daher unabhängige Gaskreisläufe. Abbildung 3.9 c) zeigt nur einen der beiden Türme, die gemeinsam ein Gassegment bilden. Die Verbindung zwischen der einzelnen Kammermodulen erfolgt über Edelstahlrohrbrücken.

Zur weiteren Erhöhung der mechanischen Stabilität und zur elektrischen und thermischen Isolation wird die Oktogon-Struktur unten und oben mit jeweils einer Platte abgeschlossen, die ebenfalls aus einem Aluminiumkörper bestehen und mit einer CFC-Haut überzogen sind. Über die sogenannte M-Struktur, die mit dem Oktogonkörper verbunden sein wird, erfolgt die Ankopplung an die USS-Haltestruktur. Schließlich wird der gesamte TRD mit MLI⁸-Folien umhüllt, um eine weitere thermische Isolierung zu erreichen. In Kapitel 5 wird ausführlich auf das Temperaturkontrollsystem des TRDs eingegangen. Insgesamt besitzt der TRD eine Höhe von 60 cm und eine maximale Breite von 220 cm.

3.3.2 Gasversorgungssystem

Das Gassystem, das in Abbildung 3.10 gezeigt ist, stellt ein Subsystem des TRD dar; es versorgt die 328 Kammermodule mit Xe/CO_2 in einem Mischungsverhältnis von 80:20. Deutlich sind die beiden Vorratsbehälter der beiden Gase zu erkennen, die sich in der sogenannten UGBS⁹-Box befinden. Es werden 46 kg Xenon bei einem Druck von 100 bar und 4 kg CO_2 bei 65 bar mitgeführt. Die wesentliche Rolle übernimmt jedoch die Pumpbox UGBC¹⁰, in der sich Zirkulationspumpen befinden, die den Gasfluß im gesamten Kammerensystem des TRD steuern. Weitere Elemente dienen unter anderem der Überwachung der Temperatur und des Druckes. Über sogenannte Monitorröhrchen läßt sich mit Hilfe von ^{55}Fe -Quellen die Gasverstärkung überwachen. Die Elektronik in dem sogenannten UGCrate¹¹ kontrolliert den Status und die

⁶Uebergangsstrahlung **F**ront **E**nd

⁷Uebergangsstrahlung **H**igh **V**oltage **D**istribution

⁸Multi **L**ayer **I**nsulation

⁹Uebergangsstrahlung **G**as **B**ox **S**upply

¹⁰Uebergangsstrahlung **G**as **B**ox **C**irculating

¹¹Uebergangsstrahlung **G**as **C**rate

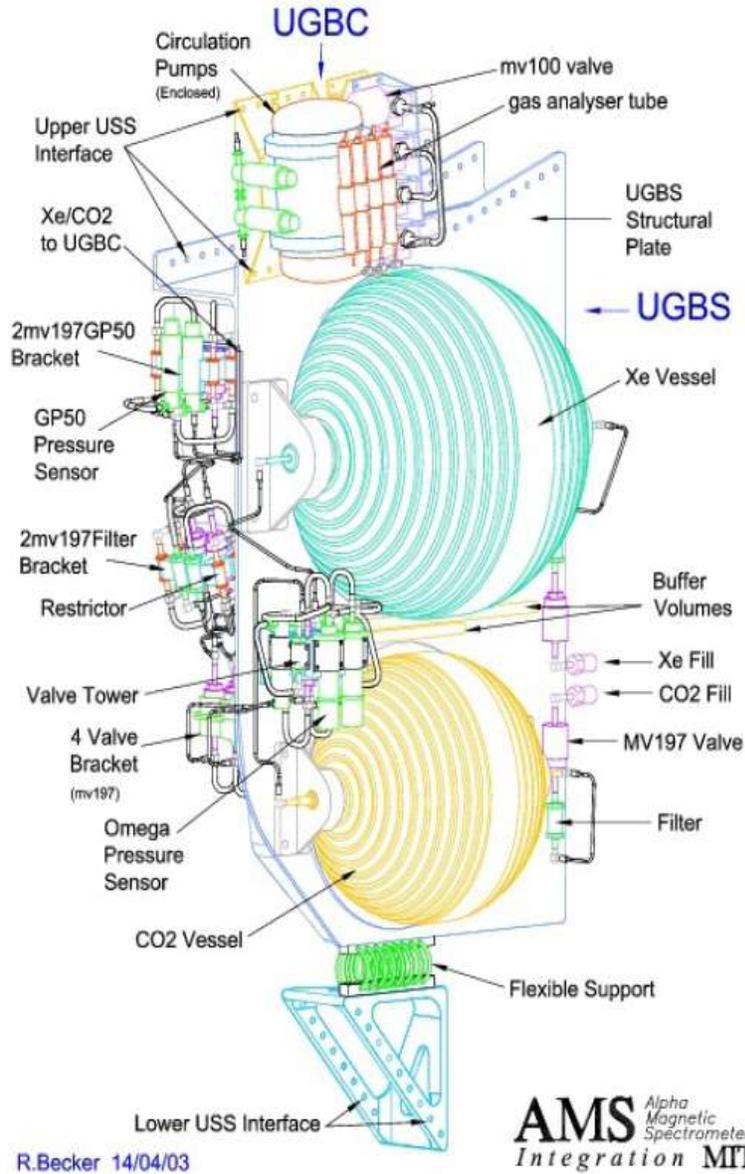


Abbildung 3.10: Schematische Darstellung des Gasversorgungssystem [8].

Aufgaben des Gassystems. Sowohl das Gassystem als auch das UGCrate sind an der USS-Haltestruktur montiert. Weitere Informationen zum Gasversorgungssystem sind nachzulesen in [9].

3.4 Die Elektronik des TRD

Das Elektroniksystem des TRD lässt sich in drei Kategorien einteilen; diese werden aus einer sogenannten *Frontend*- (82×), einer *Crate*- (2×) und einer Spannungsversorgungs-Elektronik (2×) gebildet. Abbildung 3.11 zeigt exemplarisch je einen Vertreter dieser Kategorien. Die *Frontend*-Elektronik (Abbildung 3.12 a)) sitzt direkt an der Ausleseseite der Kammermodule am Oktogon und ist mit elektronischen Modulen im UCrate¹² (Abbildung 3.12 b)) verbunden. Die UPD¹³-Box liefert die verschiedenen Spannungen, die von Spannungsumwandlern generiert werden, an die UCrate-Elektronik. Die UCrates und die UPD-Boxen sind an der USS-Haltestruktur angebracht.

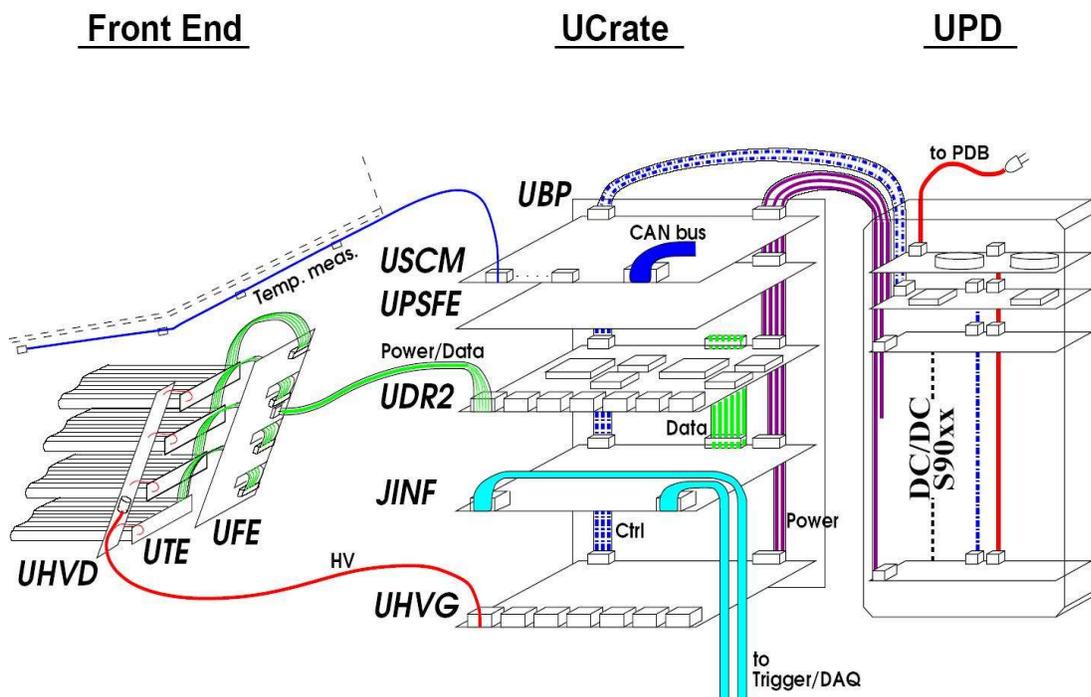


Abbildung 3.11: Das Elektroniksystem des TRD [34].

Die Frontend-Elektronik

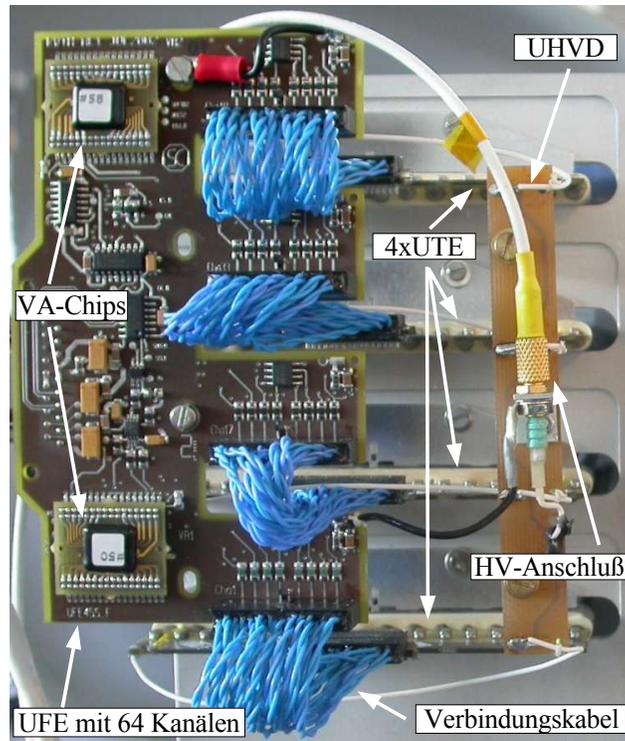
Die Frontend-Elektronik setzt sich aus drei Einheiten zusammen. Zum besseren Verständnis sind die einzelnen Komponenten in Abbildung 3.13 schematisch dargestellt.

Die UTE¹⁴-Platine bildet den abschließenden Teil eines Kammermoduls. Sie verbindet jeden der 16 Kanäle eines Kammermoduls über einen $2\text{ M}\Omega$ Schutzwiderstand mit der Hochspannung, die über die UHVD-Platine an die Kammermodule verteilt

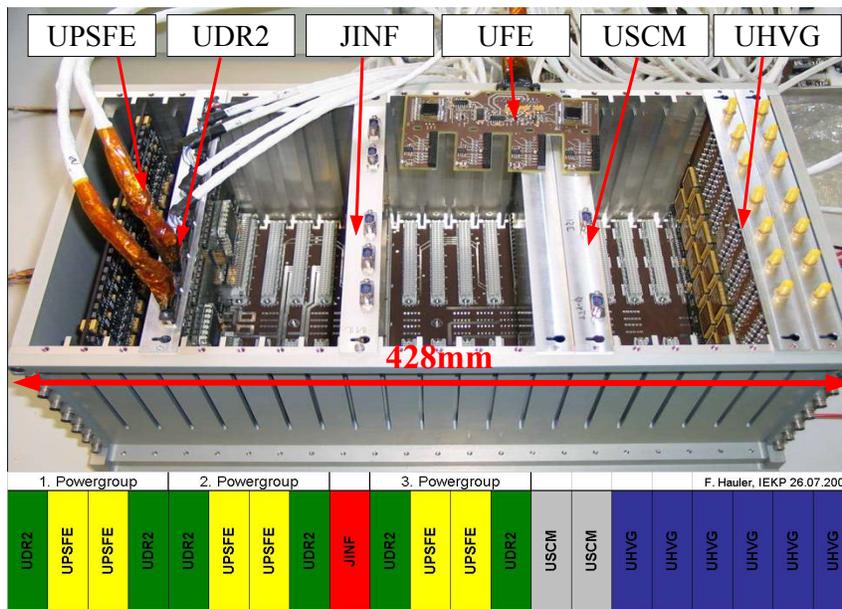
¹²Uebergangsstrahlung **C**rate

¹³Uebergangsstrahlung **P**ower **D**istribution

¹⁴Uebergangsstrahlung **T**ube **E**ndpiece



(a)



(b)

Abbildung 3.12: a) Die Frontendelektronik: UFE, UTE und UHVD (im Bild an einem Teststand montiert); b) Die Crateelektronik des TRD (das Crate ist noch nicht vollständig mit elektrischen Modulen bestückt) [36].

wird. Ein Hochspannungskondensator mit einer Kapazität von 150 pF sorgt für die Entkopplung des Signals auf der Leitung von der Hochspannung. Die Signale werden über ein Verbindungskabel weiter an die UFE-Platine geleitet.

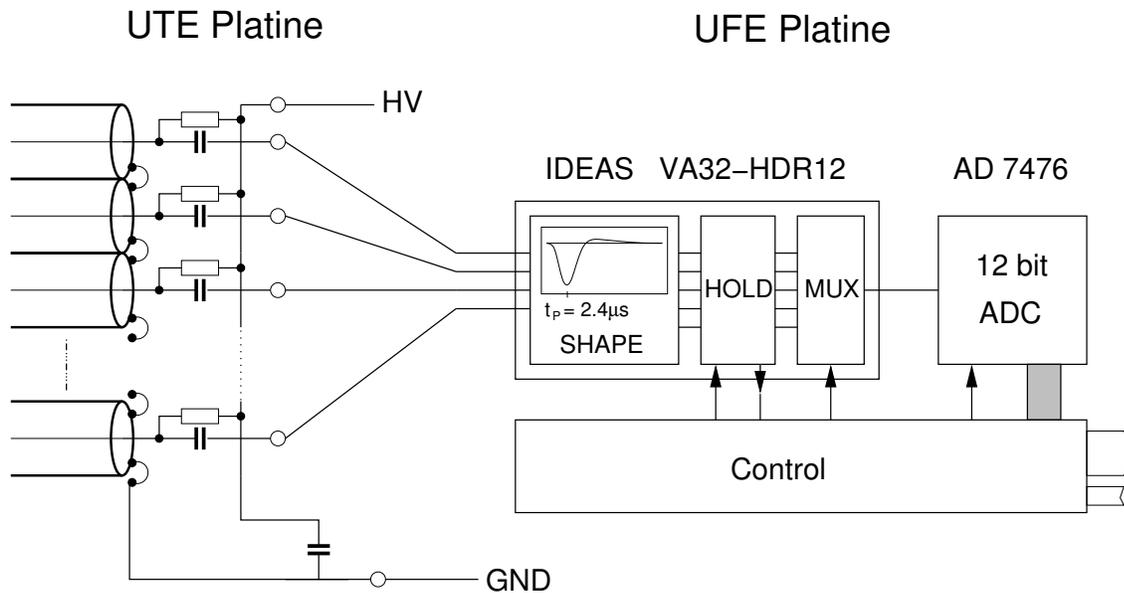


Abbildung 3.13: Schematische Darstellung der Frontendelektronik

Die UHVD-Platine, die die für die Gasverstärkung nötige Hochspannung an die Kammermodule weitergibt, ist mit dem UHVG¹⁵-Modul, das die Hochspannung generiert und sich bereits im UCrate befindet, verbunden.

Die UFE-Platine ist für die Signalauslese am Kammermodul verantwortlich. Die Platine ist mit zwei VA-Chips¹⁶ ausgerüstet. Jeder dieser Chips verfügt über 32 Kanäle, die jeweils aus einem ladungsempfindlichen Verstärker, einem nachgeschalteten Pulsformer (CR-RC-Shaper) und einem Abtasthalteglied bestehen.

Der dynamische Eingangsbereich liegt zwischen 0 und $\sim 1.5\text{ pC}$ bei einer Abweichung von 2% von der Linearität, was einer Ladung von 60 MIPs¹⁷ beim Gasgemisch Xe/CO_2 und einer Gasverstärkung von ~ 3000 ($U \approx 1480\text{ V}$) entspricht. Aus Kostengründen wird oft für Testzwecke Argon statt Xenon verwendet; in diesem Fall entspricht der dynamische Eingangsbereich einer Ladung von 45 MIPs bei einer Gasverstärkung von ~ 5500 ($U \approx 1350\text{ V}$) [33].

Die am Eingang eines Kanals anliegenden Strompulse werden vom Verstärker integriert und verstärkt. Der zeitliche Verlauf der Signalauslese ist in Abbildung 3.14 dargestellt. Das verstärkte Signal wird anschließend in einen semigaußischen Puls mit einer Anstiegszeit¹⁸ von $2.4\ \mu\text{s}$ umgewandelt. Nach dieser Formungszeit ist

¹⁵Übergangsstrahlung **H**igh **V**oltage **G**enerator

¹⁶VA32-HDR12, Fa. IDEAS ASA

¹⁷**M**inimal **I**onising **P**article

¹⁸engl: Peaking Time

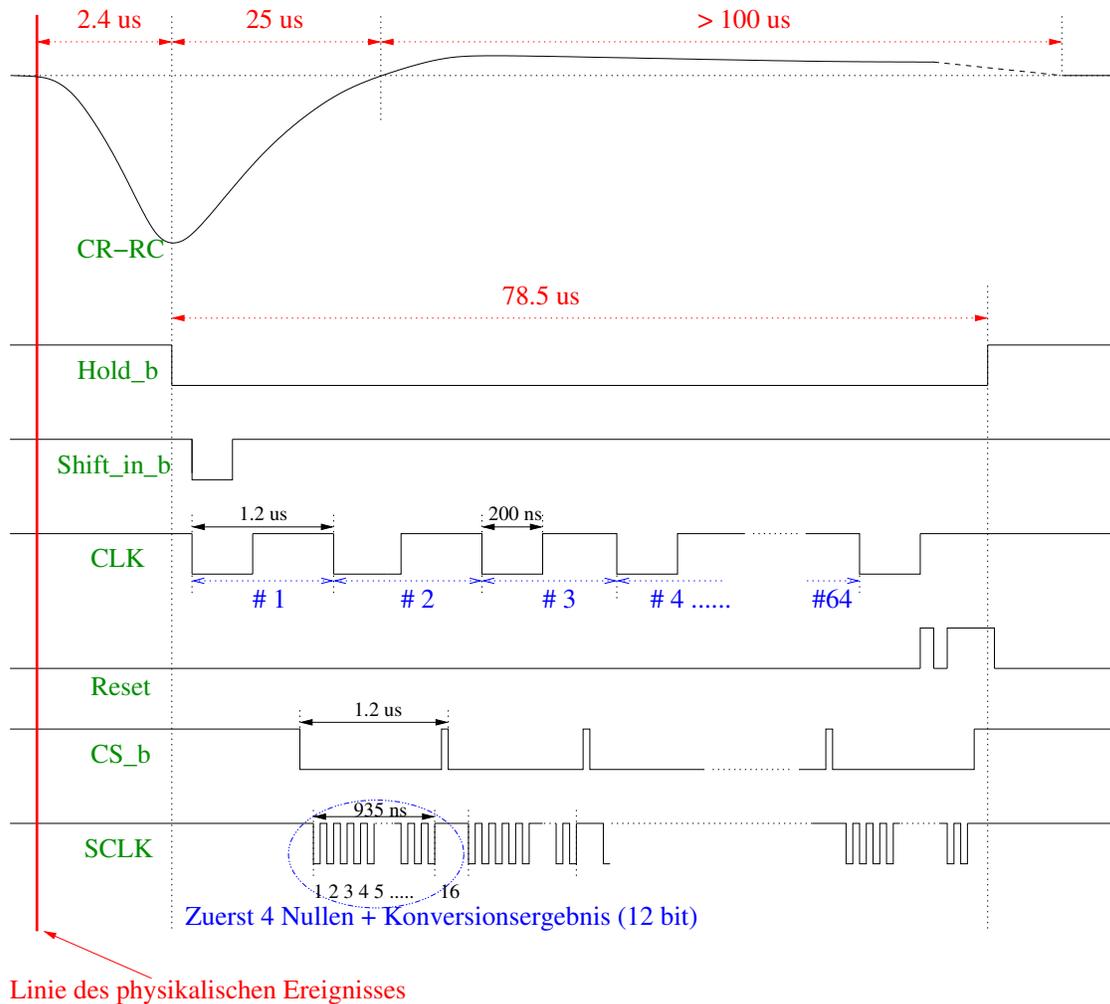


Abbildung 3.14: Zeitlicher Ablauf der Signalverarbeitung in der UFE.

der Spannungswert des Signals maximal und proportional zur Ladungsmenge, die in den Verstärker geflossen ist. Daher wird das Haltesignal (Hold_b) in dem Abtasthalteglied um diese Zeit verzögert, nachdem das externe Triggersignal (Zeitpunkt des physikalischen Ereignisses) ausgelöst wurde, um das Abtasten des Signalmaximums zu gewährleisten.

Sinn dieser Pulsformung ist es, den durch die Ankunftszeitverteilung der Ladungsträger im Verstärkungsbereich bestimmten Stromfluß in ein gut abtastbares Ausgangssignal umzuwandeln. $2.4 \mu\text{s}$ entsprechen einer relativ langen Pulsformungszeit, die zur Folge hat, daß die Wahl des richtigen Abtastzeitpunktes unkritischer wird. Die fallende Flanke des geformten Pulses schneidet die Basislinie der Signalleitung und braucht einige $100 \mu\text{s}$, um den Ausgangszustand wieder zu erreichen. Die Ursache des als *Under shoot* bekannten Phänomens liegt in der kapazitiven Zunahme, sobald die UFE über die UTE mit einem Kammermodul verbunden wird, und kann nicht vermieden werden. Die Folge dieser langen Ausläufer kann den Wert der Daten verfälschen, wenn neue Signale auf der gleichen Leitung in der Abklingphase erzeugt werden. Weitere Details sind im Abschnitt A.2 zu finden. Die Endsignale aller 32 Kanäle werden an einen auf dem VA-Chip befindlichen Multiplexer weitergeleitet.

Dieser legt sie als analoge Spannungswerte seriell an den Ausgang an. Nacheinander gelangen die 64 Signale der beiden Chips zum Analog-Digital-Converter (ADC) und werden mit einer 12 *Bit*-Auflösung digitalisiert. Die Verstärkung liegt bei etwa 2 *ADC*-Kanälen/*fC* mit einer mittleren Schwankung von 1%. Ein MIP erzeugt somit im Fall von Xenon bei einer Gasverstärkung von ~ 3000 ($U \approx 1480 V$) ein Signal von 60 *ADC*-Kanälen, und im Fall von Argon bei einer Gasverstärkung von ~ 5500 ($U \approx 1350 V$) ein Signal von 80 *ADC*-Kanälen. Die Auswertung eines jeden Kanals, bei der auch die erwähnte Konversion stattfindet, beträgt 1.2 μs . Das Haltesignal (Hold_b) dauert insgesamt 78.5 μs an. In dieser Zeit findet die Auswertung der 64 analogen Signale statt. Gleichzeitig ist die UFE, während das Haltesignal gesetzt ist, für weitere Ereignisse nicht ansprechbar. Es wird von der sogenannten Totzeit gesprochen. Informationen zu den restlichen Signalen in Abbildung 3.14 und zu weiteren Eigenschaften der *Frontend*-Elektronik sind zu finden unter [35].

Die UCrate-Elektronik

Die digitalisierten Daten werden schließlich von der UFE seriell an eine UDR2¹⁹-Platine mit einer Übertragungsgeschwindigkeit von 16.7 *MBit/s* übertragen. Die UDR2-Platine, von der sich sechs im UCrate befinden, bildet den zentralen Baustein der Ausleseelektronik. Nach Erhalt des Level-1-Triggers vom ToF-System liest die UDR2 die sieben ADCs der angeschlossenen UFE-Platinen über ein Gate-Array parallel aus und nimmt eine Pedestal-Subtraktion vor.

Anschließend gelangen die Daten von der UDR2 zum JINF-Modul (1x im UCrate), das eine *Point to Point*-Verbindung (*AMS-Wire*) mit dem Zentralrechner JMDC besitzt und an diesen die Daten weiterleitet.

Die sechs im UCrate befindlichen UPSFE²⁰-Platinen verteilen an die UFE-Einheiten die nötige Betriebsspannung von $\pm 2.0 VDC$.

Auf der UHVG-Platine wird die Eingangsspannung von 120 *V* auf die nacher an den Anodendrähten benötigte Hochspannung transformiert. Jede der insgesamt sechs im UCrate untergebrachten UHVG-Platinen besitzt sieben Hochspannungskanäle, von denen ein einzelner einen Turm aus vier Kammermodulen mit Hochspannung versorgt.

Im UCrate sind alle elektronischen Module auf der UBP²¹-Steckplatine auf VME²²-Basis untergebracht. Die gesamte Kommunikation innerhalb des UCrates erfolgt über Leitungen in dieser Platine. Zusätzlich sind die einzelnen im UCrate befindlichen Module über die UBP mit der Stromversorgungseinheit UPD verbunden. Die UPD-Box wird über die Energieversorgung des AMS02-Detektors mit einer Spannung von 28 *V* versorgt und erzeugt mit mehreren *DC/DC*-Spannungsumwandlern sämtliche für die Crate-Elektronik benötigten Niederspannungen ($\pm 2.5 VDC$, $+3.3 VDC$, $+5.0 VDC$, $+120 VDC$).

Das zweimal redundant ausgelegte USCM überwacht und steuert die einzelnen

¹⁹Übergangsstrahlung **D**ata **R**eduction

²⁰Übergangsstrahlung **P**ower **S**upply **F**ront **E**nd

²¹Übergangsstrahlung **B**ack **P**lane

²²standardisiertes Steckplattenformat

Module im UCrate. Dieses ist über den CAN-Bus mit dem Zentralrechner JMDC verbunden und gibt die Befehle von diesem über Leitungen in der UBP an die einzelnen elektronischen Module weiter. Weiterhin ist die für den TRD zuständige USCM für die Auslese aller im Oktogon befindlichen Temperatursensoren verantwortlich. Auf das Temperaturkontrollsystem des TRD wird ausführlich im Kapitel 5 eingegangen. Im nächsten Abschnitt wird die Vielseitigkeit der USCM-Platine gezeigt.

In diesem Zusammenhang muß an dieser Stelle erwähnt werden, daß aufgrund von Gewichtsreduzierungsmaßnahmen, die an vielen Stellen im AMS02-Detektor durchgeführt werden, die USCMS aus den DAQ-Crates, also auch dem UCrate, entfallen werden. In einigen speziellen Crates (JCrate, UGCrate, MCrate) werden weiterhin USCMS zur Detektorkontrolle eingesetzt. Im UCrate werden dann die Aufgaben der Systemkontrolle (jedoch nicht die Auslese der Temperatursensoren) von dem JINF-Modul, das ebenfalls eine Verbindung mit dem Zentralrechner besitzt, übernommen. Jedoch ist es prinzipiell unbedeutend, welches Modul die Systemkontrolle übernimmt, denn die zu bewältigenden Aufgaben, die diese Arbeit untersucht, sind die gleichen. Da jedoch zum Zeitpunkt dieser Arbeit die Systemkontrolle über das JINF-Modul sich noch in der Realisierungsphase befindet, wurde bei allen durchgeführten Untersuchungen der bestehende Aufbau mit den USCMS verwendet.

Die Auslese der im TRD befindlichen Temperatursensoren wird nach dem neuen Entwurf von USCMS übernommen, die sich im dem für das Gassystem verantwortlichen UGCrate befinden.

3.4.1 Das Universal Slow Control Modul (USCM)

Das USCM wurde als generelles Dienstleistungsmodul für AMS02 entwickelt. Es zeichnet sich durch eine hohe und breitgefächerte Funktionalität aus. Es kontrolliert im Allgemeinen autark und routinemäßig die Hardware.

Das Kernstück des USCM bildet ein 8-*Bit*-Mikroprozessor mit der Kennzeichnung *DS80C390*²³ [54]. Die zugehörige CPU läuft mit einer Clockfrequenz von 16 *MHz*, womit maximal vier Millionen Instruktionen pro Sekunde ausgeführt werden können.

Das USCM verfügt über zwei 128 *KByte* RAM-Speicher, EPROM²⁴ und EEPROM²⁵. Auf dem einmal programmierbaren EPROM-Chip befindet sich der sogenannte Boot-Loader, der das USCM beim Einschalten initialisiert. Der nicht flüchtige aber wiederbeschreibbare EEPROM-Chip enthält die Hauptsoftware, die das USCM steuert.

Der *DS80C390*-Mikroprozessor unterstützt bereits das CAN-Bus-Protokoll, über das die Kommunikation mit dem Zentralrechner JMDC abläuft. Die Schnittstelle zu den elektronischen Modulen, die in den Crates von dem USCM gesteuert werden, erfolgt über mehrere Input-/Output-Leitungen, die durch zwei VME-Verbindungen

²³Hersteller: Fa. DALLAS Semiconductor, MAXIM

²⁴Erasable Programmable Read-Only Memory

²⁵Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory

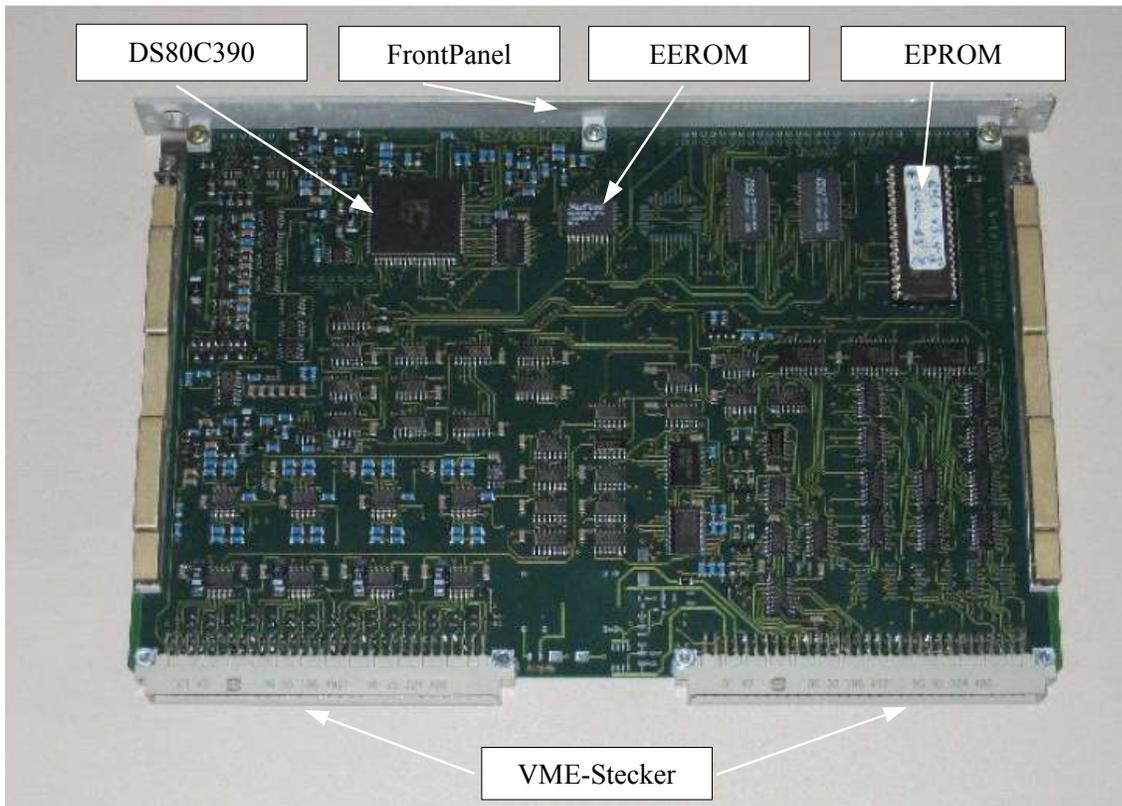


Abbildung 3.15: Das Universal Slow Control Module [25].

realisiert werden. Optional sind noch weitere Schnittstellen auf der gegenüberliegenden Seite auf dem sogenannten FrontPanel vorhanden, die unter anderem zum Auslesen der Temperatursensoren verwendet werden. Insgesamt ermöglichen folgende I/O-Leitungen die Kommunikation mit allen möglichen elektrischen Modulen:

- 16 Analogausgänge, 12-Bit Auflösung, 0 ... 4.095 V
- 32 Analogeingänge, 12-Bit Auflösung, 0 ... 4.095 V
- 8 sogenannte „1-Wire“-Busleitungen, um bis zu 512 Temperatursensoren der Familie *DS18S20* auszulesen.
- 2 serielle Ports basierend auf dem RS-232 Protokoll (5 V)
- 8+1 digitale LVDS-Ausgänge (unidirektional)
- 16+2 digitale LVDS kombinierte I/O-Signale (bidirektional)

Es wird der LVDS-Standard verwendet, da dieser gegenüber Rauscheinflüssen sehr störsicher ist. Unter dieser Konfiguration ist das USCM optimal für den Einsatz als „Mittler“ im AMS02-Netzwerk zwischen dem Zentralrechner und den einzelnen elektrischen Modulen vorbereitet. Weitere Information zum USCM sind zu finden unter [25].

Kapitel 4

Systemkontrolle des TRD

Das Netzwerk der Systemkontrolle beim AMS02-Experiment basiert auf der *Drei-Ebenen-Hierarchie* und ist ausführlich im Abschnitt 2.3 dargestellt worden. In diesem Netzwerk übernehmen die USCM-Module die Rolle eines Vermittlers zwischen dem Zentralrechner JMDC und den einzelnen elektronischen Modulen in den *Crates*, die zu den verschiedenen Subdetektoren und Subsystemen gehören.

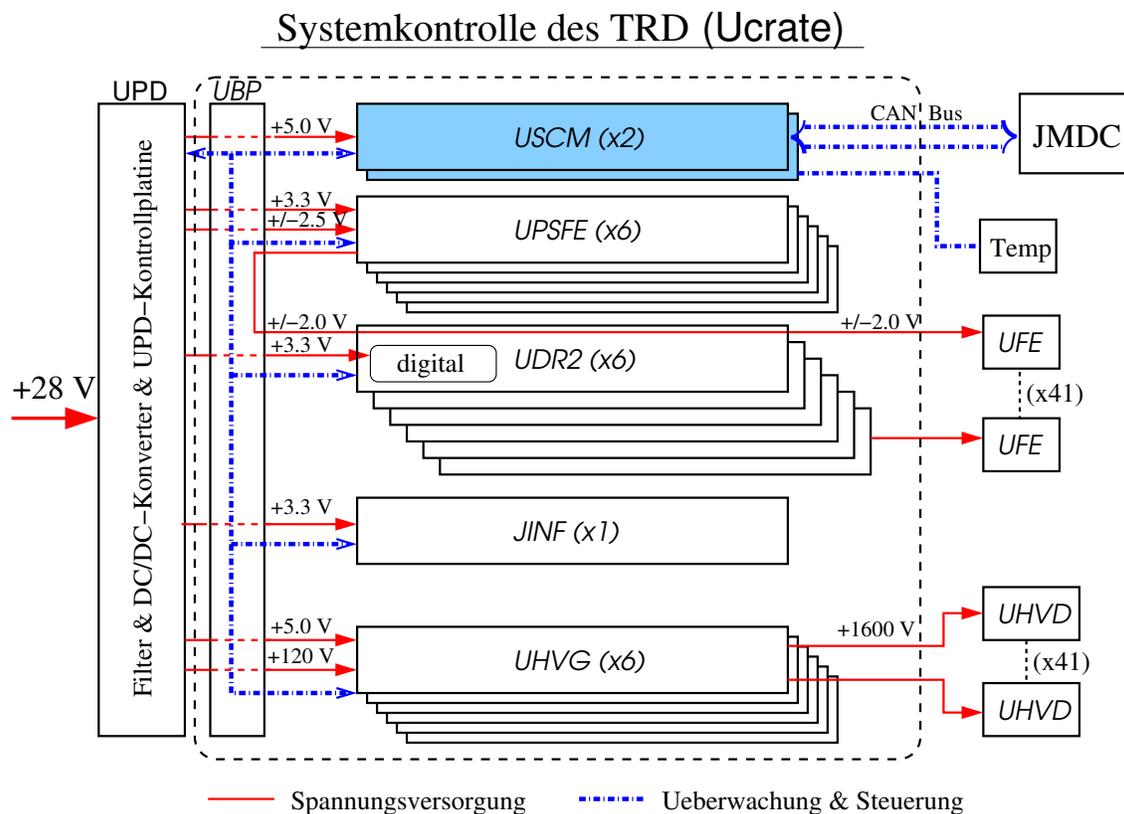


Abbildung 4.1: Die Architektur der Systemkontrolle beim TRD.

In Abbildung 4.1 ist schematisch die Realisierung der Systemkontrolle für den TRD gezeigt. Die zentrale Stelle bildet das USCM-Modul, das über den CAN-Bus

mit dem Zentralrechner verbunden ist. Die Überwachung und Steuerung der einzelnen Module im UCrate erfolgt dann über Leitungen in der UBP; über die UBP werden ebenfalls die verschiedenen Spannungen an die Module geliefert.

In nächsten Abschnitt werden die Aufgaben beschrieben, die zum einwandfreien Betrieb des TRD von der Systemkontrolle erfüllt werden müssen. Anschließend wird im Abschnitt 4.2 die Kontroll-Software vorgestellt, die im Zusammenhang mit dieser Arbeit entstanden ist, und die es ermöglicht, die Systemkontrolle der TRD-Elektronik durchzuführen. Zu diesem Zweck ist ein Testaufbau realisiert worden, mit dem sich die Funktionsfähigkeit der TRD-Systemkontrolle untersuchen läßt; dieser wird im letzten Abschnitt 4.3 in diesem Kapitel beschrieben.

4.1 Aufgaben der Systemkontrolle

Die Systemkontrolle ist im Wesentlichen für folgende Aufgaben im TRD verantwortlich:

- Ein- und Ausschalten der DC/DC-Spannungsumwandler. Diese sind wie alle systemkritischen Komponenten redundant ausgelegt. Sie können parallel betrieben werden, jedoch ist dies aufgrund der beschränkten Energieversorgung nicht vorgesehen.
- Ein- und Ausschalten der Spannungsversorgung der Frontend-Elektronik über in der UPSFE befindliche Lineare Regulatoren. Der Betrieb der Frontend-Elektronik erzeugt Wärmestrahlung und findet daher aus Sicherheitsgründen nur in einem bestimmten Temperaturbereich statt. Erreicht die mittlere Temperatur im TRD einen kritischen Wert, dann kann die Frontend-Elektronik ausgeschaltet werden.
- Ein- und Ausschalten der redundant vorhandenen Komponenten auf dem JINF-Modul und den UDR2- und UHVG-Modulen.
- Überwachung und Steuerung der Hochspannung. Auf jedem der 42 auf sechs UHVGs befindlichen Hochspannungskanäle wird die Spannung einzeln festgelegt. Zusätzlich werden aus Sicherheitsgründen für jeden Kanal individuelle Grenzen definiert. Bei einer zu hohen Spannung oder zu hohem Strom wird der betreffende Kanal ausgeschaltet.
- Überwachung der Temperatur. Die genaue Kenntnis der Temperatur ist sowohl aus sicherheitsrelevanten Gründen als auch zur Bestimmung der Gasverstärkung nötig.

4.2 CONTROL COMMANDER-Software

Für die finale Software zur Steuerung der Systemkontrolle des TRD ist eine Gruppe¹ des MIT² verantwortlich.

Die Kontrollsoftware, die im Zusammenhang mit der vorliegenden Arbeit entwickelt worden ist, wird für Tests der Elektronik eingesetzt, die im Rahmen der Integration des gesamten TRDs notwendig sind. Sie ermöglicht die im letzten Abschnitt genannten Aufgaben durchzuführen. Der Grundgedanke lag in der Schaffung einer leicht zu bedienbaren Oberfläche, die von mehreren Benutzern (auch Nicht-Experten) verwendet werden kann. Nach der Testphase soll sie für den späteren Betrieb optimiert und in die allgemeine AMS-Kontrollsoftware eingebunden werden.

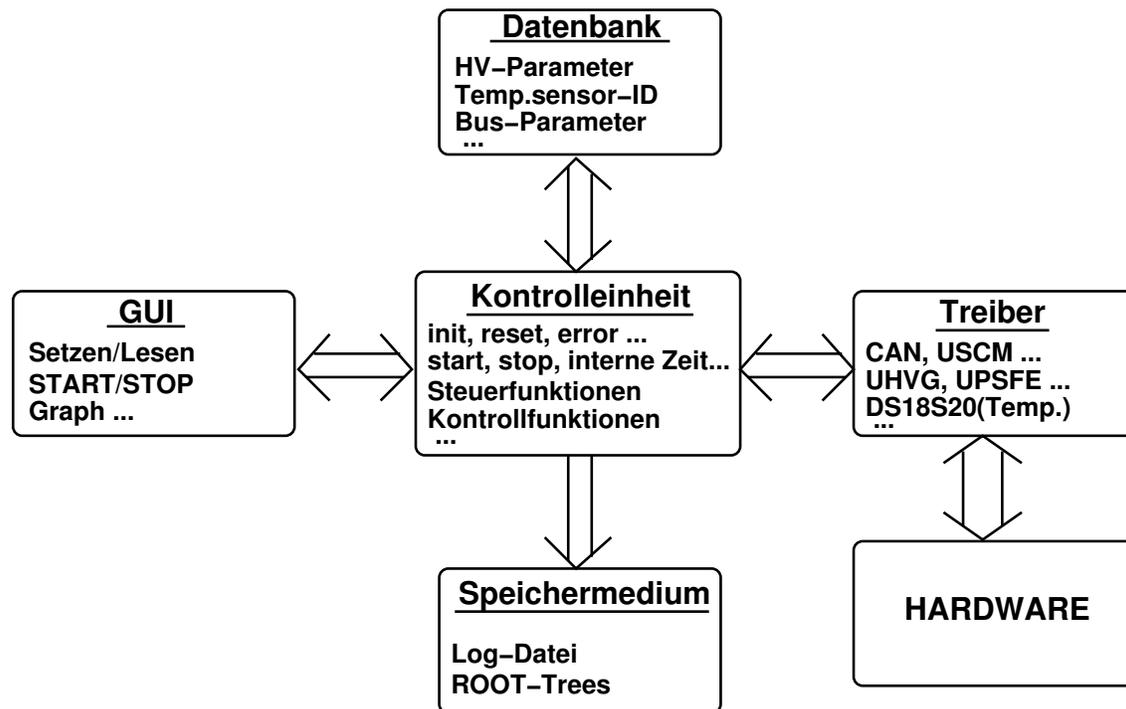


Abbildung 4.2: Modularer Aufbau der CONTROL COMMANDER-Software.

Die Software trägt die Bezeichnung *CONTROL COMMANDER* und ist nach Abbildung 4.2 modular aufgebaut. Sie ist in der Programmiersprache C++ (beinhaltet auch die Syntax der C-Programmierung) geschrieben worden. Für die Realisierung sind weitere C++-Bibliotheken verwendet worden; die Qt³- (Version 3.3.2) und QWt⁴-Bibliotheken (Version 4.2.0) haben zur graphischen Oberfläche beigetragen; darüberhinaus haben die zeitabhängigen Qt-Klassen automatische Abläufe ermöglicht. Die ROOT⁵-Bibliotheken (Version 4.00/08) dienen der Datenverarbeitung.

¹unter der Leitung von Alexei Lebedev

²Massachusetts Institute of Technology

³Fa. Trolltech: Ein objektorientiertes Anwendungs-Toolkit [37].

⁴Qt Widgets for Technical Applications [38].

⁵Ein objektorientiertes Datenanalyse-Toolkit [39].

Die verschiedenen Software-Module werden im folgenden beschrieben.

Treiber

Die Treiber, die Zugriff auf die Hardware ermöglichen, sind von der bereits genannten Gruppe des MIT entwickelt worden. Es handelt sich dabei um *C*-Funktionen, die jeweils für verschiedene Aufgaben und verschiedene elektronische Module zuständig sind. Alle weiteren Module der Software sind im Zusammenhang mit dieser Arbeit entstanden.

Kontrolleinheit

In der Kontrolleinheit wird der komplette Ablauf der Systemkontrolle realisiert. Sie bildet den Kern der gesamten Software. In dieser werden die einzelnen Treiberfunktionen zu sinnvollen Abläufen kombiniert. Zum Beispiel werden hier alle Initialisierungsschritte zum Betrieb der Elektronik durchgeführt. Auch werden hier die notwendigen Parameter (z.B.: Clock Frequenz, ADC-Auflösung, Duty Cycle) zum Bedienen der einzelnen Chips (z.B.: Temperatursensoren, HV-Chips) gesetzt. Darüberhinaus wird zum Startpunkt der Software eine interne Uhr (*QTimerEvent*-Klasse der *Qt*-Bibliothek) gestartet, die automatisierte Vorgänge ermöglicht; zum Beispiel werden auf diese Weise Steuer- und Kontrollfunktionen in festgesetzten Zeitabständen aufgerufen, die die Basis für eine autonome Überwachung des Elektroniksystems darstellen. Zu diesen Bereich gehören auch die Algorithmen, die in kritischen Fällen aktiviert werden. Befindet sich zum Beispiel die Elektronik außerhalb eines definierten Temperaturbereichs, dann werden sämtliche Komponenten automatisch ausgeschaltet.

Datenbank

In der Datenbank befinden sich alle notwendigen Parameter zum Betrieb der Elektronik, zum Beispiel: Temperatursensoren-IDs, Datenbus- und Adressbusparameter für die unterschiedlichen Steckplätze auf der UBP, Konversionsparameter für den HV-Chip.

Speichermedium

Für jede neu gestartete Messung wird automatisch ein Ordner mit der Kennzeichnung des Datums und der Uhrzeit (Start-Zeitpunkt der Messung) erstellt. Es wird eine Textdatei (Logdatei) angelegt, in der alle relevanten Parameter und Systemmeldungen (z.B. bei aufgetretenen Fehlern) vermerkt werden. Die gemessenen Daten (Temperaturwerte, Hochspannung, Strom) werden in Form von ROOT-Trees (*TTree*-Klasse in der ROOT-Bibliothek) gespeichert.

Graphische Oberfläche GUI⁶

Die graphische Oberfläche bildet die Schnittstelle mit der Kontrolleinheit und ermöglicht somit dem Anwender, die Elektronik zu steuern. Über Signalfarben erkennt der Anwender den Zustand des Elektroniksystems: bei *rot* ist ein Problem aufgetreten, bei *grün* ist alles in Ordnung, *gelb* weist auf eine getätigte Status-Änderung hin, die noch nicht bestätigt wurde. Über entsprechende Felder läßt sich der gewünschte Zustand aktivieren; zum Beispiel wird das Ausschalten eines Linearen Regulators auf der UPSFE realisiert, indem das entsprechende Feld markiert und mit dem Anklicken

⁶Graphical User Interface

eines weiteren Feldes (*SET*) an die Hardware gesendet wird. Überprüfen läßt sich der Zustand über das *READ*-Feld. Die Kontrollsoftware ist nach dem Prinzip des sogenannten *Tabbed⁷ Browsing* aufgebaut, wobei jedes *Tab* für die Überwachung und Steuerung einer bestimmten Elektronikgruppe zuständig ist. Im Folgenden werden die einzelnen *Tabs* vorgestellt und ein Überblick über die Funktionsweise gegeben.

Hauptseite

Die Hauptseite (Abbildung 4.3 a)) bietet einen generellen Überblick über den Zustand der gesamten Elektronik⁸. Links läßt sich der aktuelle Modus der jeweiligen Module (UPSFE, UHVG, Temperatursensoren) erkennen. In dem *LOG*-Fenster erscheinen Meldungen, die von der Kontrolleinheit gesendet wurden. Diese Meldungen werden automatisch in der zugehörigen *LOG*-Datei gespeichert. Über die Hauptseite werden ebenfalls die Messungen gestartet, die eine automatische Auslese der Module in definierten Zeitabständen durchführen.

UHVG-Seite

Auf der UHVG-Seite (Abbildung 4.3 b)) entspricht jede der sechs Spalten den sieben Hochspannungskanälen einer UHVG-Platine. Es lassen sich Werte für die Hochspannung setzen und auslesen; zusammen mit der Spannung wird gleichzeitig der Strom ausgelesen. Zusätzlich ist es möglich, Grenzwerte für die Hochspannung und den Strom zu definieren (Feld *C*), die beim Überschreiten automatisch die Hochspannung abschalten. Zwischen den beiden MHV100-Chips⁹, die einen Kanal mit Hochspannung versorgen, kann hin und her umgeschaltet werden (Feld *A* oder *B*). Gleichzeitig wird über das *HOT*-Feld angezeigt, ob beide Chips (*blau*) oder nur einer der beiden (*grün*) aktiviert ist. Sind beide Chips ausgeschaltet, dann ändert sich das *HOT*-Feld in ein graues *COLD*.

UPSFE-Seite

Auf der UPSFE-Seite (Abbildung 4.4 a)) lassen sich die 14 Linearen Regulatoren einer UPSFE ein- und ausschalten; mit diesen läßt sich die Stromversorgung der UFE-Platinen steuern.

Temperatur-Seite

Auf der Temperatur-Seite (Abbildung 4.4 b)) werden alle von dem USCM erkannten Temperatursensoren mit ihrer zugehörigen *ID* und ihrem im TRD befindlichen Ort angegeben. Gleichzeitig wird sowohl der zeitliche Verlauf des Temperaturmittelwerts (grüne Linie) aller erkannten Sensoren¹⁰ als auch der der tiefsten (blaue Linie) und der höchsten (rote Linie) gemessenen Temperatur graphisch dargestellt. Die Länge des Zeitfensters kann zwischen 60 s, 90 min oder 12 h gewählt werden.

⁷Tab: engl. für Kartenreiter

⁸die Bedienelemente für das JINF-Modul, die UDR2-Module und die DC/DC-Konverter werden in einer späteren Phase eingebaut.

⁹Fa. LeCroy

¹⁰es werden nur die Sensoren auf den Temperaturbändern im Oktogon berücksichtigt; der Sensor auf dem USCM nicht.

General | UPSFE | UHVG | Temperature | Settings

START Measurement | **STOP Measurement** | **SAVE Modus ON** | **EXIT** 09:00:00

SAVE Time: 09:00:00

UPSFE Status 1-3

UHVG Status 1-6

	Module A			Module B		
Slot: 16	Green	Green	Green	Green	Green	Green
Slot: 17	Grey	Grey	Grey	Grey	Grey	Grey
Slot: 18	Grey	Grey	Grey	Grey	Grey	Grey
Slot: 19	Grey	Grey	Grey	Grey	Grey	Grey
Slot: 20	Grey	Grey	Grey	Grey	Grey	Grey
Slot: 21	Grey	Grey	Grey	Grey	Grey	Grey

TAverage	TMin: #3	TMax: #1	TDiff
20.10	20.06	20.12	0.06

Vorbereitungen für den Thermo-Vakuum-Test

TempMin #3--(ID:10A4CF1000080078): 20.0625°C
 TempMax #1--(ID:10F0AE1000080056): 20.125°C
 TempDiff: 0.0625°C
 TempAverage: 20.1016°C

*** 05-03-07_09-33-20: Temperature OK: 20.1016 °C-- ALL LR of UPSFE sw

05-03-07_09-34-17: Measurement Start

05-03-07_09-34-17: 10 DALLAS sensors found

05-03-07_09-34-17: DALLAS: USCM_0x83 is connected

05-03-07_09-34-17: DALLAS: TestSensor2 is connected

05-03-07_09-34-17:
 TempMin #3--(ID:10A4CF1000080078): 20.0625°C
 TempMax #1--(ID:10F0AE1000080056): 20.125°C
 TempDiff: 0.0625°C
 TempAverage: 20.1016°C

a)

General | UPSFE | UHVG | Temperature | Settings

	UHVG0	Slot 17	Slot 18	Slot 19	Slot 20	Slot 21
1	C HOT A SETHV 1399.9 READ HV 1398.2 P Current 17.7 ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF				
2	C HOT B SETHV 999.9 READ HV 1347.5 P Current 17.0 ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF
3	C HOT A SETHV 999.9 READ HV 1397.9 P Current 18.2 ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF
4	C HOT B SETHV 499.9 READ HV 500.2 P Current 9.2 ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF
5	C HOT A SETHV 1399.8 READ HV 1399.4 P Current 17.8 ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF				
6	C HOT B SETHV 1399.9 READ HV 1397.4 P Current 17.0 ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF				
7	C HOT B SETHV 99.9 READ HV 40.1 P Current 4.5 ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF	C COLD A SETHV READ HV P Current ON OFF

Set DEFAULT

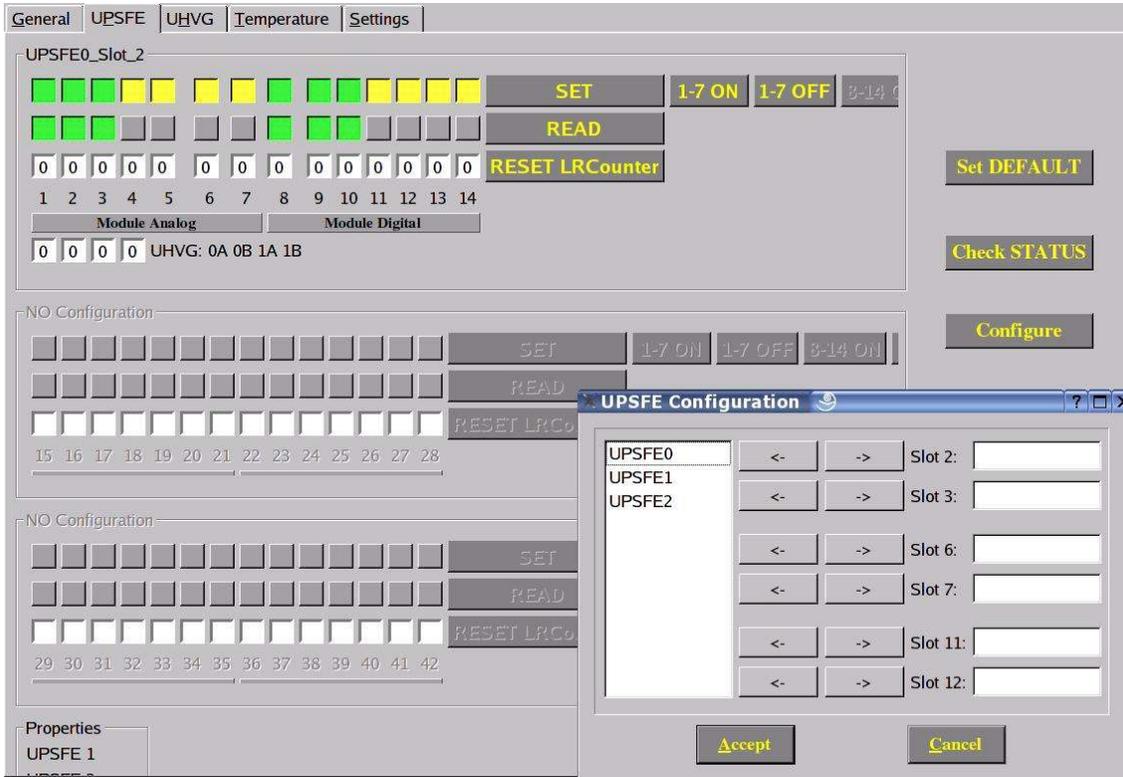
Check STATUS

Configure

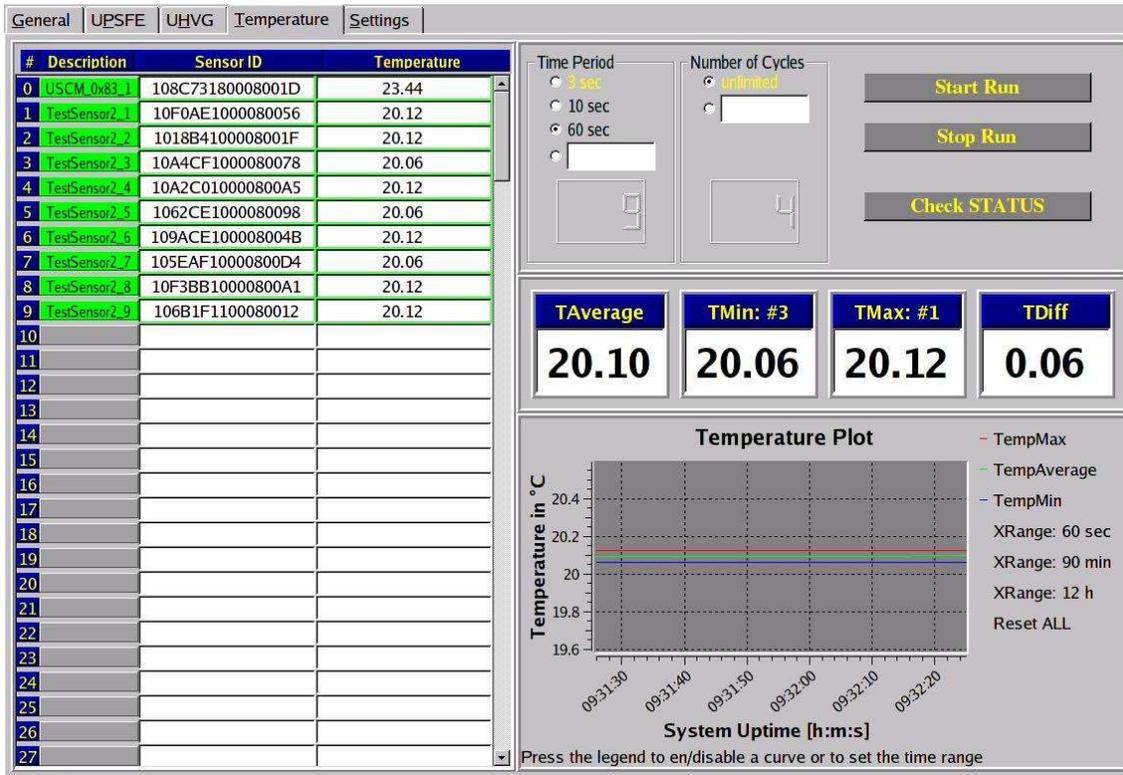
Init

b)

Abbildung 4.3: CONTROL COMMANDER-Software; a) Hauptseite ; b) UHVG-Seite .



a)



b)

Abbildung 4.4: CONTROL COMMANDER-Software; a) UPSFE-Seite; b) Temperatur-Seite.

4.3 Teststand zur Untersuchung der Systemkontrolle

Für die Entwicklung der Software ist ein Teststand nötig gewesen, um die in der Kontrolleinheit definierten Algorithmen zu überprüfen.

Der verwendete Teststand ist in Abbildung 4.5 dargestellt. In der Mitte sind einzelne elektronische Module des UCrates zu sehen. Über die UBP werden diese mit den benötigten Spannungen versorgt. Über eine sogenannte CAN-Box wird der Kontakt des USCMs mit dem Rechner hergestellt. Der Rechner übernimmt die Rolle des JMDCs, von dem die Systemkontrolle ausgeht. Eine schematische Darstellung und eine detaillierte Beschreibung des Testaufbaus wird in Kapitel 6 in Zusammenhang mit einer Untersuchung vorgestellt.

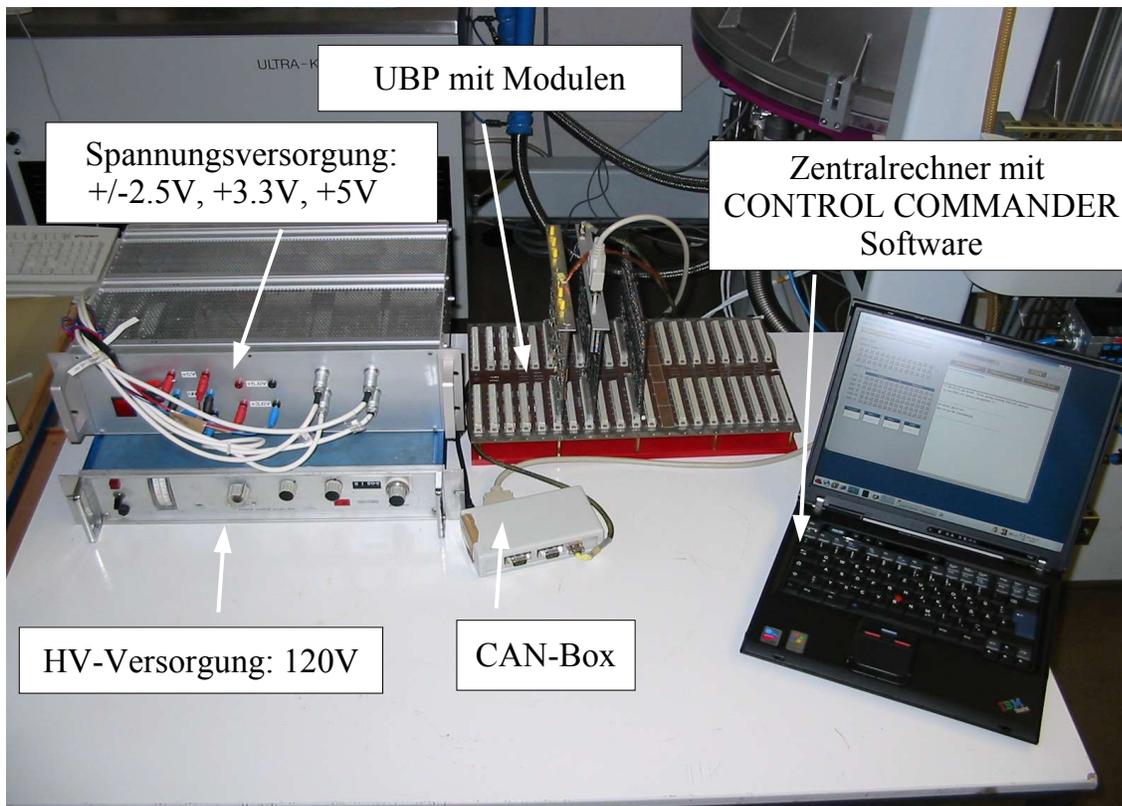


Abbildung 4.5: Teststand zur Untersuchung der Systemkontrolle des TRD; die UBP-Platine ist noch nicht vollständig bestückt.

Der Rechner läuft unter dem Linux-Betriebssystem *RedHat 9*; es handelt sich um einen Standard, der von der AMS02-Kollaboration einheitlich verwendet wird [40]. Insgesamt sind sowohl ein PC und als auch ein mobiles Notebook¹¹ für den Einsatz an dem Teststand konfiguriert worden. In Abbildung 4.5 ist die Konfiguration

¹¹IBM Thinkpad

mit dem Notebook gezeigt. Dieser Aufbau bietet die Grundlage für verschiedene Untersuchungen an. Für spezielle Tests wird dieser Aufbau um weitere Komponenten ausgebaut.

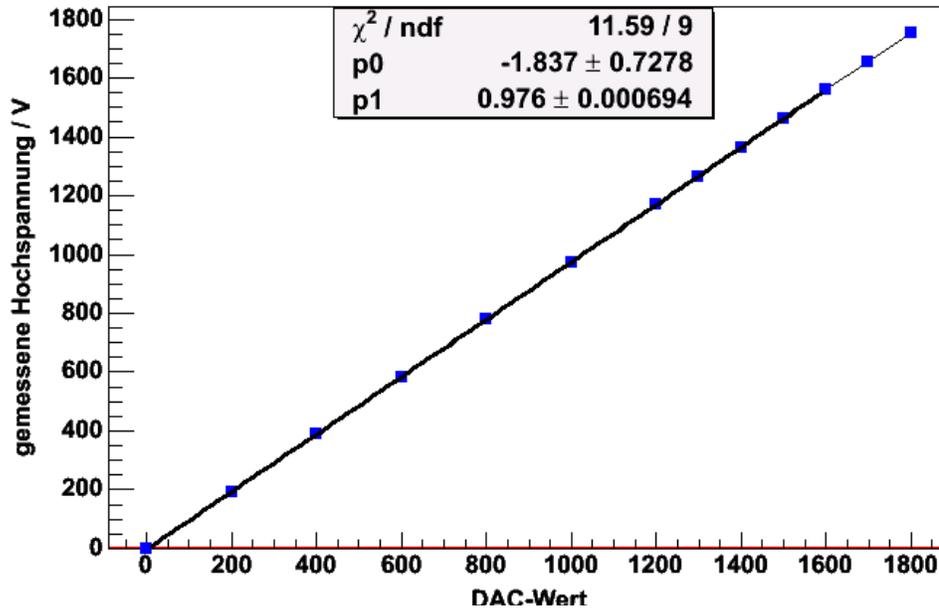


Abbildung 4.6: Kalibrationsmessung eines MHV100-Chips (verantwortlich für einen Hochspannungskanal) der UHVG.

Im Abschnitt 3.2.2 ist gezeigt worden, daß die Gasverstärkung entscheidend von der Hochspannung abhängt. Im Zuge der Software-Entwicklung mit dem vorgestellten Testaufbau sind Kalibrationsmessungen für die einzelnen MHV100-Chips, die für die Hochspannung an den Kanälen der UHVG zuständig sind, durchgeführt worden. In Abbildung 4.6 ist exemplarisch eine derartige Kalibrationskurve dargestellt. Es zeigt einen Verlauf mit einem Fehler in der Steigung von unter 1%. Somit kann die Hochspannung auf 1 V genau gesetzt werden. Eine weitere wichtige Größe, die die Gasverstärkung bestimmt, ist die Temperatur. In diesem Zusammenhang wird im nächsten Kapitel das Temperaturkontrollsystem des TRDs vorgestellt.

Kapitel 5

Das Temperaturregelsystem des TRD

Der AMS02-Detektor wird sich auf der Internationalen Raumstation ISS im Welt- raum befinden. In dieser Umgebung wird der Detektor aufgrund der Variation der Positionsausrichtung der Raumstation zur Sonne Temperaturen ausgesetzt sein, die sich zwischen $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ und $+180\text{ }^{\circ}\text{C}$ bewegen [70].

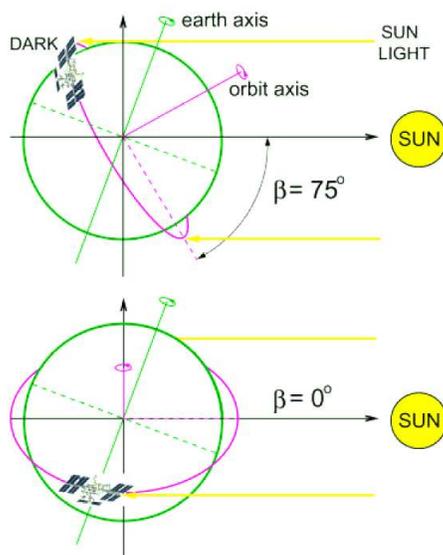


Abbildung 5.1: Die Sonneneinstrahlung auf die Internationale Raumstation ISS hängt von der Position der ISS zur Sonne ab; die ISS bewegt sich in einer Ebene um die Erde; die Normale der Ebene (Orbitachse) präzediert um die Erdachse.

Die Variation rührt einerseits aus der Bewegung der ISS in einer Ebene um die Erde; eine Umlaufbahn wird Orbit genannt und dauert 90 min . Andererseits präzediert die Normale dieser Ebene (Orbitachse) um die Erdachse mit einer Periode von 60 Tagen¹. Der Winkel zwischen der Ebene und der Verbindungslinie zwischen Erde und Sonne wird mit β bezeichnet. In Abbildung 5.1 sind zwei Fälle exemplarisch für $\beta=75^{\circ}$ und für $\beta=0^{\circ}$ gezeigt.

Durch Abschirmungen nach außen, in Form von MLI-Folien (vgl. Abschnitt 3.3.1), läßt sich die mittlere Temperatur im Inneren des TRD auf einen Bereich von $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ bis $+40\text{ }^{\circ}\text{C}$ einschränken. Nach dem Entwurf des TRD ist jedoch lediglich ein Arbeitsbereich zwischen $+10\text{ }^{\circ}\text{C}$ und $+25\text{ }^{\circ}\text{C}$ vorgesehen. Außerhalb dieser Grenzen wird der Detektor nicht betrieben, um mechanische Schäden zu vermeiden. Zu erwähnen ist, daß die Steuerung des Gas- systems bei tiefen Temperaturen dazu führen kann, daß die Gasventile brüchig wer-

¹folgt aus der Präzession der Knoten der Bahn

den. Bei höheren Temperaturen kann die Gasdichtigkeit der Kammerröhrchen zerstört werden. Befindet sich der TRD im Arbeitsmodus, so erzeugt die Frontend-Elektronik zusätzlich Wärmestrahlung, die lokal die Temperatur beeinflusst.

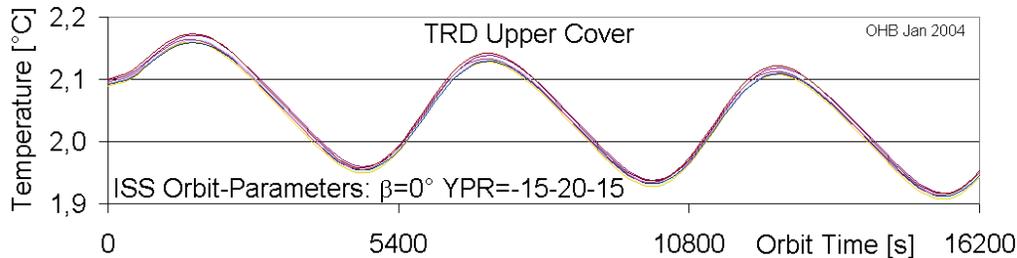


Abbildung 5.2: Temperaturverlauf innerhalb des TRD bei einer Simulation; die mittlere Temperatur schwankt während eines Orbits um weniger als 0.2°C [66].

In Abbildung 5.2 ist eine thermische Simulation für den Fall $\beta=0^{\circ}$ gezeigt. Die drei Parameter (-15-20-15) entsprechen Winkeln im YPR²-Koordinatensystem und beschreiben die Lage der ISS in der Umlaufebene. Die Kurve stellt die mittlere Temperatur innerhalb des TRDs während drei Orbits dar. Es ist deutlich zu erkennen, daß die mittlere Temperatur während eines Orbits (5400 s = 90 min) um weniger als 0.2°C schwankt. Das abfallende Verhalten der Maxima von Orbit zu Orbit deutet bereits auf den Einfluß der Präzessionsbewegung hin. Diese führt dazu, daß die mittlere Temperatur während einer Periode von 60 Tagen Werte aus dem bereits genannten Bereich von -20°C bis $+40^{\circ}\text{C}$ annimmt. Der resultierende Temperaturverlauf ergibt sich folglich aus der Überlagerung beider Bewegungen.

Da es sich bei dem Gassystem des TRD um ein geschlossenes System handelt, ändert sich die Gasdichte nicht und kann als unabhängig von der absoluten Temperatur angesehen werden. Jedoch können aus oben genannten Gründen lokal Temperaturschwankungen auftreten, die die Gasdichte und daher auch die Gasverstärkung entscheidend beeinflussen. Nach Abschnitt 3.2.2 darf die maximale Varianz der Gasverstärkung nicht 3% übersteigen. Um dieses Ziel zu erreichen, muß unter anderem der Temperaturgradient innerhalb des gesamten TRD-Volumens geringer als $\pm 1^{\circ}\text{C}$ sein.

An das Temperaturkontrollsystem des TRD werden daher Anforderungen gestellt, die eine einwandfreie Funktionalität im gesamten Temperaturbereich von -20°C bis $+40^{\circ}\text{C}$ betreffen. Darüberhinaus sollen Temperaturentscheidungen mit genügend hoher Genauigkeit im gesamten TRD möglich sein.

Im nächsten Abschnitt werden die im TRD verwendeten Temperatursensoren vorgestellt; es wird sowohl ihre Funktionsweise als auch das Kommunikationsprotokoll, das zum Datentransfer mit dem USCM verwendet wird, beschrieben. Anschließend wird im Abschnitt 5.2 und 5.3 sowohl die mechanische als auch die elektrische Realisierung des Temperaturkontrollsystems im TRD dargestellt. Infolge der hohen kapazitiven Eigenschaften der Bänder, auf denen die Temperatursensoren angebracht sind, ergeben sich bei der Anbindung der Bänder an das Auslesem modul USCM

²Y_{aw}(Gieren)-Pitch(Neigen)-Roll(Rollen)

Schwierigkeiten im Kommunikationsablauf. Im Abschnitt 5.4 werden diese Schwierigkeiten anhand des Kommunikationsprotokolls erläutert und eine Lösung präsentiert. Im letzten Abschnitt 5.5 werden die Ergebnisse aus dem Thermo-Vakuum-Test gezeigt. Es wurden 44 Temperatursensoren auf vier Bändern auf Funktionalität und Genauigkeit überprüft.

5.1 Temperatursensoren

Die verwendeten Temperatursensoren tragen die Bezeichnung $DS18S20^3$ und erfüllen die Bedingungen der Weltraumtauglichkeit. Eine schematische Darstellung ist in Abbildung 5.3 zu sehen. Diese digitalen Thermometer ermöglichen eine Temperaturmessung mit einer 9-Bit -Auflösung und besitzen eine Alarm-Funktion mit programmierbaren unteren und oberen Auslöser-Grenzwerten. Der Arbeitsbereich bewegt sich zwischen -55°C und $+125^\circ\text{C}$ und deckt somit den Temperaturbereich ab, der innerhalb des TRD herrschen wird. Eine absolute Genauigkeit von $\pm 0.5^\circ\text{C}$ ist laut Hersteller im Bereich von -10°C bis $+85^\circ\text{C}$ gewährleistet. Das sogenannte 1-Wire-Protokoll wird für die Kommunikation mit einem Mikroprozessor verwendet, das definitionsgemäß nur eine Leitung für den Ablauf des gesamten Datenprotokolls benötigt. Jeder der Sensoren ist durch eine eindeutige 64-Bit-ID gekennzeichnet, wodurch eine große Anzahl von Sensoren am gleichen Bus angehängt werden kann.

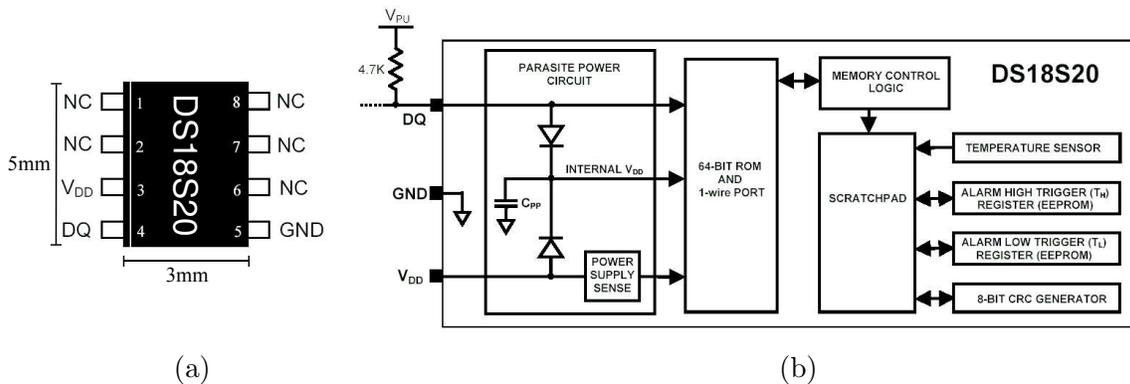


Abbildung 5.3: a) Schematische Darstellung des $DS18S20$ -Sensors mit der Kontaktierung: V_{DD} =Spannungsleitung, DQ =Datenleitung, GND =Masseleitung, NC =Not connected; b) Block Diagramm des $DS18S20$ -Sensors [53].

5.1.1 Funktionsweise des $DS18S20$ -Sensors

Das Blockdiagramm des $DS18S20$ wird in Abbildung 5.3 b) gezeigt. Das 64-Bit-ROM enthält die charakteristische ID des jeweiligen Sensors. Der Speicher *Scratchpad* besitzt insgesamt acht einzelne 1-Byte -Register; auf diese kann von außen zugegriffen werden. In die ersten beiden Register wird der digitale Temperaturwert

³Hersteller: Fa. DALLAS Semiconductor, MAXIM

geschrieben. Eine Temperaturmessung basiert auf einer Analog-Digital-Konversion, die bis zu 750 *ms* andauern kann. Das bedeutet, daß die aufeinanderfolgende Auslese von einigen Hundert Temperatursensoren mehrere Minuten beanspruchen kann. Das Temperaturformat in den beiden Registern ist in Abbildung 5.4 gezeigt.

	bit 7	bit 6	bit 5	bit 4	bit 3	bit 2	bit 1	bit 0
LS Byte	2 ⁶	2 ⁵	2 ⁴	2 ³	2 ²	2 ¹	2 ⁰	2 ⁻¹
	bit 15	bit 14	bit 13	bit 12	bit 11	bit 10	bit 9	bit 8
MS Byte	S	S	S	S	S	S	S	S

Abbildung 5.4: Das Temperaturformat des DS18S20-Sensors [53].

Die ersten acht Bits beschreiben das *Least Significant Byte* und enthalten den absoluten Temperaturwert. Die 9-Bit-Auflösung wird durch das Vorzeichen *S* im *Most Significant Byte* erreicht. Für *S*=0 ist der Temperaturwert positiv, für *S*=1 negativ. Eine Auflösung größer als 9 Bit kann aus den Informationen ermittelt werden, die außer in den beiden Temperaturregistern noch im *COUNT_REMAIN*- und *COUNT_PER_C*-Register stehen (ebenfalls im *Scratchpad*). Nachdem die 16 Bit aus den ersten beiden Registern ausgelesen wurden, wird das Bit 0 mit dem Wert 0.5 °C von dem Temperaturwert (*TEMP_READ*) entfernt. Der Temperaturwert mit der größeren Auflösung läßt sich dann errechnen aus:

$$TEMP = TEMP_READ - 0.25 + \frac{COUNT_PER_C - COUNT_REMAIN}{COUNT_PER_C}$$

Dadurch läßt sich die Auflösung von $\pm 0.500\text{ }^{\circ}\text{C}$ auf $\pm 0.062\text{ }^{\circ}\text{C}$ erhöhen.

Im *Scratchpad* befinden sich ebenfalls die gegenwärtigen Alarm-Grenzwerte. Diese werden beim Einschalten in das *Scratchpad* aus den nicht flüchtigen *EEPROM*⁴-Chips geladen, die die programmierten Werte auch ohne Spannungsversorgung behalten. Eine Besonderheit des Sensors ist die Möglichkeit, den Sensor über die Datenleitung (*DQ*) mit Strom zu versorgen, wenn keine externe Quelle zur Verfügung steht. Befindet sich in diesem Fall der Bus in einem *high*-Zustand, so wird ein interner Kondensator ($C_{PP} = 25\text{ pF}$) über den *Pullup*-Widerstand aufgeladen, der dann den Sensor mit Strom versorgt, wenn der Bus auf *low* gesetzt ist. Die Temperatursensoren im TRD werden jedoch extern über die Spannungsleitung (V_{DD}) mit 5 V versorgt.

Das 1-Wire-Protokoll verwendet ausschließlich die Datenleitung, die über einen relativ niederohmigen *Pullup*-Widerstand (4.7 kΩ) gesteuert wird. Der *Pullup*-Widerstand bringt stets die Datenleitung auf das höhere Potential von 5 V, wenn der *Master* (hier: USCM) oder die *Slaves* (Temperatursensoren) die Leitung zum Signalisieren nicht auf das niedrigere Potential von etwa 0 V erzwingen. In diesem Bussystem werden die Sensoren von dem USCM mittels ihrer eindeutigen IDs identifiziert und angesprochen. Jeder Sensor besitzt nach Abbildung 5.3 a) insgesamt acht Pins, von denen fünf ausschließlich zur Befestigung dienen. Die restlichen drei

⁴Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory

entsprechen der Masse- (GND) und der bereits genannten Daten- (DQ) und Spannungsleitung (V_{DD}).

5.1.2 Das 1-Wire-Protokoll

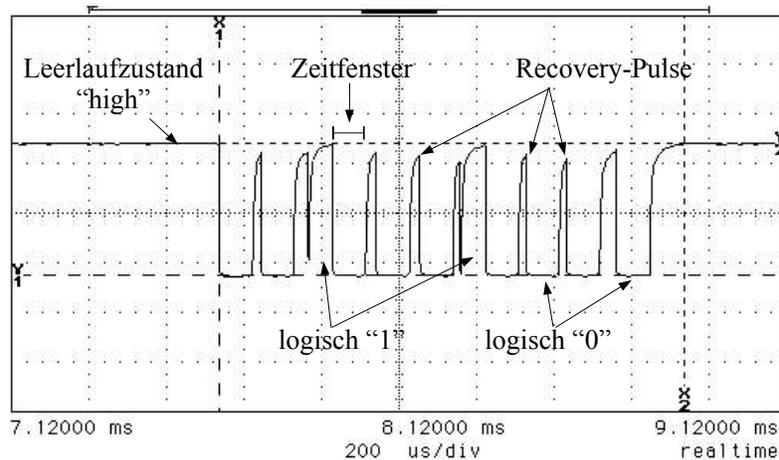


Abbildung 5.5: Das 1-Wire-Protokoll der DS18S20-Sensoren.

Die Kommunikation auf dem 1-Wire-Bus, die in Abbildung 5.5 zu sehen ist, erfolgt stets in drei aufeinanderfolgenden Schritten:

1. Initialisierung
2. ROM Befehl
3. Funktionsbefehl

Jede Transaktion beginnt mit einer Initialisierungssequenz. Diese setzt sich aus einem *Reset*-Puls ($> 480 \mu s$), vom Master (USCM) gestartet, und den *Presence*-Pulsen ($60 - 240 \mu s$) zusammen, die von den Slaves (Temperatursensoren) erwidert werden. Durch den *Presence*-Puls weiß der Master, daß Slaves am Bus angeschlossen sind und auf weitere Befehle warten. Im zweiten Schritt sendet der Master einen *ROM*-Befehl. Es gibt insgesamt fünf *ROM*-Befehle. Diese basieren auf der eindeutigen 64-*Bit*-ID eines Sensors und erlauben dem Master unter anderem, alle Slaves zu erkennen und anzusprechen. Schließlich werden an einen ausgesuchten Sensor Befehle erteilt, wie zum Beispiel der zur Temperaturmessung.

Die Kommunikation zwischen Master und Slave wird nach Abbildung 5.6 in festen Zeitfenstern sowohl für den Schreib- als auch den Lesevorgang durchgeführt. Dabei bestimmt der Master allein, wann ein Schreib- und ein Lesevorgang startet. In einem Zeitfenster wird ein einzelnes Datenbit über den Bus gesendet.

Schreib-Zeitfenster

Es gibt zwei Arten von Schreib-Zeitfenstern, das eine beschreibt die logische 1 und das andere die logische 0. Alle Schreibfenster werden vom Master initialisiert, in

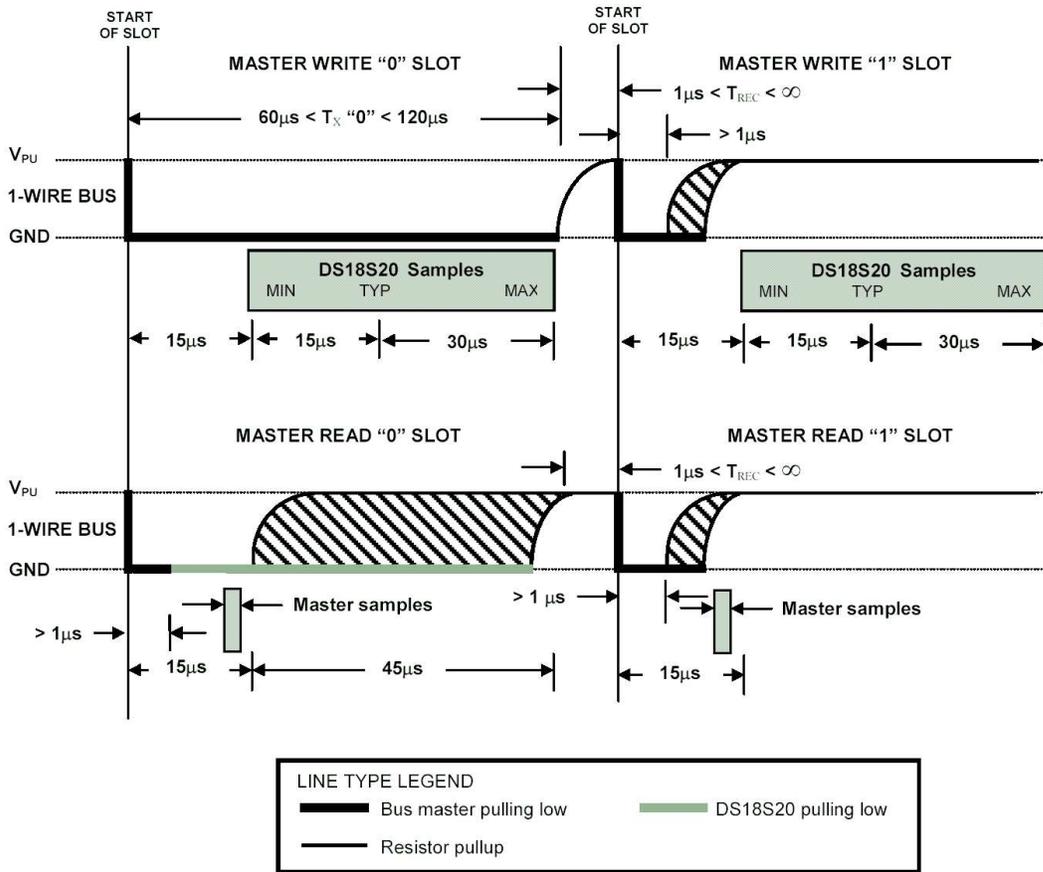


Abbildung 5.6: Schematische Darstellung des 1-Wire-Protokolls [53]; Oben) Schreib-Zeitfenster für das Bit 0 und 1; Unten) Lese-Schreibfenster für das Bit 0 und 1.

dem dieser den Bus auf *low* setzt, und dauern mindestens $60\mu\text{s}$ an. Die Zeitfenster werden stets von einem sogenannten *Recovery*-Puls getrennt, der wenigstens eine Länge von $T_{REC} = 1\mu\text{s}$ hat. Um eine logische 0 zu schreiben, zieht der Master den Bus auf *low* und hält ihn mindestens für die Länge des gesamten Zeitfensters auf diesem Zustand. Für eine logische 1 wird der Bus vom Master innerhalb von $15\mu\text{s}$ wieder losgelassen, nachdem dieser nach unten gezogen wurde. Nach dem Loslassen erreicht der Bus über den *Pullup*-Widerstand seinen Ausgangszustand. Der Slave tastet nun den Bus im Zeitrahmen von 15 bis $60\mu\text{s}$ ab, nachdem der Master das Zeitfenster initialisiert hat. Ist in diesem Zeitraum der Bus *high*, so wurde eine 1 geschrieben, ist dagegen der Bus im *low*-Zustand, so wurde eine 0 geschrieben.

Lese-Zeitfenster

Beim Lesevorgang beträgt die Größe der Zeitfenster für die beiden logischen Größen ebenfalls mindestens $60\mu\text{s}$. Ein Slave kann nur Daten senden, wenn der Master Lese-Zeitfenster veranlaßt. Das bedeutet, der Master muß sofort einen Lesevorgang beginnen, nachdem der Slave mit einem Befehl aufgefordert wurde, Daten zu senden. Das Lese-Zeitfenster wird initialisiert, indem der Bus durch den Master auf *low* für

eine Zeitspanne von mindestens $T_{INIT} = 1 \mu s$ gesetzt und dann losgelassen wird. Im Gegenzug wird eine logische 0 an den Master gesendet, wenn der Slave den Bus für mindestens weitere $15 \mu s$ im *low*-Zustand hält. Um eine logische 1 zu senden, läßt der Slave den Bus seinen Ausgangszustand erreichen, nachdem der Bus vom Master losgelassen wurde. Die Slave-Daten sind nur innerhalb der ersten $15 \mu s$ eines Zeitfensters gültig. Der Master hat nur diese Zeit den Lesevorgang zu starten und den Bus auf seinen Zustand abzutasten. Weitere Informationen sind unter [53] zu finden.

5.2 Temperaturbänder

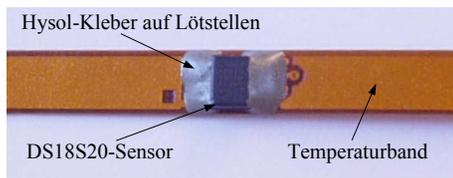


Abbildung 5.7: Ein DS18S20-Temperatursensor auf einem Temperaturband montiert.

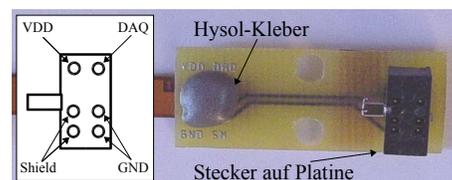


Abbildung 5.8: 6-Pin-Stecker zum Auslesen der DS18S20-Sensoren.

Insgesamt befinden sich 404 Temperatursensoren im Oktogon, die auf 40 Bändern montiert sind. In Abbildung 5.7 ist ein Sensor auf einem Band angebracht. Die Lötstellen wurden mit Hysol-Kleber⁵ überzogen, um einen isolierenden Schutz zu erhalten. Die flachen Bänder haben eine Breite von 6 mm und eine Dicke von insgesamt $465 \mu m$, die sich aus neun Lagen zusammensetzt. Abbildung 5.9 zeigt einen Querschnitt durch das Band.

Die drei *Bond – Ply*⁶-Schichten der Dicke $75 \mu m$ sind ein polyimid Folienkleber. Diese verbinden nicht nur die beiden *Cu – Kapton – Cu*-Kerne isolierend miteinander, sondern bieten auch den mechanischen Schutz nach außen. Die drei Kernschichten sind kleblos und aufeinander gepreßt. Die beiden Kupferschichten der Dicke $35 \mu m$ in Lage zwei und acht sorgen für die nötige Abschirmung. Die Daten werden über die Kupferleitung in Lage vier übertragen. In der selben Lage befindet sich in einem Abstand von 1 mm zur Datenleitung die ebenfalls aus Kupfer bestehende Spannungsleitung. Leztendlich bildet die Kuperschicht in Lage sechs die erforderliche Masseleitung. Den Isolator zwischen den Kupferschichten der beiden Kerne bildet eine Kaptonlage der Dicke $50 \mu m$. Die Bänder besitzen insgesamt eine hohe Kapazität, da die Kupferschicht der Abschirmung und der Masseleitung eine Breite von 5 mm besitzt.

⁵Fa. Loctite

⁶Hersteller: Fa. DuPont

Alle 40 Temperaturbänder werden aus Teilbändern zusammengesetzt, die sich nach Abbildung 5.10 in drei Gruppen einteilen lassen. Die Gruppen unterscheiden sich in der Länge der einzelnen Teilbänder. Die grundlegenden Längen sind 43.4 cm , 46.0 cm und 54.0 cm . Innerhalb einer Gruppe haben die Temperatursensoren verschiedene Startpositionen. Folglich ergibt sich daraus eine unterschiedliche Anzahl von Sensoren pro Band. Die nicht verwendeten Sensorstellen und die Verbindungskontaktstellen wurden mit Kaptonfolie überklebt. Es wurden je nach Ort und Lage eines Temperaturbandes im Oktogon zwischen vier und sechs Teilbänder für dessen Zusammensetzung benötigt. Die resultierenden Längen bewegen sich zwischen 194.8 cm und 292 cm . Die Anzahl der Temperatursensoren variiert zwischen neun und elf pro Band. Ein Stecker⁷ mit sechs Pins bildet am Ende des Temperaturbandes den elektrischen Anschluß, um die Temperatursensoren auszulesen. Der Stecker befindet sich nach Abbildung 5.8 auf einer Platine, die mit dem Bandmaterial verbunden ist. Für die Spannungs- (VDD) und Datenleitung (DAQ) werden jeweils ein Pin verwendet, für die Masse- (GND) und Abschirmungsleitung (Shield) werden jeweils zwei Pins verwendet.

Lage	Material	Bedeutung
1	75 μm Bond Ply	
2	35 μm Cu	Abschirmung
3	50 μm Kapton	Isolator
4	35 μm Cu	VDD+DAQ
5	75 μm Bond Ply	
6	35 μm Cu	GND
7	50 μm Kapton	Isolator
8	35 μm Cu	Abschirmung
9	75 μm Bond Ply	

Abbildung 5.9: *Querschnitt durch das Temperaturband.*

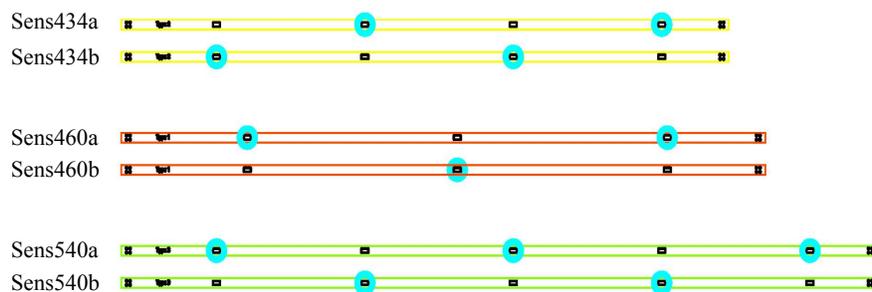


Abbildung 5.10: *3 Gruppen von elementaren Temperaturbändern [58]; die Unterschiede liegen in der Länge der Bänder und der Anzahl der Temperatursensoren auf den Bändern.*

5.3 Integration des Temperaturkontrollsystems

Die 40 Bänder sind in zwei Gruppen eingeteilt. In der ersten Gruppe werden 20 Bänder durchnummeriert und mit einem *H* versehen. Die Kennzeichnung *H* bedeutet *HOT*. In der zweiten Gruppe sind die restlichen 20 Bänder neben der Nummerierung mit einem *C* gekennzeichnet, das für *COLD* steht. Folglich ergeben sich insgesamt

⁷Bez: MA-241-006-261-LC00, Fa. AirBorn

20 Bänder mit einer Bezeichnung zwischen 01H und 20H und 20 Bänder von 01C bis 20C. Es besteht ein Zusammenhang zwischen einem *HOT*- und einem *COLD*-Band mit der gleichen Nummerierung: diese sind identisch bezüglich ihrer Länge und Sensorpositionen. Auf diese Weise entstehen 20 Bänderpaare.

5.3.1 Mechanische Integration

Das Kammersystem des TRD setzt sich aus 20 Lagen zusammen; aufgrund der im Abschnitt 3.3.1 beschriebenen Realisierung der Ausseelektronik und des Gassystems entstehen fünf Ebenen im TRD, von denen jede aus vier Lagen gebildet wird. Der Entwurf des Temperaturkontrollsystems sieht vor, daß in jeder der fünf Ebenen Temperaturbänder angebracht sind. Mit der großen Anzahl an Temperatursensoren ist somit nicht nur eine sehr genaue Temperaturengang innerhalb einer Ebene möglich, sondern vielmehr kann der Temperaturgradient zwischen den Ebenen angegeben werden. In Abbildung 5.11 sind Temperaturbänder zu sehen, die bereits auf den Schottwänden angebracht sind.

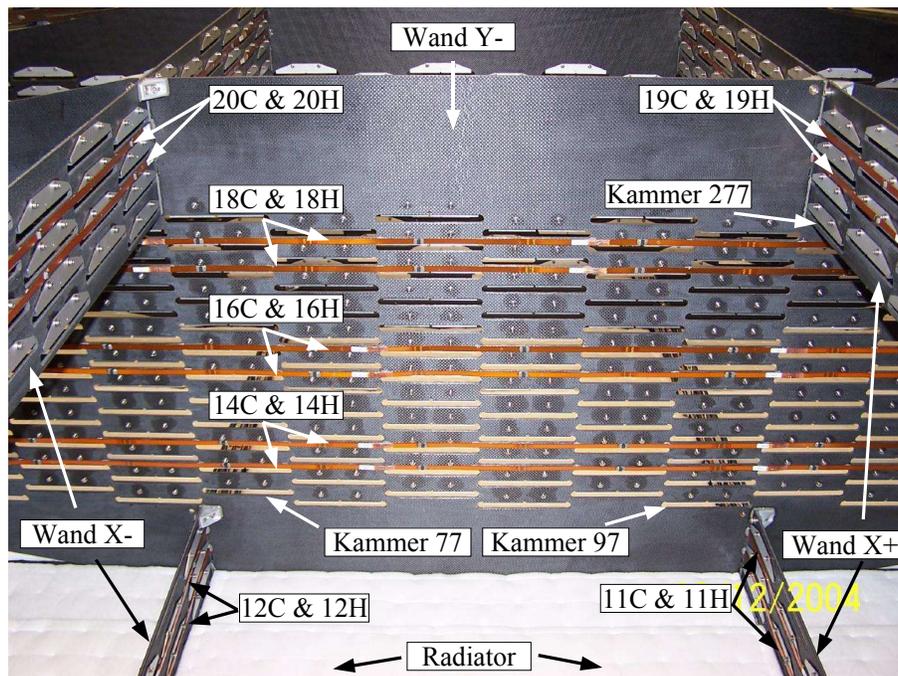


Abbildung 5.11: Temperaturbänder auf den Schottwänden X^- , X^+ und Y^- ; in dieser Phase sind noch keine Kammermodule eingeschoben.

Das Temperaturkontrollsystem basiert ebenfalls auf dem Prinzip der Redundanz. Um diese zu gewährleisten, ist das aus einem *COLD*- und *HOT*-Band gebildete Bänderpaar stets in der gleichen Ebene in einem Abstand von 29 mm angebracht. Dies entspricht nach Abbildung 5.12 dem vertikalen Abstand zweier Kammermodullagen. Die Bezeichnungen *COLD* und *HOT* zweier Bänder mit der gleichen Nummerierung sagen nichts über den tatsächlichen Zustand dieser Bänder aus, sondern sollen vielmehr verdeutlichen, daß wenn das eine Band nicht mehr einwandfrei arbeitet,

das andere die Temperatúrauslese übernimmt. Auf diese Weise ist sicher gestellt, daß eine Temperaturengang zu jeder Zeit in allen fünf Ebenen möglich ist.

Innerhalb einer Lage beträgt der Abstand des Bandes zu den Kammermodulen auf beiden Seiten weniger als 1 mm . Die Temperaturbänder werden mit Hysol⁸ am Oktogonmaterial festgeklebt.

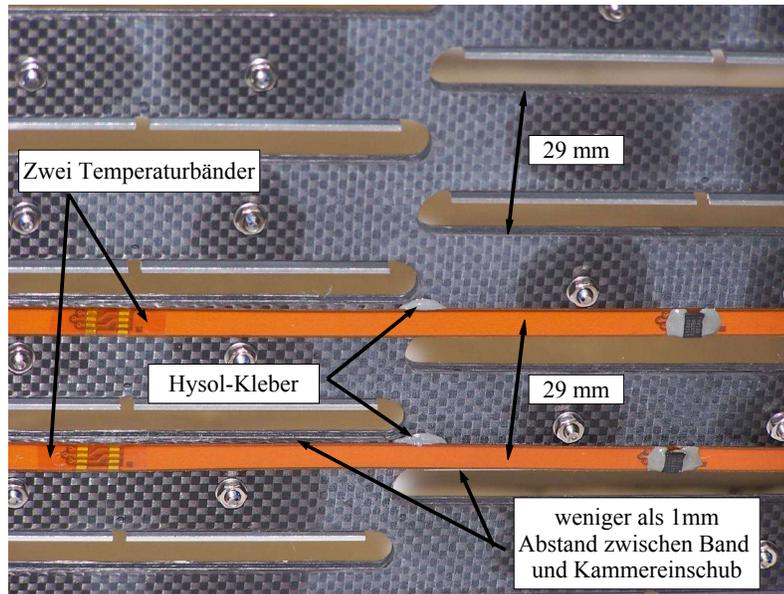


Abbildung 5.12: Ein Bänderpaar ist in einem Abstand von 29 mm auf der Schottwand angebracht; in dieser Phase sind noch keine Kammermodule eingeschoben.

Zur Verdeutlichung des gesamten Temperaturkontrollsystems zeigen die folgenden Abbildungen 5.13 bis 5.17 schematisch, wie alle 40 Bänder sowohl auf der inneren Oktogonwand als auch auf den vier Schottwänden angebracht sind. Auf der Oktogonwand befinden sich zehn Bänderpaare mit der Nummerierung 01 bis 10, auf den vier Schottwänden die andere Hälfte mit der Nummerierung 11 bis 20. Jeweils ein Bänderpaar ist auf dem unteren und oberen Abschnitt der beiden X^- - und X^+ -Schottwände zu finden. Auf den beiden Y -Wänden sind jeweils drei Bänderpaare montiert. Somit befinden sich in jeder Temperaturebene des TRDs vier Bänderpaare. Der Abstand zwischen den Bänderpaaren und somit zwischen den Ebenen beträgt $101,5\text{ mm}$ in dem insgesamt 600 mm hohen Oktogon. Weitere Informationen sind unter [58] zu finden.

⁸Fa. Loctite

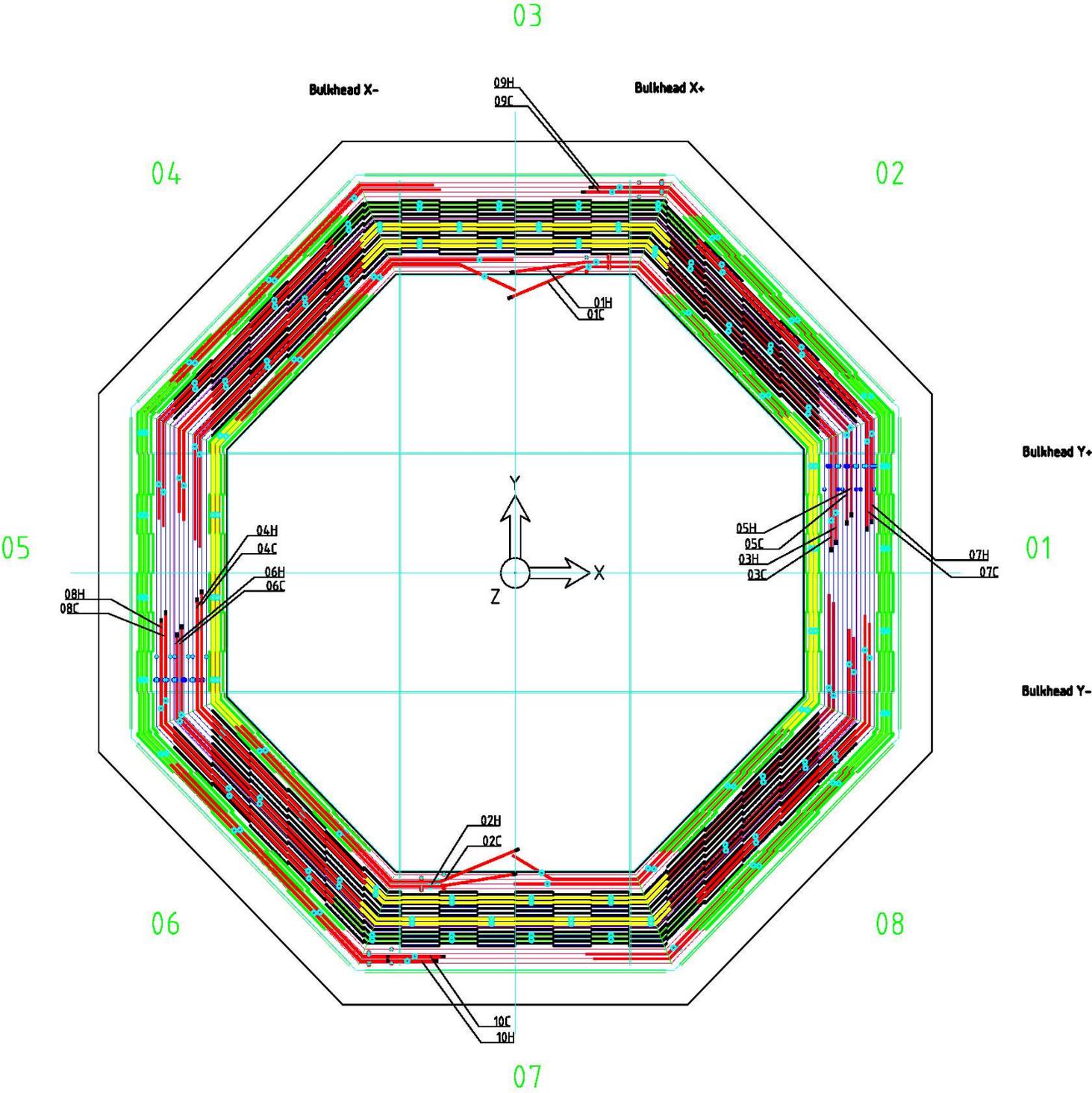


Abbildung 5.13: Integration der Temperaturbänder auf der Oktogonwand [58].

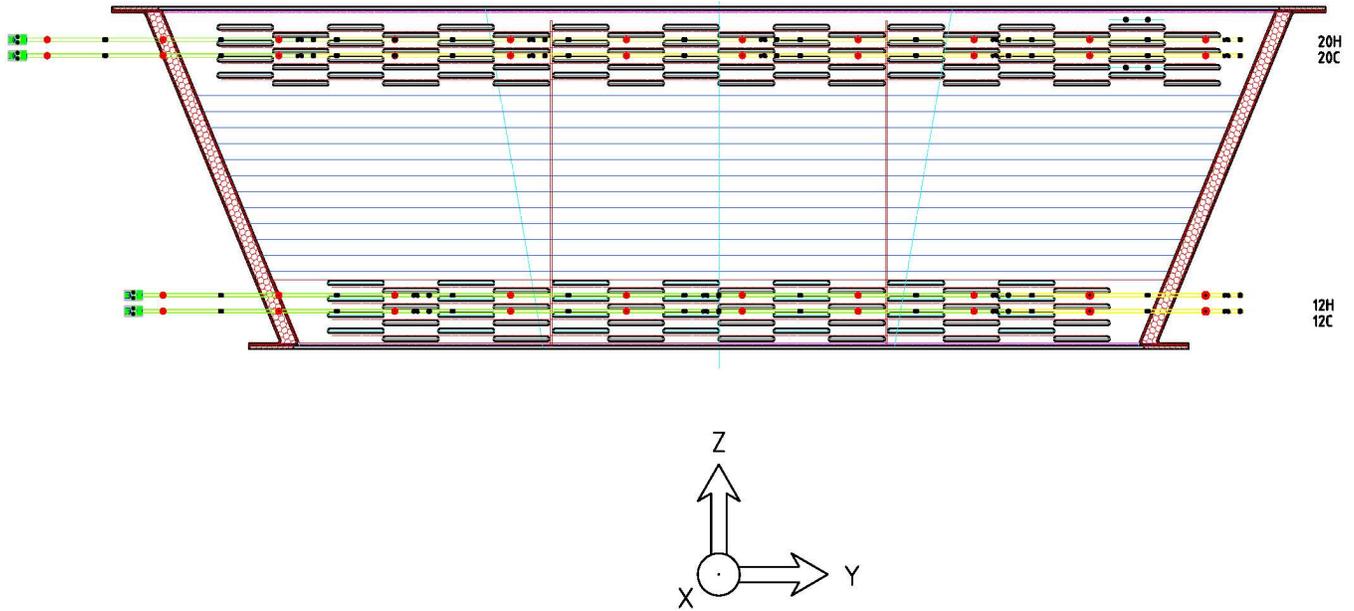


Abbildung 5.14: *Integration der Temperaturbänder auf der Schottwand X^-* [58].

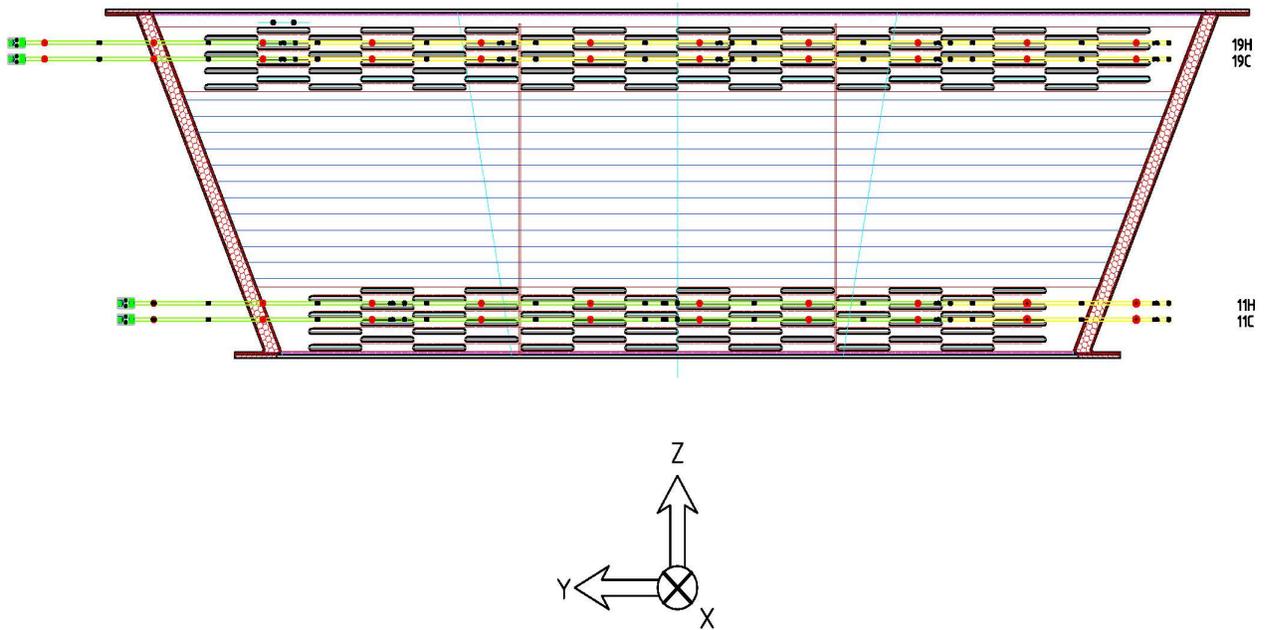


Abbildung 5.15: *Integration der Temperaturbänder auf der Schottwand X^+* [58].

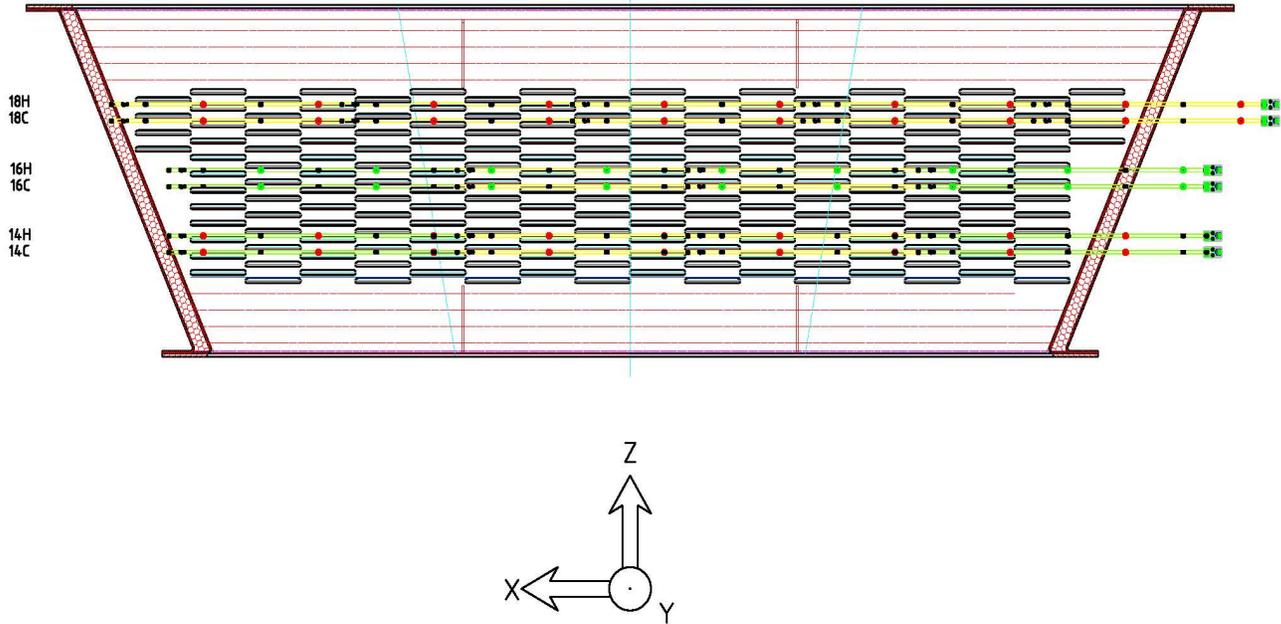


Abbildung 5.16: Integration der Temperaturbänder auf der Schottwand Y^- [58].

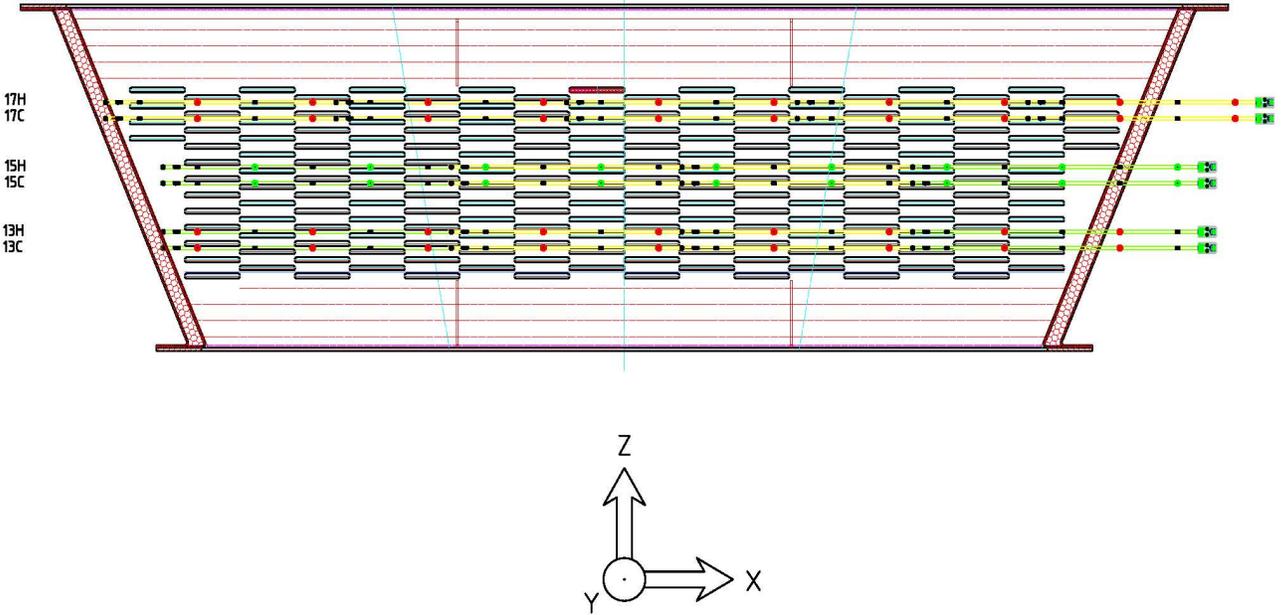


Abbildung 5.17: Integration der Temperaturbänder auf der Schottwand Y^+ [58].

5.3.2 Elektrische Integration

Der elektrische Anschluß aller Temperaturbänder erfolgt an der äußeren Oktogonwand. Abbildung 5.18 zeigt den Fall für die Oktogonwand 01. Die gegenüberliegende Seite 05 sieht entsprechend gleich aus. Die Kennzeichnung der Oktogonwände ist in Abbildung 5.13 zu finden. Das Ende eines Temperaturbandes, an dem sich der Stecker befindet, wird durch eine ovale Öffnung in der Oktogonwand geführt. Außerhalb werden vier Stecker, die zu je einem Bänderpaar aus einem *COLD*- und *HOT*-Band gehören, mittels einer Brücke mechanisch am Oktogon fixiert. Insgesamt gibt es zehn solcher Brücken am Oktogon. Schließlich wird stets eine Vierergruppe entweder von *HOT*- oder *COLD*-Temperaturbändern mit einem Eingang des sogenannten Patch Panels verbunden. Eine schematische Übersicht ist in Abbildung 5.19 gezeigt.

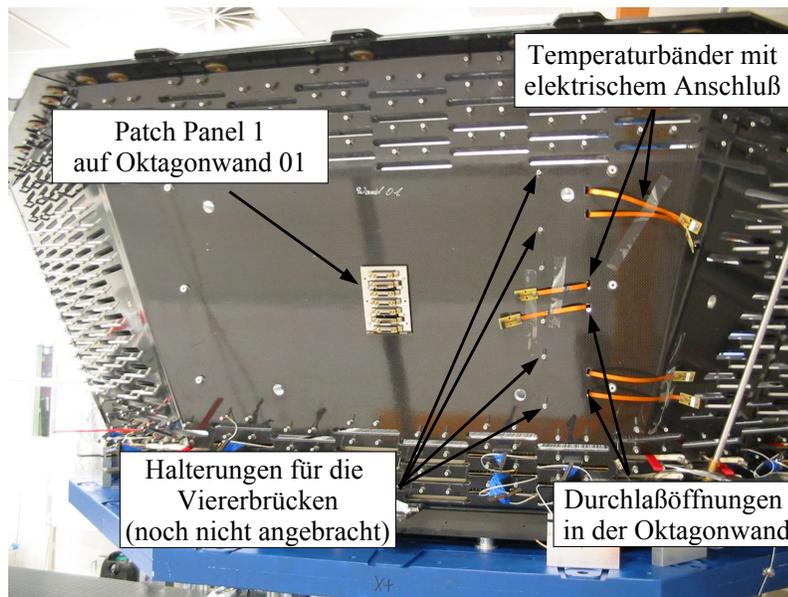


Abbildung 5.18: Elektrische Realisierung der Temperatúrauslese auf der Oktogonwand 01; die Temperaturbänder werden an das Patch Panel angeschlossen.

Das Patch Panel besitzt sieben Anschlüsse, fünf davon sind Eingänge *X1* bis *X5* und zwei sind Ausgänge *X6* und *X7*. Es existieren daher zwei Patch Panel, die auf der Oktogonwand 01 und 05 montiert sind und an deren fünf Eingänge jeweils 20 Temperaturbänder angeschlossen sind. Die zwei Ausgänge *X6* der beiden Patch Panel, die für die *HOT*-Bänder verantwortlich sind, werden an die Adapterplatine⁹ des zuständigen USCMS angeschlossen. Die anderen zwei Ausgänge *X7*, die für die *COLD*-Gruppe zuständig sind, werden entsprechend mit dem zweiten USCMS über die Adapterplatine verbunden. Die beiden für die Temperatúrauslese im Oktogon zuständigen USCMS befinden sich in dem UGCrate, das zum Gassystem gehört.

⁹im Zuge der Optimierungsmaßnahmen, bei der eine bestimmte Anzahl an USCMS entfällt, muß die gleich gebliebene Anzahl an Temperatursensoren (im TRD-Oktogon) auf zwei USCMS verteilt werden; um dies zu ermöglichen, ist eine Adapterplatine nötig, die nachträglich auf die betreffenden USCMS montiert wird (vgl. auch Abschnitt 3.4).

USCMs verbunden sind. Für die Verbindung zwischen dem Patch Panel und dem USCM ist wie schon im vorhergehenden Abschnitt angedeutet eine Adapterplatine nötig, die nach Abbildung 5.20 an dem USCM befestigt wird. Diese wird direkt auf dem USCM festgeschraubt.

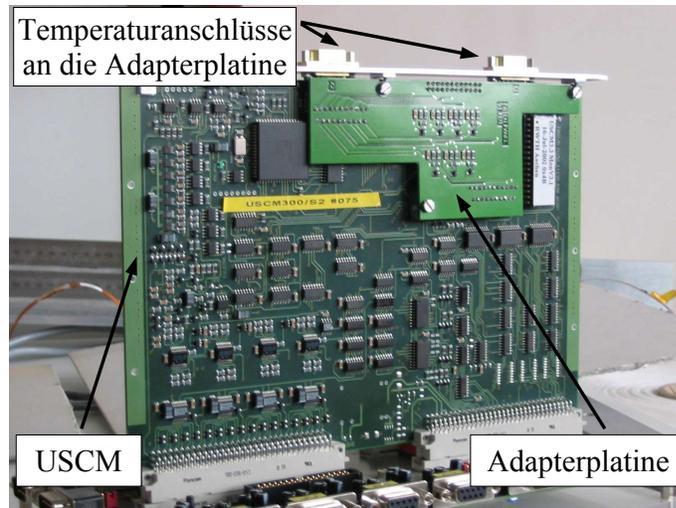


Abbildung 5.20: Adapterplatine montiert auf dem USCM.

Es werden die beiden Ausgänge X6, an die alle 20 *HOT*-Temperaturbänder angeschlossen sind, über die Adapterplatine mit einem gemeinsamen USCM verbunden. An das andere USCM wird ein Anschluß über die Adapterplatine mit den zwei X7-Ausgängen hergestellt, die den 20 *COLD*-Bändern zugeordnet sind. Die Adapterplatine muß zwei Zwecke erfüllen:

1. Ein USCM ist für 202 Sensoren zuständig, die auf sieben zur Verfügung stehende Anschlüsse verteilt werden müssen. Im Extremfall werden bis zu drei Bänder mit maximal 30 Temperatursensoren über einen USCM-Anschluß ausgelesen. Auf der Adapterplatine kommt es zu einer weiteren Zusammenlegung von Leitungen.
2. Andererseits hat die Adapterplatine die Aufgabe, das USCM vor auftretenden Kurzschlüssen in den Temperaturbändern zu schützen. Es müssen daher geeignete Schutzwiderstände auf der Adapterplatine angebracht werden. Ohne den Schutz würde sich das USCM bei einem bestehenden Kurzschluß in einen oszillierenden Ein- und Ausschaltvorgang begeben und wäre nicht mehr funktionsfähig, so daß neben der Temperatúrauslese weitere Aufgaben, für die das USCM zuständig ist, nicht mehr ausgeführt werden können.

Für ein tieferes Verständnis der Schwierigkeiten, die einerseits bei einer Zusammenlegung von Leitungen und andererseits durch die Anwendung von Widerständen in Datenleitungen entstehen, werden im nächsten Abschnitt die theoretischen Grundlagen geklärt. Anschließend wird das Arbeitsprinzip der Adapterplatine an einer Hilfsplatine untersucht.

5.4.1 Physikalische Beschreibung der Temperatursignale

Jede reale Leitung besitzt sowohl ohmsche als auch kapazitive Eigenschaften¹⁰. Ein Wechsel des Buszustands beim *1-Wire-Protokoll* von *low* auf *high* entspricht einer Aufladung eines Kondensators (Gleichung 5.1). Ein Wechsel von *high* auf *low* zeigt eine kapazitive Entladung (Gleichung 5.2). Die Vorgänge beschreiben die steigende und die fallende Flanke eines Signals auf der Datenleitung.

$$U(t) = U_0(1 - e^{-t/\tau}) \quad (5.1)$$

$$U(t) = U_0 \cdot e^{-t/\tau} \quad (5.2)$$

Beim *DS18S20*-Sensor entspricht U_0 der Spannung von $5V$, die im *low*-Zustand auf $0V$ abfällt. τ ist die Zeitkonstante. Beide Vorgänge hängen entscheidend davon ab, wie groß der Gesamtwiderstand R und die Gesamtkapazität C der Leitung selbst und aller an der Leitung angeschlossenen elektrischen Bauteile beträgt. Aus diesen Größen ergibt sich die Zeitkonstante:

$$\tau = R \cdot C \quad (5.3)$$

5.4.2 Untersuchung der Temperatursignale auf der Datenleitung mittels einer Hilfsplatine

Die Zusammenlegung von bis zu drei Bändern mit maximal 30 Sensoren auf einen USCM-Anschluß führen zu einer kapazitiven Zunahme. Die Ursache liegt in dem Aufbau des Temperaturbandes.

Die Masse- und Abschirmungsleitungen sind nach Abschnitt 5.2 flach und 5 mm breit. Diese großen Flächen resultieren in einer hohen Kapazität, die entscheidend die Signalform auf der Datenleitung des *1-Wire-Buses* prägt. Beim Zustandswechsel auf dem Bus müssen diese Flächen auf- bzw. entladen werden. Durch die Zusammenlegung hat sich die Gesamtfläche vergrößert. Zusätzlicher Einfluß auf die Signalform entsteht durch den Schutzwiderstand, der sich in jeder Datenleitung in Reihe zwischen dem USCM und den Temperaturbändern befindet. Insgesamt erhöht sich nach Gleichung 5.3 die Zeitkonstante τ ; folglich werden die Flanken der Signale auf der Busleitung flacher und können zu Schwierigkeiten im *1-Wire-Protokoll* führen.

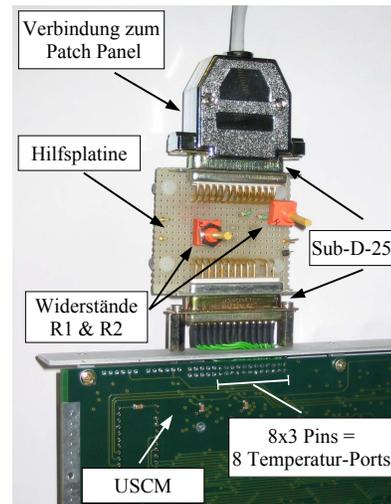


Abbildung 5.21: Hilfsplatine montiert auf dem USCM.

¹⁰Die induktiven Eigenschaften werden in diesem Zusammenhang nicht berücksichtigt, da die auftretenden Ströme sehr gering sind.

Die Schwierigkeiten werden mittels einer Hilfsplatine nach Abbildung 5.21 untersucht. Diese Platine ermöglicht, das Zusammenlegen von drei Temperaturbändern mit insgesamt 30 Sensoren auf einen USCM-Anschluß zu simulieren und die daraus entstandenen Folgen für die Kommunikation auf dem Datenbus zu prüfen. Es wird im Zusammenhang mit dieser Platine nur ein USCM-Anschluß berücksichtigt. Die Ergebnisse können jedoch auf eine Adapterplatine mit sieben Anschlüssen übertragen werden, da jeder Anschluß bezüglich der Datenübertragung als unabhängig betrachtet werden kann. Die Verbindung zwischen der Hilfsplatine und dem USCM erfolgt über einen *Sub-D-25*-Anschluß. Eine schematische Beschreibung des Testaufbaus ist in Abbildung 5.22 zu sehen.

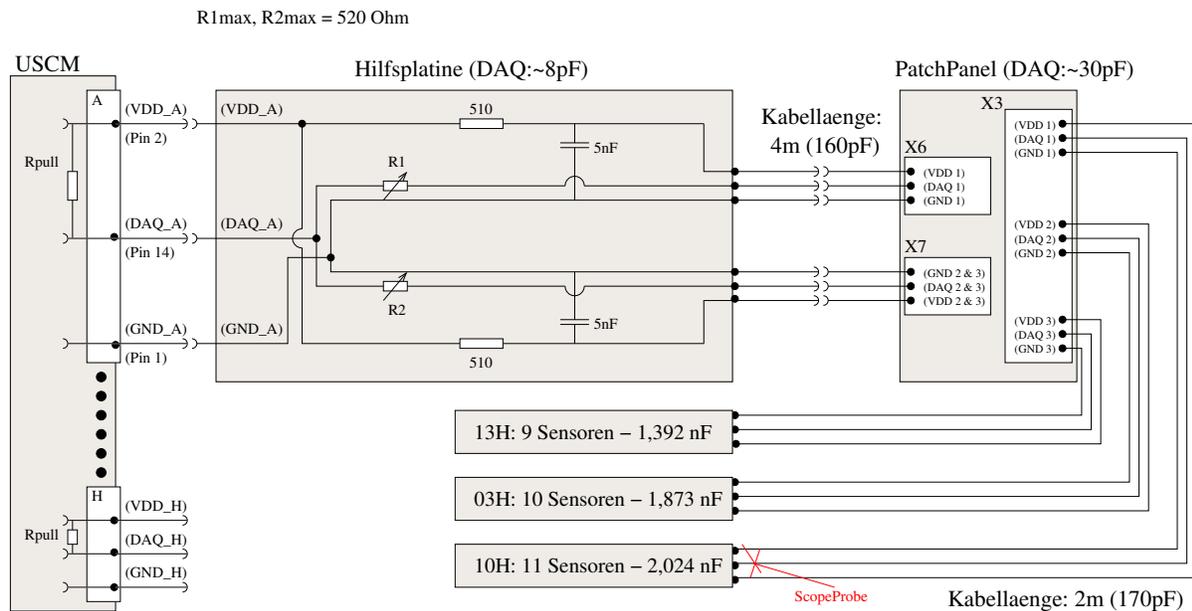


Abbildung 5.22: Schematische Darstellung des Testaufbaus zur Untersuchung der Signaleigenschaften; die zentrale Rolle übernimmt die Hilfsplatine; auf dieser erfolgt die Zusammenlegung von Leitungen; die Widerstände $R1$ und $R2$ schützen das USCM vor Kurzschlüssen.

Es wurde eine Konfiguration aus drei Temperaturbändern ($10H$, $03H$ und $13H$) ausgesucht, die realen Bedingungen entspricht und bei der die Gesamtkapazität maximal wird. Die realen Bedingungen betreffen die Gesamtlänge der Bänder und die Anzahl der Sensoren. Die zugehörigen Kapazitäten sind in Tabelle 5.1 aufgeführt. Diese setzen sich sowohl aus dem Bandmaterial als auch aus der internen Kapazität von 25 pF eines jeden Sensors zusammen. Die drei parallel angeordneten Bänder tragen am stärksten zur Gesamtkapazität des Testaufbaus von etwa 6.2 nF bei. Die anderen Beiträge sind dem Testaufbau in Abbildung 5.22 zu entnehmen.

Anstatt zwei Patch Panel zu verwenden, deren zwei Ausgänge $X6$ oder $X7$ mit der Hilfsplatine verbunden sind, werden die beiden Ausgänge $X6$ und $X7$ eines Patch Panels verwendet, um den realen Fall zu simulieren. Die Bänder sind daher über den $X3$ -Eingang des Patch Panels mit der Hilfsplatine verbunden. In Abbildung 5.19

<i>Band</i>	<i>Anzahl der Sensoren</i>	<i>Länge in m</i>	<i>Kapazität in nF</i>
10H	11	2.92	2.024
03H	10	2.71	1.873
13H	9	1.95	1.392

Tabelle 5.1: *Kapazität der im Testaufbau verwendeten Bänder 10H, 03H, 13H*

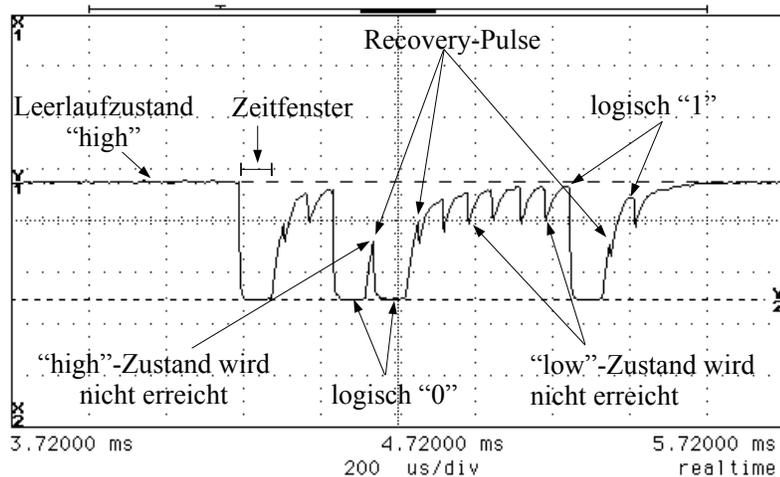
ist zu erkennen, daß $X3$ der einzige Eingang ist, dessen Leitungen sich auf beide Ausgänge verteilen. Die Wahl der Kabellänge zwischen den Einheiten entspricht ebenfalls der längsten realen Situation.

Die Hilfsplatine hat nun die Aufgabe, die sechs Leitungen, die mit den beiden Ausgängen $X6$ und $X7$ des Patch Panels verbunden sind, auf drei Leitungen zu vereinigen. In jeder der beiden Daten- und Spannungsleitungen befinden sich Schutzwiderstände. Die zusätzlichen Kondensatoren mit 5 nF zwischen der Spannungs- und Masseleitung erniedrigen die Impedanz der gesamten Spannungsversorgung. Auf diese Weise wird ein Spannungsabfall von etwa 300 mV vermieden, sobald ein Temperatursensor aktiv wird. Nach dem Zusammenführen der Leitungen gibt es nur noch jeweils eine Daten- (DAQ_A), Spannungs- (VDD_A) und Masseleitung (GND_A). Diese werden mit dem ersten (Port A) der insgesamt acht Temperaturanschlüsse (A bis H) auf dem USCM verknüpft.

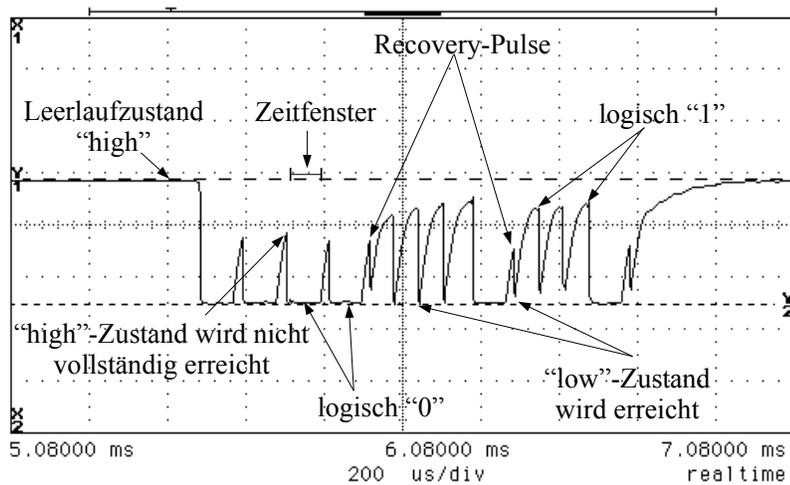
Die Entwickler des USCMs schreiben für die Schutzwiderstände sowohl auf der Daten- als auch auf der Spannungsleitung einen Widerstand von $510\ \Omega$ vor, um diese ausreichend zu schützen [59]. Auf der Spannungsleitung liefert dieser Widerstand einen genügend hohen Schutz für das USCM und wirkt sich nicht negativ auf die Spannungsversorgung der Sensoren aus. Daher wird die Vorgabe auf der Spannungsleitung übernommen und nicht näher erörtert. Die Größe des Schutzwiderstandes auf der Datenleitung wird im Folgenden diskutiert.

Die Gesamtkapazität des Systems ist konstant und kann nicht verändert werden. Die Signalform auf dem Bus läßt sich folglich nach Gleichung 5.3 nur über die Widerstände beeinflussen. Es werden daher die Schutzwiderstände $R1$ und $R2$ in den beiden Datenleitungen variiert und der daraus resultierende Einfluß auf die Signalform und die Funktionsfähigkeit des Kommunikationsprotokolls betrachtet.

Die Abbildungen 5.23 a) und 5.23 b) zeigen den Verlauf des Protokolls einerseits mit $R1=R2=510\ \Omega$ und andererseits mit $R1=R2=0\ \Omega$. Im ersten Fall beträgt der Gesamtwiderstand $255\ \Omega$, da die beiden Widerstände parallel geschaltet sind; die Temperatureauslese hat nicht funktioniert. Im zweiten Fall mit $0\ \Omega$ verlief die Temperatureauslese einwandfrei. Gemessen wurde auf der Datenleitung des Temperaturbandes 10H am Stecker, wie in Abbildung 5.22 dargestellt. Die beiden Extremfälle zeigen deutlich die Schwierigkeiten, die eine korrekte Temperatureauslese verhindern. Im Fall mit $R1=R2=510\ \Omega$ sind die fallenden Flanken nicht steil genug und erreichen den *low*-Zustand nicht. Andererseits ist die steigende Flanke ebenfalls zu flach, so



(a)



(b)

Abbildung 5.23: 1-Wire-Protokoll auf der Datenleitung vom Band 10H mit einem Pullup-Widerstand von $4.7k\Omega$ und folgender Konfiguration der Schutzwiderstände: a) $R1=R2=510\Omega$. Die Temperaturauslese funktioniert nicht; b) $R1=R2=0\Omega$; Die Temperaturauslese funktioniert einwandfrei.

daß die Pulse sich nicht bis zum Leerlaufzustand aufbauen können, was besonders gut bei den kurzen *Recovery*-Pulsen zu sehen ist. Die Folgen können nach Abbildung 5.24 besser verstanden werden, in der der zeitliche Ablauf beider Flanken charakterisiert wird.

Der Master initialisiert ein neues Zeitfenster, indem der Bus auf *low* gesetzt und in diesem Zustand festgehalten wird. Nach dem Busprotokoll, das in Abschnitt 5.1.2 vorgestellt ist, dauert dieser Vorgang wenigstens $T_{init}=1\mu s$. Um eine logische 1 entweder zu schreiben oder zu lesen, wird der Bus losgelassen und über den *Pullup*-Widerstand R_{pull} auf das Ausgangsniveau gezogen. Ist jedoch die Abwärtsflanke

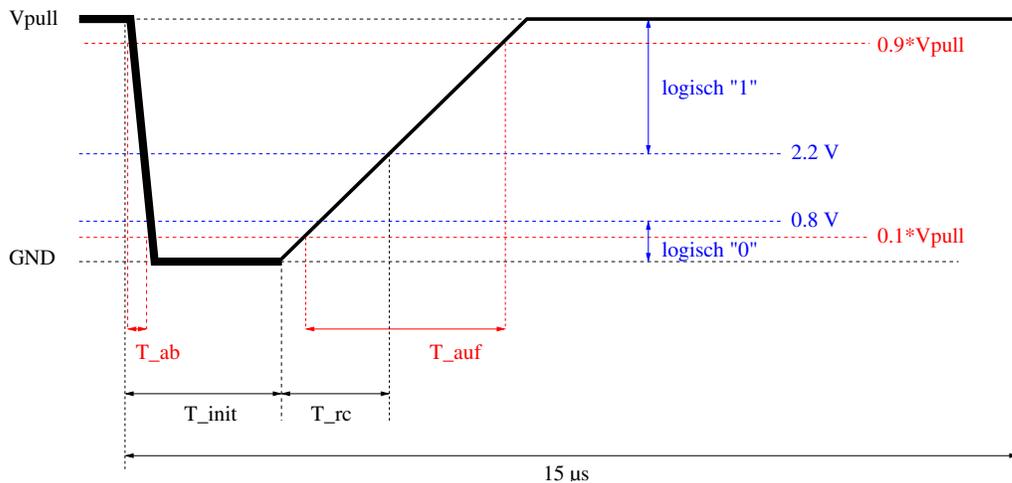


Abbildung 5.24: Charakterisierung des zeitlichen Ablaufs einer Abwärts- und Aufwärtsflanke beim 1-Wire-Protokoll.

zu flach, so wird der *low*-Zustand nicht innerhalb von T_{init} erreicht, der erst beim Unterschreiten von 0.8 V registriert wird. Vielmehr wird der Bus wieder auf den *high*-Zustand gezogen, bevor überhaupt ein neues Zeitfenster begonnen wurde.

Bei der Aufwärtsflanke sind die Zeitkriterien nicht so kritisch. Die T_{rc} entspricht der Zeit, die zum Überqueren des 2.2 V -Spannungslevels aus dem *low*-Zustand benötigt wird, um als logisch 1 erkannt zu werden. Die Konfiguration ohne Schutzwiderstand ($0\ \Omega$) zeigt, daß obwohl die Aufwärtsflanke nicht vollständig den Leerlaufzustand erreicht, die Auslese dennoch einwandfrei funktioniert. Nach Gleichung 5.1 ist die Steigung zu Beginn des Pulses steil und daher T_{rc} kurz. Der 2.2 V -Pegel wird problemlos erreicht. Das Hochziehen des Buspegels wird maßgebend durch den *Pullup*-Widerstand R_{pull} zwischen der Spannungs- und Datenleitung bestimmt. Dieser ist auf dem USCM montiert und hat einen festen Wert von $4.7\text{ k}\Omega$. Beim Übergang in den *low*-Zustand spielt dieser jedoch keine Rolle, da der Entladevorgang über die Masse verläuft. Daher unterscheiden sich die Zeitkonstanten der Aufwärts- und der Abwärtsflanke. Die Aufwärtsbewegung des Buspegels findet aufgrund der Größe des *Pullup*-Widerstands viel langsamer statt.

Folglich ist in der vorgestellten Problemstellung die Form der Abwärtsflanke das entscheidende Kriterium für eine korrekte Temperatureauslese. Die Anforderungen an diese werden durch die Initialisierungszeit T_{init} gestellt, die nach der Spezifikation des Kommunikationsprotokolls wenigstens $1\ \mu\text{s}$ beträgt. Innerhalb dieser Zeit muß der Bus den *low*-Zustand erreichen. Eine Verlängerung von T_{init} ist zwar von der Hardwareseite möglich, würde jedoch zu weiteren Problemen im Protokoll führen und wird nicht betrachtet [63].

In Abbildung 5.25 sind drei Abwärtsflanken mit der zugehörigen Abstiegszeit T_{ab} gezeigt. Während der Abstiegszeit T_{ab} sinkt der Spannungslevel von 90% auf 10% des Leerlaufzustands. Die Abbildungen a) und b) zeigen dabei die bereits diskutierten Fälle mit der Konfiguration $R1=R2=0\ \Omega$ und $R1=R2=510\ \Omega$. Die Flanke auf dem Bus mit dem Gesamtwiderstand von $255\ \Omega$ braucht mehr als $4\ \mu\text{s}$ um von 90%

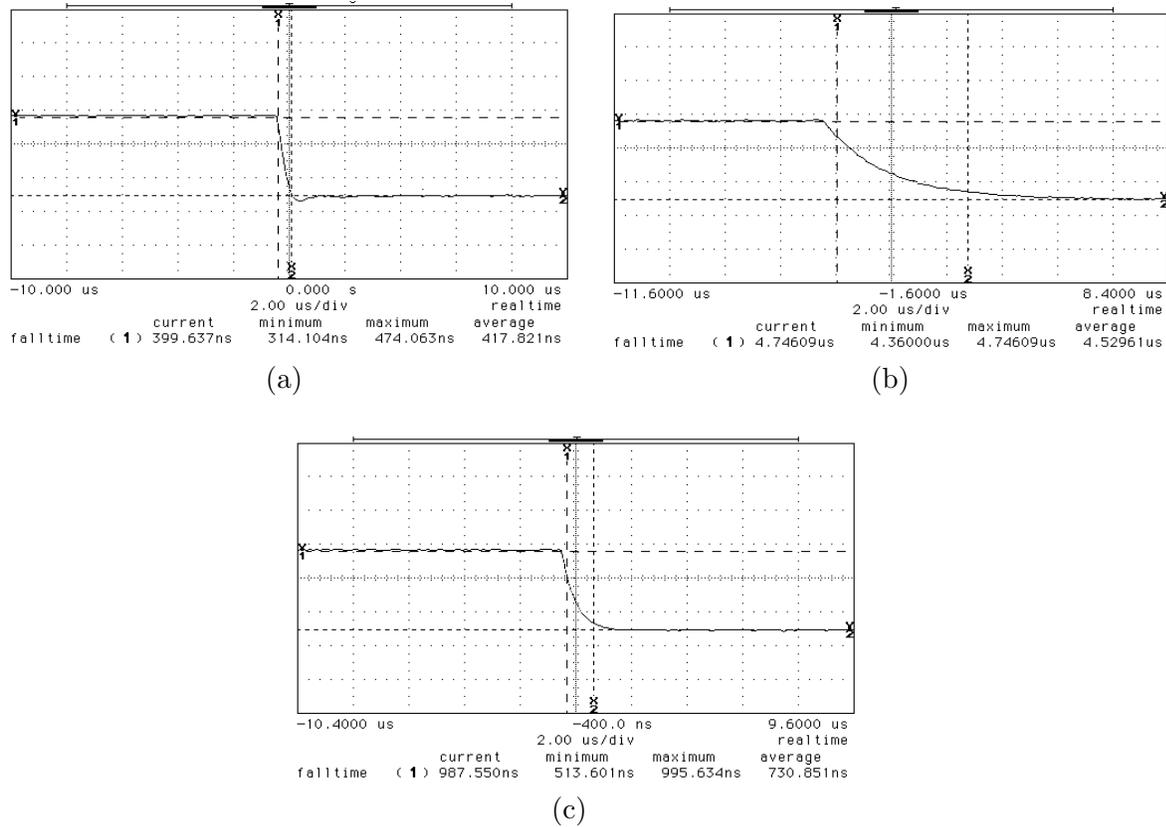


Abbildung 5.25: Fallende Flanke auf der Datenleitung vom Band 10H und folgender Konfiguration der Schutzwiderstände: a) $R_1=R_2=0\Omega$; b) $R_1=R_2=510\Omega$; c) $R_1=R_2=180\Omega$.

auf 10% des Leerlaufzustands abzuklingen. Das ist deutlich mehr als das 1-Wire-Protokoll für das Initialisieren eines Zeitfensters vorsieht. Daher funktioniert die Auslese nicht. Wird der Bus über keinen Schutzwiderstand entladen (0Ω), so wird der *low*-Zustand bereits nach etwa $0.4\mu\text{s}$ erreicht. In Abbildung c) ist die Grenzsituation mit einem Widerstand von 180Ω für R_1 und R_2 gezeigt, bis zu der die Temperaturauslese einwandfrei funktioniert. Die Abstiegszeit beträgt etwa $1\mu\text{s}$. Dies liegt im Rahmen der Spezifikation des Temperatur-Buses.

In Tabelle 5.2 sind weitere Kombinationen der Widerstände R_1 und R_2 gezeigt, bei denen eine korrekte Auslese noch möglich ist. Die experimentelle Bestimmung der Schwelle, ab der die Temperaturauslese nicht mehr funktioniert, ergibt einen maximalen Gesamtwiderstand von etwa 90Ω . Wird der Gesamtwiderstand größer gewählt, so ist im Zusammenhang mit der hohen Kapazität eine fehlerlose Temperaturauslese nicht mehr möglich.

Ein Zusammenhang zwischen der Zeitkonstante τ der Abwärtsflanke und der Fallzeit T_{ab} läßt sich ermitteln aus:

$$U(t_{90}) = U_0 \cdot e^{-t_{90}/\tau} = 0.9 \cdot U_0 \quad (5.4)$$

$$U(t_{10}) = U_0 \cdot e^{-t_{10}/\tau} = 0.1 \cdot U_0 \quad (5.5)$$

Widerstand $R1$ in Ω	Widerstand $R2$ in Ω	$R1$ und $R2$ in Ω	Kapazität C in nF	Zeitkonstante τ in μs
175	190	91	6.2	0.56
180	180	90	6.2	0.56
220	170	95	6.2	0.59
240	150	92	6.2	0.57
<i>Durchschnitt</i>		92	6.2	0.57

Tabelle 5.2: Ergebnisse der Grenzkombinationen von $R1$ und $R2$, die noch eine einwandfreie Temperaturauslese ermöglicht haben

Dabei beschreibt t_{90} den Zeitpunkt, an dem die Spannung auf dem Bus 90 % des Leerlaufzustands beträgt, und t_{10} den Zeitpunkt, an dem die Spannung nur noch 10 % des ursprünglichen Wertes annimmt. U_0 entspricht der Ausgangsspannung 5 V. Dividiert man Gleichung 5.4 durch Gleichung 5.5, so ergibt sich:

$$e^{-(t_{90}-t_{10})/\tau} = e^{T_{ab}/\tau} = 9 \quad (5.6)$$

$$T_{ab} = \ln 9 \cdot \tau \approx 2.2 \cdot \tau \quad (5.7)$$

Aus der ermittelten Zeitkonstante $\tau=0.57 \mu s$ aus Tabelle 5.2 folgt, daß die Flanke etwa $1.2 \mu s$ braucht, um von 90 % auf 10 % zu fallen. Dies entspricht einem etwas größeren Wert als in Abbildung 5.25 c) zu sehen, jedoch ist die Größenordnung mit dem Kommunikationsprotokoll vereinbar. Die Diskrepanz folgt aus systematischen Fehlern bei der Bestimmung der Kapazität der einzelnen Komponenten.

Alle acht Anschlüsse auf dem USCM, die für die Auslese von Temperatursensoren zuständig sind, sind parallel geschaltet. In jeder Datenleitung wird ein Schutzwiderstand verwendet. Untersuchungen mit simulierten Kurzschlüssen ergeben, daß der Gesamt-Parallelwiderstand aller acht Anschlüsse mindestens einen Wert von 20Ω betragen muß, um das USCM ausreichend zu schützen. Bei einer Arbeitsspannung der Sensoren von 5 V bedeutet dies, daß das USCM keinen größeren Strom als etwa $250 mA$ liefern kann; wird ein größerer Strom verlangt, so arbeitet diese nicht mehr einwandfrei. Mit einer Adapterplatine, bei der in jeder der sieben Datenleitungen maximal ein Gesamtwiderstand von 90Ω montiert ist, um eine korrekte Arbeitsweise der DS18S20-Sensoren zu gewährleisten, würde der Gesamt-Parallelwiderstand nur etwa 13Ω betragen.

Eine einfache Adapterplatine, die nach dem Prinzip der vorgestellten Hilfsplatine realisiert ist, erlaubt keine einwandfreie Temperaturauslese bei gleichzeitigem Schutz des USCMs vor Kurzschlüssen. Es muß eine Lösung gefunden werden, die neben einem hohen Schutz die Spezifikationen des Kommunikationsprotokolls berücksichtigt.

5.4.3 Arbeitsprinzip der Adapterplatine

Im exakt gleichen Testaufbau ist die Hilfsplatine durch eine modifizierte nach Abbildung 5.26 ersetzt worden. Die entscheidenden Unterschiede zur ersten Platine sind eine Schottky-Diode¹¹ in der Datenleitung und die Verlagerung des *Pullup*-Widerstands R_{pull} von dem USCM auf die Platine. Die Widerstände R_1 und R_2 sind nicht mehr vorhanden. Es gibt nur noch einen Schutzwiderstand R_{schutz} in der Datenleitung.

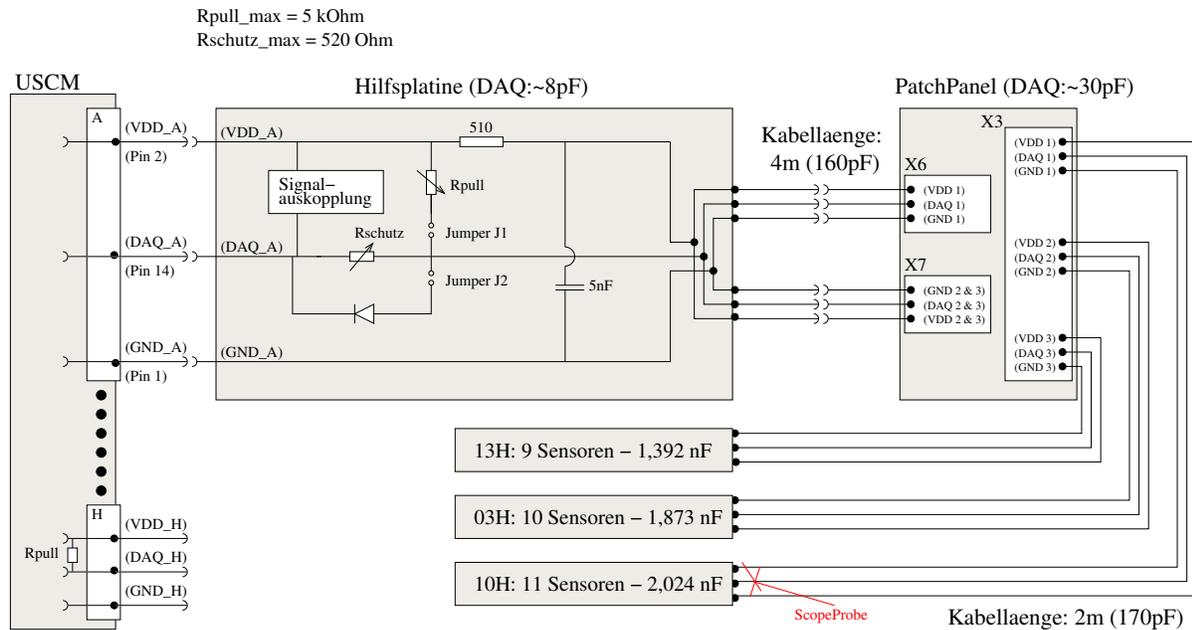


Abbildung 5.26: Schematische Darstellung des Testaufbaus mit einer optimierten Hilfsplatine zur Zusammenlegung der Leitungen; der *Pullup*-Widerstand R_{pull} ist von dem USCM auf die Platine verlagert worden; es gibt nur noch einen Schutzwiderstand R_{schutz} ; die zusätzliche Diode bestimmt den Entladevorgang.

Die Schottky-Diode ist eine Halbleiterdiode mit einem Metall-Halbleiter-Übergang. Initialisiert der Mikrokontroller auf dem USCM einen Übergang in den *high*-Zustand, so wirkt die Diode sperrend und ist ohne Bedeutung. Die gesamte Datenleitung wird über den *Pullup*-Widerstand R_{pull} aufgeladen. Beim Übergang in den *low*-Zustand ist die Diode jedoch in Durchlaßrichtung gepolt. Die Diode besitzt in diesem Modus einen Widerstand, der in der Größenordnung von einigen Ohm liegt, und ist dadurch deutlich geringer als der Wert des Schutzwiderstands R_{schutz} , der sich im Bereich von einigen hundert Ohm bewegt. Dadurch entlädt sich der gesamte Bus hauptsächlich über die Diode und umgeht dabei den Schutzwiderstand R_{schutz} . Bei einer Spannung von 0.4 V auf dem Bus ist die Durchflussspannung der Diode erreicht, so daß diese wieder in den Sperrzustand übergeht. Die Restentladung erfolgt

¹¹BAT41 [64]; Es wird eine Schottky-Diode verwendet, da diese eine geringe Durchflußspannung besitzt, die in diesem Zusammenhang benötigt wird.

dann schließlich über den Schutzwiderstand R_{schutz} . Jedoch ist dieser Vorgang vernachlässigbar, da $0.4V$ weniger als 10 % des Leerlaufzustands entsprechen und der *low*-Zustand längst erreicht ist. Auf diese Weise ist die Zeitkonstante τ der Entladung unabhängig von der Größe des Schutzwiderstands R_{schutz} , der nicht mehr den Entladevorgang bestimmt.

In Abbildung 5.27 sind die Ergebnisse der modifizierten Platine zu sehen. Im Bild a) wird die Diodenschaltung ohne Änderung der Größe ($4.7k\Omega$) des *Pullup*-Widerstands R_{pull} und mit einem Schutzwiderstand von $R_{schutz}=255\Omega$ betrieben. Aufgrund der Entladung über die Diode sind die Abwärtsflanken der Pulse sehr steil und erreichen innerhalb der Spezifikation des *1-Wire-Protokolls* den *low*-Zustand, so daß die Auslese aller Sensoren fehlerfrei funktioniert. Unter der gleichen Konfiguration der Widerstände hat bei der ersten Platine ohne die Diodenschaltung die Temperaturauslese (Abbildung 5.23 a) nicht funktioniert.

Die Abwärtsflanke bei der Diodenschaltung ist im Bild c) gezeigt. Die Fallzeit T_{ab} beträgt $0.4\mu s$. Dies ist identisch mit dem Fall ohne den Schutzwiderstand (0Ω) bei der ersten Platine (Abbildung 5.25 a)), und beweist, daß der Schutzwiderstand R_{schutz} überhaupt nicht mehr in die Zeitkonstante der Abwärtsbewegung einfließt.

Die Hilfsplatine erlaubt ebenfalls die Variation des *Pullup*-Widerstands R_{pull} , über den der Bus auf den *high*-Zustand gezogen wird. Um die Variation zu ermöglichen, ist der entsprechende Widerstand auf dem USCM mit dem festen Wert von $4.7k\Omega$ entfernt worden. Der *Pullup*-Widerstand R_{pull} ist auf der Hilfsplatine so angebracht worden, daß der gesamte Aufladestrom der angehängten Kapazität, die durch die Temperaturbänder repräsentiert wird, nicht über den Schutzwiderstand R_{schutz} fließt. Der Einfluß der kurzen Leitungen auf dem USCM mit deren geringen Kapazität und dem zugehörigen Widerstand R_{schutz} kann bezüglich des Aufladevorgangs vernachlässigt werden. Folglich bestimmt ausschließlich die Größe von R_{pull} die Zeitkonstante und somit die Form der Aufwärtsflanke.

Im Bild b) der Abbildung 5.27 ist das Kommunikationsprotokoll gezeigt, nachdem der *Pullup*-Widerstand von $4.7k\Omega$ auf $1.8k\Omega$ reduziert wurde. Der Schutzwiderstand von 255Ω ist geblieben. Die Form der Signale ist viel ausgeprägter. Die Aufwärtsflanke ist steil genug, um fast vollständig den Ausgangszustand zu erreichen.

In Abbildung 5.28 a) ist ebenfalls ein *Pullup*-Widerstand von $1.8k\Omega$ verwendet worden, jedoch mit einem Schutzwiderstand R_{schutz} von 390Ω . Im Kommunikationsprotokoll läßt sich kein Unterschied zur Konfiguration mit $R_2=255\Omega$ feststellen.

Folglich hat die Größe des Schutzwiderstands R_{schutz} in dieser Realisierung der Zusammenlegung der Leitungen keinen Einfluß auf die Form von sowohl der Aufwärts- als auch der Abwärtsflanke. Der Wert von 390Ω ist gewählt worden, um einen ausreichend hohen Schutz des USCMs vor Kurzschlüssen zu gewährleisten [61]. Die Größe des Widerstands begrenzt im Fall eines Kurzschlusses in einer Datenleitung den Strom auf etwa $13mA$, und garantiert somit eine weitere einwandfreie Arbeitsweise des USCMs.

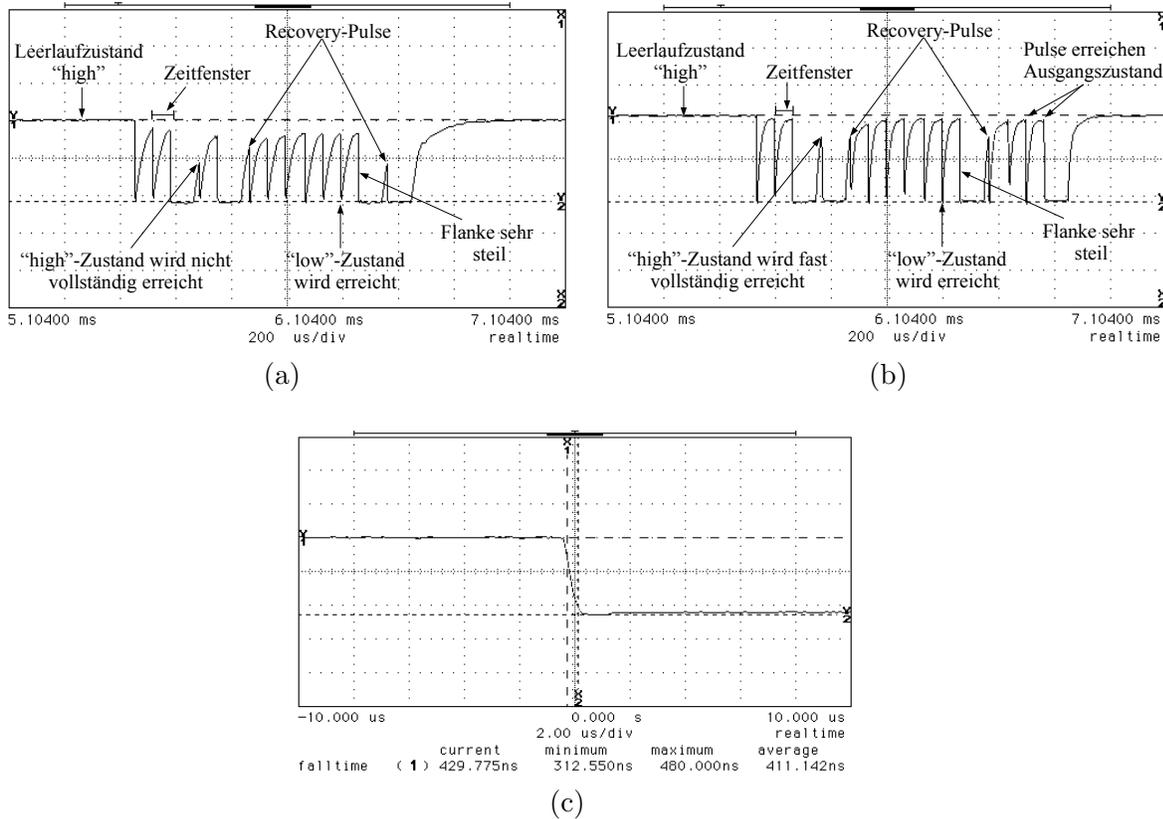
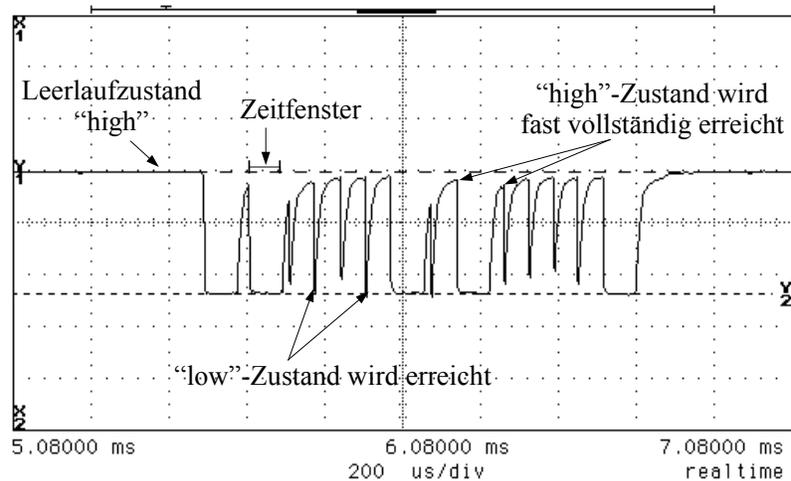


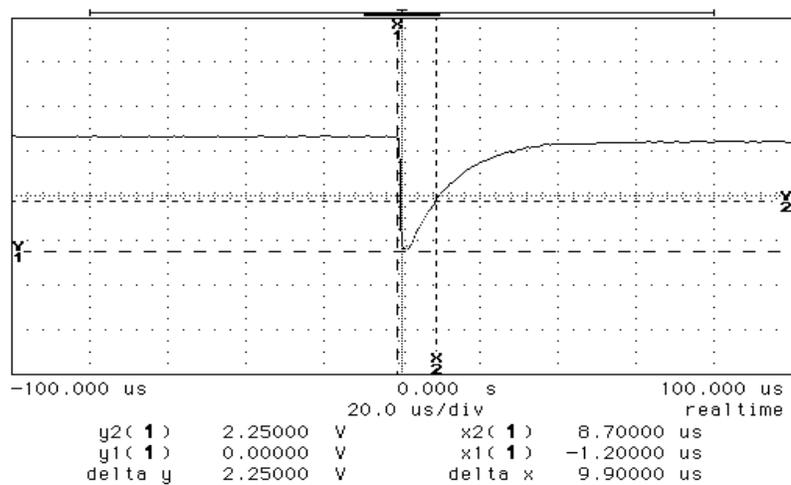
Abbildung 5.27: 1-Wire-Protokoll auf der Datenleitung vom Band 10H mit einem Schutzwiderstand von $R_2=255\Omega$ und einem Pullup-Widerstand von a) $R_{pull}=4.7k\Omega$ oder b) $R_{pull}=1.8k\Omega$. Die Temperatureauslese funktioniert einwandfrei; c) Fallende Flanke auf der Datenleitung vom Band 10H mit der Konfiguration unter a). Die Entladung erfolgt über die Diodenschaltung.

Die Wahl von $R_{pull}=1.8k\Omega$ für den Pullup-Widerstand ist in Abbildung 5.28 b) begründet. Nach der Spezifikation des 1-Wire-Protokolls ist im Idealfall die Summe aus T_{init} und T_{rc} deutlich geringer als $15\mu s$. Diese Limitierung ergibt sich nach Abbildung 5.6 aus dem Fall, bei dem der Master sich im Lesemodus befindet und der Slave eine logische 1 an den Master sendet. Am Ende des $15\mu s$ -Bereichs tastet der Master den Spannungspegel auf dem Bus ab. Bevor das Abtasten beginnt, muß der Bus bereits den *high*-Zustand ($>2.2V$) erreicht haben. Mit dieser Konfiguration beträgt die Summe der beiden Größen etwa $10\mu s$. Diese Zeit deckt sich sehr gut mit dem Idealfall. Eine weitere Verkleinerung von R_{pull} ist möglich. Dadurch wird die Zeitkonstante der Aufwärtsflanke weiter verkürzt. Jedoch kann ein zu kleiner Pullup-Widerstand dem für den Bus zugehörigen Treiber Schwierigkeiten bereiten, den Bus in den *low*-Zustand zu versetzen [62].

Mit dem Widerstand von $1.8k\Omega$ ergibt sich für die Aufwärtsbewegung eine Zeitkonstante $\tau=11,2\mu s$. Es herrscht die gleiche Beziehung zwischen der Zeitkonstante τ und der Aufstiegszeit T_{auf} , die nach Gleichung 5.7 für die Abwärtsbewegung des Buses gilt. T_{auf} entspricht nach Abbildung 5.24 der Zeit, die der Bus benötigt, um von 10% auf 90% des Leerlaufzustands zu gelangen. Folglich beträgt T_{auf} etwa $24.5\mu s$.



(a)



(b)

Abbildung 5.28: a) 1-Wire-Protokoll auf der Datenleitung vom Band 10H mit einem Schutzwiderstand von 390Ω und einem Pullup-Widerstand von $1.8k\Omega$. Die Temperaturauslese funktioniert einwandfrei; b) Fallende und steigende Flanke auf der Datenleitung mit der Konfiguration unter a).

Dieses Ergebnis deckt sich exakt mit der Beobachtung in Abbildung 5.28 b).

Das Arbeitsprinzip dieser Hilfsplatine erfüllt die Anforderungen, die durch die Flankensteilheit und den Schutz des USCMs gestellt werden. Es wird auf der Adapterplatine angewendet. Für alle sieben Anschlüsse ist jeweils ein Schutzwiderstand von 390Ω auf der Datenleitung angebracht worden. Die zugehörigen Pullup-Widerstände sind auf dem USCM entfernt und der Hilfsplatine entsprechend auf der Adapterplatine mit einem Wert von $1.8k\Omega$ montiert worden.

5.5 Thermo-Vakuum-Test

Der Thermo-Vakuum-Teststand (TVT) befindet sich in der Werkhalle des Physikzentrums der RWTH Aachen. Mit dem Teststand lassen sich Weltraumbedingungen erzeugen, die für Untersuchungen von Detektorkomponenten des AMS02-Projekts auf Weltraumtauglichkeit benötigt werden. Es wird ein Hochvakuum besser als 10^{-5} mbar und eine variable Temperatur zwischen -60 °C und $+80$ °C realisiert.

5.5.1 Thermo-Vakuum-Teststand

Der zylindrische Thermovakuumtank mit einem Gesamtvolumen von 1150 l ist in Abbildung 5.29 a) zu sehen. Das Bild zeigt den Tank im offenen Zustand; die runde Kupferplatte ist deutlich zu erkennen, die in Abbildung 5.29 b) vergrößert dargestellt ist. Die Kupferplatte besitzt einen Durchmesser von 750 mm und spielt die zentrale Rolle im gesamten Aufbau. Sie stellt die aktive Fläche dar, auf der einerseits die Bauteile montiert werden, die auf Weltraumtauglichkeit geprüft werden, und andererseits mittels der vorwiegend der Wärmeaustausch mit den Prüflingen stattfindet, da sich diese im thermischen Kontakt mit der Platte befinden.

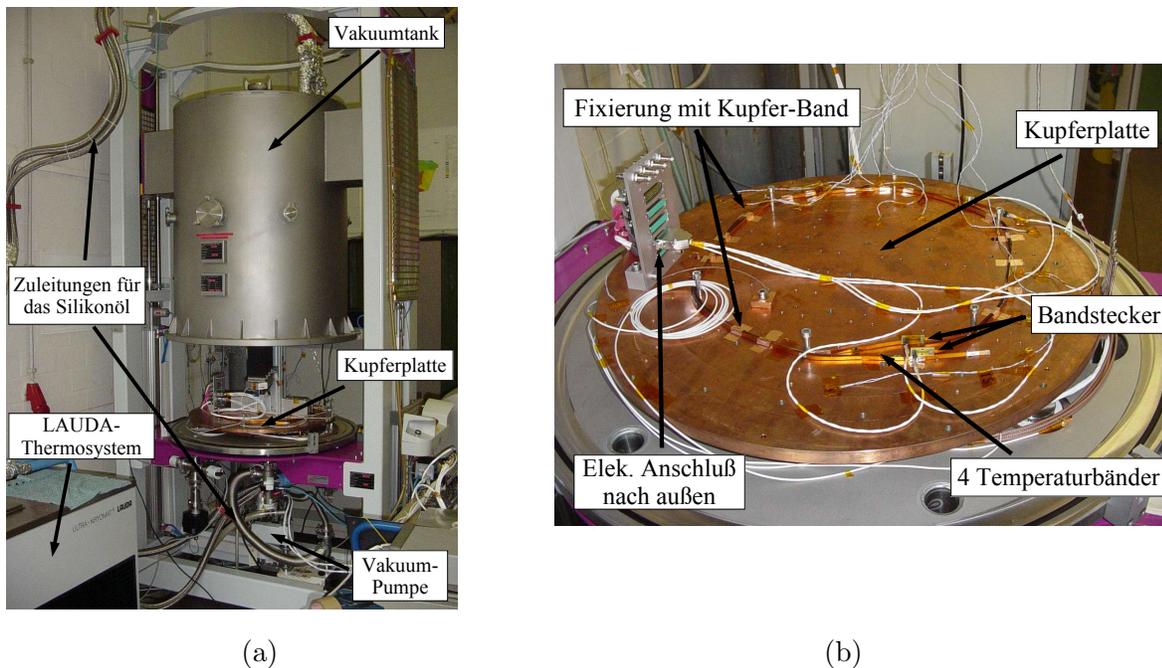


Abbildung 5.29: a) Thermo-Vakuum-Teststand; b) Vier Bänder mit insgesamt 44 Sensoren und der Kennzeichnung 07C, 08H, 09H und 10H sind auf der Kupferplatte montiert.

Das Arbeitsprinzip ist in Abbildung 5.30 schematisch veranschaulicht. In der Kupferplatte verläuft eine Leitung in Form eines großen *E*. Durch diese fließt ein Silikonöl¹², das zuvor im LAUDA-Thermosystem¹³ auf die gewünschte Temperatur

¹²Kryo 60 [65]

¹³Ultra-Kryomats RUK 90, Fa. LAUDA

gebracht wurde. Der Arbeitsbereich des Silikonöls bewegt sich zwischen -60°C und $+80^{\circ}\text{C}$ und kann mit einer Genauigkeit von $\pm 0.2^{\circ}\text{C}$ festgelegt werden. In dem vertikalen Zylindertank verlaufen ebenfalls Leitungen für das Silikonöl. Auf diese Weise wird die Regelung der Innentemperatur neben der Grundplatte durch die Wände unterstützt.

Das Hochvakuum von weniger als 10^{-5} mbar wird durch eine Turbomolekularpumpe mit einer Drehschieberpumpe als Vorpumpe erzeugt. Zwölf PT1000-Sensoren, jeweils sechs auf der Kupferplatte und der Innenwand des Tanks, kontrollieren die Temperatur in der Vakuumumgebung. Weitere Informationen zum Teststand sind unter [60] zu finden.

5.5.2 Thermo-Vakuuum-Test der Temperaturbänder

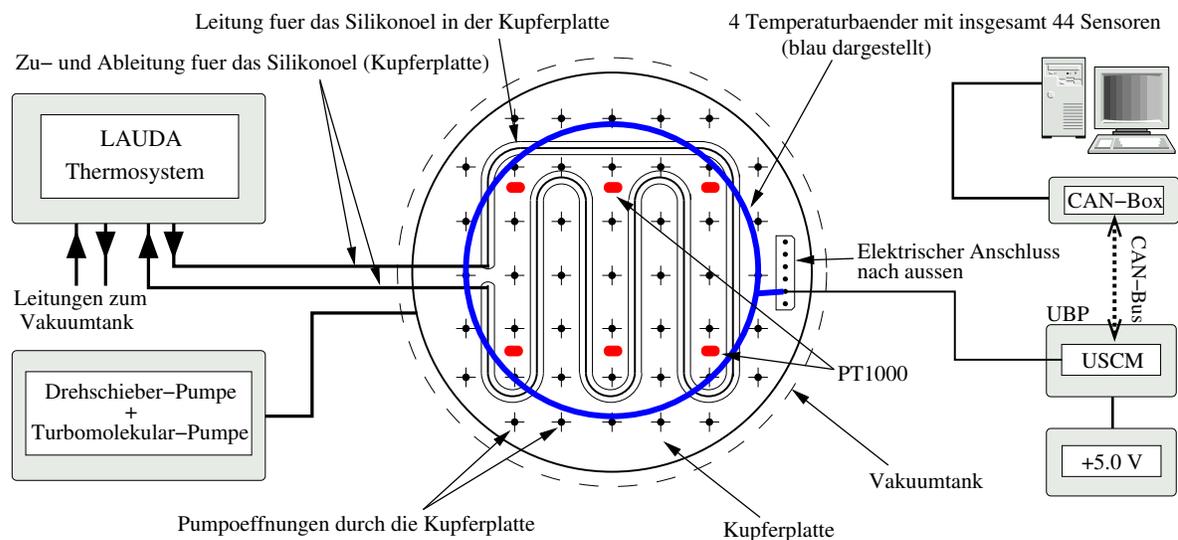


Abbildung 5.30: Schematische Darstellung des Thermo-Vakuuum-Teststands mit den zu prüfenden Temperaturbändern.

Um das Verhalten der auf Bändern montierten DS18S20-Sensoren in dem Temperaturbereich zu untersuchen, dem die Temperatursensoren im Weltraum ausgesetzt werden, sind vier Bänder mit jeweils elf Sensoren auf der Kupferplatte angebracht worden. Die Begründung für die Anzahl von vier Bändern liegt in der Einschränkung durch fehlende Anschlußmöglichkeiten, über die die Temperatursensoren ausgelesen werden. Jedoch läßt sich das Verhalten der 44 Sensoren auf das Gesamtsystem mit 404 Sensoren übertragen. Eine schematische Darstellung der Versuchsanordnung ist in Abbildung 5.30 zu sehen.

Die verwendeten Bänder tragen die Kennzeichnung 07C, 08H, 09H und 10H und besitzen jeweils eine Länge von 292 cm. Sie sind mehrmals um den Plattenmittelpunkt gewickelt und an mehreren Stellen mit Kupferband an der Platte festgeklebt (Abbildung 5.29 b)). Das Kupferband sorgt an den betreffenden Stellen für

einen besseren thermischen Kontakt. Die Position der jeweiligen Sensoren auf der Platte ist zufällig. Die elektrische Verbindung der vier Bänder nach außen erfolgt über einen vakuumtauglichen Anschluß, der sich ebenfalls auf der Kupferplatte befindet. Außerhalb des Vakuumtanks werden die Temperaturdaten von dem USCM ausgelesen und erreichen über den *CAN*-Bus den PC, auf dem die Temperatureauslese von der *CONTROL-COMMANDER*-Software gesteuert wird (Abschnitt 4.2).

Temperaturzyklus

Die vier Bänder haben drei vollständige Temperaturzyklen unter Hochvakuum erfahren und wurden gleichzeitig aktiv auf Funktionalität getestet. Jeder Zyklus dauerte etwa fünf Stunden und bewegte sich in einem Temperaturbereich zwischen -20°C und $+50^{\circ}\text{C}$. Der Mittelwert aller 44 Sensoren ist in Abbildung 5.31 oben gegen die Zeit aufgetragen und nimmt Werte zwischen -16°C und $+48^{\circ}\text{C}$ an. Die gesamte Messung dauerte etwas mehr als 19 Stunden; sie begann und endete bei Raumtemperatur von etwa 20.6°C . Im gesamten Temperaturbereich hat die Auslese aller Sensoren zu jedem Zeitpunkt einwandfrei funktioniert.

Im mittleren Graphen der gleichen Abbildung ist die Differenz zwischen der höchsten und der tiefsten gemessenen Temperatur zu sehen, und zwar unabhängig davon, welcher Sensor diese gemessen hat. Es ist deutlich zu erkennen, daß die Differenz nur zu Beginn und am Ende der Messung einen Bereich nahe Null erreicht. In diesem Bereich befindet sich die Apparatur im thermischen Gleichgewicht mit der Umgebung bei Raumtemperatur.

Im mittleren Bereich des gleichen Graphen, in dem die drei Temperaturzyklen stattfinden, wird eine periodische Zu- und Abnahme der Differenz beobachtet. Die Minima, die sprunghaft angenommen werden, werden bei Übergängen vom Kühl- zum Heizmodus und umgekehrt erreicht. Im ersten Fall betragen die Differenzminima etwa 3°C , im zweiten Fall etwa 2°C . Die Maxima der Differenz, die sich bis 9°C erstrecken, werden in den Wendepunkten der Kühl- bzw. Heizvorgänge erreicht.

Der qualitative Temperaturverlauf aller Sensoren gleicht dem Verlauf des Mittelwerts. Wird das Temperaturverhalten aller Sensoren miteinander verglichen, so stellt sich heraus, daß die Temperaturkurven einen identischen Verlauf haben, jedoch um eine bestimmte Konstante, die für alle Sensoren unterschiedlich ist, in der Zeitrichtung verschoben sind. Dies bedeutet, daß die Sensoren abhängig von ihrer Position auf der Platte eine definierte Temperatur zu unterschiedlichen Zeitpunkten annehmen. Das gleiche Verhalten wird bei den Vergleichssensoren *PT1000* beobachtet.

Für ein besseres Verständnis der hohen Temperaturdifferenz werden exemplarisch zwei Sensoren miteinander verglichen. Im unteren Graphen der Abbildung 5.31 ist die Differenz der gemessenen Temperatur zwischen Sensor 10 auf Band *07C* und Sensor 1 auf Band *09H* zu sehen. Die Differenz verschwindet bei Übergängen zwischen den beiden Arbeitsmodi des TVT und nimmt einen maximalen Wert in den Wendepunkten an. Und zwar mißt in der Heizphase der Sensor *07C_10* eine um 9°C höhere Temperatur als Sensor *09H_1*. In der Kühlphase mißt Sensor *07C_10* eine um 9°C niedrigere Temperatur gegenüber Sensor *09H_1*. In beiden Fällen nimmt

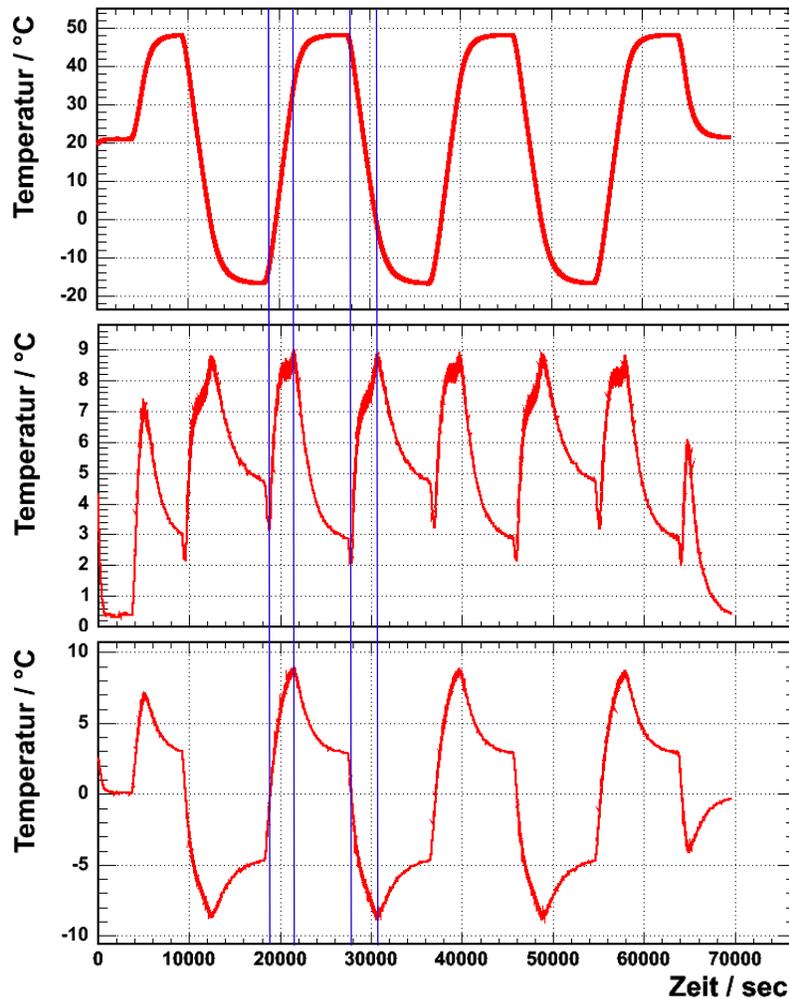


Abbildung 5.31: Drei Temperaturzyklen eines Thermo-Vakuu-Tests mit 44 Sensoren; Oben: Zeitlicher Verlauf des Temperaturmittels aller 44 Sensoren; Mitte: Verlauf der Differenz zwischen der niedrigsten und höchsten gemessenen Temperatur; Unten: Verlauf der Temperaturdifferenz zwischen Sensor 10 auf Band 07C und Sensor 1 auf Band 09H.

Sensor 09H_1 die vom Arbeitsmodus definierte Temperatur zu einem späteren Zeitpunkt gegenüber Sensor 07C_10 an. Die Ursache für diese zeitliche Verschiebung und somit für die resultierenden Temperaturunterschiede liegen daher vielmehr in einem Temperaturgradienten, der sich über die Kupferplatte erstreckt.

Der Temperaturgradient resultiert aus dem inhomogenen Wärmeaustausch zwischen der Leitung mit dem temperierten Silikonöl und der Kupferplatte. Es herrscht stets ein Temperaturgefälle zwischen Stellen, die direkt in der Nähe der Silikonleitungen sind, und Stellen, die weiter entfernt liegen. Zusätzlich ergibt sich infolge des Wärmetransfers eine Temperaturdifferenz zwischen dem Eingang und dem Ausgang der Silikonleitung in der Kupferplatte.

Die letztgenannte Differenz verschwindet bei Übergängen zwischen einer Kühl- und Heizphase und umgekehrt und äußert sich in den Minima des mittleren Graphen.

In der Phase des Übergangs ist die Temperatur des Silikonöls am Eingang und Ausgang gleich; der Temperaturgradient ist folglich innerhalb der Leitung am geringsten. Übrig bleibt stets der Temperaturgradient über der Kupferplatte, der nicht zu vermeiden ist.

Bei dem Beispiel im unteren Graphen ist anzunehmen, daß Sensor 07C_10 in der Nähe des Leitungseingangs und Sensor 09H_1 im Bereich des Leitungsausgangs fixiert sind. Die Temperaturdifferenz verschwindet exakt zum Wechsel des Arbeitsmodus des TVT zu Null, wenn der Temperaturgradient innerhalb der Leitung minimal wird.

Abhängig von der Position sind die Sensoren unterschiedlichen thermischen Bedingungen ausgesetzt. Dies führt zu den Unterschieden in der gemessenen Temperatur. Hinzu kommt, daß der thermische Kontakt zwischen der Kupferplatte und den einzelnen Temperatursensoren nicht hundertprozentig gewährleistet werden kann. Der stets vorhandene inhomogene Temperaturverlauf, der sich bei Temperaturen außerhalb der Raumtemperatur ergibt, begrenzt die Aussagekraft über die Genauigkeit und die Konformität der Sensoren. Jedoch läßt sich aus dem qualitativ gleichen Temperaturverlauf der Sensoren folgern, daß sowohl die Sensoren als auch die Temperatúrauslese in einem Bereich von ca. $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ bis $+50\text{ }^{\circ}\text{C}$ einwandfrei arbeiten.

Der Thermo-Vakuum-Test in Form von Zyklen eignet sich daher eher zur einer qualitativen Untersuchung der Funktionalität als zu einer exakten Kalibrierung der DS18S20-Sensoren.

5.5.3 Genauigkeit und Konformität der DS18S20-Sensoren

Die Erfahrung aus dem Thermo-Vakuum-Test zeigt, daß eine thermische Homogenität in der gesamten Vakuumumgebung nur bei Raumtemperatur als Arbeitstemperatur zu realisieren ist. Nach dem mittleren Graphen in Abbildung 5.31 geht die Differenz zwischen der niedrigsten und höchsten gemessenen Temperatur gegen Null, wenn sowohl die Vakuumumgebung als auch die Umgebung des Teststands gleichen thermischen Bedingungen unterliegen.

In einem zweiten Thermo-Vakuum-Test wurden die vier Bänder mit jeweils elf Sensoren zwölf Stunden einer konstanten Temperatur unter Hochvakuum ($<10^{-5}\text{ mbar}$) ausgesetzt. Die Raumtemperatur betrug $23.0\text{ }^{\circ}\text{C}$, daher wurde das Silikonöl auf $23.0\text{ }^{\circ}\text{C}$ temperiert. Die ebenfalls auf der Kupferplatte montierten Vergleichsensoren PT1000 haben eine mittlere Temperatur von $23.17 \pm 0.01\text{ }^{\circ}\text{C}$ gemessen. Das gesamte System befand sich mit der Umgebung im thermischen Gleichgewicht; folglich ging der Temperaturgradient innerhalb der Kupferplatte gegen Null.

In dem oberen Graphen der Abbildung 5.32 ist die mittlere Temperatur, die von den 44 DS18S20-Sensoren gemessen wurde, gegen die Zeit aufgetragen. Der Wert deckt sich exakt mit dem Wert der Vergleichsensoren. In mittleren Graphen ist der Differenzverlauf zwischen der niedrigsten und höchsten gemessenen Temperatur zu sehen, und zwar unabhängig davon, welche Sensoren die Werte gemessen haben. Das dazugehörige Histogramm unten in der gleichen Abbildung verdeutlicht, daß die maximale Differenz aller Sensoren bei $0.310\text{ }^{\circ}\text{C}$ liegt. Dies entspricht bei einer

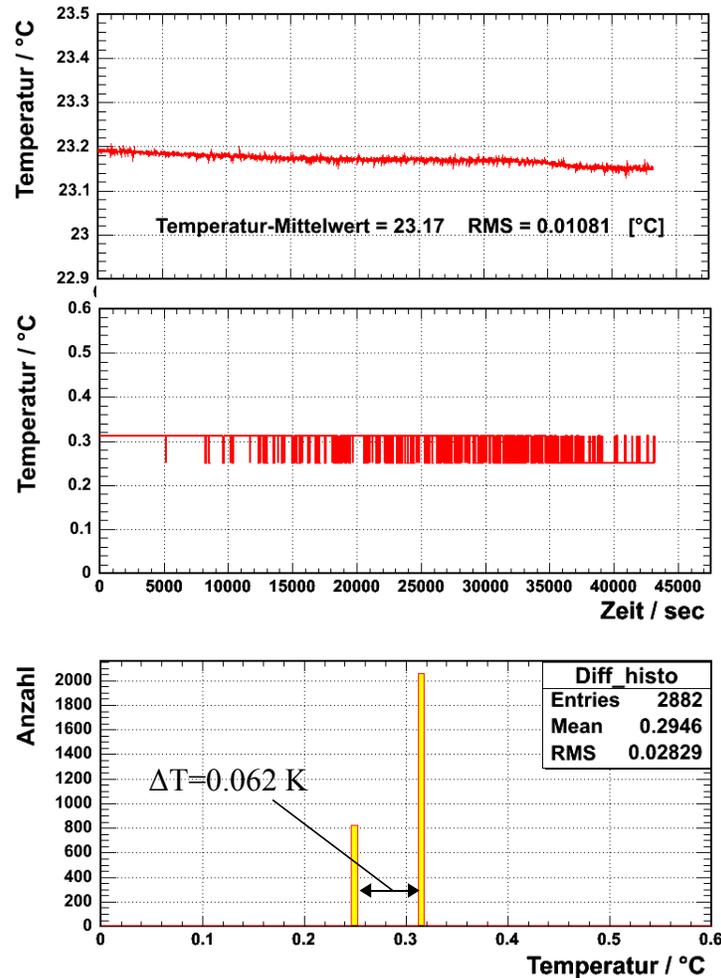


Abbildung 5.32: Thermo-Vakuuum-Test von 44 DS18S20-Sensoren bei konstanter Raumtemperatur; Oben: Zeitlicher Verlauf des Temperaturmittelwerts aller Sensoren; Mitte: Verlauf der Differenz zwischen der niedrigsten und höchsten gemessenen Temperatur; Unten: Histogramm der Differenzwerte aus dem mittleren Graphen.

Auflösung von 0.062°C des DS18S20-Sensors genau fünf Bins, wobei die Stabilität der Differenz bei einem Bin liegt. Es ist anzunehmen, daß die Temperaturstabilität besser als ein Bin ist, da die Ursache des Pendelns in dem leicht abfallenden Verhalten der mittleren Temperatur zu begründen ist.

In Abbildung 5.33 sind die Temperaturverläufe der Sensoren 07C_10 und 09H_01 mit den zugehörigen Histogrammen gezeigt. Auch hier ist deutlich zu erkennen, daß die Temperaturstabilität der beiden Sensoren bei einem Bin liegt. Während der drei Temperaturzyklen, die in Abbildung 5.31 dargestellt sind, hat sich die Temperaturdifferenz zwischen diesen beiden Sensoren bis 9°C erstreckt. Bei konstanter Raumtemperatur beträgt die Differenz lediglich $\pm 0.062^\circ\text{C}$.

Um eine Aussage über die Konformität der DS18S20-Sensoren zu treffen, ist eine Momentaufnahme in Abbildung 5.34 zu sehen. Die Verteilung aller 44 Temperaturwerte zu einem festen Zeitpunkt verhält sich gaußisch (bedingt durch den ADC).

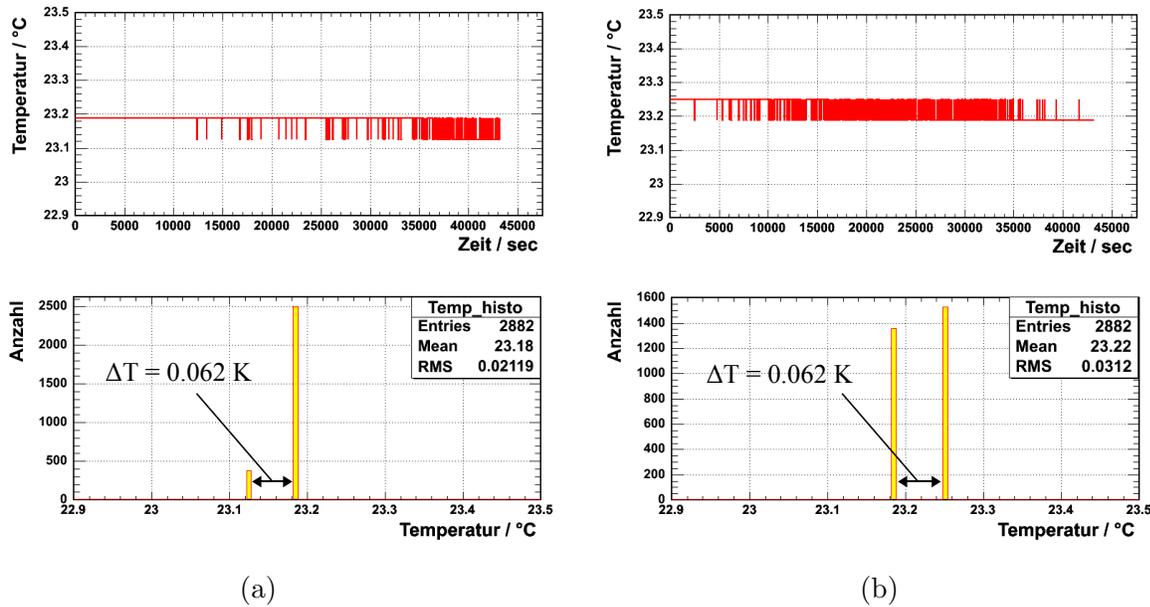


Abbildung 5.33: Zeitlicher Verlauf der Temperatur mit zugehörigem Histogramm der Temperaturwerte: a) Sensor 07C_10; b) Sensor 09H_01.

Die Schwankung um den Mittelwert von 23.17°C beträgt 0.06°C und entspricht in etwa dem Wert der maximalen Auflösung.

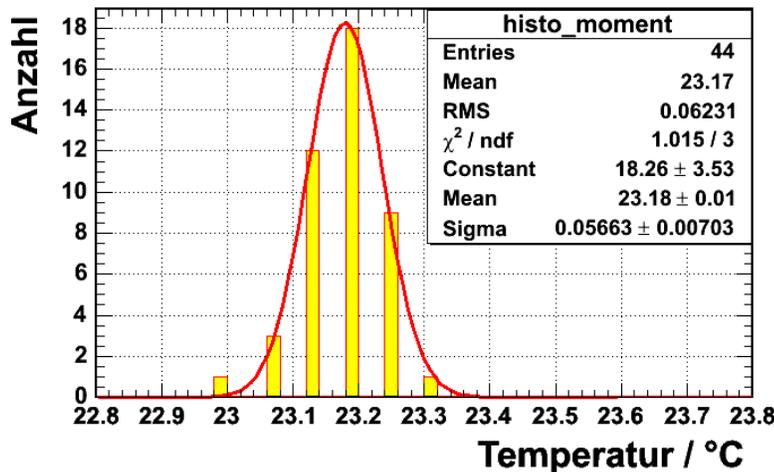


Abbildung 5.34: Konformität der 44 Sensoren; eine Momentaufnahme aus dem TVT bei konstanter Temperatur.

In diesem Thermo-Vakuum-Test konnte gezeigt werden, daß die verwendeten Temperatursensoren in der Lage sind, die absolute Temperatur mit einer ausreichenden Genauigkeit zu messen. Darüberhinaus ist die Temperaturmessung mit einer Stabilität besser als ein Bin durchgeführt worden. Somit ist eine Temperaturengang mit einer Genauigkeit von 0.06°C möglich.

Kapitel 6

Einfluß der Temperaturbänder auf das Auslesesystem

Die Überwachung der Temperatur im TRD wird durch Temperatursensoren, die auf bis zu 2.9 m langen Bändern montiert sind, realisiert. Das Temperaturkontrollsystem ist ausführlich in Kapitel 5 beschrieben worden. Auf den Bändern werden digitale Daten übertragen; das Kommunikationsprotokoll wechselt dabei nicht periodisch auf dem Bus zwischen den beiden Zuständen 0 V und 5 V, und die Flankensteilheit der Signale erstreckt sich bis zum MHz-Bereich. Folglich verhalten sich die Bänder wie Sendeantennen. Durch die Nähe der Bänder zu den Kammermodulen, die nach Abbildung 5.12 weniger als 1 mm beträgt, können diese als Störquelle auf die Signalleitungen der betreffenden Kammermodule einwirken, die sich wie Empfangsantennen verhalten.

Um den Einfluß der Temperaturbänder auf das Auslesesystem zu untersuchen, wird ein Testaufbau verwendet, der möglichst realitätsnah den TRD simuliert. Dieser wird im nächsten Abschnitt vorgestellt. Bis zu der eigentlichen Untersuchung im Abschnitt 6.10 wird eine Reihe von vorbereitenden Schritten durchgeführt. Dabei werden im Abschnitt 6.2 die theoretischen Grundlagen geschaffen; diese geben einen Überblick, in welcher Form sich Störungen auf die Rauscheigenschaften der Elektronik auswirken können. Die Erdung und Abschirmung, die wesentlich die Rauscheigenschaften eines Systems bestimmen, sind im Testaufbau dem finalen Entwurf der Elektronik nachempfunden und werden im Abschnitt 6.3 dargestellt. Anschließend werden in den Abschnitten 6.4 bis 6.9 die einzelnen Schritte behandelt, die eine eindeutige Bestimmung des Einflusses der Temperaturbänder auf das Auslesesystem ermöglichen.

Im Zuge dieser Untersuchung sind auch weitere Einflüsse wie der Hochspannung, des Gas- und des Gesamtsystems betrachtet worden.

6.1 Aufbau des Teststandes

Für diese Untersuchung wird der Teststand, der im Abschnitt 4.3 vorgestellt worden ist, um weitere Systemkomponenten erweitert. Eine schematische Darstellung ist in

Abbildung 6.1 zeigt; dieser gliedert sich in mehrere Bereiche. Für ein besseres Verständnis des Gesamtsystems wird das wesentliche Funktionsprinzip erläutert.

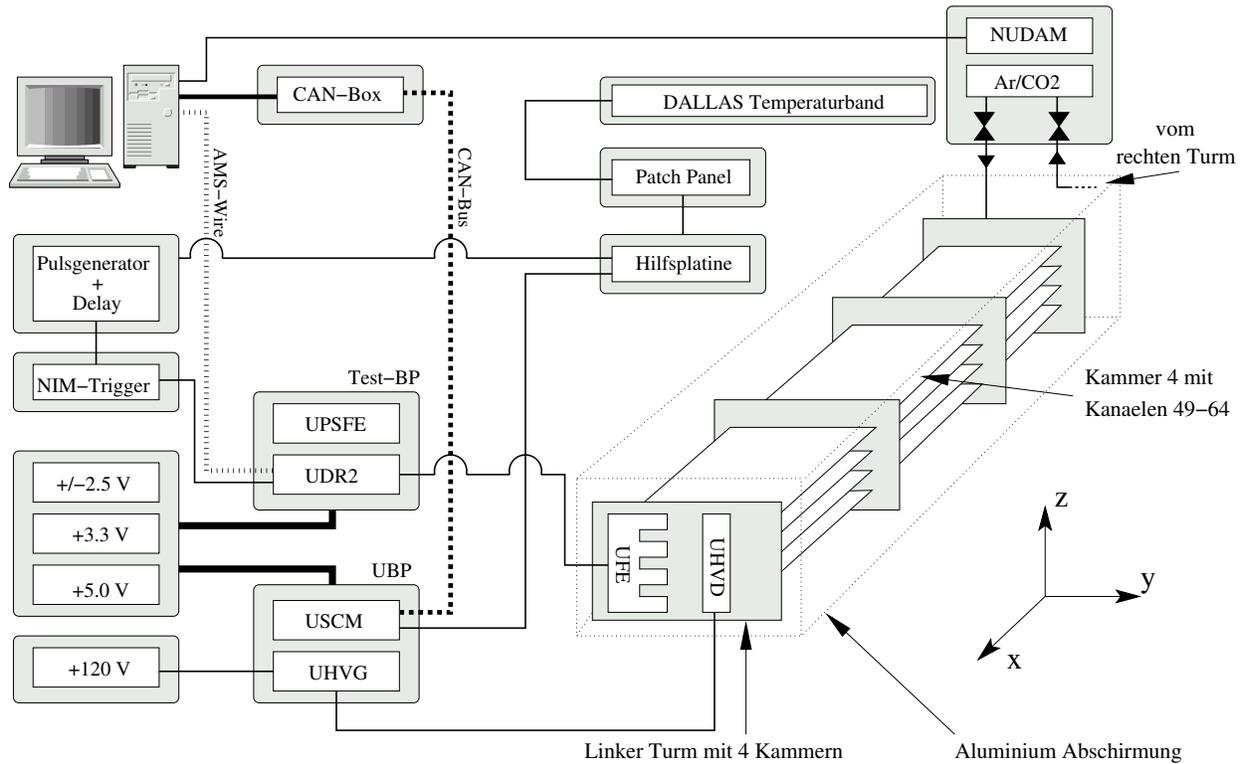


Abbildung 6.1: Schematische Darstellung des Versuchsaufbaus zur Rauschuntersuchung; im Zusammenhang mit der Testreihe wird nur der linke Turm mit den zugehörigen vier Kammermodulen und der Frontendelektronik berücksichtigt; der rechte Turm ist nicht dargestellt.

Die zentrale Rolle übernehmen zwei Türme mit jeweils vier Kammermodulen, die in Abbildung 6.2 b) zu sehen sind. An beiden Türmen sitzt jeweils sowohl eine UFE als auch eine UHVD, die der Datenauslese und der Hochspannungsversorgung dienen. In der ersten Phase werden bei allen Messungen nur die vier Kammermodule im linken Turm betrachtet. Da jedoch die beiden Türme einen gemeinsamen Gaskreislauf¹ besitzen, ist der rechte Turm notwendig. Außer dieser einzigen Verbindung können beide als unabhängig voneinander angesehen werden. Im Folgenden beziehen sich daher alle Betrachtungen auf den linken Turm.

Die vier Kammermodule sind 1.55 m lang und besitzen insgesamt 64 Kanäle. Die Zählweise der Kanäle beginnt bei jedem Kammermodul stets links von der UFE aus gesehen. Folglich beginnt das unterste Kammermodul links mit Kanal 1. Auf dem obersten Kammermodul ganz rechts findet man schließlich Kanal 64. Die UFE, die direkt am Turm befestigt ist, liest die 64 Kanäle aus. Die digitalisierten Daten werden letztendlich von der UDR2 ausgelesen und über AMS-Wire an den PC weitergeleitet,

¹Zwei Türme aus jeweils vier Kammermodulen bilden ein Gassegment - die kleinste Einheit im TRD.

auf dem die Daten gespeichert und analysiert werden. Den AMS-Wire-Anschluß am PC bildet eine AMS-Wire-PCI-Karte.

Die UHVG generiert aus 120 V die nötige Hochspannung für die Gasverstärkung. Bei den mit Hochspannung durchgeführten Messungen beträgt diese stets 1350 V, und wird über die UHVD, die direkt neben der UFE angebracht ist, an die vier Kammermodule verteilt.

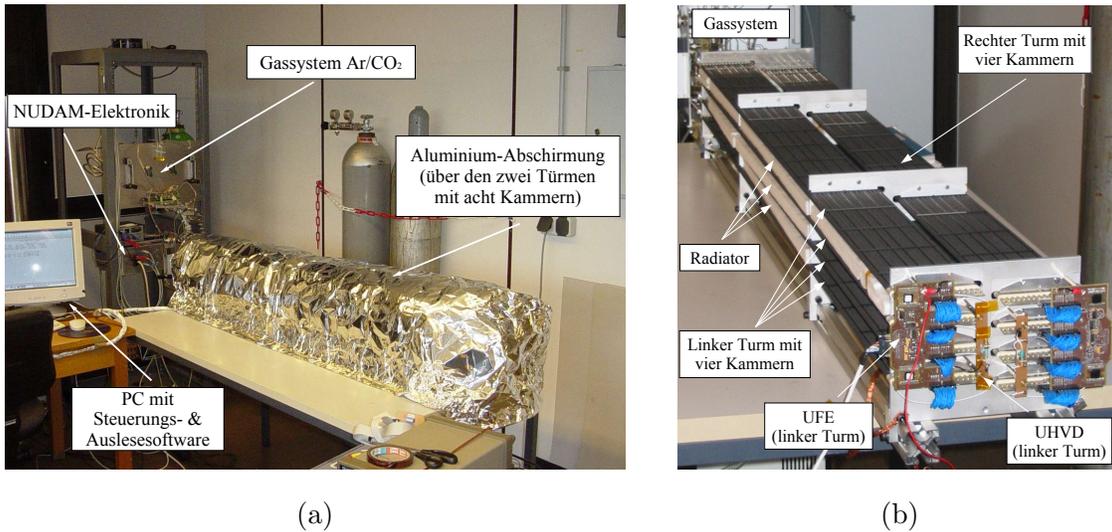


Abbildung 6.2: a) Versuchsaufbau zur Rauschuntersuchung; b) Zwei Türme mit jeweils vier Kammermodulen; vorne ist die Ausleseelektronik zu sehen.

Bei dieser Untersuchung wird Argon als Ersatz für Xenon verwendet, da im Zusammenhang mit dieser Messreihe kein Anspruch an den Wirkungsquerschnitt gestellt wird, ansonsten jedoch die gleichen qualitativen Eigenschaften gewährleistet sind. Die Kammermodule sind an das Gassystem angeschlossen und werden mit Ar/CO_2 in einem Verhältnis von 82 : 18 befüllt. Nach einem mehrstündigen Spülen wird der Fluß mittels der Durchflußmesser auf einen Volumenstrom von einem Liter pro Stunde eingestellt. Der Druck in den Kammern ist geringfügig höher als der Umgebungsdruck. Diese Einstellungen entsprechen den Standardbedingungen. Über die *Nu*DAM²-Elektronik ist eine Kontrolle des Gasflusses über die Druckabfälle in den Flußwiderständen der Ein- und Auslaßmanifoldsegmente möglich [50].

Für die Messungen wird stets ein Band mit neun Temperatursensoren der Länge 1.95 m verwendet. Das Band ist an das Patch Panel angeschlossen. Zwischen dem Patch Panel und dem USCM befindet sich zusätzlich die Hilfsplatine, die im Abschnitt 5.4.3 vorgestellt ist und im Zusammenhang mit dieser Messreihe dem Zweck dient, Signale auf der Busleitung der *DS18S20*-Sensoren für die Triggereinheit auszukoppeln. Die Triggersignale werden direkt an den Eingang des Pulsgenerators gelegt. Wird der Pulsgenerator durch einen Eingangsimpuls aktiviert, so erzeugt die-

²Modulares System zur Datenauslese und Steuerung von Elektronik

ser ein NIM-Signal, das über den NIM-Trigger die UDR2 erreicht und eine Messung der 64 Kanäle veranlaßt.

Auf die verschiedenen Konfigurationsfälle des Temperaturbandes, das in Abbildung 6.1 symbolisch dargestellt ist, und die verschiedenen Triggermöglichkeiten wird in den nächsten Abschnitten noch näher eingegangen.

Die UHVG und die Auslese des Temperaturbandes werden von dem USCM gesteuert. Das USCM verwendet für die Kommunikation mit ihrer Umgebung das CAN-Protokoll und wird vom PC über die CAN-Box angesprochen.

Es wird die *RUN-CONTROL*-Software³ zur Auslese der 64 Kanäle verwendet. Für die Steuerung der Hochspannung und der Temperaturauslese wird die *CONTROL-COMMANDER*-Software eingesetzt, die im Kapitel 4 beschrieben ist. Der Gasfluß wird durch die *NuDAM*-Software beobachtet.

Eine Aluminiumfolie dient als Abschirmung und umhüllt das gesamte Kammer-system (Abbildung 6.2 a). Auf die Abschirmung wird in Abschnitt 6.3 näher eingegangen.

6.2 Das Rauschen der Elektronik

Um mit dem vorgestellten Testaufbau einen möglichen Einfluß der Temperaturbänder auf das Auslesesystem zu untersuchen, muß zuerst geklärt werden, in welcher Form sich dieser Einfluß äußern kann.

Die Elektronik ist durch die Höhe des elektronischen Rauschens charakterisierbar. Das Rauschen ist eine intrinsische Eigenschaft eines jeden elektronischen Bauelements. Die grundlegenden physikalischen Ursachen und Erscheinungsformen des Rauschens werden im folgenden Abschnitt kurz dargestellt. Anschließend wird auf Störmechanismen eingegangen, die zu einer Zunahme des Rauschens führen können und somit einen negativen Einfluß auf die Elektronik ausüben.

Eins der entscheidenden Ziele bei der Realisierung eines elektronischen Systems liegt in der Minimierung des Rauschens, um eine einwandfreie Arbeitsweise des Systems zu gewährleisten.

6.2.1 Physikalische Ursachen des Rauschens

Die Ursache für das **thermische Rauschen** ist die Bewegung der freien Ladungsträger aufgrund ihrer thermischen Energie. Man spricht auch von Brownscher Bewegung, deren mittlere Schwankung mathematisch durch einen Gaußprozess beschrieben wird. Es handelt sich bei diesem Rauschprozess um eine universelle Schwankungserscheinung, die in jedem Bauelement ohne äußere Felder und Kräfte auftritt und auch Hintergrundrauschen genannt wird. Die Wärmebewegung der Ladungsträger verursacht zeitliche und örtliche Variationen der Ladungsträgerdichten im Bauelement und führt zu momentanen Aufladungen der Elektroden. Die Stärke dieser

³entwickelt am IEKP-Universität Karlsruhe

Variationen bestimmt die Größe des Rauschens. Nach Nyquist hängt die resultierende Spannungs-Rauschleistungsdichte

$$\Theta_U = 4kTR \quad (6.1)$$

(Einheit V^2/Hz) nur vom Widerstand R (in Ω) des Bauelements und seiner Temperatur T (in K) ab. Dabei ist k die Boltzmann-Konstante ($k = 1,38 \cdot 10^{23} \text{ Ws}/K$). Für die resultierende Strom-Rauschleistungsdichte (in A^2/Hz) gilt analog:

$$\Theta_I = 4kTG \quad (6.2)$$

G entspricht dem Leitwert in $1/\Omega$. Das Spektrum dieser Rauschleistungsdichten ist bis in den Infrarotbereich frequenzunabhängig und wird daher auch als "weißes Rauschen" bezeichnet.

Das **Schrotrauschen** tritt in stromdurchflossenen Bauelementen auf und ist eine Folge der diskreten Natur des Ladungstransportes. Jede einzelne Ladung beeinflusst einen elementaren Strompuls $I_e(t)$; der Gesamtstrom $I(t)$ entsteht durch Superposition dieser Einzelpulse. Voraussetzung für das Auftreten des Schrotrauschens ist die statistische Unabhängigkeit der Einzelpulse. Fluktuationen im Gesamtstrom führen schließlich zum Rauschen, dessen Stärke von der Größe des fließenden Stromes abhängt. Die Stärke der gegenwärtigen Fluktuation ΔI läßt sich aus der Varianz des Stromes $I(t)$ berechnen.

$$(\Delta I)^2 = \langle (I(t) - \langle I(t) \rangle)^2 \rangle \quad (6.3)$$

Es ist dadurch vom thermischen Rauschen im Gleichgewicht zu unterscheiden, das unabhängig von einer angelegten Spannung vorhanden ist.

In Halbleiterbauteilen taucht zusätzlich das **Generations-Rekombinationsrauschen** auf. Dieses wird hervorgerufen, wenn Ladungsträger im Leitungs- und Valenzband mit Störstellen im Halbleitermaterial wechselwirken. Die Folge ist, daß es zu einer zeitlichen Abweichung der Ladungsträgerkonzentration $N(t)$ vom Gleichgewichtswert N_0 kommt. Es handelt sich also um einen materialspezifischen Prozess.

Unter dem **1/f-Rauschen** versteht man das Phänomen, daß die spektrale Leistungsdichte reziprok mit der Frequenz f abfällt. Derartige Spektralverläufe beobachtet man nicht nur in elektronischen Bauelementen, sondern in einer Vielzahl von natürlichen Phänomenen. Das $1/f$ -Rauschen ist ein klassisches Beispiel für die Universalität von Skalengesetzen in der Natur. Bis heute existiert keine geschlossene Theorie für das $1/f$ -Rauschen. Die Vielfalt unterschiedlicher physikalischer Systeme mit $1/f$ -Rauschen läßt vermuten, daß auch kein einheitlicher Prozess existiert, sondern vielmehr eine Vielzahl von Einzelprozessen, von denen jeder für sich ein $1/f$ -ähnliches Spektrum zeigt.

Prinzipiell können alle beschriebenen Rauschprozesse in den Bauelementen gemeinsam auftreten, die nicht immer voneinander getrennt werden können, vor allem wenn ein Rauschprozess dominiert und damit die anderen überdeckt. Die Unterscheidung ist jedoch für diese Arbeit nicht relevant. Weiterführende Informationen sind zu finden unter [44], [46].

6.2.2 Störmechanismen

Zusätzlich zum intrinsischen Rauschen können äußere Störungen zu einer Verbreiterung des Rauschens führen. Jedes elektrische Bauelement stellt eine Störquelle für die von Störquellen ausgehenden Signale dar. Liegt die Höhe der Störenergie in der Größenordnung der Nutzsignalenergie, kann dies zum Fehlverhalten der Elektronik führen. Insbesondere kann die Störenergie die Rauscheigenschaften der elektrischen Bauelemente erheblich verschlechtern. Das Störsignal kann zum Beispiel durch einen Strom, eine Spannung oder elektromagnetische Felder gegeben sein. Man unterscheidet zwischen transienten und periodischen Störungen. Die Wirkung der Störsignale ist im wesentlichen durch die Amplitude und die Frequenz bei periodischen sowie die Anstiegszeit, die Abklingzeit und den Energieinhalt bei transienten Störsignalen bestimmt. Die Stärke der Störung wird ausserdem durch die Art des Koppelmechanismus bestimmt [46], [47]. Der prinzipielle Mechanismus wird in Abbildung 6.3 dargestellt. Die von der Quelle links ausgehende Störung kann über verschiedene Kopplungsmöglichkeiten auf die Senke rechts einwirken.

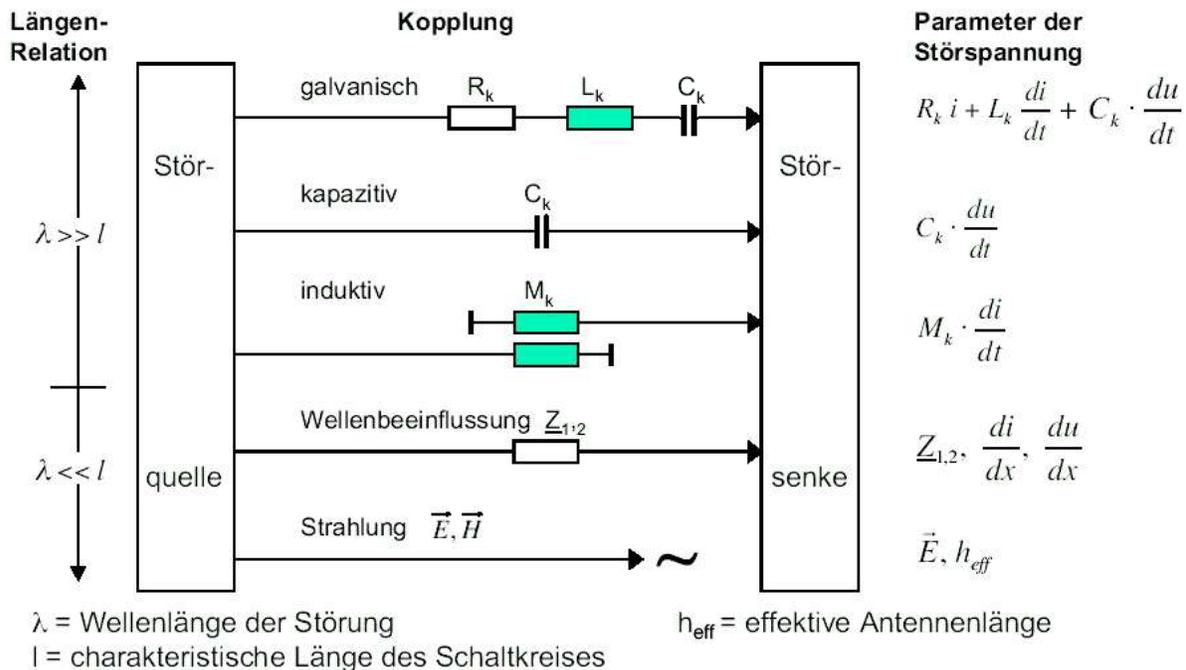


Abbildung 6.3: Verschiedene Kopplungsmechanismen der Störübertragung.

Galvanische Kopplung

Fließen die Ströme zweier Stromkreise über eine gemeinsame Impedanz, spricht man von der galvanischen Kopplung bzw. der Impedanzkopplung. Die Ströme verursachen jeweils einen Spannungsabfall an der Koppelimpedanz; diese Potentialdifferenz führt zu zusätzlichen Strömen, was in der Zunahme des Rauschens resultiert. Digitale Schaltungen sind oft weniger anfällig für Störungen durch Impedanzkopplung als analoge Schaltungen. Diese Impedanz ist oft eine gemeinsam genutzte Masselei-

tung verschiedener Stromkreise. Störungen auf der Masseleitung können von anderen Bauteilen selbst oder von Netzstörungen außerhalb herrühren. Die Impedanz kann sowohl ein ohmscher, als auch ein induktiver oder kapazitiver Widerstand sein. Um die galvanische Kopplung von Stromkreisen zu verhindern, führt man eine konsequente Potentialtrennung durch. Weiterhin läßt sich eine galvanische Entkopplung durch ein sternförmiges Bezugsleitersystem realisieren, bei dem die Masseleitungen aller Bauelemente sich in einem gemeinsamen Punkt treffen.

Kapazitive und induktive Kopplung

Wird eine Kopplung durch ein elektrisches Feld verursacht, spricht man von einer kapazitiven Kopplung. In diesem Fall sind zwei Stromkreise über ihre abgestrahlten elektrischen Felder miteinander gekoppelt. Sind dagegen zwei Leiterschleifen über den magnetischen Fluß gekoppelt, spricht man von der induktiven Kopplung. In beiden Fällen gewinnt man eine Entkopplung durch eine Abschirmung. Dazu werden Schirmleitungen, die mit Masse verbunden sind, zwischen den gekoppelten Leitungen plaziert. Dieser Schirm verhindert, daß die äußeren Felder Störspannungen in die Adern der Leitung induzieren. Um eine gute Wirkung zu erreichen, müssen die entstehenden Schirmströme gut abfließen können. Dafür sorgt niederohmiges Schirmmaterial und eine gute Verbindung mit dem Bezugsleiter.

Kopplung durch elektromagnetische Strahlung

Die bisher behandelten Kopplungsarten setzen immer voraus, daß die Abmessungen der Schaltungen elektrisch klein gegenüber der Wellenlänge der Signale sind. Werden die Abmessungen größer, so daß sie in den Bereich der Wellenlänge geraten, müssen alle Vorgänge wellentheoretisch behandelt werden. Eine Unterscheidung zwischen kapazitiver und induktiver Kopplung wie im Nahfeld ist nicht mehr möglich. Die Eigenschaften des einkoppelnden Feldes werden hierbei durch den Feldwellenwiderstand $\Gamma = \sqrt{\mu_0 \cdot \mu_r / \epsilon_0 \cdot \epsilon_r}$ beschrieben. Dieser entspricht im Vakuum im Fernfeld $\Gamma_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} = 377\Omega$.

Die elektrische und magnetische Feldkonstante werden durch $\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12} A \cdot s / V \cdot m$ und $\mu_0 = 1.26 \cdot 10^{-6} kg \cdot m / A^2 \cdot s^2$ beschrieben; ϵ_r und μ_r sind die Dielektrizitätszahl und die relative Permeabilität des betrachteten Mediums. Auch hier bietet eine Abschirmung den besten Schutz, um Störsignale fernzuhalten. Handelt es sich um externe nicht zur Elektronik gehörende Störquellen, so sollte die Elektronik einem Faraday-Käfig ähnlich komplett abgeschirmt werden. Dafür bietet sich eine Abschirmung aus Kupfer oder Aluminium an. Diese Metalle haben die gleiche Permeabilität und sind sehr gut leitend, so daß der entstandene Störstrom abgeführt werden kann.

Reflexionen auf Leitungen

Besonders in Digitalschaltungen können Reflexionen zu Störungen führen. Die Störungen verfälschen Informationen oder takten Schaltungen falsch. Reflexionen entstehen durch Impedanzsprünge und können verhindert werden, indem die Leitungen mit einem geeigneten ohmschen Widerstand abgeschlossen werden.

Die Gasleitungen aus Edelstahl, die in das gasseitige Endstück eines Kammermoduls eindringen, sind nicht mit der Masse der Röhren bzw. der Frontelektronik verbunden. Sie sind also von der Elektronik galvanisch getrennt und folglich nicht unbedingt auf dem gleichen Potential. Die dadurch entstehenden Schwierigkeiten werden im Abschnitt 6.9 vorgestellt.

Die beiden Türme mit den Kammermodulen sind komplett von einer Aluminiumfolie umgeben, um externe elektromagnetische Störungen abzuwenden. Diese Abschirmung entspricht den MLI-Schutz-Folien, die den gesamten TRD umhüllen werden. Die Schirmung (*Shield*) ist mit dem Turm und daher mit der Masseleitung der gesamten Frontelektronik verbunden.

Die Masseleitung (*DIGRTN*) der digitalen Komponenten der UPSFE, der UDR2 und der UHVG sind vollständig von der der analogen Komponenten (*2.5-RTN*, *5-RTN* und *HVRTN*) galvanisch entkoppelt. Auf diese Weise läßt sich der Rauscheinfluß der digitalen Signale auf die empfindliche Analogelektronik unterbinden.

Die Quellen zur Erzeugung der gewünschten Spannungen sind ebenfalls untereinander alle galvanisch getrennt. Der einzige Unterschied zum finalen Entwurf der TRD-Elektronik liegt aus Mangel eines weiteren *DC/DC*-Umwandlers in der gemeinsamen Spannungsversorgung der UHVG und dem USCM mit $+5V$. Die beiden Module werden im TRD-Entwurf von verschiedenen Quellen versorgt. Jedoch wird bei dieser Konfiguration kein störender Einfluß auf das System erwartet.

6.4 Trigger

Für die Untersuchung des Einflusses des Temperaturkontrollsystems auf die Ausleseelektronik werden insgesamt drei verschiedene Triggermethoden angewendet, um die kritischen Fälle zu simulieren. Alle drei basieren auf dem gleichen Triggerschema, das in Abbildung 6.5 dargestellt ist. Der Pulsgenerator erzeugt ein NIM⁴-Signal der Amplitude $-0.8V$ und der Pulsweite $100\mu s$. Dieses Signal aktiviert über den NIM-Trigger die Ausleseplatine (UDR2), die mit dem Auslösen des Haltesignals (*Hold_b*) nach einer Verzögerung von $220ns$ reagiert; die Verzögerung ist durch die elektronischen Bauelemente bedingt und kann nicht vermieden werden. Wird das Haltesignal gesetzt, so wird der gegenwärtige Wert der analogen Signale aller Kanäle festgehalten und nacheinander ausgelesen. Die Auslese aller 64 Kanäle benötigt nach Abschnitt 3.4 $78.5\mu s$. Dies entspricht auch der Länge des Haltesignals.

Es wurde eine sehr große Länge des NIM-Pulses gewählt, da Störungen in der Ausleseelektronik aufgetreten sind, wenn innerhalb der Haltezeit von $78.5\mu s$ neue Triggersignale die UDR2 erreicht haben. Dieser Fall ist dann aufgetreten, wenn die Triggerrate höher als $12.5kHz$ ⁵ gewesen ist. Mit der Wahl dieser Pulslänge kann ein weiteres NIM-Signal frühestens nach $100\mu s$ gestartet werden. Die Ursachen für

⁴NIM=Nuclear Instrument Module

⁵Derartig hohe Triggerraten entsprechen nicht dem Betriebsmodus von AMS02, jedoch ist das Problem für eine einwandfreie Funktionsweise der Elektronik zu klären.

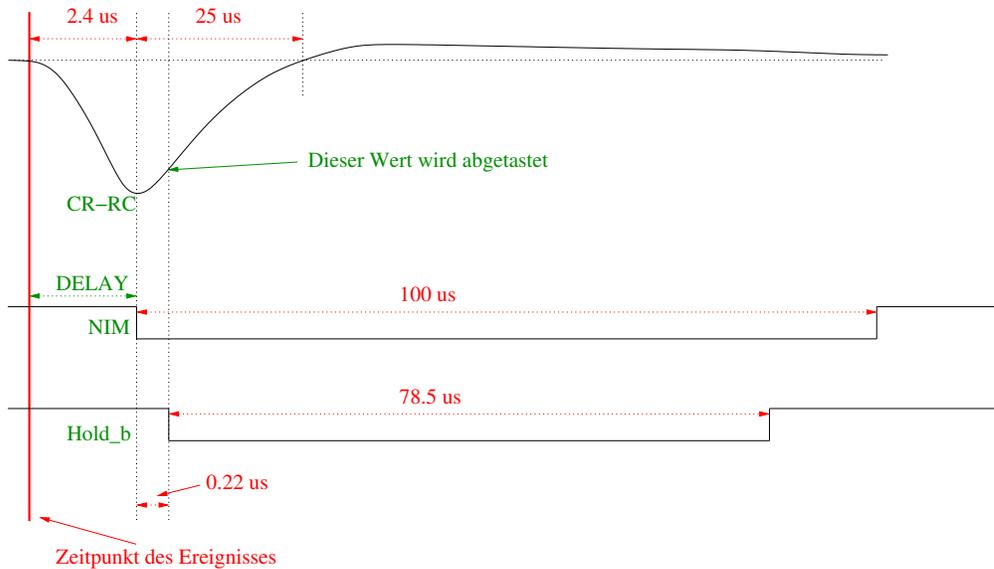


Abbildung 6.5: Zeitlicher Ablauf der Signalabtastung. Das NIM-Signal startet das Hold_b-Signal stets nach 220 ns. Zum Zeitpunkt des Hold_b-Signals wird das Signal auf dem Kanal abgetastet; der Zeitpunkt des NIM-Signals kann variiert werden.

dieses Problems sind noch ungeklärt, jedoch hat diese Wahl bei den durchgeführten Untersuchungen keinen Einfluß auf die Messergebnisse gehabt, da die Pulslänge nur geringfügig größer als die Länge des Haltesignals ist. Während das Haltesignal gesetzt ist, können keine neuen Messungen veranlaßt werden.

Das Auslösen des NIM-Signals im Pulsgenerator, das den Auslesevorgang in der UDR2 startet, wird durch drei verschiedene Methoden realisiert. Die Begründung für diese und die Durchführung werden im Folgenden erläutert.

Trigger mit konstanter Frequenz

Bei der ersten Methode wird das NIM-Signal nach Abbildung 6.6 mit einer kon-

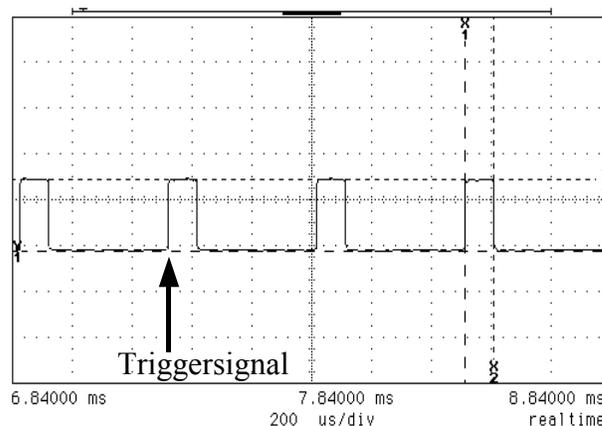


Abbildung 6.6: Konstante Triggerfrequenz mit 2 kHz; das NIM-Signal ist 100 μ s lang.

stanten Frequenz ausgelöst. Der angewendete Frequenzbereich liegt zwischen 1 kHz und 10 kHz. Als Referenzfrequenz wird stets 2 kHz genommen; es handelt sich um

die maximale Frequenz, bei der der gesamte AMS02-Detektor einen einwandfreien Betrieb garantieren muß. Der TRD kann jedoch auch im höheren Frequenzbereich problemlos betrieben werden.

Unter der Annahme, daß ein störender Einfluß durch die Signalflanken des Temperaturprotokolls zustande kommt, wird bei dieser Triggermethode überprüft, wie sich der Einfluß der Störungen, die nur zufällig mit dem Triggerzeitpunkt zusammenkommen, auf das Auslesesystem bemerkbar macht. Damit wird der Fall simuliert, in dem Signale durch Teilchendurchgänge erzeugt werden und dabei eine zufällige Störung durch das Temperaturkontrollsystem erfahren.

Trigger auf die steigende Flanke des Temperatursignals

Im Gegensatz zur ersten Methode wird bei dieser und der folgenden Methode das

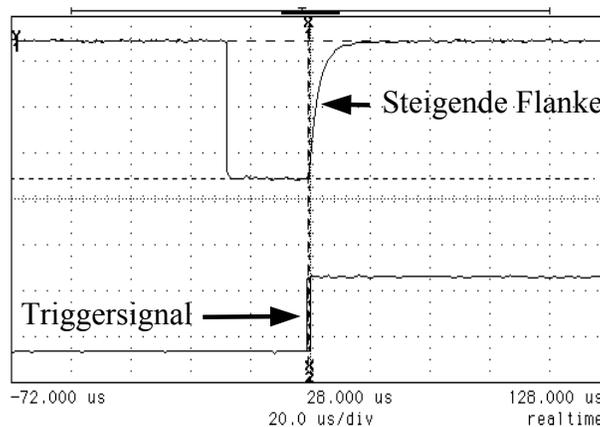


Abbildung 6.7: Trigger auf die steigende Flanke des Temperatursignals; das NIM-Signal ist $100\ \mu\text{s}$ lang.

NIM-Signal im Pulsgenerator von außen gestartet. Der Pulsgenerator ist mit der Datenleitung des Temperaturbandes über die Hilfsplatine nach Abbildung 6.1 verbunden. Auf der Hilfsplatine befindet sich eine Schaltung, die die Temperatursignale für die Triggereinheit auskoppelt. Die Funktionsweise dieser Schaltung ist im Anhang A.3 beschrieben. Das beschriebene NIM-Signal wird in diesem Fall ausgelöst, sobald eine steigende Flanke des Temperatursignals am Eingang des Pulsgenerators ankommt. In Abbildung 6.7 ist dieser Fall gezeigt.

Mit einer Verzögerungseinheit (*DELAY*) im Pulsgenerator läßt sich der zeitliche Abstand zwischen der Flanke, die am Pulsgenerator ankommt, und dem Auslösen des NIM-Signals, das den Auslesevorgang startet, beliebig erhöhen. Auf diese Weise lassen sich die analogen Signale auf der UFE ab $220\ \text{ns}$ aufwärts abtasten. Die Signalmaxima werden nach $2.4\ \mu\text{s}$ erreicht.

Die Verzögerung zwischen dem eingehenden Signal und dem ausgehenden NIM-Signal hängt zusätzlich von der Schwelle ab, bei der der Pulsgenerator auf das eingehende Signal reagiert. In diesem Fall beträgt diese Zeit mindestens $530\ \text{ns}$, so daß insgesamt das analoge Signal auf der UFE erst ab $750\ \text{ns}$ abgetastet werden kann. Mittels der Verzögerungseinheit wird das Signal von $0.75\ \mu\text{s}$ bis zu $10\ \mu\text{s}$ untersucht.

Trigger auf die fallende Flanke des Temperatursignals

In diesem Modus löst eine fallende Flanke des Temperatursignals am Eingang des

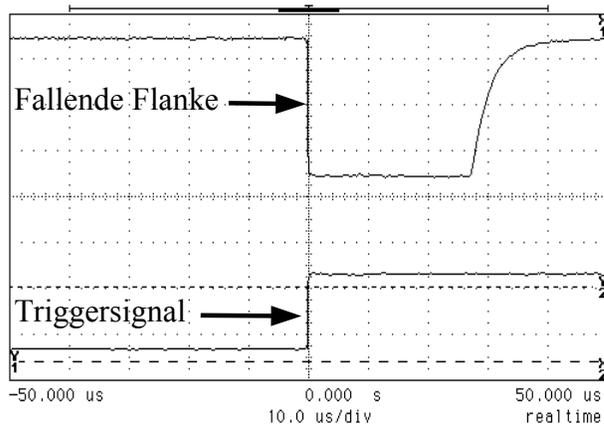


Abbildung 6.8: *Trigger auf die fallende Flanke des Temperatursignals; das NIM-Signal ist $100\mu\text{s}$ lang.*

Pulsengenerators das ausgehende NIM-Signal aus, wie in Abbildung 6.8 dargestellt. Das analoge Signal auf der UFE wird im Bereich von $0.48\mu\text{s}$ bis $10\mu\text{s}$ abgetastet.

Bei dem *1-Wire-Protokoll*, das im Abschnitt 5.1.2 detailliert beschrieben wird, dauert ein Zeitfenster zur Übertragung eines Bits mindestens $60\mu\text{s}$. Dieses wird von einer Abwärtsflanke initialisiert und von einer Aufwärtsflanke abgeschlossen. Somit ergibt sich für beide Flanken eine maximale Wiederholfrequenz von 16.5kHz . Die Signale auf dem Bus sind nicht periodisch; es handelt sich folglich nach Abschnitt 6.2.2 um transiente Störungen. Mit den zwei zuletzt genannten Methoden wird direkt auf diese Störungen getriggert; die Fälle simulieren daher den größten auf die Ausleseelektronik durch das Temperaturkontrollsystem ausgeübten Einfluß.

Da die steigende Aufwärtsflanke viel langsamer aufgebaut wird, ist zu erwarten, daß sich bei der Triggermethode mit der fallenden Flanke der Einfluß am stärksten bemerkbar macht. Die große Steigung der Abwärtsflanke erinnert an die Kante eines Rechteckpulses. Nach Abbildung 5.27 c) braucht die Flanke etwa nur $0.4\mu\text{s}$, um komplett abzuklingen. Aufgrund dieser Eigenschaft wird nach der Fourieranalyse eine Abstrahlung von elektromagnetischen Wellen bis in den MHz -Bereich hinein erwartet. Die Abstrahlung resultiert aus dem Potentialsprung von $+5.0\text{V}$ auf 0.0V , ähnlich der eines Hertzschen Dipols.

Mit dem Abtasten des Signals, das durch die Verzögerungseinheit realisiert wird, läßt sich untersuchen, welchen Einfluß der Zeitpunkt der Störung auf ein Signal hat. Dabei ist zu klären, ob es eine zeitliche Abhängigkeit zwischen der Störung und dem Signal gibt.

Bei der im Folgenden vorgestellten Untersuchung der Verträglichkeit zwischen dem Temperaturkontrollsystem und dem Auslesesystem werden stets alle drei Triggermethoden angewendet.

6.5 Analyse der Ausgangssignale

Der TRD besitzt 5248 Kanäle zum Nachweis von Teilchen. Ein minimal ionisierendes Teilchen (MIP), das den Detektor durchfliegt, verliert durch die Wechselwirkung mit dem Detektormaterial seine Energie und erzeugt ein Signal U_{Signal} . Am Ausgang des betreffenden Kanals, der das Teilchen detektiert, wird jedoch nicht das Teilchensignal U_{Signal} sondern ein viel höheres Signal $U_{Ausgangssignal}$ gemessen; dieses setzt sich additiv aus mehreren Anteilen zusammen:

$$U_{Ausgangssignal} = U_{Pedestal} + U_{Störung} + U_{Signal} \quad (6.4)$$

Zusätzlich sind alle Signalkomponenten einer gewissen Schwankung unterworfen, deren Fehler sich quadratisch addieren:

$$\sigma_{Ausgangssignal}^2 = \sigma_{Pedestal}^2 + \sigma_{Störung}^2 + \sigma_{Signal}^2 \quad (6.5)$$

Das Ziel ist es, das physikalische Ereignis U_{Signal} mit seiner zugehörigen Schwankung σ_{Signal} in dem Ausgangssignal eindeutig zu identifizieren. Daher ist die Kenntnis aller Komponenten mit ihrer Schwankungen notwendig. Im Folgenden werden die verschiedenen Beiträge diskutiert.

Das **Pedestal**⁶ beschreibt die individuelle Nulllage eines Kanals, dessen Signalhöhe $U_{Pedestal}$ ohne ein physikalisches Signal um diese Nulllage schwankt. Das Pedestal ist für jeden Kanal charakteristisch und kann von Kanal zu Kanal sehr unterschiedlich sein.

Die Signalhöhe eines Kanals schwankt gaußverteilt um die Ruhelage. Dieses **Rauschen** $\sigma_{Pedestal}$ ist nach Abschnitt 6.2.1 eine intrinsische Eigenschaft des Kanals und wird aufgrund der charakteristischen Verteilung durch den thermischen Prozess dominiert.

Verschiebt sich die Lage des Pedestals, so deutet dies auf eine starke **Störung** $U_{Störung}$ hin, die auf die Ausleseelektronik einwirkt. Die häufigste Ursache für eine Pedestalverschiebung liegt in einer nicht konstanten Stromversorgung der analogen Stromkreise, kann aber auch durch verschiedene Faktoren der Frontend-Elektronik, des Detektors und der Umgebung hervorgerufen werden. Eine Störung sollte im Idealfall nicht die Pedestallnulllage verändern, sondern sich lediglich in einer Zunahme des Rauschens $\sigma_{Störung}$ bemerkbar machen, falls diese Störung nicht zu vermeiden ist.

Führt eine Störung $U_{Störung}$ zu einer gleichartigen Verschiebung der Signalhöhen mehrerer Kanäle, so spricht man vom **Common-Mode**. Die zugehörige Schwankung $\sigma_{Störung}$ wird als **Common-Mode-Noise** bezeichnet. Störungen dieser Form lassen sich sehr gut bestimmen, so daß diese ohne großen Aufwand aus dem Ausgangssignal $U_{Ausgangssignal}$ herausgefiltert werden können. Die Common-Mode-Korrektur wird für jedes Ereignis einzeln durchgeführt.

Die verschiedenen Ursachen und Erscheinungsformen von Störungen sind bereits im Abschnitt 6.2.2 beschrieben worden.

⁶engl. für Sockel

6.6 Analyse der Daten

Der Teststand, der in Abbildung 6.1 schematisch vorgestellt ist, wird im folgenden verwendet, um grundlegende Eigenschaften der Ausleseelektronik zu untersuchen und nicht um Teilchen zu detektieren. Die im Abschnitt 6.4 beschriebenen Triggermethoden werden nicht durch Teilchendurchgänge sondern durch den Teststand selbst ausgelöst. In Gleichung 6.4 taucht daher im Zusammenhang mit der hier vorgestellten Testreihe kein Beitrag eines Teilchensignals U_{Signal} mehr auf. Auf diese Weise lassen sich die Rauscheigenschaften der Ausleseelektronik charakterisieren; darüberhinaus ist es möglich, den Einfluß aller möglicher Störquellen auf das Auslesesystem genau zu untersuchen, indem das System den Störungen nacheinander ausgesetzt wird. Insgesamt lassen sich Störquellen identifizieren, die in drei Kategorien eingeteilt werden; alle tragen zum Ausgangssignal bei:

$$U_{Ausgangssignal} = U_{Pedestal} + U_{Störung-System} + U_{Störung-HV} + U_{Störung-Temp.} \quad (6.6)$$

$$\sigma_{Ausgangssignal}^2 = \sigma_{Pedestal}^2 + \sigma_{Störung-System}^2 + \sigma_{Störung-HV}^2 + \sigma_{Störung-Temp.}^2 \quad (6.7)$$

Die Komponente $U_{Störung-System}$ beschreibt die Störung, die durch den Zusammenschluß aller Systemkomponenten entsteht. Zum Beispiel können die Masseleitungen der verschiedenen Komponenten, die nicht ausreichend auf das gleiche Potential gebracht worden sind, zu Änderungen im Systemverhalten führen. Das Anlegen einer Hochspannung kann ebenfalls ein Störsignal $U_{Störung-HV}$ hervorrufen. Letztendlich beschreibt $U_{Störung-Temp.}$ den Einfluß der Temperaturbänder auf das Auslesesystem. In Gleichung 6.7 sind die zugehörigen Schwankungen zu sehen.

Es werden zunächst die Störeinflüsse bestimmt, die durch das System selbst und die Hochspannung hervorgerufen werden. Das bedeutet, daß die Störparameter in Gleichung 6.6 und 6.7, die den Temperatureinfluß beschreiben, erstmal entfallen. Für die Untersuchung wird eine konstante Triggerfrequenz von 2 kHz verwendet, die nach Abschnitt 6.4 der Referenzfrequenz entspricht. Sind die Ergebnisse dieser Referenzmessungen bekannt, dann lassen sich eindeutige Aussagen über den Störeinfluß der Temperaturbänder machen, der im Abschnitt 6.10 behandelt wird.

Im Testaufbau werden die 64 Kanäle der vier Kammermodule im linken Turm ausgelesen. Die Rohdaten sind in sogenannten Runs von 2000 Ereignissen zusammengefaßt. Jedes Ereignis setzt sich deshalb aus 64 Daten zusammen. Auf jeden Run werden folgende Analyseschritte angewendet:

1. Bestimmung des Pedestals und des Gesamttrauschens mittels der Gaußfitmethode für alle 64 Kanäle
2. Bestimmung der Störung mittels Common-Mode
3. Bestimmung des Rauschens nach Common-Mode-Korrektur für alle 64 Kanäle

6.6.1 Bestimmung des Pedestals und des Gesamtrauschens

Die Rohdaten P_{in} ohne Teilchensignal schwanken um die für jeden Kanal i spezifische Nulllage. Der Index n beschreibt das dazugehörige Ereignis. In Abbildung 6.9 sind zur Verdeutlichung die Verteilungen des Kanals 56, der sich auf dem Kammermodul vier befindet, einerseits für den Fall ohne Hochspannung (a)) und andererseits für den Fall mit Hochspannung (b)) gezeigt. Die Verteilung dieser aus 2000 Ereignissen gewonnenen Daten kann durch eine Gaußfunktion beschrieben werden. Die restlichen Kanäle besitzen die gleiche Verteilung.

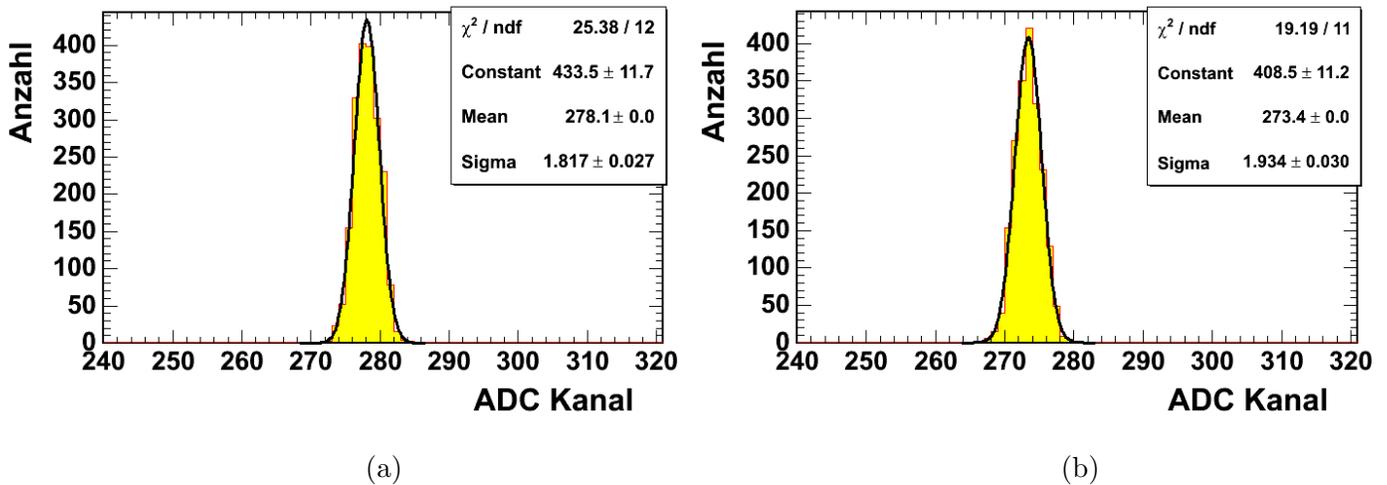
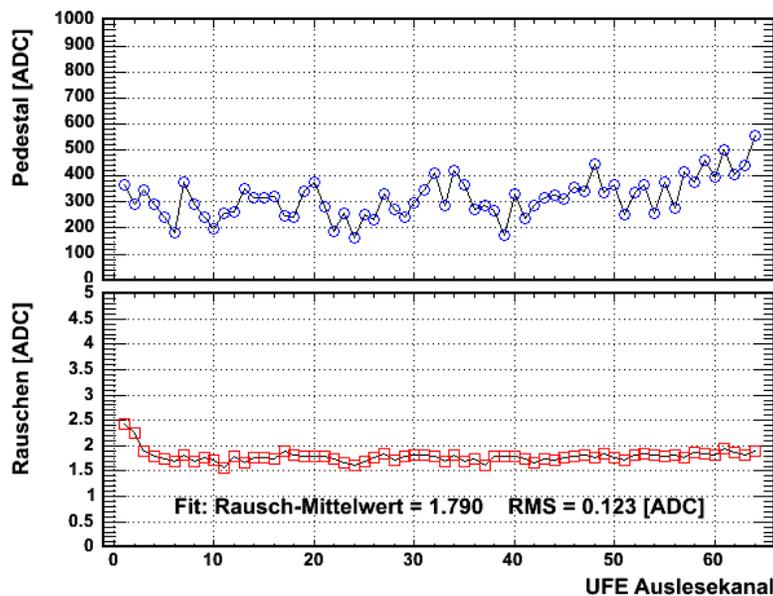


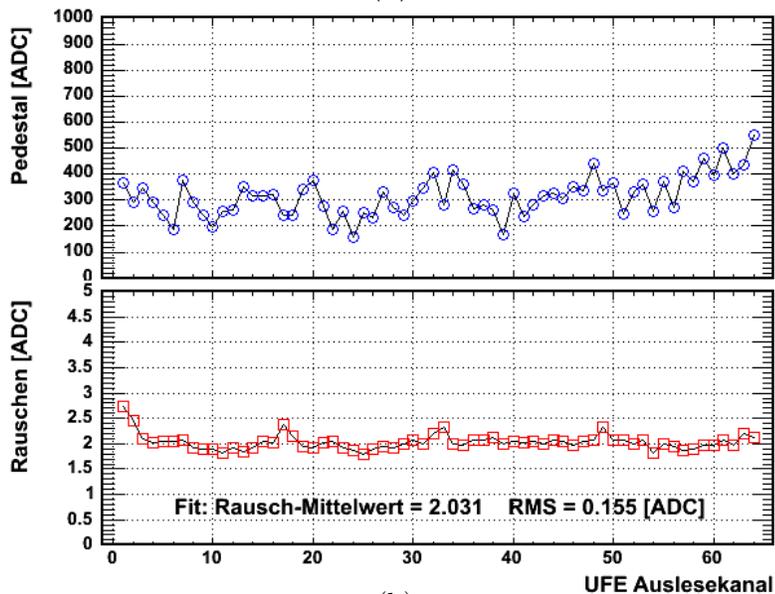
Abbildung 6.9: Ermittlung des Pedestals (Mean) und des Rauschens (Sigma) mittels der Gaußfitmethode für Kanal 56: a) ohne Hochspannung; b) mit Hochspannung; bei Anlegen der Hochspannung verschiebt sich der Mittelwert des Pedestals und die Breite der Verteilung nimmt zu.

Der Mittelwert \bar{P}_i der Verteilung entspricht dem Pedestal eines Kanals i ; die Breite σ_i der Verteilung beschreibt das Gesamtrauschen des Kanals. Beide Größen lassen sich durch einen Gaußfit ermitteln. Obwohl bei den Versuchsreihen nicht auf Teilchendurchgänge getriggert wird, kann es dennoch passieren, daß kosmische Teilchen die Versuchsapparatur durchqueren und Signale erzeugen. Die Fitmethode hat daher zur Bestimmung des Pedestals und des Rauschens den Vorteil, daß Signale nicht betrachtet werden, die durch Teilchendurchgänge erzeugt wurden. Diese Signale können das Ergebnis bei der herkömmlichen Bestimmung des Pedestals und des Rauschens über das arithmetische Mittel und die Varianz verfälschen, da alle Ereignisse betrachtet werden.

Im Fall ohne Hochspannung wird die Pedestallage und die Rauscheigenschaften eines Kanals durch die ersten beiden Größen in Gleichung 6.6 und 6.7 bestimmt. Bei Anlegen der Hochspannung kommt zusätzlich der Einfluß der Terme $U_{\text{Störung-HV}}$ und $\sigma_{\text{Störung-HV}}$ hinzu. Als Folge verringert sich das Pedestal von Kanal 56 um 4.7 ADC-Kanäle und die Breite der Verteilung nimmt leicht um 0.1 ADC-Kanäle zu. Die Ursache liegt in einem zusätzlichen Strom, der bei einer Spannung von



(a)



(b)

Abbildung 6.10: *Pedestal und Gesamtrauschen aller 64 Kanäle (gewonnen aus dem Gaußfit der Rohdatenverteilung): a) ohne Hochspannung; b) mit Hochspannung; die Pedestal liegen zwischen 100 und 600 ADC-Kanälen; bei Anlegen der Hochspannung nimmt das Gesamtrauschen zu.*

1350 V durch den Entkopplungskondensator auf der UTE in den Verstärker des VA-Chips fließt (Abbildung 3.13) [68]. Die Störung durch die Hochspannung wirkt direkt auf die analogen Komponenten und führt zu der beobachteten Pedestalverschiebung.

In Abbildung 6.10 a) und 6.10 b) sind jeweils im oberen Graphen die Pedestal und im unteren Graphen das zugehörige Rauschen aller 64 Kanäle für die beiden Fälle gezeigt. Die Pedestal bewegen sich in einem Bereich zwischen 100 und 600 ADC-

Kanälen. Der Rausch-Mittelwert aller Kanäle liegt im Fall ohne Hochspannung bei 1.79 ± 0.12 ADC-Kanälen, im Fall mit Hochspannung bei 2.03 ± 0.15 ADC-Kanälen. Folglich hat sich durch das Anlegen der Hochspannung der Rauschwert aller Kanäle verschlechtert. Die starke Schwankung der Rausch-Mittelwerte rührt von den Spitzen in den Rauschkurven. Die Stellen, an denen die Spitzen auftauchen, charakterisieren Kanäle, zwischen denen sich Gasleitungen befinden, die mit dem Endstück der Kammermodule verbunden sind; auf die Störungen durch das Gassystem wird im Abschnitt 6.9 eingegangen.

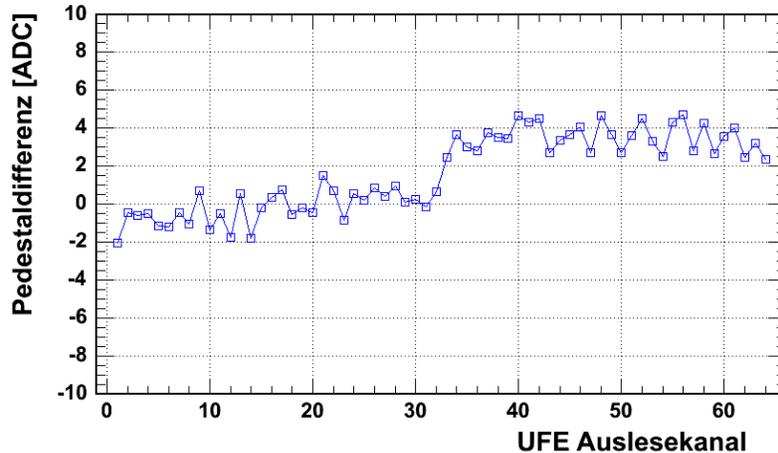


Abbildung 6.11: *Differenz zwischen den Pedestalwerten aller 64 Kanäle, die ohne Hochspannung und die mit Hochspannung ermittelt wurden. Bei Anlegen der Hochspannung ändert sich die Pedestallage der ersten 32 Kanäle nicht; die Pedestallage der Kanäle 33 bis 64 verringert sich im Mittel um etwa 3.5 ADC-Kanäle*

Die Störung durch die Hochspannung kann die Ausleseelektronik verschieden beeinflussen. In Abbildung 6.11 ist die Differenz der Pedestal zu sehen, die einerseits ohne Hochspannung und andererseits mit Hochspannung ermittelt wurden. Die Differenzwerte der ersten 32 Kanäle bewegen sich innerhalb der Rauschgrößen von etwa 2 ADC-Kanälen; die Pedestallage für Kanal 1 bis 32 ändert sich daher nicht. Für die Kanäle 33 bis 64 hat sich jedoch die Pedestallage im Mittel um 3.5 ADC-Kanäle verringert.

6.6.2 Die Bestimmung des Common-Mode

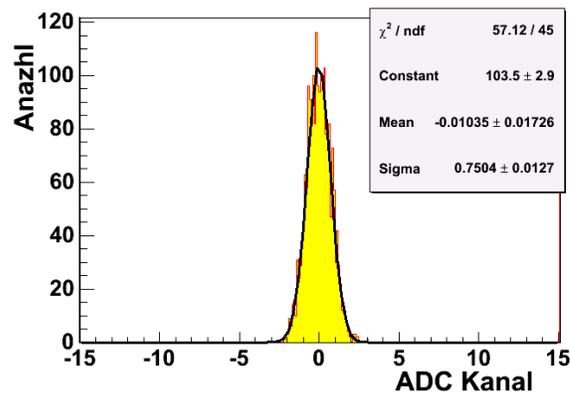
Das Ergebnis des letzten Abschnitts zeigt deutlich, daß sich eine Störung auf die verschiedenen Komponenten des Auslesesystems unterschiedlich auswirken kann. Gleichzeitig ist jedoch zu erkennen, daß es bestimmte Einheiten im Gesamtsystem gibt, auf die der Einfluß der Störung gleich ist. Es handelt sich um den Common Mode.

Die Berechnung des Common-Mode Δ_n erfolgt für jedes Ereignis n einzeln. Das Δ_n ergibt sich aus der Summe der Rohdaten P_{in} abzüglich des vorher aus dem Gaußfit ermittelten Pedestal \bar{P}_i dividiert durch die Anzahl der beteiligten Kanäle I .

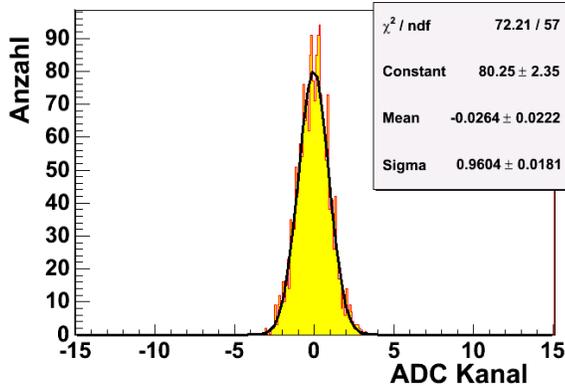
Durch Subtraktion des Δ_n von den Rohdaten P_{in} erhält man die Common-Mode-korrigierten Daten C_{in} :

$$C_{in} = P_{in} - \underbrace{\left(\frac{\sum_{i=i_0}^{I_0} (P_{in} - \bar{P}_i)}{I} \right)}_{\Delta_n} \quad (6.8)$$

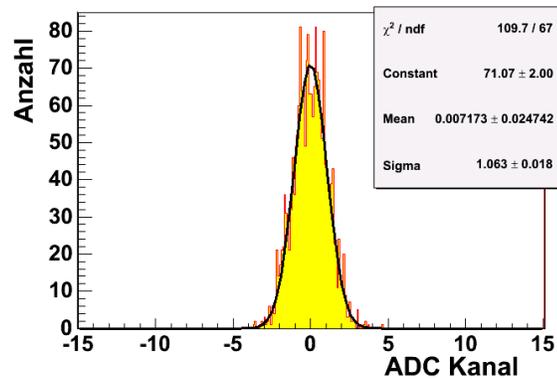
i_0 und I_0 kennzeichnen den Anfangs- und Endkanal der Kanäle, die an der Common-Mode-Korrektur beteiligt sind. Die Wahl dieser Grenzen ist entscheidend, um die Störung in Form von Common-Mode vollständig zu erfassen.



(a)



(b)



(c)

Abbildung 6.12: Verteilungen des Common-Mode Δ_n für verschiedene Anzahl von beteiligten Kanälen; a) alle 64; b) Kanal 01 bis 32; c) Kanal 33 bis 64; Eine Störung wird nur durch das Gesamtsystem ausgeübt. Das Common-Mode, das durch die Breite (Sigma) der Verteilung charakterisiert ist, wird besser erfasst, wenn die 32 Kanäle jeweils einzeln betrachtet werden: die Breite (Sigma) ist im Fall b) und c) größer als bei a).

In Abbildung 6.12 und 6.13 sind die Common-Mode-Verteilungen für die Fälle ohne und mit Hochspannung zu sehen. Die Δ_n aller Ereignisse verteilen sich gaußförmig um die Nulllage. Die Histogramme unterscheiden sich in der Wahl der beiden

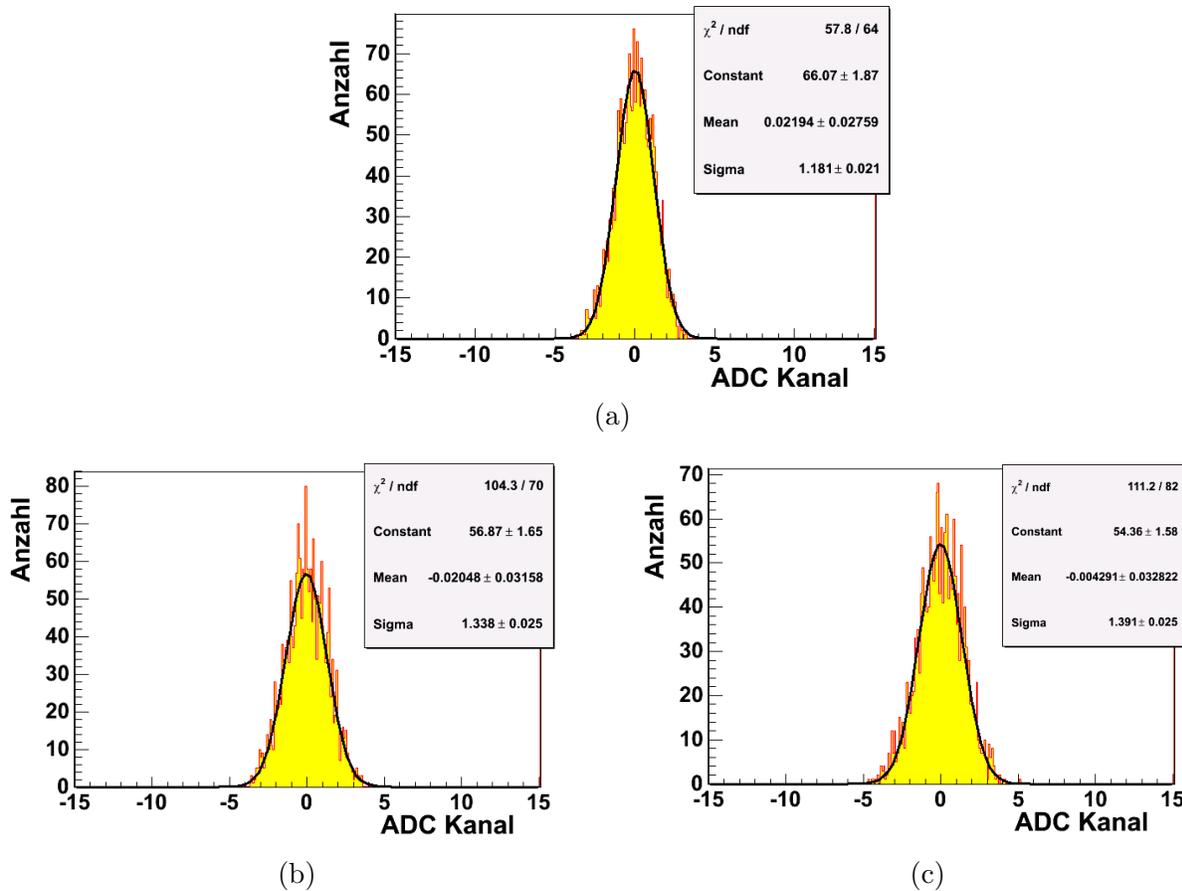


Abbildung 6.13: Verteilungen des Common-Mode Δ_n für verschiedene Anzahl von beteiligten Kanälen; a) alle 64; b) Kanal 01 bis 32; c) Kanal 33 bis 64; Eine Störung wird durch die Hochspannung und das Gesamtsystem ausgeübt. Das Common-Mode, das durch die Breite (Sigma) der Verteilung charakterisiert ist, wird besser erfasst, wenn die 32 Kanäle jeweils einzeln betrachtet werden: die Breite (Sigma) ist im Fall b) und c) größer als bei a).

Grenzen i_o und I_0 . Jeweils im Histogramm a) wird das ermittelte Common-Mode gezeigt, an deren Berechnung alle 64 Kanäle beteiligt gewesen sind. In den jeweils beiden darunterliegenden Histogrammen sind einerseits die Kanäle 01 bis 32 (b)) und andererseits die Kanäle 33 bis 64 (c)) einzeln für die Common-Mode-Berechnung herangezogen worden. Die Größe der als Common-Mode erkannten Störung wird durch die Breite (Sigma) der Verteilungen charakterisiert. Sigma ist das Common-Mode-Noise und entspricht dem $\sigma_{\text{Störung}}$ in Gleichung 6.5, das sich nach Gleichung 6.7 aus mehreren Komponenten zusammen setzt.

Im Fall ohne Hochspannung in Abbildung 6.12 ist zu erkennen, daß das Common-Mode um bis zu 42% besser erfasst wird, wenn anstatt alle 64 jeweils 32 Kanäle einzeln betrachtet werden. In diesem Modus wird das Common-Mode-Noise nur durch das System $\sigma_{\text{Störung-System}}$ bestimmt.

Im Fall mit Hochspannung in Abbildung 6.13 wird das Common-Mode um bis

zu 18 % besser erfasst, wenn die Korrektur für jeweils 32 Kanäle anstatt für alle 64 gleichzeitig durchgeführt wird. In diesem Modus trägt zusätzlich zum System die Störung $\sigma_{Störung-HV}$ durch die Hochspannung zum Common-Mode-Noise bei.

Die Ergebnisse zeigen deutlich, daß die Common-Mode-Korrektur abhängig von der betrachteten Gruppe von Kanälen ist, und daß sich dadurch eine unterschiedliche Effektivität der Common-Mode-Erkennung ergibt; die Wahl auf die Betrachtung von jeweils 32 Kanälen anstatt einer anderen Konstellation wird im Abschnitt 6.7 begründet.

Eine weitere Schwierigkeit bei der Bestimmung des Common-Mode ergibt sich durch Signale, die durch Teilchendurchgänge in dem Kammersystem der Versuchsanordnung erzeugt werden. Diese Signale können die berechnete Störung nach Gleichung 6.8 verfälschen. Mit einer Filtermethode werden die Teilchensignale vermieden. Es werden nur Rohdaten P_{in} eines Ereignisses zur Bestimmung des Common Mode berücksichtigt, die innerhalb von

$$\bar{P}_i - 5\sigma_i < P_{in} < \bar{P}_i + 5\sigma_i$$

liegen. \bar{P}_i ist das Pedestal und σ_i das Gesamttrauschen des Kanals i ; beide Größen sind aus dem Gaußfit ermittelt worden. Die Wahl dieser Grenzen wird im Abschnitt 6.8 begründet.

6.6.3 Bestimmung des Rauschens nach Common-Mode-Korrektur

Im letzten Abschnitt ist gezeigt worden, daß sich die Störung durch das Gesamtsystem und durch die Hochspannung in Form von Common-Mode äußert. Nach Gleichung 6.8 sind diese Störungen erfaßbar und lassen sich von den Rohdaten entfernen. Im folgenden wird das Rauschen nach Common-Mode-Korrektur über die Varianz bestimmt, der mathematischen Definition des Rauschens. Mit dem 5σ -Schnitt ist vermieden worden, daß Teilchensignale die Ergebnisse verfälschen, was zuvor durch die Fitmethode erreicht wurde. Das resultierende Rauschen entspricht dem intrinsischen Rauschen $\sigma_{Pedestal}$ eines jeden Kanals.

Die Varianz Var_i eines Kanals i wird als mittlere quadratische Abweichung der Common-Mode-korrigierten Daten C_{in} vom Pedestal \bar{P}_i bestimmt.

$$Var(C_{i1} \dots C_{iN})_i = \frac{1}{N-1} \left\{ \sum_{n=1}^N (C_{in} - \bar{P}_i)^2 - \frac{1}{N} \left[\sum_{n=1}^N (C_{in} - \bar{P}_i) \right]^2 \right\} \quad (6.9)$$

In dieser Analyse wird ein Algorithmus mit einer nach Gleichung 6.9 geänderten Version der Varianz verwendet, die auf die Arbeitsweise eines PCs optimiert ist. Es handelt sich um den sogenannten *corrected-two-pass*-Algorithmus [49]. Zuerst wird der Mittelwert \bar{P}_i bestimmt; dieser ist aus der Gaußfitmethode bekannt. Im zweiten Schritt wird die Varianz berechnet, die sich von der herkömmlichen Formel um die

zweite Summe in den geschwungenen Klammern unterscheidet. Die zweite Summe wird Null, wenn der Mittelwert \bar{P}_i exakt wird, ansonsten liefert dieser eine Korrektur bezüglich Rundungsfehler des ersten Terms. Vor allem bei einer großen Anzahl von Ereignissen lassen sich durch diesen für einen PC optimierten Algorithmus die Rechengeschwindigkeit steigern und die Rundungsfehler minimieren.

Das Common-Mode-korrigierte Rauschen $\sigma_{Pedestal,i}$ eines Kanals i gewinnt man aus der Wurzel der Varianz:

$$\sigma(C_{i1} \dots C_{iN})_{Pedestal,i} = \sqrt{Var(C_{i1} \dots C_{iN})_i} \quad (6.10)$$

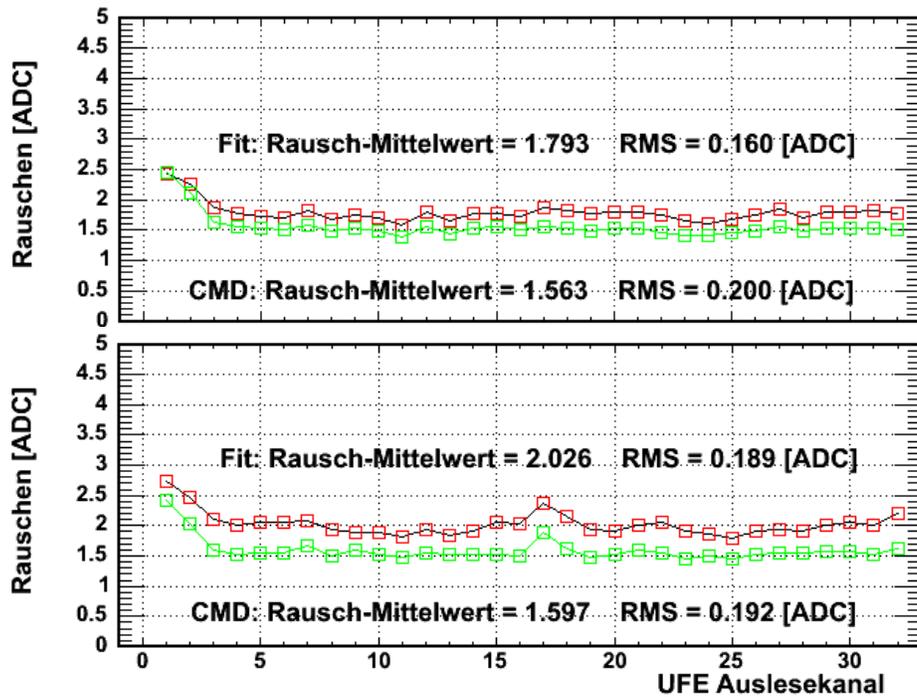


Abbildung 6.14: Rauschen vor (obere Kurve) und nach (untere Kurve) Common-Mode-Korrektur für Kanäle 01 bis 32: Oben) ohne Hochspannung; Unten) mit Hochspannung; Die Common-Mode-Korrektur verbessert deutlich den Rauschwert.

Aus bereits im Abschnitt 6.6.2 genannten Gründen wird das Rauschen nach Common-Mode-Korrektur für jeweils 32 Kanäle einzeln durchgeführt.

In Abbildung 6.14 sind die Rauschwerte für die Kanäle 01 bis 32 aufgetragen. Der obere Graph beschreibt den Fall ohne Hochspannung und der untere mit Hochspannung. In jedem Graphen zeigt die obere Kurve die Rauschwerte, die aus dem Gaußfit ermittelt wurden und das Gesamtrauschen repräsentieren; die untere Kurve zeigt die Rauschwerte nach Common-Mode-Korrektur. Die Wirkung der Korrektur ist deutlich zu erkennen. Im Fall ohne Hochspannung sinkt das Rauschen von 1.79 ± 0.16 ADC-Kanäle auf 1.56 ± 0.20 ADC-Kanäle. Bei Hochspannung verringert sich das Rauschen von 2.03 ± 0.19 ADC-Kanäle auf 1.60 ± 0.19 ADC-Kanäle. Die Störungen, die durch das Gassystem erzeugt werden und sich im größeren Rauschen

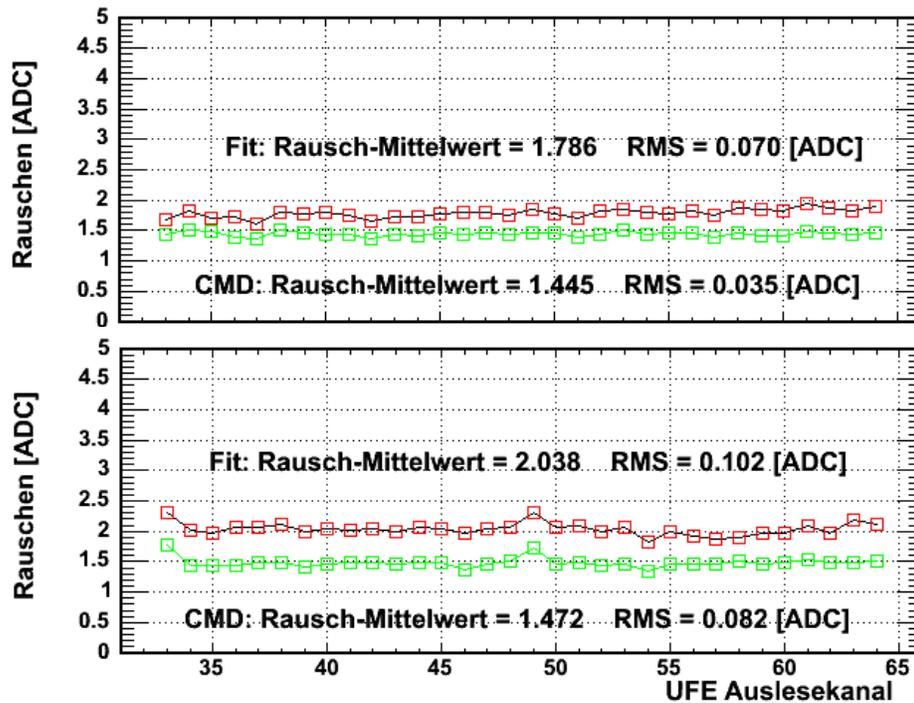


Abbildung 6.15: *Rauschen vor (obere Kurve) und nach (untere Kurve) Common-Mode-Korrektur für Kanäle 33 bis 64: Oben) ohne Hochspannung; Unten) mit Hochspannung; Die Common-Mode-Korrektur verbessert deutlich den Rauschwert.*

bei den ersten Kanälen und im mittleren Bereich äußern, sind lokal und werden folgerichtig nicht als Common-Mode erkannt.

Die Ergebnisse zeigen wiederum eindeutig, daß sich die Störung durch das Gesamtsystem und die Hochspannung in Form von Common-Mode auf die Ausleseelektronik auswirkt; denn sowohl ohne als auch mit Hochspannung ergibt sich nach Abzug des Common-Mode ein resultierender Rauschwert von etwa 1.6 *ADC*-Kanälen.

Für die Kanäle 33 bis 64 sind die Ergebnisse in Abbildung 6.15 dargestellt. Wiederum wird im oberen Graphen der Fall ohne Hochspannung gezeigt; die Common-Mode-Korrektur bewirkt eine Reduzierung des Rauschwertes von 1.79 ± 0.07 *ADC*-Kanälen auf 1.45 ± 0.04 *ADC*-Kanäle. Mit Hochspannung im unteren Graphen sinkt das Rauschen von 2.04 ± 0.10 *ADC*-Kanälen auf 1.47 ± 0.08 *ADC*-Kanäle. Beide Rauschwerte sind ebenfalls nach der Korrektur gleich.

Der Mittelwert der korrigierten Rauschwerte der ersten 32 Kanäle liegt höher und hat eine größere Schwankung als der Mittelwert für Kanäle 33 bis 64. Die Ursache liegt in dem Rauschbeitrag der Kanäle 1 und 2 der ersten Hälfte begründet.

In der folgenden Tabelle sind zusammenfassend die verschiedenen Beiträge einerseits für Kanäle 01 bis 32 und andererseits für Kanäle 33 bis 64 aufgeführt. Bei der ersten Gruppe sind das $\sigma_{\text{Ausgangssignal}}$ und σ_{Pedestal} dem unteren Graphen in Abbildung 6.14 entnommen. Der Störbeitrag $\sigma_{\text{Störung-System}}$ ist aus dem Common-Mode ermittelt worden und in Abbildung 6.12b) zu finden. Der Beitrag der Hochspan-

Kanäle	$\sigma_{Pedestal}$ [ADC]	$\sigma_{Störung-System}$ [ADC]	$\sigma_{Störung-HV}$ [ADC]	$\sigma_{Erwartung}$ [ADC]	$\sigma_{Ausgangssignal}$ [ADC]
01 bis 32	1.60 ± 0.19	0.96 ± 0.02	0.93 ± 0.04	2.08 ± 0.15	2.03 ± 0.19
33 bis 64	1.47 ± 0.08	1.06 ± 0.02	0.90 ± 0.04	2.02 ± 0.06	2.04 ± 0.10

Tabelle 6.1: Rauschbeiträge für Kanäle 01 bis 32 und für Kanäle 33 bis 64 ; die ersten drei Komponenten addieren sich quadratisch zu $\sigma_{Erwartung}$ (berechnet); Das Gesamtrauschen wird durch $\sigma_{Ausgangssignal}$ (gemessen) charakterisiert.

nung $\sigma_{Störung-HV}$ ergibt sich aus der quadratischen Differenz der Werte in Abbildung 6.13 b) und 6.12 b). Der Wert von $\sigma_{Erwartung}$ wird aus den Komponenten des Pedestals, des Systems und der Hochspannung berechnet, die sich nach Gleichung 6.7 quadratisch addieren. Es handelt sich um den zu erwartenden Rauschwert, der sich aus allen Störbeiträgen zusammensetzt. Der Vergleich mit dem Gesamtrauschen $\sigma_{Ausgangssignal}$ zeigt, daß die Werte gleich sind.

Bei Kanälen 33 bis 64 entsprechen das $\sigma_{Ausgangssignal}$ und $\sigma_{Pedestal}$ den Werten aus dem unteren Graphen in Abbildung 6.15. Die Störbeiträge $\sigma_{Störung-System}$ und $\sigma_{Störung-HV}$ sind ebenfalls der Common-Mode-Betrachtung in Abbildung 6.12 c) und 6.13 c) entnommen. Auch in diesem Fall ist der aus allen Beiträgen berechnete Erwartungswert mit dem Gesamtrauschen identisch.

6.7 Wahl des Common-Mode-Bereiches

Bereits in Abbildung 6.11 ist zu erkennen, daß sich eine Störung auf die verschiedenen Einheiten des Auslesesystems unterschiedlich auswirken kann. Eine Störung, die durch Anlegen der Hochspannung entsteht, verschiebt die Pedestallage der ersten 32 Kanäle nicht, die restlichen 32 Kanäle erfahren eine Verschiebung in die gleiche Richtung. Zusätzlich ist im Abschnitt 6.6.2 gezeigt worden, daß eine Störung, die in Form von Common-Mode auftritt, besser erfaßt wird, wenn die 32 Kanäle jeweils einzeln anstatt alle zusammen untersucht werden. Es stellt sich die Frage, was die Ursachen für die Unterschiede sind und für welche Einheiten die Common-Mode-Korrektur angewendet werden soll. Das Ziel ist daher, einen geeigneten Bereich zu wählen, der einerseits nicht zu klein ist, sonst können sich statistische Fluktuationen gravierend auswirken. Andererseits darf der Bereich nicht zu groß werden, da sonst die Common-Mode-Korrektur ihre Effektivität verliert.

In Abbildung 6.16 ist die Hierarchie der Signalverarbeitung schematisch dargestellt. Von oben nach unten teilt sich eine Einheit in zwei weitere auf. Die UFE besitzt insgesamt 64 Kanäle. Jeweils 32 verteilen sich auf zwei VA-Chips. Jeder VA-Chip verarbeitet die Signale zweier Kammermodule mit jeweils 16 Kanälen. Die Ursachen für die Unterschiede bei der Berechnung des Common-Mode liegen folglich in den verschiedenen elektronischen Bauteilen, die für eine bestimmte Gruppe von

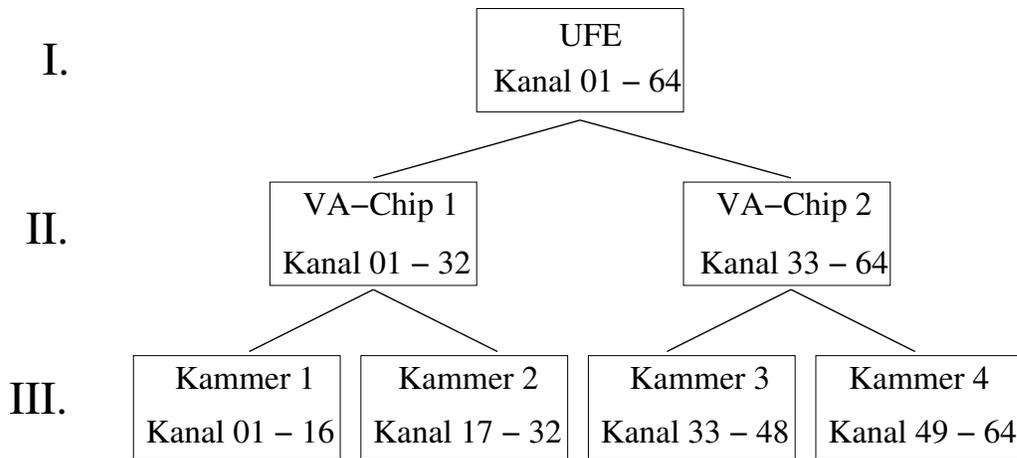


Abbildung 6.16: *Hierarchie der Signalverarbeitung: die UFE besitzt zwei VA-Chips, die für je zwei Kammermodule zuständig sind.*

Kanälen zuständig sind und verschiedene intrinsische Rauscheigenschaften besitzen.

Die Bestimmung des Common-Mode erfolgt für jedes Ereignis einzeln. In Abbildung 6.17 ist die Differenz zwischen den Rohdaten eines Ereignisses aller 64 Kanäle und der zugehörigen Pedestal aufgetragen. Man erkennt deutlich aufgrund der starken Verschiebung, daß bei diesem Ereignis eine Störung aufgetreten ist, die alle 64 Kanäle betroffen hat. Die linke Hälfte der Kanäle, für die der erste VA-Chip verant-

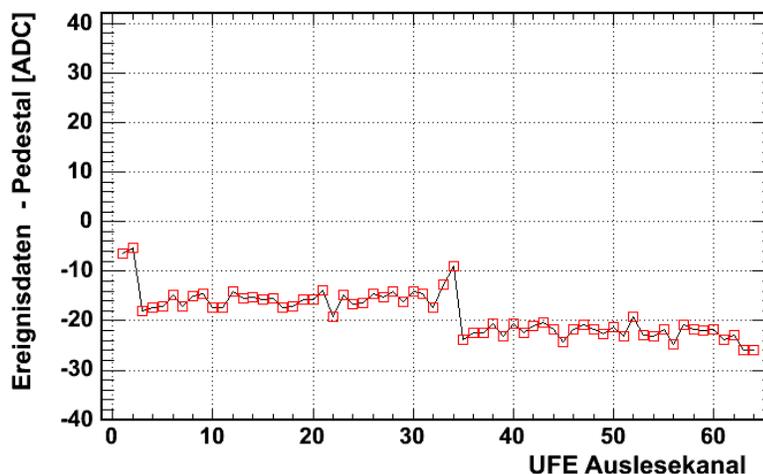


Abbildung 6.17: *Differenz zwischen den 64 Rohdaten eines Ereignisses und der zugehörigen Pedestal; bei diesem Ereignis hat sich eine Störung unterschiedlich auf das Auslesesystem ausgewirkt; die ersten 32 Kanäle sinken im Mittel um 16 ADC-Kanäle, die letzten 32 Kanäle sinken im Mittel um 23 ADC-Kanäle.*

wortlich ist, ist im Mittel um 16 ADC-Kanäle abgefallen, während die rechte Hälfte der Kanäle, für die der andere VA-Chip zuständig ist, um etwa 23 ADC-Kanäle in die gleiche Richtung abgefallen ist. Weitere Ereignisse zeigen qualitativ das gleiche Verhalten.

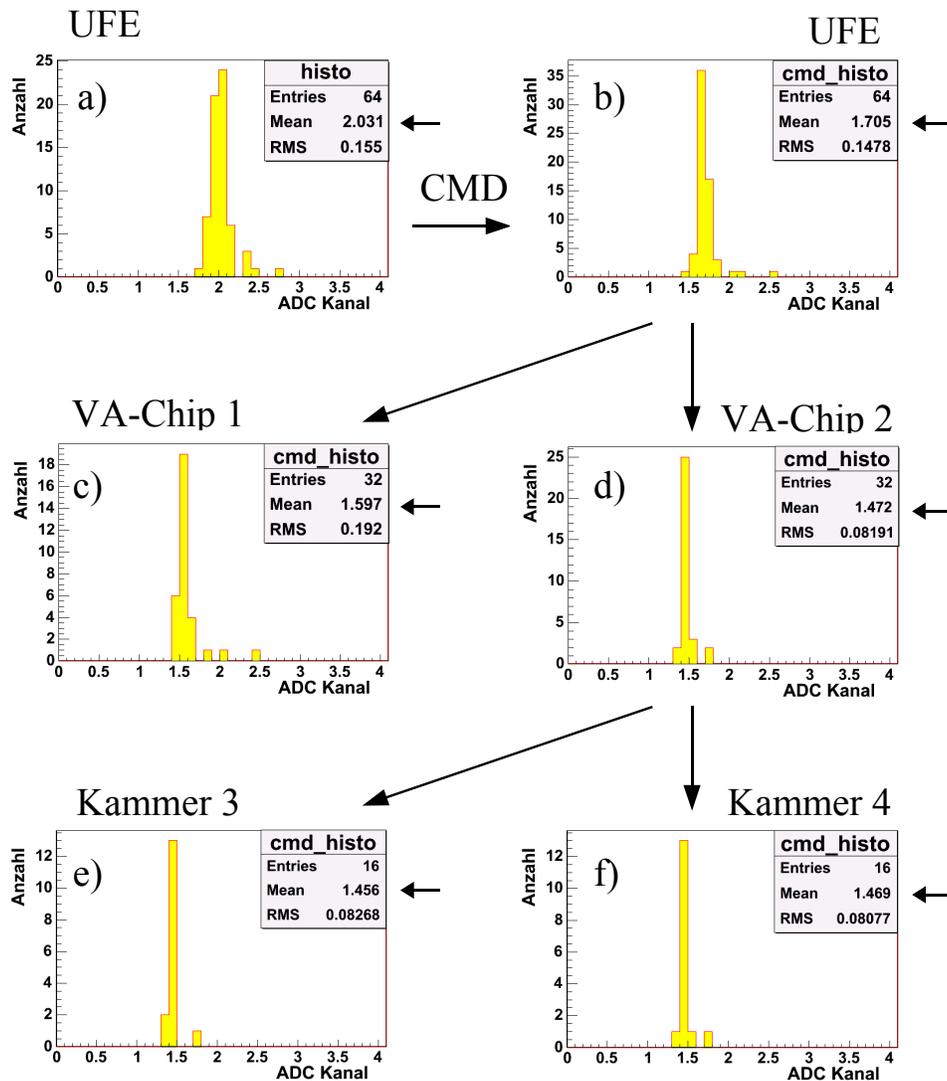


Abbildung 6.18: Verschiedene Anwendung der Common-Mode-Korrektur; a) Rauschwert (Mean) aller 64 Kanäle vor der Common-Mode-Korrektur; Rauschwert (Mean) nach Common-Mode-Korrektur, ermittelt aus Kanälen: b) 01 bis 64; c) 01 bis 32; d) 33 bis 64; e) 33 bis 48; f) 49 bis 64.

Bisher ist die Common-Mode-Betrachtung nur auf alle 64 und jeweils 32 Kanäle durchgeführt worden. Nach Abbildung 6.16 ist zusätzlich zu klären, wie sich die Korrektur in der dritten Ebene auswirkt, in der die vier Kammermodule einzeln berücksichtigt werden. In Abbildung 6.18 ist ein Vergleich zwischen den Common-Mode reduzierten Rauschwerten zu sehen, an deren Korrektur alle 64, jeweils 32 und jeweils 16 Kanäle beteiligt gewesen sind.

In der ersten Ebene nach Abbildung 6.16 sinkt für alle 64 Kanäle nach der Korrektur der Rauschwert von 2.03 ± 0.16 ADC-Kanälen auf 1.71 ± 0.15 ADC-Kanäle (Fall b)). In der zweiten Ebene beträgt der korrigierte Rauschwert für die Kanäle

le des ersten VA-Chips 1.60 ± 0.19 ADC-Kanäle (Fall c)) und für die Kanäle des zweiten 1.47 ± 0.08 ADC-Kanäle (Fall d)). Für die Kanäle beider VA-Chips ist die getrennte Korrektur effektiver gewesen. Beide Mittelwerte sind signifikant gesunken; die hohe Schwankung des ersten Wertes liegt in dem Rauschbeitrag, der im Kanal 01 und 02 durch die Gasleitung verursacht wird. In der dritten Ebene ändert sich der Rauschwert der einzelnen Kammermodule gegenüber den zugehörigen VA-Chips nicht. Für das Kammermodul drei ergibt sich ein korrigierter Wert von 1.46 ± 0.08 ADC-Kanäle (Fall e)) und für das Kammermodul vier ein Wert von 1.47 ± 0.08 ADC-Kanäle (Fall f)). Dies ist identisch mit Fall d). Für die Kammermodule eins und zwei, die in der Abbildung nicht zu sehen sind, beträgt der Rauschwert 1.60 ± 0.22 ADC-Kanäle und 1.53 ± 0.11 ADC-Kanäle.

Die Ergebnisse unterstützen die Vorgehensweise, bei der die Common-Mode-Betrachtung in der zweiten Ebene, das bedeutet für die beiden VA-Chips einzeln, durchgeführt wird. In Abbildung 6.19 ist zu sehen, wie sich diese Vorgehensweise auf die Rauschwerte der einzelnen Kanäle auswirkt. In der oberen Kurve sind die aus

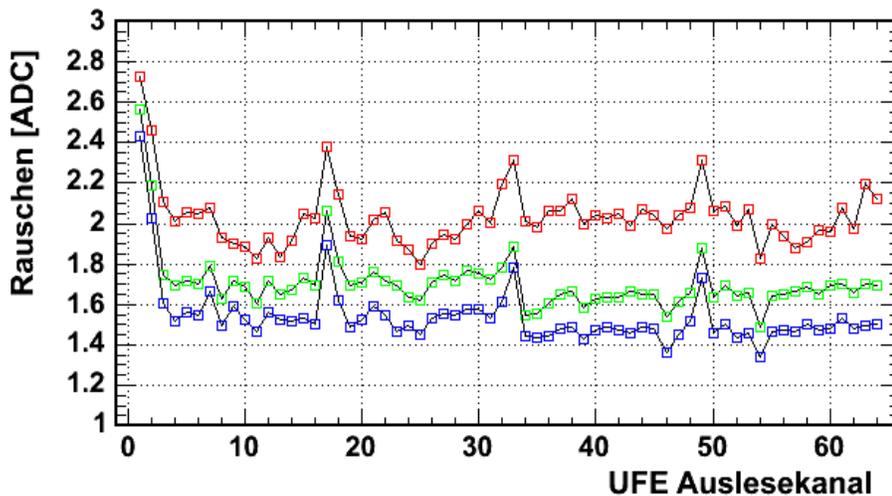


Abbildung 6.19: *Verschiedene Effizienz bei der Common-Mode-Korrektur (CMD): obere Kurve) Rauschwerte für alle 64 Kanäle aus dem Gaußfit; mittlere Kurve) Rauschwerte nach CMD, bei der alle 64 Kanäle berücksichtigt sind; untere Kurve) Rauschwerte nach CMD, bei der jeweils 32 Kanäle einzeln berücksichtigt sind.*

dem Gaußfit ermittelten Werte für alle 64 Kanäle gezeigt. In der mittleren Kurve sind die Werte aus der Common-Mode-Korrektur zu sehen, an der alle 64 Kanäle beteiligt gewesen sind. Die untere Kurve gibt die Rauschwerte wieder, die aus der Common-Mode-Betrachtung für jeweils einen VA-Chip ermittelt wurden. Die Verbesserung, die durch die getrennte Behandlung der beiden VA-Chips gewonnen wird, ist auch hier deutlich zu erkennen.

Eine Common-Mode-Korrektur in der dritten Ebene ist ebenfalls möglich; diese liefert die gleichen Ergebnisse (vgl. Fall d) mit Fällen e) und f)) wie in der zweiten Ebene. Es stellt sich jedoch keine Verbesserung dar; zusätzlich können in der dritten Ebene lokale Störungen das Ergebnis maßgebend beeinflussen, da die Statistik gering

ist. Dies äußert sich in der starken Schwankung im Fall c) und in der Schwankung des Rauschwertes vom Kammermodul eins.

6.8 Begründung für den 5σ -Schnitt

Im letzten Abschnitt sind die Anzahl und der Bereich der Kanäle untersucht worden, um eine effektive Common-Mode-Korrektur zu gewährleisten. Zusätzlich ergibt sich eine weitere Schwierigkeit, die eine Korrektur der Rauschwerte nach Gleichung 6.8 verfälschen kann. Teilchen aus der kosmischen Strahlung können in dem Kammer-system der Versuchsanordnung Signale erzeugen und die durchgeführte Rauschuntersuchung stören. Diese Teilchensignale sind nicht zu vermeiden.

Es wird eine Schnittmethode verwendet, um die aus Teilchendurchgängen erzeugten Daten herauszufiltern. Der Schnitt beschreibt den Bereich, innerhalb dessen Daten zur Common-Mode-Betrachtung akzeptiert werden. Entscheidend ist die Größe des Schnitts; in dieser Analyse werden alle Daten P_{in} eines Ereignisses n berücksichtigt, die sich innerhalb von $\pm 5\sigma_i$ um das Pedestal \bar{P}_i eines Kanals i befinden, wie bereits in Abschnitt 6.6.2 erwähnt:

$$\bar{P}_i - 5\sigma_i < P_{in} < \bar{P}_i + 5\sigma_i$$

σ_i ist das Gesamtrauschen, das aus dem Gaußfit im Abschnitt 6.6.1 ermittelt wurde. In diesem Zusammenhang würde es zum Beispiel für Kanal 56 in Abbildung 6.9 b) bedeuten, daß alle Daten, die mehr als ~ 10 ADC-Kanäle vom Pedestal entfernt liegen, nicht in die Common-Mode-Korrektur einfließen.

Alle Daten, die außerhalb von diesem Bereich liegen, werden als ein physikalisches Ereignis charakterisiert. Und daraus resultiert die Schwierigkeit, einen geeigneten Schnitt zu definieren. Ist dieser zu klein gewählt, dann wird ein größeres Common-Mode fälschlicherweise als ein Ereignis erkannt. Werden die Grenzen zu groß gewählt, wird die Auslese zu unempfindlich für schwächere Signale. Diese Signale werden nicht nur unerkannt, sie verfälschen vielmehr das ermittelte Common-Mode. Es wurde exemplarisch an einer Messung ein Schnittbereich mit 3σ , 4σ und 5σ untersucht. Die Ergebnisse sind in Abbildung 6.20 zu sehen. Jeder der drei Histogramme zeigt in einer logarithmischen Darstellung die Anzahl der Daten, die pro Ereignis außerhalb des Schnittbereichs lagen. Die Histogramme unterscheiden sich in der Größe der genannten Schnittgrößen. Aufgrund der Anzahl der Kanäle ergeben sich 64 Daten pro Ereignis. Daher erstreckt sich die x -Achse von -64 bis $+64$, je nachdem ob die rausgefilterten Daten links oder rechts außerhalb des Bereichs lagen.

Insgesamt sind bei dem 3σ -Schnitt in 260 von 2000 Ereignissen Daten ausgefiltert worden. Bei der Erweiterung des Akzeptanzbereichs auf 4σ sind nur noch in 72 Ereignissen Daten abgelehnt worden. Beim 5σ -Schnitt sind es lediglich 23 Ereignisse gewesen.

Erwartungsgemäß sind bei allen Schnittgrößen die meisten Einträge im Bereich von 1 bis 4 zu beobachten. Auf der positiven Achse können diese Signale als Teil-

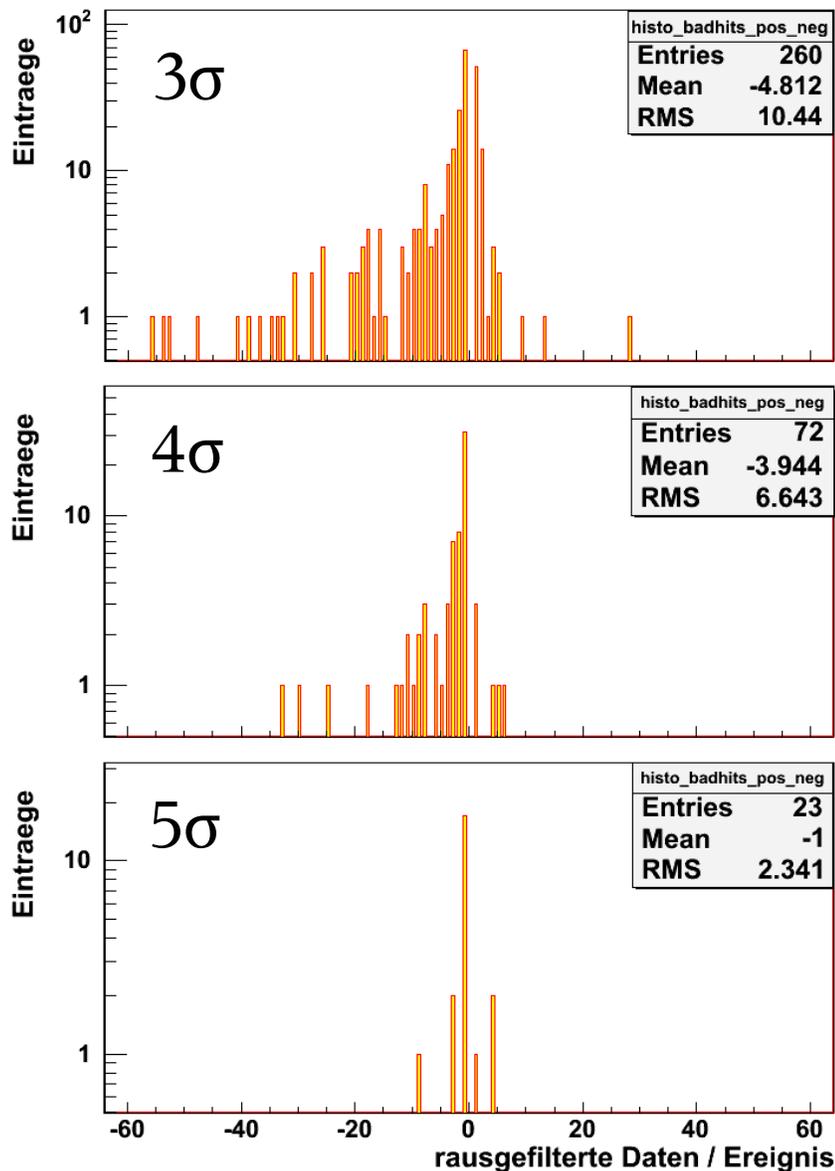


Abbildung 6.20: Verschiedene Akzeptanzbereiche bei der Schnittmethode: 3σ , 4σ und 5σ ; erst beim 5σ -Schnitt wird die Störung als Common-Mode vollständig erfaßt; die Einträge im Bereich von 1 bis 4 können Teilchendurchgängen zugeordnet werden.

chendurchgänge durch bis zu vier Kammermodule identifiziert werden. Die entsprechenden Einträge auf der negativen Achse können den langen übergeschwungenen Ausläufern dieser Signale zugeordnet werden. Das als *Undershoot* bekannte Problem wird im Anhang A.2 erläutert. Die Signalausläufer können mehrere $100\ \mu\text{s}$ sein, daher ist ihre Wirkung relativ lange vorhanden.

Einträge mit mehr als fünf nicht akzeptierten Daten pro Ereignis finden ihren Ursprung in einer auf das Auslesesystem wirkenden Störung. Eine weitere Untersuchung der rausgefilterten Daten hat ergeben, daß diese gaußverteilt um einen außerhalb des Akzeptanzbereichs liegenden Wert liegen. Diese Verteilung und die Tatsache, daß bis zu 56 Daten pro Ereignis im Fall von 3σ ausgefiltert wurden,

lassen die Schlußfolgerung zu, die Störung als Common Mode zu identifizieren.

Die langen Ausläufer der erzeugten Signale erklären auch, warum mehr ausgefilterte Signale links vom Akzeptanzbereich liegen. Ist eine Störung auf mehrere Kanäle in Form von Common Mode aufgetreten, so ist ihre Wirkung auf diesen Kanälen noch lange spürbar. Vorallem bei dem 3σ -Schnitt ist dieser Nachhall-Effekt deutlich zu sehen. Die rausgefilterten Daten wurden fälschlicherweise nicht in die Common-Mode-Korrektur einbezogen. Durch Erweiterung der Grenzen sind diese jedoch als Common-Mode erkannt worden, was sich besonders gut in dem Histogramm mit dem 5σ -Schnitt zeigt. Übrig geblieben sind nur noch Einträge, die durch Teilchendurchgänge verursacht worden sind, und ein Eintrag, dessen Quelle eine größere Störung gewesen ist.

Der 5σ -Schnitt hat sich als eine geeignete Wahl erwiesen, der das Common-Mode vollständig erfaßt und somit eine verlässliche Common-Mode-Korrektur ermöglicht.

6.9 Störung durch das Gassystem

In den Ergebnissen der Rauschuntersuchung zeigt sich, daß es einige Kanäle in regelmäßigen Abständen gibt, die erhöhte Rauschwerte annehmen. In Abbildung 6.10 sind die betroffenen Kanäle deutlich zu erkennen. Die Ursache liegt in lokalen Störungen, die durch das Gassystem verursacht werden.

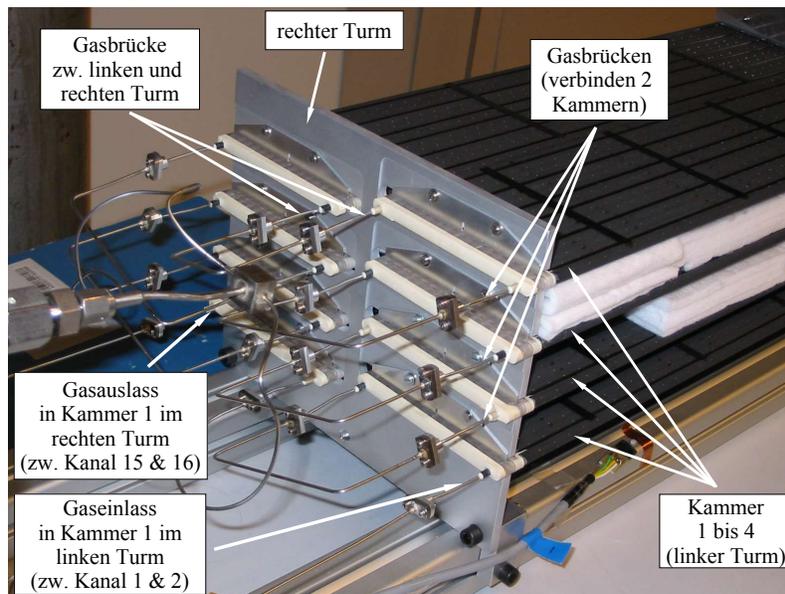


Abbildung 6.21: *Gasseite des Kammersystems; Acht Kammermodule bilden ein Gassegment. Die Kammermodule sind über Gasbrücken verbunden; im Kammermodul 1 des linken Turms ist der Gaseingang und im Kammermodul 1 des rechten Turms ist der Gasausgang, die mit dem Gasversorgungssystem verbunden sind.*

Die Realisierung der Gasversorgung der acht Kammermodule im Versuchsaufbau, die sich auf zwei Türme verteilen, ist in Abbildung 6.21 gezeigt. Dieses System

simuliert das kleinste Gassegment im TRD, das einen eigenständigen Gaskreislauf besitzt; insgesamt existieren 41 unabhängige Gassegmete im TRD.

Das Kammerensystem besitzt zwei Verbindungen mit der äußeren Gasversorgungseinheit. In dem untersten Kammermodul im linken Turm befindet sich der Eingang und auf der gegenüberliegenden Seite in dem untersten Kammermodul des rechten Turms der Ausgang des Gassegments. Die Verteilung des Gases zwischen den Kammermodulen erfolgt über Edelstahlrohrbrücken, die jeweils zwei Kammermodule verbinden. Nach Abbildung 6.22 besitzt jedes Kammermodul einen Gaseingang und -ausgang, die jeweils über die Gasbrücken mit einem anderen Kammermodul verbunden sind. Der Gaseingang befindet sich zwischen Kanal 1 und 2 und der Gasausgang zwischen Kanal 15 und 16 eines jeden Kammermoduls. Diese Leitungen sind über einen Polycarbonat-Rohradapter mit dem Endstück verklebt, um ein Übersprechen der Hochspannung von der Signalleitung zu verhindern.

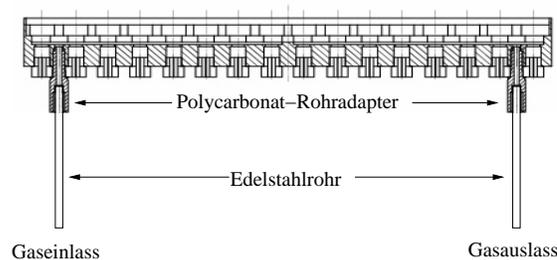


Abbildung 6.22: *Das gasseitige Endstück eines Kammermoduls; die Gasleitungen befinden sich stets zwischen den beiden ersten und beiden letzten Kanälen.*

Genau bei den Kanälen, zwischen denen die Gasleitung verläuft, ist nach Abbildung 6.10 ein erhöhtes Rauschen zu beobachten. Die Ursache der Störung liegt in der kapazitiven Kopplung zwischen der Gas- und der Signalleitung. Diese Kopplung ist besonders stark am Gaseingang zum gesamten Segment zu sehen, die sich in dem starken Rauschen der Kanäle 1 und 2 äußert. Die gleiche Kopplung wird am Gasausgang des gesamten Segments erwartet, jedoch liegen bei dieser Untersuchung keine Daten des zweiten Turms vor. Das höhere Rauschen am Gaseingang im Kammermodul 1 gegenüber dem Rauschen, das durch die Gasbrücken erzeugt wird, zeigt deutlich, daß Rauscheffekte aus der Gasversorgungseinheit auf das Kammerensystem überspringen. Die Gasbrücken jedoch verbinden lediglich zwei Kammermodule und sind von äußeren Störungen nicht betroffen; daher ist ihr Einfluß geringer. Die kapazitive Störung der Gasbrücken entsteht durch deren Aufladung im Fall von Hochspannung.

Um die Rauscheffekte aus dem Gasversorgungssystem zu minimieren, ist der Versuch einer Potentialangleichung unternommen worden, bei der die Masse der Frontelektronik mit den Gasleitungen mittels eines Kupferkabels verbunden wurde. Immer noch war eine Impedanz zwischen der Gas- und Masseleitung von etwa 1.6Ω zu messen. Es wird jedoch verlangt, daß die Impedanz zwischen mehreren Systemen, die die gleiche Masseleitung verwenden, deutlich kleiner als 1Ω ist [69].

Der Rauscheinfluß des Gassystems ist lokal und wird nach Abschnitt 6.7 nicht durch die Common-Mode-Korrektur erfaßt. Im Hinblick auf eine korrekte Arbeitsweise des TRD ist zusätzlich zu klären, wie sich der Rauscheinfluß in einem größeren Verbundsystem auswirkt, da es insgesamt 82 Verbindungen zwischen den 328 Kammermodulen und dem Gassystem gibt. Dies wird in späteren Untersuchungen geklärt.

6.10 Störbeitrag der Temperaturbänder

In den letzten Abschnitten sind die verschiedenen Störeinflüsse, die zum Gesamtrauschen beitragen, diskutiert worden. Nach Gleichung 6.6 und 6.7 ist letztendlich der Störbeitrag der Temperaturbänder zu klären, der in den betreffenden Gleichungen durch die Terme $U_{Störung-Temp.}$ und $\sigma_{Störung-Temp.}$ charakterisiert wird.

Insgesamt befinden sich 40 Temperaturbänder im TRD; diese verteilen sich nach Abschnitt 5.3.1 auf fünf Temperaturebenen. In Bezug auf die Ausleseigenschaften ergeben sich zwei kritische Fälle, die durch die Lage der Temperaturbänder im Oktogon hervorgerufen werden. Die nächsten beiden Abschnitte beschreiben, wie diese Fälle in der Versuchsanordnung simuliert werden. Anschließend werden die drei im Abschnitt 3.2.1 vorgestellten Triggermethoden angewendet, um den Störeinfluß zu untersuchen.

6.10.1 Temperaturband in paralleler Konfiguration

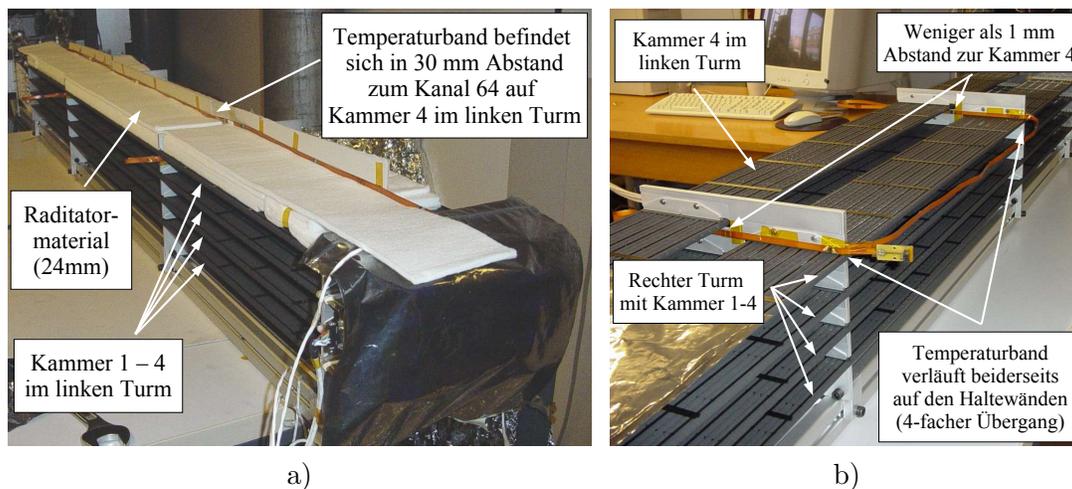


Abbildung 6.23: Position des Temperaturbandes: a) in paralleler Konfiguration; das Band verläuft parallel zum Kammermodul vier; der vertikale Abstand zum Kammermodul vier beträgt 30 mm; b) in orthogonaler Konfiguration; das Band kreuzt viermal die Kammermodule; der Abstand zu Kammermodul vier ist geringer als 1 mm.

Für vier der 328 Kammermodule ergibt sich die besondere Situation, daß in ihrer Nähe im Oktogon ein Temperaturband parallel angebracht ist. Es betrifft die

Kammermodule, die direkt an den Kreuzungsstellen der X - und der Y -Schottwände montiert sind. In Abbildung 5.11 im Abschnitt 5.3.1 sind die betreffenden Stellen zu sehen. Zum Kammermodul 97 in Lage 5 verläuft das Band mit der Kennzeichnung 11H parallel in einem Abstand von 30 mm . Dieses Band befindet sich auf der unteren X^+ -Schottwand. Auf der gegenüberliegenden unteren Schottwand X^- betrifft es das Kammermodul 77 in der gleichen Lage durch das Band 12H. In diesem Fall beträgt der Abstand 45 mm . Darüberhinaus ist davon das Kammermodul 277 in Lage 17 betroffen, die in 30 mm Abstand zum Band 18H montiert ist; dieses Band befindet sich auf der Schottwand Y^- . Auf der anderen Seite im Oktogon findet man auf der Schottwand Y^+ das Band 17H, das in einer Entfernung von 45 mm parallel zum ebenfalls in Lage 17 befindlichen Kammermodul 305 verläuft. Zur Nummerierung der Kammermodule siehe Anhang A.1.

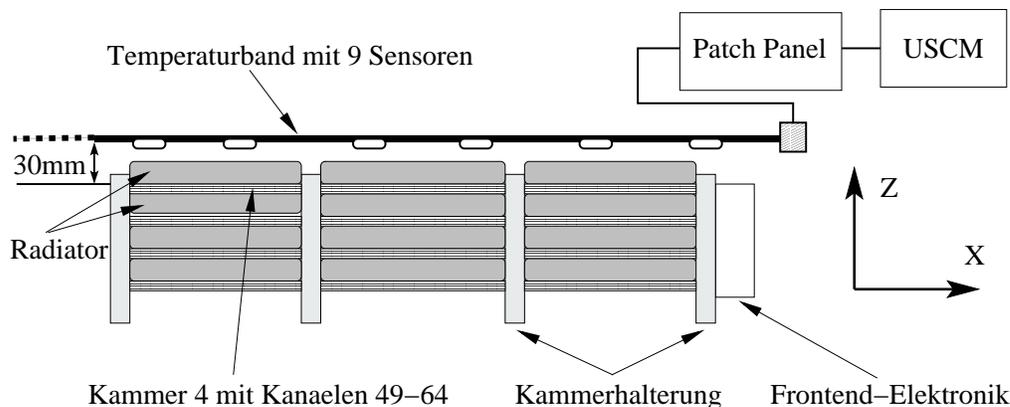


Abbildung 6.24: Schematische Darstellung der Versuchsanordnung: das Temperaturband befindet sich in paralleler Konfiguration.

In Abbildung 6.24 ist schematisch die Versuchsanordnung gezeigt; es wird der Fall mit 30 mm Abstand simuliert, da aufgrund der größeren Nähe ein stärkerer Einfluß erwartet wird. Der Abstand im Oktogon setzt sich zusammen aus 24 mm ⁷ Radiatormaterial und einem weiteren Kammermodul (6 mm), die jedoch orthogonal angeordnet ist. Im Versuchsaufbau wird kein orthogonal montiertes Kammermodul verwendet, jedoch der tatsächliche Abstand beibehalten. Das Temperaturband wurde nach Abbildung 6.23 a) auf einem steifen Kartonpapier fixiert. Dieses wurde rechts von dem Kammermodul befestigt, so daß der vorgegebene Abstand zum Kanal 64 auf dem vierten Kammermodul eingehalten wird. Mit dieser Konfiguration läßt sich untersuchen, wie groß der Einfluß eines parallel verlaufenden Temperaturbandes auf ein Kammermodul ist.

6.10.2 Temperaturband in orthogonaler Konfiguration

Alle 40 Temperaturbänder verlaufen in den betreffenden Lagen im Oktogon orthogonal zu den Kammermodulen; der Abstand zu den Kammermodulen beträgt nach

⁷an den Kreuzungsstellen wird ein 24 mm anstatt 20 mm dicker Radiator verwendet.

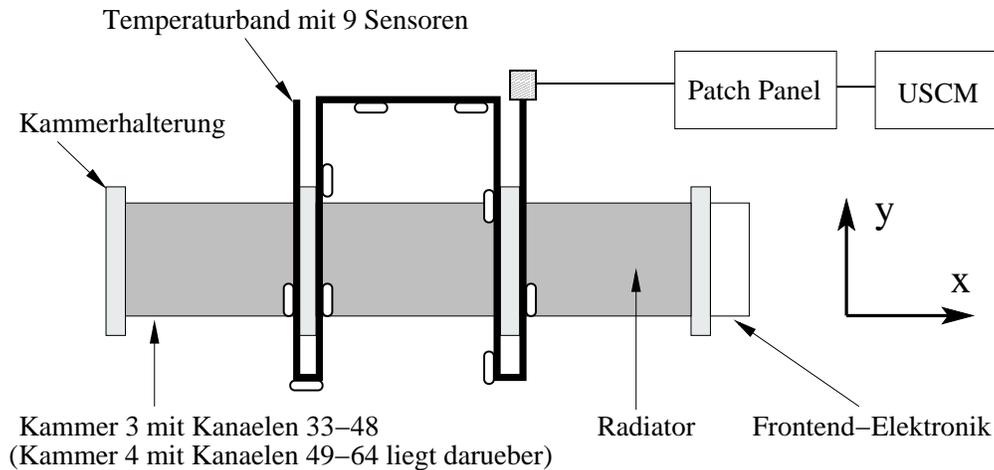


Abbildung 6.25: Schematische Darstellung der Versuchsanordnung: das Temperaturband befindet sich in orthogonaler Konfiguration.

Abbildung 5.12 auf beiden Seiten etwas weniger als 1 mm . Insgesamt wird jedes Kammermodul von vier Temperaturbändern gekreuzt: zweimal auf den Schott- und zweimal auf den Oktogonwänden. Dieser Fall wird schematisch in dem Versuchsaufbau nach Abbildung 6.25 gezeigt. Das Band wird auf den zwei mittleren Turmhalterungen beiderseits befestigt, um einen vierfachen Übergang zu erreichen. Es befindet sich in einem 1 mm Abstand unterhalb dem vierten Kammermodul. Aus Anschauungsgründen ist daher in Abbildung 6.25 das Kammermodul drei mit dem darüber liegenden Band eingezeichnet. Das Kammermodul vier bildet die nächste deckende Schicht. Nur für das Kammermodul vier gelten exakt die gleichen Rahmenbedingungen wie für die betreffenden Kammern im Oktogon. Für das Kammermodul drei entspricht der Abstand zum Band nicht mehr dem realen Fall. Zwischen den Kammermodulen befindet sich Radiatormaterial. In Abbildung 6.23 b) ist dieser Fall in der Versuchsanordnung gezeigt.

6.10.3 Wahl des Common-Mode-Bereichs

Im Abschnitt 6.7 ist die Wahl des Common-Mode-Bereichs bereits ausführlich diskutiert worden. Wirkt eine Störung in Form von Common-Mode auf das gesamte System mit 64 Kanälen, dann wird die Common-Mode-Korrektur für die beiden VA-Chips mit jeweils 32 Kanälen einzeln durchgeführt.

Das Temperaturband ist jedoch nicht symmetrisch bezüglich aller Kammermodule bei sowohl der parallelen als auch der orthogonalen Konfiguration der Versuchsanordnung angebracht. Da keine global gleichmäßige Störung zu erwarten ist, muß die Frage des Common-Mode-Bereichs für diesen Fall neu erörtert werden. In Abbildung 6.26 sind die Rauschwerte aller 64 Kanäle zu sehen, die aus dem Gaußfit ermittelt wurden. Bei dieser Messreihe wurde auf die Abwärtsflanke des Kommunikationsprotokolls getriggert, wobei sich das System in orthogonaler Konfiguration des Temperaturbandes und unter Hochspannung befand. Es ist deutlich zu erkennen, daß die Kanäle 49 bis 64, die am nächsten zum Temperaturband liegen, einem

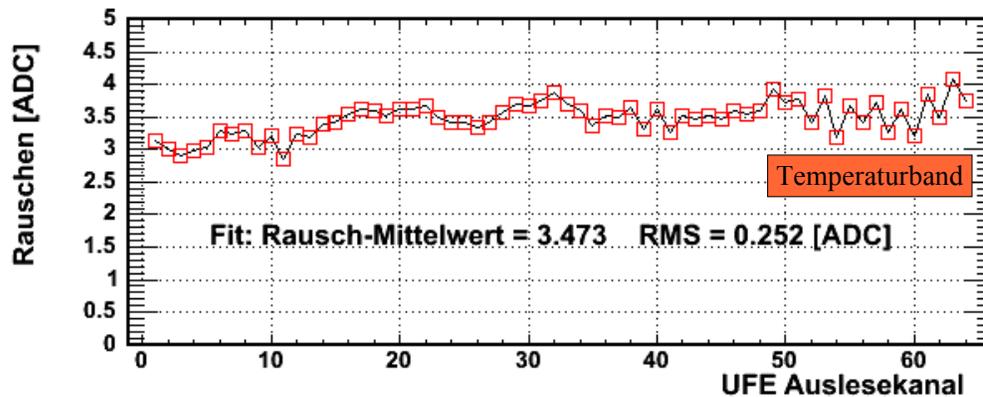


Abbildung 6.26: Einfluß der Temperaturkontrollsystems auf die Rauscheigenschaften; das Temperaturband befindet sich in orthogonaler Konfiguration unter dem Kammermodul vier; Triggermethode: auf die Abwärtsflanke des Kommunikationsprotokolls; die Störung hat lokal auf das Kammermodul vier den größten Effekt; jedoch ist auch ein Effekt auf die Kammermodule eins bis drei zu sehen (vgl. Abbildung 6.10 b).

stärkeren Störeinfluß ausgesetzt sind als die restlichen Kanäle, die sich auf den Kammermodulen eins bis drei und somit weiter entfernt befinden.

Jedoch haben ebenfalls die Rauschwerte der Kanäle auf den ersten drei Kammermodulen signifikant zugenommen, wenn mit dem Fall in Abbildung 6.10 b) (ohne Temperatursensoren) verglichen wird. Die Störung durch das Temperaturband besitzt eine große Reichweite. Insgesamt hat sich der Rausch-Mittelwert gegenüber dem Fall ohne Temperatursensoren in Abbildung 6.10 um mehr als 1.4 ADC-Kanäle erhöht. Das Temperaturband verhält sich wie ein Diplostrahler, das elektromagnetisch an die Signalleitungen der Kammerröhrchen koppelt. Die Signalleitungen verhalten sich aufgrund ihrer Länge wie Empfangsantennen, die besonders empfindlich auf Einstrahlung reagieren.

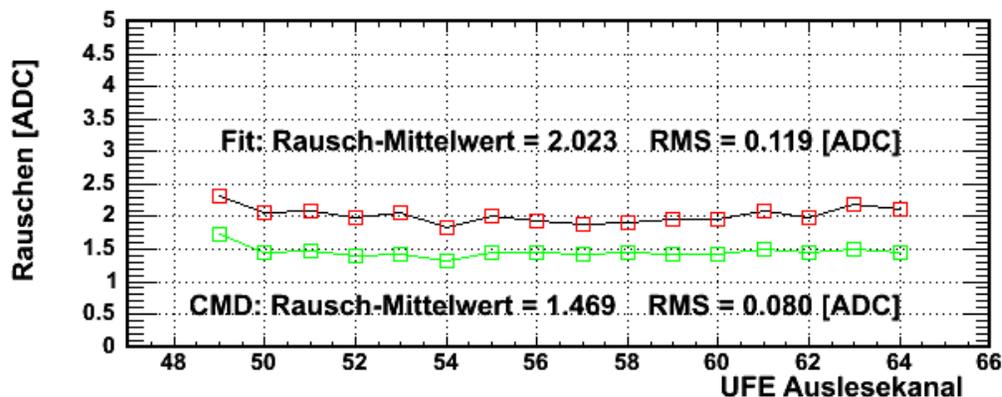


Abbildung 6.27: Referenzmessung bei Hochspannung für das Kammermodul vier mit Kanälen 49 bis 64; die Triggerfrequenz beträgt 2 kHz.

Trotz der großen Reichweite der Störung ist bei der folgenden Untersuchung nur

der Einfluß des Temperaturbandes auf das Kammermodul vier mit den Kanälen 49 bis 64 berücksichtigt worden, um die Bedingungen der Common-Mode-Betrachtung zu erfüllen. Denn nur bezüglich dieses Kammermoduls läßt sich der Störeinfluß auf die zugehörigen Kanäle als symmetrisch betrachten. In einem größeren Verbund ist die Störung als lokal zu sehen. Zusätzlich erfüllt nur das Kammermodul vier die realen Bedingungen, die den Abstand zwischen einem Kammermodul und einem Temperaturband im Oktogon betreffen. Dies gilt sowohl für den Aufbau mit der parallelen Anordnung des Temperaturbandes als auch für den Aufbau mit der orthogonalen Konstruktion. Diese Vorgehensweise der Common-Mode-Berechnung ist mit der im Abschnitt 6.7 vorgestellten vereinbar. Aus den genannten Gründen zeigen die mit dem Kammermodul vier gewonnen Ergebnisse den schlimmsten Fall, der für ein Kammermodul in Bezug auf den Störeinfluß des Temperaturkontrollsystems gelten kann.

In Abbildung 6.27 sind die Referenzwerte des Kammermoduls vier für das Rauschen vor und nach Common-Mode-Korrektur gezeigt, die zum späteren Vergleich mit den gewonnenen Ergebnissen dienen; diese Messung wurde bei Hochspannung und ohne den Störeinfluß der Temperatursignale aufgenommen. Die Triggerfrequenz betrug 2kHz .

In den nächsten beiden Abschnitten werden die Ergebnisse für das Kammermodul vier vorgestellt, die mit der parallelen und der orthogonalen Konfiguration gewonnen wurden. In beiden Fällen wurden nach Abschnitt 6.4 alle drei Triggermethoden angewendet.

6.10.4 Störeinfluß in paralleler Konfiguration

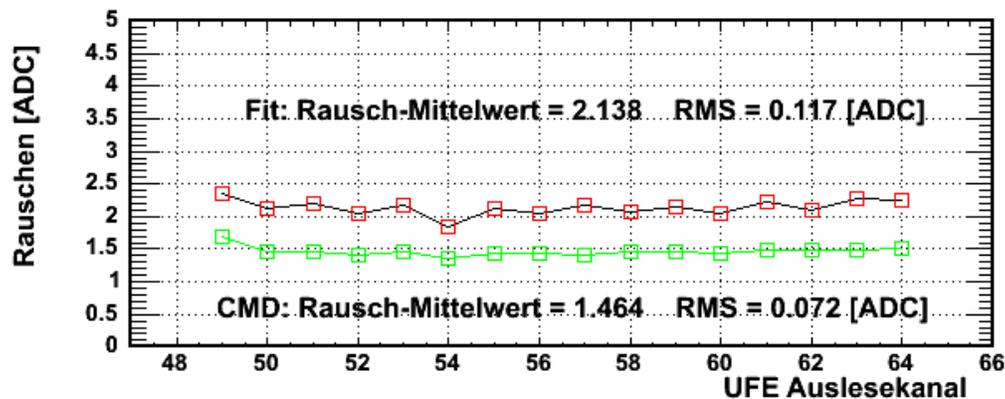


Abbildung 6.28: Temperatureinfluß auf dem Kammermodul vier mit Kanälen 49 bis 64 bei einer konstanten Triggerfrequenz von 2kHz ; das System befindet sich unter Hochspannung und in paralleler Konfiguration.

In diesem Fall verläuft das Temperaturband nach Abschnitt 6.10.1 parallel zum Kammermodul vier. Abbildung 6.28 zeigt die Rauschwerte, die unter Referenzbedingungen und zusätzlichem Einfluß des parallel angeordneten Temperaturbandes

aufgenommen wurden. Der Rauschwert 2.14 ± 0.12 *ADC*-Kanäle vor der Common-Mode-Korrektur hat sich geringfügig gegenüber dem Referenzwert von 2.02 ± 0.12 *ADC*-Kanälen erhöht. Der korrigierte Wert 1.46 ± 0.07 *ADC*-Kanäle ist dagegen identisch mit dem Referenzwert von 1.47 ± 0.08 *ADC*-Kanälen.

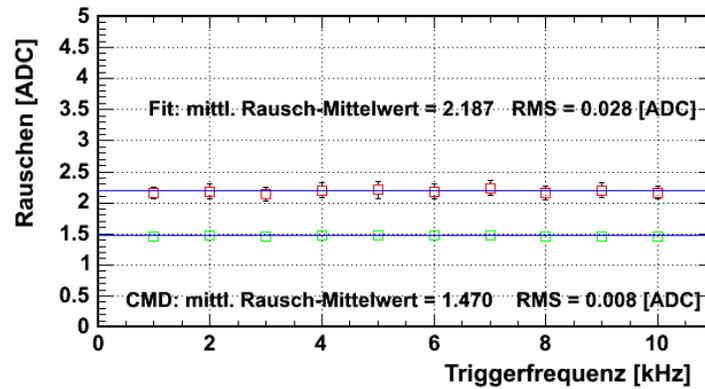
Dieses Verhalten wird nach Abbildung 6.29 a) auch bei anderen Triggerfrequenzen beobachtet. In dem Graphen sind die ermittelten Rausch-Mittelwerte der 16 Kanäle gegen die Triggerfrequenz aufgetragen. In einem Frequenzbereich zwischen 1 kHz und 10 kHz ist keine Abhängigkeit der Rauschgrößen von der Triggerfrequenz zu beobachten. Der Mittelwert aller Rauschgrößen vor der Common-Mode-Korrektur liegt bei etwa 2.19 *ADC*-Kanälen, nach der Common-Mode-Korrektur bei 1.47 *ADC*-Kanälen. Der Störeinfluß durch das Temperaturband kommt in diesem Triggermodus kaum zum Tragen, da eine Störung, die durch die Signalfanken auf dem Kommunikationsbus hervorgerufen wird, nur zufällig mit dem Triggerzeitpunkt zusammenkommt. Daher ist kein signifikanter Zuwachs im Gesamttrauschen zu sehen.

Wird dagegen direkt auf die Störung getriggert, dann ist nach Abbildung 6.29 b) und 6.29 c) der Einfluß des Temperaturbandes signifikant. Im ersten Fall ist auf die steigende und im zweiten Fall auf die fallende Flanke des Temperatursignals getriggert worden. In den zugehörigen Graphen sind die Rausch-Mittelwerte der 16 Kanäle gegen den Abtastzeitpunkt aufgetragen. Im Gegensatz zu der konstanten Triggermethode haben sich bei dem Triggermodus auf die steigende Flanke die nicht Common-Mode-korrigierten Rauschwerte im Mittel um etwa 0.3 *ADC*-Kanäle auf 2.3 *ADC*-Kanäle gegenüber dem Referenzwert erhöht. Beim Modus auf die fallende Flanke hat der Wert sogar um mehr als 0.4 *ADC*-Kanäle auf insgesamt 2.42 *ADC*-Kanäle zugenommen. Der größere Zuwachs bei der fallenden Flanke bestätigt die theoretischen Vorhersagen, daß aufgrund der höheren Flankensteilheit ein stärkerer Störeinfluß zu erwarten ist. Die Common-Mode-korrigierten Werte stimmen jedoch in beiden Triggermodi mit dem Referenzwert 1.47 ± 0.08 *ADC*-Kanäle überein. In beiden Fällen ist keine Abhängigkeit vom Abtastzeitpunkt zu erkennen.

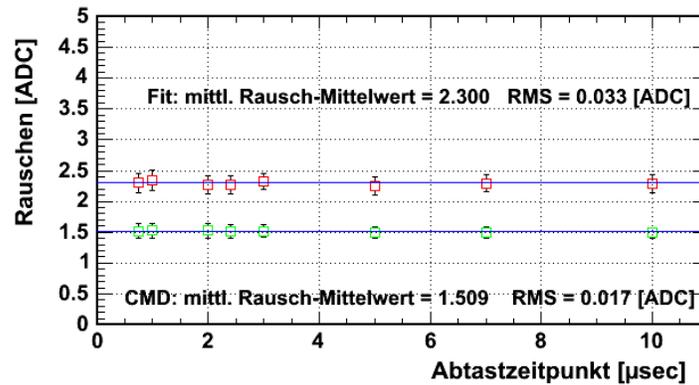
Der stärkste Einfluß wird folglich durch die Abwärtsflanke bestimmt. Da sich die Rauschwerte für verschiedene Abtastzeitpunkte nicht ändern, wird in Abbildung 6.30 a) exemplarisch die Wirkung der Störsignale auf die 16 Kanäle gezeigt, die sich aus dem Triggermodus auf die fallende Flanke (Abtastzeitpunkt: $6\ \mu\text{s}$) ergibt.

Es ist deutlich zu erkennen, daß sich der Störeinfluß auf alle Kanäle auswirkt; alle Rauschwerte haben sich erhöht. Jedoch ist der Zuwachs für die Kanäle 62, 63 und 64 signifikant größer gegenüber der Referenzmessung. Diese Kanäle sind am nächsten zu dem parallel verlaufenden Temperaturband. Durch die größere Nähe erfahren diese einen stärkeren Einfluß. Der leichte Anstieg bei den Kanälen auf der gegenüberliegenden Seite der Kammer ist bereits in der Referenzmessung zu beobachten und resultiert aus der kapazitiven Kopplung mit den Gasleitungen.

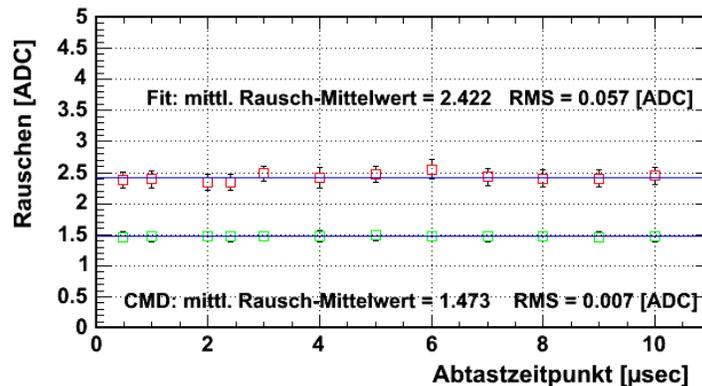
Die für diese Messung aus der Common-Mode-Behandlung ermittelte Störung ist in Abbildung 6.30 b) zu sehen. Diese wird durch die Breite ($\text{Sigma}=1.81 \pm 0.04$ *ADC*-Kanäle) der Verteilung charakterisiert und setzt sich nach Gleichung 6.7 aus den



a)



b)



c)

Abbildung 6.29: Rausch-Mittelwerte aller 16 Kanäle des Kammermoduls vier, ermittelt unter verschiedenen Triggermodi: a) konstante Triggerfrequenz; Trigger auf die steigende b) oder fallende c) Flanke mit unterschiedlichen Abtastzeitpunkten; der größte Störeinfluß wird durch die fallende Flanke erzeugt. Das System befindet sich unter Hochspannung und in paralleler Konfiguration.

quadratischen Beiträgen der Komponenten $\sigma_{Pedestal}$, $\sigma_{Störung-System}$, $\sigma_{Störung-HV}$ und $\sigma_{Störung-Temp.}$ zusammen. Der Störbeitrag der Temperatursignale wird aus der quadratischen Differenz zwischen Sigma und den restlichen drei Komponenten ermittelt.

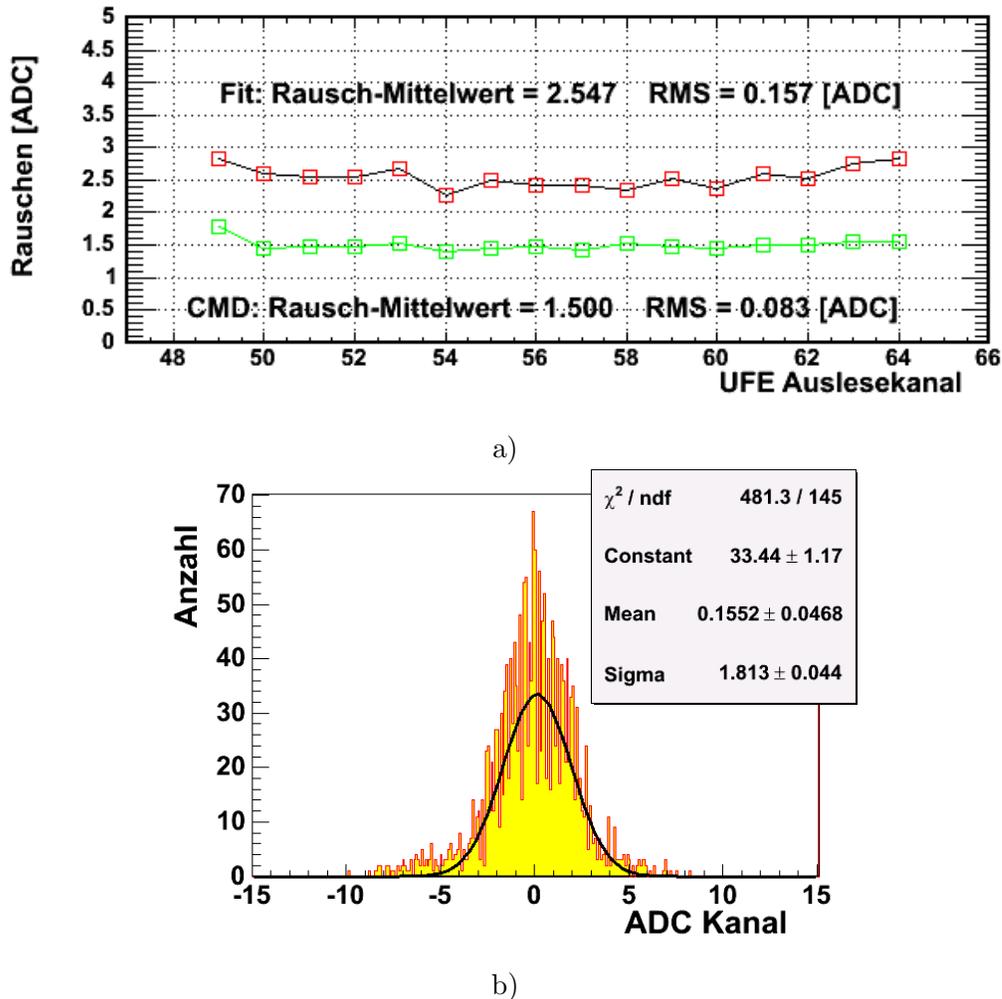


Abbildung 6.30: a) Temperatureinfluß auf das Kammermodul vier (Kanal 49 bis 64) bei dem Triggermodus auf die fallende Flanke; b) aus dem Common-Mode ermittelte Störung; die Größe der Störung wird durch die Breite (Sigma) der Verteilung charakterisiert; das System befindet sich unter Hochspannung und in paralleler Konfiguration.

Die einzelnen Rauschbeiträge sind in der folgenden Tabelle 6.2 aufgeführt.

Die Beiträge $\sigma_{\text{Ausgangssignal}}$ und σ_{Pedestal} entsprechen den Werten vor und nach der Common-Mode-Korrektur in Abbildung 6.30 a). Die Störbeiträge des Systems und der Hochspannung sind der Tabelle 6.1 für den zweiten VA-Chip mit den Kanälen 33 bis 64 entnommen. Im Abschnitt 6.7 ist in Abbildung 6.18 gezeigt worden, daß die Rauschgrößen von dem Kammermodul vier und den für dieses Kammermodul zuständigen VA-Chip gleich sind und somit auch die Störbeiträge $\sigma_{\text{Störung-System}}$ und $\sigma_{\text{Störung-HV}}$. Der Erwartungswert $\sigma_{\text{Erwartung}}$, der sich aus den ersten vier Komponenten bestimmen läßt, weicht von dem Gesamttrauschen $\sigma_{\text{Ausgangssignal}}$ etwas ab. Die Diskrepanz folgt aus der Common-Mode-Behandlung. Die Störung in Abbildung 6.30 b) wird durch den Gaußfit nicht vollständig erfaßt, so daß der Störbeitrag der Temperatursignale etwas höher liegt als 1.16 ± 0.07 ADC-Kanäle.

Kanäle 49 - 64: Temperaturband in paralleler Konfiguration					
$\sigma_{Pedestal}$ [ADC]	$\sigma_{Störung-System}$ [ADC]	$\sigma_{Störung-HV}$ [ADC]	$\sigma_{Störung-Temp.}$ [ADC]	$\sigma_{Erwartung}$ [ADC]	$\sigma_{Ausgangssignal}$ [ADC]
1.50 ± 0.08	1.06 ± 0.02	0.90 ± 0.04	1.16 ± 0.07	2.31 ± 0.07	2.55 ± 0.16

Tabelle 6.2: Rauschbeiträge für Kanäle 49 bis 64; die ersten vier Komponenten addieren sich quadratisch zu $\sigma_{Erwartung}$ (berechnet); Das Gesamtrauschen wird durch $\sigma_{Ausgangssignal}$ (gemessen) charakterisiert.

6.10.5 Störeinfluß in orthogonaler Konfiguration

Das Temperaturband ist in diesem Fall orthogonal zum Kammermodul vier angebracht. Der Abstand zwischen dem Kammermodul und dem Band ist geringer als 1 mm.

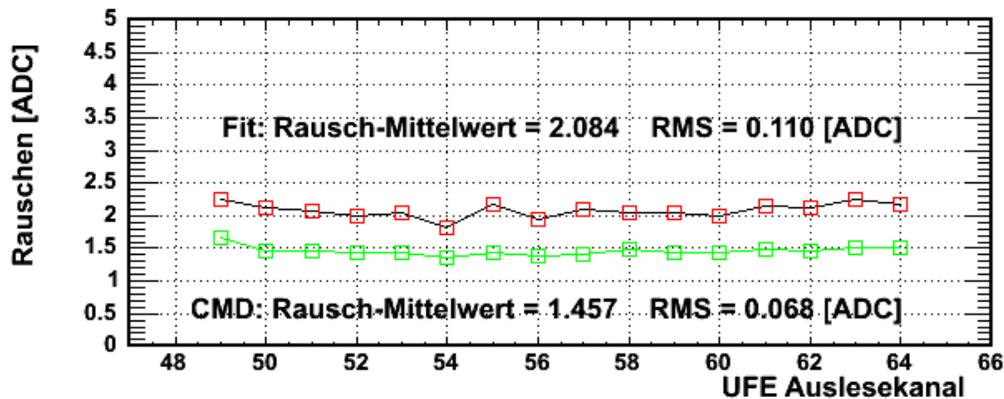
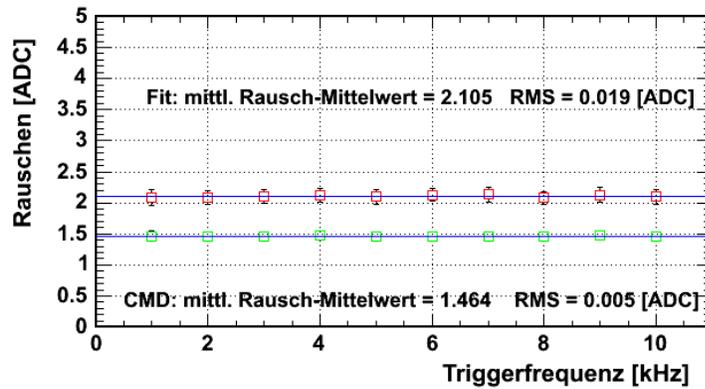


Abbildung 6.31: a) Temperatureinfluß auf das Kammermodul vier (Kanäle 49 bis 64) bei einer konstanten Triggerfrequenz von 2 kHz; das System befindet sich unter Hochspannung und in orthogonaler Konfiguration.

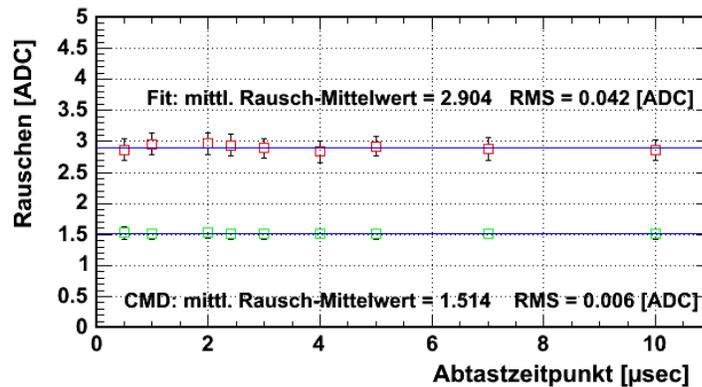
Insgesamt zeigt sich in dieser Anordnung bei allen drei Triggermodi qualitativ das gleiche Verhalten wie im Fall der parallelen Konfiguration.

Bei den Messungen mit der konstanten Triggerfrequenz, die für die Referenzfrequenz von 2 kHz in Abbildung 6.31 und für die anderen Frequenzen in Abbildung 6.32 a) zu sehen sind, macht sich der Störeinfluß der Temperatursignale kaum bemerkbar, da bei diesem Modus eine störende Flanke nur zufällig mit dem Triggerzeitpunkt zusammenfällt. Die Werte des Gesamtrauschens und des korrigierten Rauschens ändern sich gegenüber den Referenzwerten nicht.

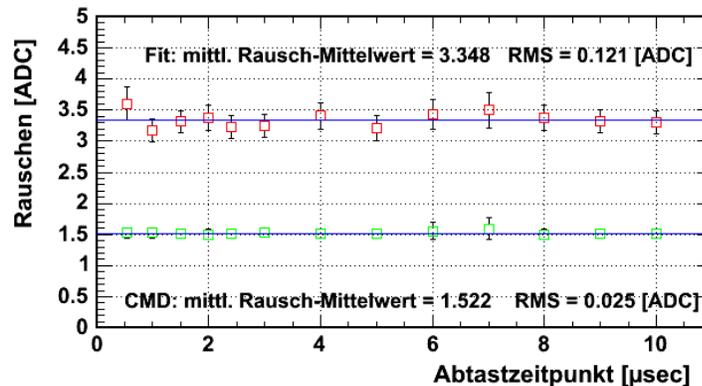
Bei den Triggermodi, die durch die Aufwärts- und die Abwärtsflanke bestimmt sind, ist ebenfalls ein größerer Störbeitrag durch die fallende Flanke zu beobachten. Die beiden Fälle sind in Abbildung 6.32 b) und 6.32 c) zu sehen; in den Graphen sind die ermittelten Rauschgrößen gegen den Abtastzeitpunkt aufgetragen. Im Fall der steigenden Flanke haben sich die Rauschwerte gegenüber den Referenzwerten



a)



b)

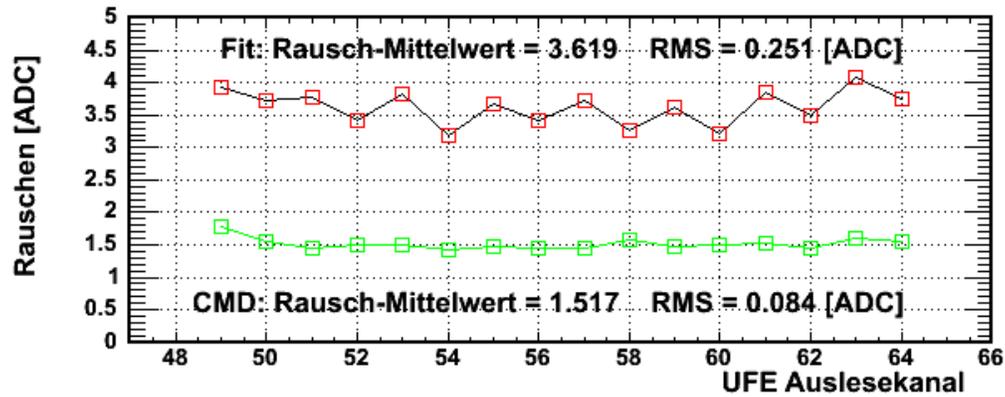


c)

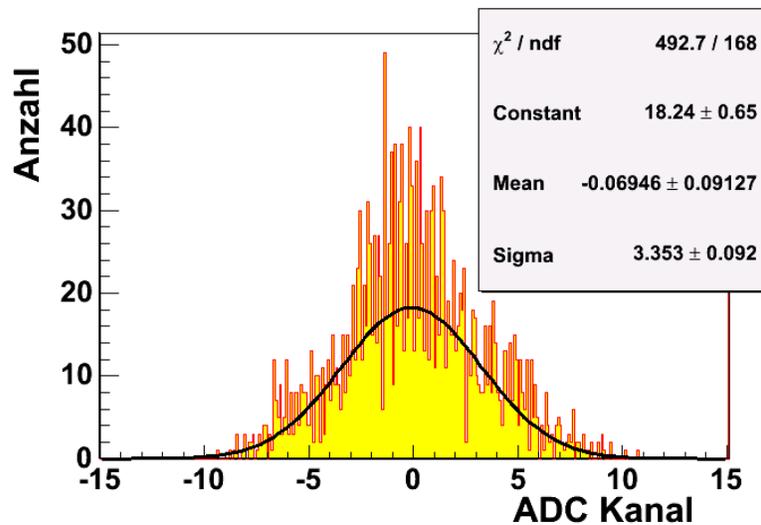
Abbildung 6.32: Rausch-Mittelwerte aller 16 Kanäle des Kammermoduls vier ermittelt unter verschiedenen Triggermodi: a) konstante Triggerfrequenz; Trigger auf die steigende b) oder fallende c) Flanke mit unterschiedlichen Abtastzeitpunkten; der größte Störeinfluß wird durch die fallende Flanke erzeugt. Das System befindet sich unter Hochspannung und in orthogonaler Konfiguration.

im Mittel um 0.9 ADC-Kanäle auf etwa 2.9 ADC-Kanäle erhöht. Im Fall der fallenden Flanke sind die Rauschwerte um mehr als 1.3 ADC-Kanäle gestiegen, so daß im Mittel ein Rauschwert von 3.3 ADC-Kanälen angenommen wurde. In beiden

Fällen ist jedoch die durch das Temperaturband erzeugte Störung vollständig als Common-Mode erkannt worden, so daß die korrigierten Werte mit dem Referenzwert 1.47 ± 0.08 ADC-Kanäle übereinstimmen. Bei keinem der beiden Triggermodi ist eine Abhängigkeit vom Abtastzeitpunkt festzustellen; jedoch ist im Fall der fallenden Flanke eine größere Schwankung der Rausch-Mittelwerte zu beobachten.



a)



b)

Abbildung 6.33: a) Temperatureinfluß auf das Kammermodul vier (Kanal 49 bis 64) bei dem Triggermodus auf die fallende Flanke; b) aus dem Common-Mode ermittelte Störung; die Größe der Störung wird durch die Breite (Sigma) der Verteilung charakterisiert; das System befindet sich unter Hochspannung und in orthogonaler Konfiguration.

Die stärkste Störung wird auch in dieser Konfiguration bei dem Triggermodus auf die fallende Flanke erreicht. Abbildung 6.33 zeigt exemplarisch diesen Fall (Abtastzeitpunkt $0.5 \mu\text{s}$). Im oberen Graphen ist die Wirkung auf die 16 Kanäle des Kammermoduls vier zu sehen. Der Rauschwert hat sich von 2.02 ± 0.12 ADC-Kanälen auf

3.62 ± 0.25 ADC-Kanäle erhöht. Die Common-Mode-Korrektur erfaßt die Störung vollständig; diese ist im zweiten Bild zu sehen und besitzt eine Größe (Sigma) von 3.35 ± 0.09 ADC-Kanälen.

Der Störbeitrag des Temperaturbandes in orthogonaler Anordnung und aller anderen Beiträge, die das Gesamtrauschen $\sigma_{Ausgangssignal}$ bilden, sind in der folgenden Tabelle 6.3 aufgeführt.

Kanäle 49 - 64: Temperaturband in orthogonaler Konfiguration					
$\sigma_{Pedestal}$ [ADC]	$\sigma_{Störung-System}$ [ADC]	$\sigma_{Störung-HV}$ [ADC]	$\sigma_{Störung-Temp.}$ [ADC]	$\sigma_{Erwartung}$ [ADC]	$\sigma_{Ausgangssignal}$ [ADC]
1.52 ± 0.08	1.06 ± 0.02	0.90 ± 0.04	3.14 ± 0.10	3.76 ± 0.09	3.62 ± 0.25

Tabelle 6.3: Rauschbeiträge für Kanäle 49 bis 64; die ersten vier Komponenten addieren sich quadratisch zu $\sigma_{Erwartung}$ (berechnet); Das Gesamtrauschen wird durch $\sigma_{Ausgangssignal}$ (gemessen) charakterisiert.

Die Beiträge $\sigma_{Ausgangssignal}$ und $\sigma_{Pedestal}$ sind in der Abbildung 6.33 a) zu sehen. Aus bereits genannten Gründen werden in diesem Fall ebenfalls die Störterme des Systems und der Hochspannung aus Tabelle 6.1 übernommen. Der Beitrag der Temperatursignale $\sigma_{Störung-Temp.}$ ergibt sich aus der quadratischen Differenz zu diesen Termen. Der aus den ersten vier Komponenten berechnete Erwartungswert $\sigma_{Erwartung}$ von 3.76 ± 0.09 ADC-Kanälen deckt sich mit dem gemessenen Wert von 3.62 ± 0.25 ADC-Kanälen.

6.11 Zusammenfassung

Die in diesem Kapitel vorgestellten Messungen sind an der kleinsten im TRD möglichen Ausleseinheit ($4 \times$ Kammermodule, $1 \times$ UFE, $1 \times$ UHVD) durchgeführt worden. Es konnten verschiedene Störeinflüsse auf die Rauscheigenschaften der Ausleselektronik identifiziert und nachgewiesen werden.

- Die Störung durch das Gesamtsystem und die Hochspannung macht sich global in der Zunahme des Rauschens bei allen Kanälen bemerkbar und kann im Fall der Hochspannung zu einer Pedestalverschiebung führen.
- Die Störung durch das Gasversorgungssystem wirkt sich lokal durch eine kapazitive Kopplung mit benachbarten Signalleitungen aus und führt bei diesen zu einer Zunahme des Rauschens.
- Die Störung durch das Temperaturkontrollsystem führt zu der stärksten Zunahme im Rauschen aller Kanäle, wobei die zu den Kammermodulen orthogonal angeordneten Temperaturbänder ($\sigma_{Störung-Temp.} = 3.14 \pm 0.1$ ADC-Kanäle)

einen viel größeren Einfluß auf die Auslesesystem ausüben als die parallel angeordneten ($\sigma_{\text{Störung-Temp.}} = 1.16 \pm 0.07 \text{ ADC-Kanäle}$). Die Störung besitzt eine große Reichweite. Es konnte keine zeitliche Abhängigkeit von der Störung innerhalb von $10\mu\text{s}$ nachgewiesen werden.

Zusätzlich ist gezeigt worden, daß sich eine gleichmäßige Störung unterschiedlich auf die Systemkomponenten auswirken kann. Eine differenzierte Common-Mode-Behandlung ist daher nötig. Mit der richtigen Wahl der Common-Mode-Methode läßt sich der Störbeitrag des Gesamtsystems, der Hochspannung und der Temperaturbänder korrigieren.

Es ergibt sich ein „Grundrauschen“ der Elektronik von 1.5 *ADC*-Kanälen. Unter der verwendeten Konfiguration (*Ar/CO₂* und 1350 *V*) erzeugt ein MIP ein Signal von 80 *ADC*-Kanälen (Abschnitt 3.4), somit ergibt sich ein *Signal-zu-Rausch*-Verhältnis von etwa 53.

Kapitel 7

Zusammenfassung und Ausblick

Das AMS02-Experiment ist ein hochauflösender Teilchendetektor, der die Zusammensetzung und die Energieverteilung der kosmischen Strahlung mit bisher unerreichter Präzision vermessen soll. Dazu wird der Detektor voraussichtlich im Jahr 2008 für einen Zeitraum von mindestens drei Jahren auf der Internationalen Raumstation ISS stationiert. Mit den Ergebnissen von AMS02 sollen unter anderem neue Hinweise auf den Verbleib der Antimaterie und die Natur der Dunklen Materie gewonnen werden.

Um diese Ziele zu erreichen, wird ein komplexer Aufbau aus sechs Subdetektoren, die alle aus dem Bereich der modernen Hochenergiephysik stammen und sich in ihren Nachweisprinzipien ergänzen, realisiert. Insbesondere wird ein Übergangsstrahlungsdetektor (TRD) eingesetzt, der es ermöglicht, Positronen von Protonen und Elektronen von Antiprotonen im Energiebereich von 5-300 GeV zu unterscheiden. Mit dem TRD wird ein Protonenunterdrückungsfaktor von $>10^2$ bei einer Positroneneffizienz von 90% angestrebt.

Der TRD besitzt eine oktagonale Struktur und setzt sich modular aus 20 Lagen von Proportionalkammern zusammen, von denen die untersten und obersten vier orthogonal zu den mittleren zwölf angeordnet sind. In der gesamten Oktagonstruktur befinden sich 5248 Proportionalkammern (d.h. ebensoviele elektrische Kanäle), die mit einem Gasgemisch aus Xe/CO₂ in einem Verhältnis von 80:20 befüllt sind. Die Übergangsstrahlung wird im Radiatormaterial erzeugt und über Gasverstärkungsprozesse in den Proportionalkammern detektiert. Die erzeugten Signale sind von Betriebsparametern wie zum Beispiel der Hochspannung, der Temperatur oder des Gasgemisches abhängig. Die Auslese und Kontrolle des TRD wird in zwei sogenannten UCrates durchgeführt. Die Systemkontrolle, für die das elektronische Modul USCM zuständig ist, beinhaltet die Ansteuerung der verschiedenen Systemkomponenten, die Überwachung und Steuerung der Hochspannung sowie die Überwachung der Temperatur im Detektor.

Im Zuge dieser Arbeit wurde eine Software entwickelt, die für die Systemkontrolle eingesetzt wird. In diesem Zusammenhang ist ein Teststand mit baugleichen Modulen der finalen Elektronik aufgebaut worden. Die Kontrollsoftware dient als Grundlage der weiteren Untersuchungen in dieser Arbeit und wird später beim Einbau des TRD in die Gesamtkontrolle des AMS-Experiments integriert.

Ein besonderes Gewicht dieser Arbeit lag auf der Untersuchung des Temperaturkontrollsystems, sowohl in der Meßgenauigkeit der Sensoren als auch in einem eventuellen Störeinfluß auf die Signale.

Im gesamten TRD existieren 404 Sensoren, die auf 40 Bändern montiert sind. Die Anbindung der Temperaturbänder an die Systemkontrolle (USCM) erfolgt über eine Adapterplatine, die neben einem ausreichenden Schutz gegenüber einem Kurzschluß in den Temperaturbändern eine einwandfreie Kommunikation zwischen den Temperatursensoren und dem USCM erlaubt. Um dies zu ermöglichen, wurde eine Optimierung der Signalform durchgeführt.

Es wurde in einem Thermo-Vakuum-Test die Funktionsfähigkeit der Temperatureauslese in einem Temperaturbereich von -20°C bis $+40^{\circ}\text{C}$ bestätigt und die Genauigkeit der Sensoren bei Raumtemperatur bestimmt. Es konnte gezeigt werden, daß die Temperatursensoren in der Lage sind, die Temperatur mit einer Genauigkeit von $\pm 0.062^{\circ}\text{C}$ zu messen. Weiterhin entspricht die Konformität der Sensoren in etwa dem Wert der Auflösung eines einzelnen Sensors.

Das Temperaturkontrollsystem des TRD erlaubt es, Temperaturgradienten innerhalb des aktiven Volumens von weniger als 1°C zu messen.

Wesentlicher Bestandteil dieser Arbeit war die Untersuchung verschiedener Einflüsse auf die Rauscheigenschaften der Ausselelektronik. Das „Grundrauschen“ der Elektronik liegt bei 1.5 *ADC*-Kanälen, was etwa dem fünfzigstel eines MIP-Signals entspricht. Eine Zunahme des Rauschens kommt zum Beispiel durch die angelegte Hochspannung oder die Einstrahlung der Temperaturbänder zustande. Die Temperaturbänder verhalten sich aufgrund ihrer Länge sowie des verwendeten 1-*Wire*-Protokolls wie Sendeantennen im Oktogon, die langen Signalleitungen in den Kammermodulen wie Empfangsantennen. Es konnte der Störeinfluß eines Temperaturbandes auf alle vier Kammermodule eines Gasturms nachgewiesen werden. Der maximale Rauschbeitrag auf das dem Temperaturband am nächsten liegenden Kammermodul beträgt etwa 3 *ADC*-Kanäle. Es wurde jedoch gezeigt, daß die Störung einen gleichmäßigen Einfluß auf das Kammermodul ausübt und mittels der Common-Mode-Korrektur aus den Signalen gefiltert werden kann. Das Rauschen konnte wieder auf 1.5 *ADC*-Kanäle reduziert werden.

Darüberhinaus wurde das Verfahren der Common-Mode-Korrektur optimiert, so daß unter anderem auf Einflüsse der Hochspannung oder der Frontend-Elektronik korrigiert werden konnte.

Zum Zeitpunkt der Fertigstellung dieser Arbeit sind die ersten vier Lagen des TRDs integriert. Im Mai 2005 wird ein Systemtest am TRD-Oktogon durchgeführt, bei dem die Funktionalität des Detektors mit finalen Auslese- und Versorgungskomponenten (Gas, Hochspannung) untersucht wird. Dabei wird die in dieser Arbeit entwickelte Kontroll-Software eingesetzt werden. Die aus dem Testaufbau gewonnenen Erkenntnisse werden am endgültigen Detektor vertieft.

Die Integration des TRDs in das AMS-Experiment wird 2006 erfolgen, so daß der gesamte Detektor Ende 2007 für den Start zur Internationalen Raumstation bereit stehen wird.

Anhang A

Anhänge

A.1 Ort und Bezeichnung der Kammern im Oktagon

Die 60 cm hohe Oktagonstruktur ist nach Abbildung A.1 in 20 Lagen eingeteilt. In jeder Lage befinden sich zwei Kammerschichten, die um die Breite eines Kammermoduls gegeneinander verschoben sind. Insgesamt befinden sich 328 Kammermodule im Oktagon. Die Kammermodule in den vier untersten und vier obersten Lagen sind orthogonal zu den Kammermodulen in den mittleren 12 Lagen angeordnet. Die Nummerierung der Kammermodule ist der Abbildung zu entnehmen.

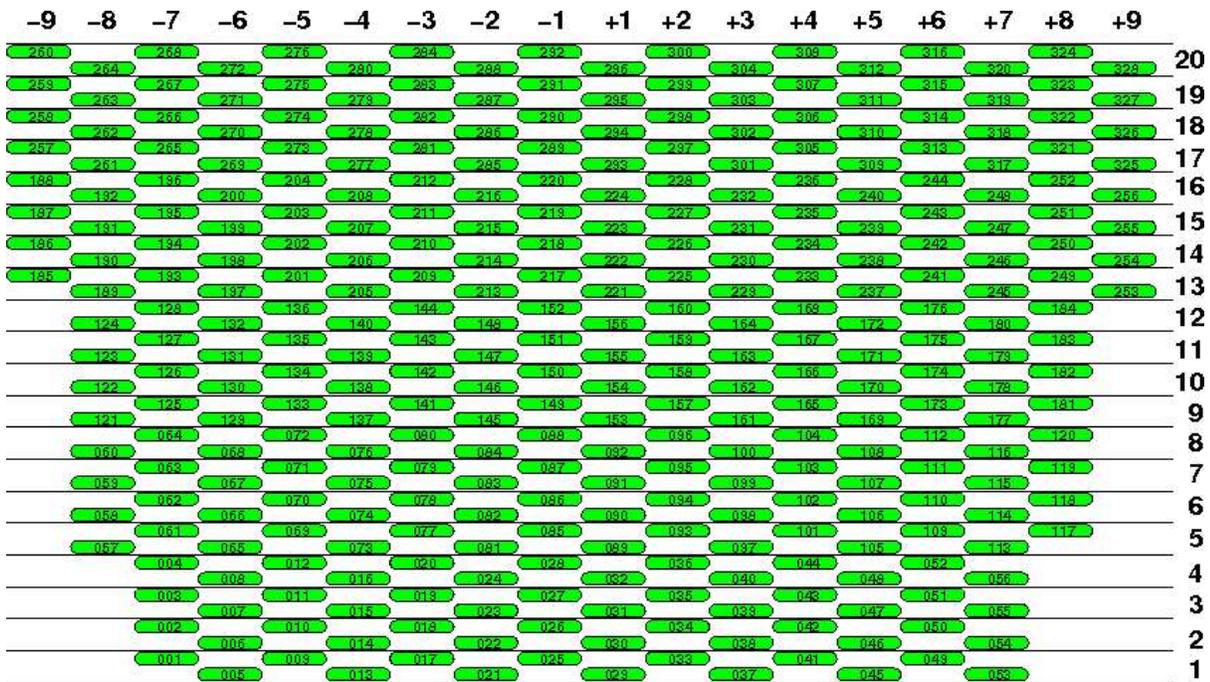


Abbildung A.1: Verteilung und Bezeichnung der Kammern im Oktagon

A.2 Signalform beim VA-Chip

Jeder der 32 Kanäle eines VA-Chips besitzt einen ladungssensitiven Verstärker, einen Pulsformer und ein Abtasthalteglied. Der Pulsformer setzt sich aus einer Kombination von mehreren Kondensatoren und Widerständen (CR - und RC -Glieder) zusammen. Die Signalform hängt entscheidend von der gewählten Kombination ab.

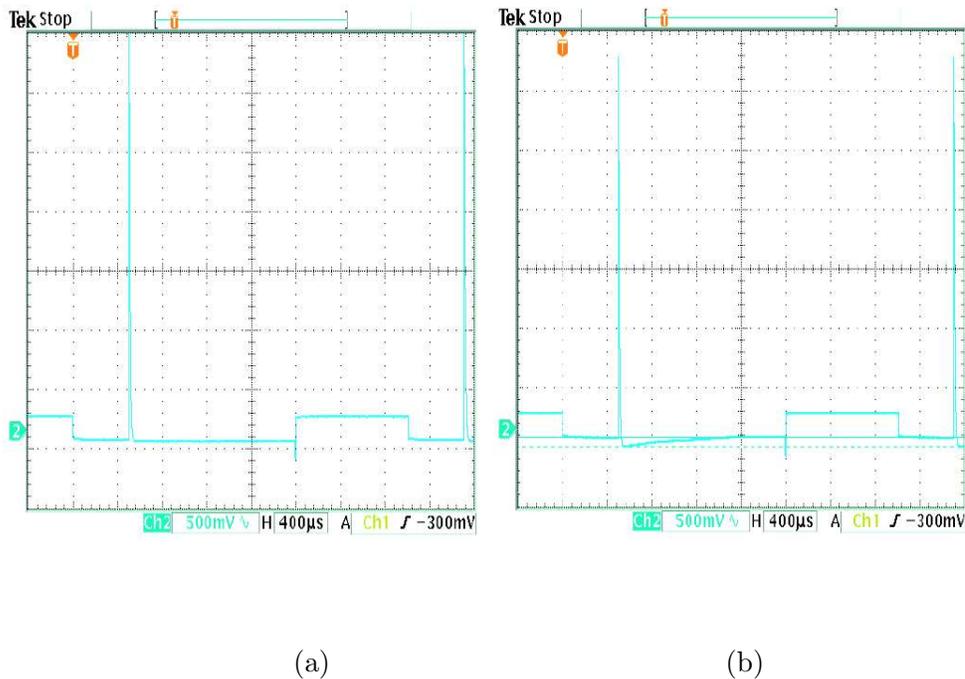


Abbildung A.2: Signal im VA-Chip ohne a) und mit b) angeschlossener UTE; durch die zusätzliche Kapazität entsteht beim Abklingen des Signals ein Überschwinger.

In Abbildung A.2 sind Signale eines Kanals für zwei verschiedene Fälle gezeigt. Im Bild a) ist ein Signal ohne eine angehängte UTE (=Tube Endpiece-Platine), die das Ausleseendstück einer Kammer bildet, zu sehen. Im Bild b) ist ein Signal zu sehen, nachdem die UTE angeschlossen wurde. Ein Überschwinger des Signals ist im zweiten Fall deutlich zu erkennen. Durch den Anschluß der UTE verändert sich die Gesamtkapazität und somit die resultierende Signalform. Der Überschwinger eines Signals kann dabei mehrere $100 \mu\text{sec}$ lang sein. Das bedeutet, daß auf jedem Kanal, bei dem ein Signal erzeugt wurde, ein langer Nachhalleffekt zu sehen ist. Die Höhe des Ausschlags hängt wiederum von dem Eingangssignal ab.

Beide Signale in Abbildung A.2 haben einen negativen Spannungswert; da der Überschwinger die Nulllinie des zugehörigen Kanals kreuzt, nimmt dieser positive Spannungswerte an. Das bedeutet, daß nachdem ein Signal auf dem Kanal erzeugt wurde, auf dem Kanal lange ein Wert geringer als der Pedestalwert des Kanals gemessen wird.

Für weitere Informationen in Bezug auf die Signalform verweise ich auf [57].

A.3 Signalauskopplung für die Triggermethode

Für die Auskopplung der Signale auf dem Kommunikationsbus der Temperatursensoren *DS18S20* wird folgende Schaltung nach Abbildung A.3 verwendet.

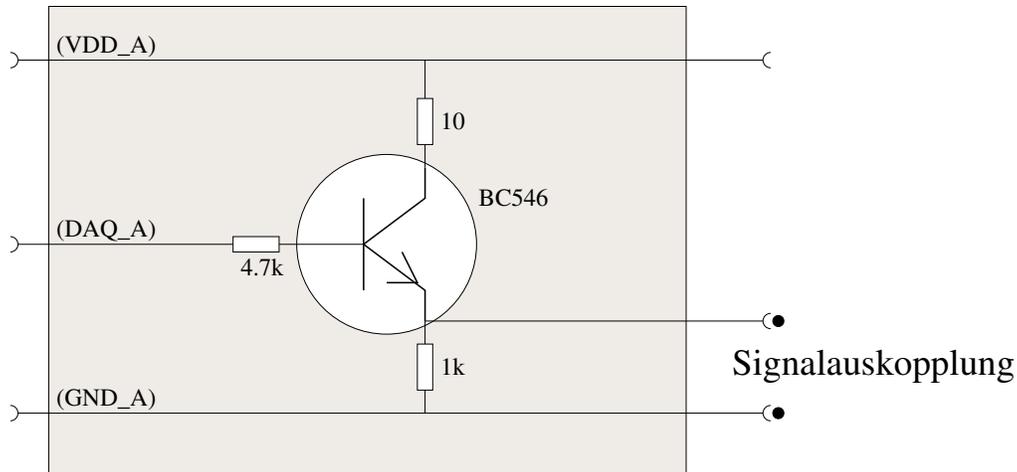


Abbildung A.3: Schaltung zur Auskopplung von Signalen auf dem Datenbus.

Bei dem verwendeten Transistor handelt es sich um einen *npn*-Transistor mit der Bezeichnung *BC546*. Entscheidend sind die beiden Widerstände mit $4.7\text{ k}\Omega$ und mit $1\text{ k}\Omega$; der erste sitzt in der Datenleitung (*DAQ_A*) und ist mit der Basis des Transistors verbunden. Der zweite befindet sich zwischen dem Emitter und der Masseleitung. Beide müssen hochohmig sein, damit durch die Schaltung nicht zu viel Strom fließt. Das Signal wird an dem $1\text{ k}\Omega$ Widerstand abgegriffen und kann für weitere Zwecke verwendet werden.

Abbildungsverzeichnis

1.1	<i>Der AMS02-Detektor auf der ISS (eine künstlerische Darstellung) [8].</i>	7
2.1	<i>Der AMS02-Detektor zur Vermessung der kosmischen Strahlung [8] (die Beschreibung der einzelnen Komponenten erfolgt in einem späteren Abschnitt).</i>	9
2.2	<i>Die Entwicklung des Universums vom Big Bang bis heute [11].</i>	10
2.3	<i>Energiespektrum der kosmischen Strahlung [13].</i>	11
2.4	<i>Das mit AMS01 und HEAT gemessene Spektrum der häufigsten Komponenten der kosmischen Strahlung [30].</i>	12
2.5	<i>a) Ausbeute an α-Teilchen (${}^4\text{He}$) für AMS01 (gemessen) und für AMS02 (erwartet) über einen sehr großen Rigiditätsbereich ($R = \frac{E}{Z \cdot e}$); AMS01 hat kein α-Antiteilchen detektiert; b) Obere Grenzen für das Verhältnis von Antihelium zu Helium aus den Messungen verschiedener Experimente und Erwartung für AMS02.</i>	13
2.6	<i>a) Die Spiralgalaxie NGC3198 [14]; b) der Verlauf der Rotationskurve von NGC3198 weist auf Dunkle Materie hin [15].</i>	15
2.7	<i>Aufbau des AMS02-Detektors in einer Explosionsdarstellung [8].</i>	18
2.8	<i>Hierarchie der AMS02-Systemkontrolle: die USCMs dienen als „Mittler“ zwischen dem Zentralrechner JMDC und der restlichen Elektronik [25].</i>	23
2.9	<i>Eine Übersicht des Netzwerks der AMS02-Systemkontrolle [25].</i>	24
3.1	<i>Der TRD in der am oberen Magnetflansch befestigten M-Struktur [8].</i>	27
3.2	<i>Modell zur Entstehung der Übergangsstrahlung: ein elektrisch geladenes Teilchen bildet mit seiner Spiegelladung einen veränderlichen Dipol, der an der Grenzfläche Übergangsstrahlung emittiert.</i>	28
3.3	<i>Nachweisprinzip der Übergangsstrahlung im TRD: ein elektrisch geladenes Teilchen erzeugt TR-Photonen im Radiator, die in der Proportionalkammer detektiert werden.</i>	30
3.4	<i>Vergleich der Spektren der in der Proportionalkammern deponierten Energie von 20 GeV e^- und 160 GeV p^+ (Beamtestdaten eines 20-lagigen TRD-Prototypen und MC-Rechnungen) [41].</i>	30
3.5	<i>Schematischer Aufbau eines Proportionalkammer; das in der Kammer gemessene Signal wird über den Entkopplungskondensator der Ausleseelektronik zugeführt.</i>	31

3.6	<i>Ein Kammermodul bestehend aus 16 Proportionalkammern; links ist die Ausleseseite, rechts die Gaszuleitungsseite.</i>	32
3.7	<i>a) Abhängigkeit der Gasverstärkung bei Xe/CO₂ von a) Temperatur (U=1480 V) und b) Hochspannung (normiert auf Standardbedingungen) [51].</i>	33
3.8	<i>Das Oktogon des TRD im offenen Zustand: die ersten vier der zwanzig Lagen sind bereits mit Kammermodulen bestückt; zwischen den Kammerlagen befindet sich Radiatormaterial (im Bild nicht sichtbar); die Kammerschlitze an den Oktogonwänden sind in die restlichen 16 Lagen deutlich erkennbar; mittig durch das Oktogon verlaufen vier Schottwände zur Erhöhung der Stabilität.</i>	34
3.9	<i>a) Anordnung der Auslese-, HV- und der Gasversorgungseinheiten an der äußeren Oktogonwand; b) Außenansicht der Ausleseseite eines Turms: ein UFE-UHVD-Paar ist für vier Kammermodule zuständig; c) Außenansicht der Gasversorgungsseite eines Turms (befindet sich gegenüber der Ausleseseite): erst zwei Türme bilden ein unabhängiges Gassegment [32].</i>	35
3.10	<i>Schematische Darstellung des Gasversorgungssystem [8].</i>	37
3.11	<i>Das Elektroniksystem des TRD [34].</i>	38
3.12	<i>a) Die Frontendelektronik: UFE, UTE und UHVD (im Bild an einem Teststand montiert); b) Die Crateelektronik des TRD (das Crate ist noch nicht vollständig mit elektrischen Modulen bestückt) [36].</i>	39
3.13	<i>Schematische Darstellung der Frontendelektronik</i>	40
3.14	<i>Zeitlicher Ablauf der Signalverarbeitung in der UFE.</i>	41
3.15	<i>Das Universal Slow Control Module [25].</i>	44
4.1	<i>Die Architektur der Systemkontrolle beim TRD.</i>	45
4.2	<i>Modularer Aufbau der CONTROL COMMANDER-Software.</i>	47
4.3	<i>CONTROL COMMANDER-Software; a) Hauptseite ; b) UHVG-Seite</i>	50
4.4	<i>CONTROL COMMANDER-Software; a) UPSFE-Seite; b) Temperatur-Seite.</i>	51
4.5	<i>Teststand zur Untersuchung der Systemkontrolle des TRD; die UBP-Platine ist noch nicht vollständig bestückt.</i>	52
4.6	<i>Kalibrationsmessung eines MHV100-Chips (verantwortlich für einen Hochspannungskanal) der UHVG.</i>	53
5.1	<i>Die Sonneneinstrahlung auf die Internationale Raumstation ISS hängt von der Position der ISS zur Sonne ab; die ISS bewegt sich in einer Ebene um die Erde; die Normale der Ebene (Orbitachse) präzediert um die Erdachse.</i>	55
5.2	<i>Temperaturverlauf innerhalb des TRD bei einer Simulation; die mittlere Temperatur schwankt während eines Orbits um weniger als 0.2°C [66].</i>	56

5.3	<i>a) Schematische Darstellung des DS18S20-Sensors mit der Kontaktierung: V_{DD}=Spannungsleitung, DQ=Datenleitung, GND=Masseleitung, NC=Not connected; b) Block Diagramm des DS18S20-Sensors [53].</i>	57
5.4	<i>Das Temperaturformat des DS18S20-Sensors [53].</i>	58
5.5	<i>Das 1-Wire-Protokoll der DS18S20-Sensoren.</i>	59
5.6	<i>Schematische Darstellung des 1-Wire-Protokolls [53]; Oben) Schreib-Zeitfenster für das Bit 0 und 1; Unten) Lese-Schreibfenster für das Bit 0 und 1.</i>	60
5.7	<i>Ein DS18S20-Temperatursensor auf einem Temperaturband montiert.</i>	61
5.8	<i>6-Pin-Stecker zum Auslesen der DS18S20-Sensoren.</i>	61
5.9	<i>Querschnitt durch das Temperaturband.</i>	62
5.10	<i>3 Gruppen von elementaren Temperaturbändern [58]; die Unterschiede liegen in der Länge der Bänder und der Anzahl der Temperatursensoren auf den Bändern.</i>	62
5.11	<i>Temperaturbänder auf den Schottwänden X^-, X^+ und Y^-; in dieser Phase sind noch keine Kammermodule eingeschoben.</i>	63
5.12	<i>Ein Bänderpaar ist in einem Abstand von 29mm auf der Schottwand angebracht; in dieser Phase sind noch keine Kammermodule eingeschoben.</i>	64
5.13	<i>Integration der Temperaturbänder auf der Oktogonwand [58].</i>	65
5.14	<i>Integration der Temperaturbänder auf der Schottwand X^- [58].</i>	66
5.15	<i>Integration der Temperaturbänder auf der Schottwand X^+ [58].</i>	66
5.16	<i>Integration der Temperaturbänder auf der Schottwand Y^- [58].</i>	67
5.17	<i>Integration der Temperaturbänder auf der Schottwand Y^+ [58].</i>	67
5.18	<i>Elektrische Realisierung der Temperatúrauslese auf der Oktogonwand 01; die Temperaturbänder werden an das Patch Panel angeschlossen.</i>	68
5.19	<i>Schematische Darstellung der elektrischen Realisierung der Temperatúrauslese; jeweils vier Bänder werden an einen Eingang des Patch Panels angeschlossen; die Ausgänge der Patch Panels werden mit den USCMs verbunden.</i>	69
5.20	<i>Adapterplatine montiert auf dem USCM.</i>	70
5.21	<i>Hilfsplatine montiert auf dem USCM.</i>	71
5.22	<i>Schematische Darstellung des Testaufbaus zur Untersuchung der Signaleigenschaften; die zentrale Rolle übernimmt die Hilfsplatine; auf dieser erfolgt die Zusammenlegung von Leitungen; die Widerstände $R1$ und $R2$ schützen das USCM vor Kurzschlüssen.</i>	72
5.23	<i>1-Wire-Protokoll auf der Datenleitung vom Band 10H mit einem Pullup-Widerstand von $4.7k\Omega$ und folgender Konfiguration der Schutzwiderstände: a) $R1=R2=510\Omega$. Die Temperatúrauslese funktioniert nicht; b) $R1=R2=0\Omega$; Die Temperatúrauslese funktioniert einwandfrei.</i>	74
5.24	<i>Charakterisierung des zeitlichen Ablaufs einer Abwärts- und Aufwärtsflanke beim 1-Wire-Protokoll.</i>	75
5.25		76

5.26	<i>Schematische Darstellung des Testaufbaus mit einer optimierten Hilfsplatine zur Zusammenlegung der Leitungen; der Pullup-Widerstand R_{pull} ist von dem USCM auf die Platine verlagert worden; es gibt nur noch einen Schutzwiderstand R_{schutz}; die zusätzliche Diode bestimmt den Entladevorgang.</i>	78
5.27	<i>1-Wire-Protokoll auf der Datenleitung vom Band 10H mit einem Schutzwiderstand von $R_2=255\Omega$ und einem Pullup-Widerstand von a) $R_{pull}=4.7k\Omega$ oder b) $R_{pull}=1.8k\Omega$. Die Temperaturauslese funktioniert einwandfrei; c) Fallende Flanke auf der Datenleitung vom Band 10H mit der Konfiguration unter a). Die Entladung erfolgt über die Diodenschaltung.</i>	80
5.28	<i>a) 1-Wire-Protokoll auf der Datenleitung vom Band 10H mit einem Schutzwiderstand von 390Ω und einem Pullup-Widerstand von $1.8k\Omega$. Die Temperaturauslese funktioniert einwandfrei; b) Fallende und steigende Flanke auf der Datenleitung mit der Konfiguration unter a).</i>	81
5.29	<i>a) Thermo-Vakuum-Teststand; b) Vier Bänder mit insgesamt 44 Sensoren und der Kennzeichnung 07C, 08H, 09H und 10H sind auf der Kupferplatte montiert.</i>	82
5.30	<i>Schematische Darstellung des Thermo-Vakuum-Teststands mit den zu prüfenden Temperaturbändern.</i>	83
5.31	<i>Drei Temperaturzyklen eines Thermo-Vakuum-Tests mit 44 Sensoren; Oben: Zeitlicher Verlauf des Temperaturmittelwerts aller 44 Sensoren; Mitte: Verlauf der Differenz zwischen der niedrigsten und höchsten gemessenen Temperatur; Unten: Verlauf der Temperaturdifferenz zwischen Sensor 10 auf Band 07C und Sensor 1 auf Band 09H.</i>	85
5.32	<i>Thermo-Vakuum-Test von 44 DS18S20-Sensoren bei konstanter Raumtemperatur; Oben: Zeitlicher Verlauf des Temperaturmittelwerts aller Sensoren; Mitte: Verlauf der Differenz zwischen der niedrigsten und höchsten gemessenen Temperatur; Unten: Histogramm der Differenzwerte aus dem mittleren Graphen.</i>	87
5.33	<i>Zeitlicher Verlauf der Temperatur mit zugehörigem Histogramm der Temperaturwerte: a) Sensor 07C_10; b) Sensor 09H_01.</i>	88
5.34	<i>Konformität der 44 Sensoren; eine Momentaufnahme aus dem TVT bei konstanter Temperatur.</i>	88
6.1	<i>Schematische Darstellung des Versuchsaufbaus zur Rauschuntersuchung; im Zusammenhang mit der Testreihe wird nur der linke Turm mit den zugehörigen vier Kammermodulen und der Frontendelektro- nik berücksichtigt; der rechte Turm ist nicht dargestellt.</i>	90
6.2	<i>a) Versuchsaufbau zur Rauschuntersuchung; b) Zwei Türme mit je- weils vier Kammermodulen; vorne ist die Ausleseelektronik zu sehen.</i>	91
6.3	<i>Verschiedene Kopplungsmechanismen der Störübertragung.</i>	94
6.4	<i>Schematische Darstellung der Erdung und der Abschirmung der Aus- leseelektronik im Testaufbau.</i>	96

6.5	<i>Zeitlicher Ablauf der Signalabtastung. Das NIM-Signal startet das Hold_b-Signal stets nach 220ns. Zum Zeitpunkt des Hold_b-Signals wird das Signal auf dem Kanal abgetastet; der Zeitpunkt des NIM-Signals kann variiert werden.</i>	98
6.6	<i>Konstante Triggerfrequenz mit 2kHz; das NIM-Signal ist 100µs lang.</i>	98
6.7	<i>Trigger auf die steigende Flanke des Temperatursignals; das NIM-Signal ist 100µs lang.</i>	99
6.8	<i>Trigger auf die fallende Flanke des Temperatursignals; das NIM-Signal ist 100µs lang.</i>	100
6.9	<i>Ermittlung des Pedestals und des Rauschens mittels der Gaußfitmethode für Kanal 56 (ohne & mit Hochspannung)</i>	103
6.10	<i>Pedestal und Gesamtrauschen aller 64 Kanäle für die Fall ohne und den Fall mit Hochspannung (gewonnen aus dem Gaußfit der Rohdatenverteilung)</i>	104
6.11	<i>Differenz zwischen den Pedestalwerten aller 64 Kanäle, die ohne Hochspannung und die mit Hochspannung ermittelt wurden</i>	105
6.12	<i>Verteilungen des Common-Mode Δ_n für verschiedene Anzahl von beteiligten Kanälen; Eine Störung wird nur durch das Gesamtsystem ausgeübt.</i>	106
6.13	<i>Verteilungen des Common-Mode Δ_n für verschiedene Anzahl von beteiligten Kanälen; Eine Störung wird durch die Hochspannung und das Gesamtsystem ausgeübt.</i>	107
6.14	<i>Rauschen vor (obere Kurve) und nach (untere Kurve) Common-Mode-Korrektur für Kanäle 01 bis 32: Oben) ohne Hochspannung; Unten) mit Hochspannung; Die Common-Mode-Korrektur verbessert deutlich den Rauschwert.</i>	109
6.15	<i>Rauschen vor (obere Kurve) und nach (untere Kurve) Common-Mode-Korrektur für Kanäle 33 bis 64: Oben) ohne Hochspannung; Unten) mit Hochspannung; Die Common-Mode-Korrektur verbessert deutlich den Rauschwert.</i>	110
6.16	<i>Hierarchie der Signalverarbeitung: die UFE besitzt zwei VA-Chips, die für je zwei Kammermodule zuständig sind.</i>	112
6.17	<i>Differenz zwischen den 64 Rohdaten eines Ereignisses und der zugehörigen Pedestal; bei diesem Ereignis hat sich eine Störung unterschiedlich auf das Auslesesystem ausgewirkt; die ersten 32 Kanäle sinken im Mittel um 16 ADC-Kanäle, die letzten 32 Kanäle sinken im Mittel um 23 ADC-Kanäle.</i>	112
6.18	<i>Verschiedene Anwendung der Common-Mode-Korrektur; a) Rauschwert (Mean) aller 64 Kanäle vor der Common-Mode-Korrektur; Rauschwert (Mean) nach Common-Mode-Korrektur, ermittelt aus Kanälen: b) 01 bis 64; c) 01 bis 32; d) 33 bis 64; e) 33 bis 48; f) 49 bis 64.</i>	113

- 6.19 *Verschiedene Effizienz bei der Common-Mode-Korrektur (CMD): obere Kurve) Rauschwerte für alle 64 Kanäle aus dem Gaußfit; mittlere Kurve) Rauschwerte nach CMD, bei der alle 64 Kanäle berücksichtigt sind; untere Kurve) Rauschwerte nach CMD, bei der jeweils 32 Kanäle einzeln berücksichtigt sind. 114*
- 6.20 *Verschiedene Akzeptanzbereiche bei der Schnittmethode: 3σ , 4σ und 5σ ; erst beim 5σ -Schnitt wird die Störung als Common-Mode vollständig erfaßt; die Einträge im Bereich von 1 bis 4 können Teilchendurchgängen zugeordnet werden. 116*
- 6.21 *Gasseite des Kammermoduls; Acht Kammermodule bilden ein Gassegment. Die Kammermodule sind über Gasbrücken verbunden; im Kammermodul 1 des linken Turms ist der Gaseingang und im Kammermodul 1 des rechten Turms ist der Gasausgang, die mit dem Gasversorgungssystem verbunden sind. 117*
- 6.22 *Das gasseitige Endstück eines Kammermoduls; die Gasleitungen befinden sich stets zwischen den beiden ersten und beiden letzten Kanälen. 118*
- 6.23 *Position des Temperaturbandes: a) in paralleler Konfiguration; das Band verläuft parallel zum Kammermodul vier; der vertikale Abstand zum Kammermodul vier beträgt 30mm; b) in orthogonaler Konfiguration; das Band kreuzt viermal die Kammermodule; der Abstand zu Kammermodul vier ist geringer als 1mm. 119*
- 6.24 *Schematische Darstellung der Versuchsanordnung: das Temperaturband befindet sich in paralleler Konfiguration. 120*
- 6.25 *Schematische Darstellung der Versuchsanordnung: das Temperaturband befindet sich in orthogonaler Konfiguration. 121*
- 6.26 *Einfluß der Temperaturkontrollsystems auf die Rauscheigenschaften; das Temperaturband befindet sich in orthogonaler Konfiguration unter dem Kammermodul vier; Triggermethode: auf die Abwärtsflanke des Kommunikationsprotokolls; die Störung hat lokal auf das Kammermodul vier den größten Effekt; jedoch ist auch ein Effekt auf die Kammermodule eins bis drei zu sehen (vgl. Abbildung 6.10 b)). . . . 122*
- 6.27 *Referenzmessung bei Hochspannung für das Kammermodul vier mit Kanälen 49 bis 64; die Triggerfrequenz beträgt 2kHz. 122*
- 6.28 *Temperatureinfluß auf dem Kammermodul vier mit Kanälen 49 bis 64 bei einer konstanten Triggerfrequenz von 2kHz; das System befindet sich unter Hochspannung und in paralleler Konfiguration. 123*
- 6.29 *Rausch-Mittelwerte aller 16 Kanäle des Kammermoduls vier, ermittelt unter verschiedenen Triggermodi: a) konstante Triggerfrequenz; Trigger auf die steigende b) oder fallende c) Flanke mit unterschiedlichen Abtastzeitpunkten; der größte Störeinfluß wird durch die fallende Flanke erzeugt. Das System befindet sich unter Hochspannung und in paralleler Konfiguration. 125*

6.30	a) Temperatureinfluß auf das Kammermodul vier (Kanal 49 bis 64) bei dem Triggermodus auf die fallende Flanke; b) aus dem Common-Mode ermittelte Störung; die Größe der Störung wird durch die Breite (Sigma) der Verteilung charakterisiert; das System befindet sich unter Hochspannung und in paralleler Konfiguration.	126
6.31	a) Temperatureinfluß auf das Kammermodul vier (Kanäle 49 bis 64) bei einer konstanten Triggerfrequenz von 2kHz; das System befindet sich unter Hochspannung und in orthogonaler Konfiguration.	127
6.32	Rausch-Mittelwerte aller 16 Kanäle des Kammermoduls vier ermittelt unter verschiedenen Triggermodi: a) konstante Triggerfrequenz; Trigger auf die steigende b) oder fallende c) Flanke mit unterschiedlichen Abtastzeitpunkten; der größte Störeinfluß wird durch die fallende Flanke erzeugt. Das System befindet sich unter Hochspannung und in orthogonaler Konfiguration.	128
6.33	a) Temperatureinfluß auf das Kammermodul vier (Kanal 49 bis 64) bei dem Triggermodus auf die fallende Flanke; b) aus dem Common-Mode ermittelte Störung; die Größe der Störung wird durch die Breite (Sigma) der Verteilung charakterisiert; das System befindet sich unter Hochspannung und in orthogonaler Konfiguration.	129
A.1	Verteilung und Bezeichnung der Kammern im Oktogon	135
A.2	Signal im VA-Chip ohne a) und mit b) angeschlossener UTE; durch die zusätzliche Kapazität entsteht beim Abklingen des Signals ein Überschwinger.	136
A.3	Schaltung zur Auskopplung von Signalen auf dem Datenbus.	137

Tabellenverzeichnis

2.1	<i>Leistung, Gewicht und Datenmenge der größeren Systeme von AMS02.</i>	19
3.1	<i>Einfluß einer Hochspannungs- oder einer Temperaturänderung auf die relative Gasverstärkung.</i>	33
5.1	<i>Kapazität der im Testaufbau verwendeten Bänder 10H, 03H, 13H</i>	73
5.2	<i>Ergebnisse der Grenzkombinationen von R1 und R2, die noch eine einwandfreie Temperatúrauslese ermöglicht haben</i>	77
6.1	<i>Rauschbeiträge für Kanäle 01 bis 32 und für Kanäle 33 bis 64 ; die ersten drei Komponenten addieren sich quadratisch zu $\sigma_{Erwartung}$ (berechnet); Das Gesamtrauschen wird durch $\sigma_{Ausgangssignal}$ (gemessen) charakterisiert.</i>	111
6.2	<i>Rauschbeiträge für Kanäle 49 bis 64; die ersten vier Komponenten addieren sich quadratisch zu $\sigma_{Erwartung}$ (berechnet); Das Gesamtrauschen wird durch $\sigma_{Ausgangssignal}$ (gemessen) charakterisiert.</i>	127
6.3	<i>Rauschbeiträge für Kanäle 49 bis 64; die ersten vier Komponenten addieren sich quadratisch zu $\sigma_{Erwartung}$ (berechnet); Das Gesamtrauschen wird durch $\sigma_{Ausgangssignal}$ (gemessen) charakterisiert.</i>	130

Literaturverzeichnis

- [1] C.D. Anderson, Science **76** (1932) 238.
- [2] C.D. Anderson, Phys. Rev. **51** (1937) 884; with S.H. Neddermeyer, Phys. Rev. **54** (1938) 88.
- [3] C. M. G. Lattes et al., Nature **159** (1947) 694, Nature **160** (1947) 486, 453.
- [4] H. Franke, Hrsg. Lexikon der Physik.
Franckh'sche Verlagshandlung Stuttgart.
- [5] National Aeronautics and Space Exploration.
Internet:<http://www.nasa.gov/home/index.html>.
- [6] Alpha Magnetic Spectrometer Experiment.
Internet:<http://ams.cern.ch/AMS/>.
- [7] D. N. Spergel et al. First Year Wilkinson Microwave Anisotropy Probe (WMAP) Observations: Determination of Cosmological Parameters. Astrophysical Journal Suppl. 148, (2003) 175.
- [8] R. Becker, AMS02 Mechanical Integration Homepage.
Internet:<http://rbecker.home.cern.ch/rbecker/AMSII.html>.
- [9] The Construction of the Alpha Magnetic Spectrometer (AMS) for the International Space Station.
- [10] C.L. Bennett et al. First Year Wilkinson Microwave Anisotropy Probe (WMAP) Observations: Preliminary Maps and Basic Results. Astrophysical Journal Suppl. 148 (2003) 1.
- [11] A. Mejia, The Indiana University Astronomy Department.
Internet:<http://astrowww.astro.indiana.edu/~classweb/a105s0079/>.
- [12] R.Schlickeiser, Cosmic ray astrophysics.
Springer.
- [13] [56] H.J.Völk, Gamma-ray astronomy of cosmic rays, Invited, Rapporteur, and Highlight papers of ICRC 2001: 3
J.W.Cronin, T.K.Gaisser, S.P.Swordy, Cosmic rays at energy frontier, Scientific American **276** (1997), 32

- [14] Z. Frei and J. E. Gunn, Princeton University.
Internet:http://www.astro.princeton.edu/~frei/Gcat_htm/Sub_sel/gal_3198.htm.
- [15] C.Pryke, University of Chicago.
Internet:http://find.uchicago.edu/~pryke/dasi/documents/200309_plancourse/index.html.
- [16] D. Hooper, J. Silk, Search for Dark Matter with Future Cosmic Positron Experiments.
arXiv: hep-ph/0409104v1 (2004).
- [17] High-Energy, Antimatter Telescope (HEAT).
Internet:<http://pooh.physics.lsa.umich.edu/heat/heat.html>.
- [18] Balloon-borne Experiment with Superconducting Spectrometer (BESS).
<http://lheawww.gsfc.nasa.gov/docs/gamcosray/hecr/BESS/BESS.html>.
- [19] W. Wallraff, Cosmic Antimatter Search with the Alpha Magnetic Spectrometer.
I. Physikalisches Institut der RWTH Aachen. Talk. Trento, Italy, 1998. AMS note 98-01.
- [20] The AMS Collaboration, Search for Antihelium in Cosmic Rays.
Phys. Lett. B461 (1999) 387-396.
- [21] A. Malinin on behalf of AMS Collaboration, Astroparticle Physics with AMS-02.
IV INTERNATIONAL CONFERENCE on NON-ACCELERATOR NEW PHYSICS. Dubna, Russia. June 23-28, 2003.
- [22] Alpha Magnetic Spectrometer - 02 Structural Verification Plan for the Space Transportation System and the International Space Station.
JSC-28792, Rev. C.
- [23] M. Capell1, E. Cortina2, AMS-02 Electronics
Internet:<http://dpnc.unige.ch/ams/icrc03/008828-1.pdf>.
- [24] C. E. Lin et al., Power Distribution System Status Report
AMS Technical Interchange Meeting, October 2003.
- [25] H. B. Bröker, A Slow-Control System for the AMS-02 Experiment on the International Space Station (ISS)
Doktorarbeit am III. Physikalischen Institut der RWTH Aachen. 2005.
- [26] Robert Bosch GmbH, CAN Specification Version 2.0
1991.
- [27] L.M. Frank, I.M. Ginzburg.
Sov. Phys. JETP, Volume 16. 1946.

- [28] W. Struczinski. Identifizierung hochenergetischer Teilchen durch Übergangsstrahlung.
Habilitationsschrift am III. Physikalischen Institut der RWTH Aachen. 1986.
- [29] B. Dolgoshein, Transition radiaton detectors. Nucl. Inst. and Meth. A326(1993), S.434.
- [30] S. Schael, Review on Particle Astrophysics - Search for Dark Matter.
Talk. International Europhysics Conference On High-Energy Physics (HEP 2003), Aachen. 2003. Internet:<http://eps2003.physik.rwth-aachen.de/schedule/plenarysessions/index.php>.
- [31] W. Diethorn, A Methane Proportional Counter System for Natural Radiocarbon Measurements.
USAEC Report, NY06628 (1956).
- [32] M. Wlochall.
I. Physik. Institut B der RWTH Aachen. Private Mitteilung.
- [33] S. Fopp, Entwicklung und Bau eines auf Proportionalkammern basierenden Übergangsstrahlungsdetektor für das AMS-02-Weltraumexperiment.
Doktorarbeit am I. Physikalischen Institut B der RWTH Aachen. 2004.
- [34] G. Schwering, TRD Elektronik.
Internet:http://accms04.physik.rwth-aachen.de/~schwerin/trd_elec/index.html.
- [35] C. H. Chung, Frontend Electronics of TRD for use in space.
I. Physikalisches Institut der RWTH Aachen.
- [36] F. Hauler, Die Crate-Elektronik des TRD.
IEKP, Universität Karlsruhe.
- [37] Qt, Fa. Trolltech.
<http://www.trolltech.com/>.
- [38] Qwt - Qt Widgets for Technical Applications.
<http://qwt.sourceforge.net/>.
- [39] ROOT, An Object-Oriented Data Analysis Framework.
<http://root.cern.ch/>.
- [40] AAL LINUX Clean Installation Notes.
Oktober 2003.
- [41] J. Orboeck, The 20 Layer Prototype for the AMS Transition Radiation Detector: Beamtests, Data-Analysis, MC-Studies.
Doktorarbeit am I. Physikalischen Institut B der RWTH Aachen. 2003.

- [42] S. König, Aufbau eines Teststandes für Silizium-Zähler des Spurdetektors im CMS-Experiment.
Diplomarbeit am I. Physikalischen Institut B der RWTH Aachen. 1999.
- [43] Helmuth Spieler, Radiation Detectors and Signal Processing.
Internet:http://www-physics.lbl.gov/~spieler/Heidelberg_Notes/.
- [44] F. Tenbusch, Untersuchung der Rauscheigenschaften von Halbleiterdetektoren und Elektronik aus Gallium-Arsenid im Hinblick auf ihre Verwendbarkeit in künftigen Large Hadron Collider Experimenten.
Doktorarbeit am I. Physikalischen Institut B der RWTH Aachen. 1998.
- [45] W.R. Leo, Techniques for Nuclear and Particle Physics Experiments.
Springer-Verlag 1993.
- [46] Henry W. Ott, Noise Reduction Techniques in Electronic Systems.
Wiley Pub. 1987.
- [47] H. Gemmeke, Einführung in die Elektronik für Physiker.
Internet:http://www.hpe.fzk.de/lehre/vrLelp_ws0304/ipe-2003-12-09/Vr1-Elektronik03-15.pdf.
- [48] J.L. ter Haseborg, Interdisziplinäres Hauptpraktikum für Elektrotechniker.
Internet:http://www.et1.tu-harburg.de/downloads_et1/emv/praktika/emv-2.pdf.
- [49] W.H. Press, S.A. Teukolsky, W.T. Vetterling, B.P. Flannery, Numerical Recipes in C++.
Cambridge University Press. Kapitel 14. 2001.
- [50] T. Ruhe, Erweiterung und Betrieb eines Leck-Identifizierungsteststandes zur realistischen Simulation des Gassystems im TRD des AMS-02-Experimentes.
Diplomarbeit am I. Physikalischen Institut B der RWTH Aachen. 2005.
- [51] J. Hattenbach, Gasverstärkungsmessungen mit Proportionalkammern des Übergangsstrahlungsdetektors für das AMS02-Weltraumexperiment.
Diplomarbeit am I. Physikalischen Institut B der RWTH Aachen. 2004.
- [52] F. Doemecke, Test des AMS-02 Übergangsstrahlungsdetektors mit Myonen aus der Höhenstrahlung.
Diplomarbeit am I. Physikalischen Institut B der RWTH Aachen. 2003.
- [53] DS18S20 High-Precision 1-Wire Digital Thermometer Manual, MAXIM.
Internet:<http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/DS18S20.pdf>.
- [54] DS80C390 Dual CAN High-Speed Microprocessor, MAXIM.
Internet:http://www.maxim-ic.com/quick_view2.cfm/qv_pk/2956.

- [55] AMS Universal Slow Control Module USCM.
Internet:<http://www.physik.rwth-aachen.de/group/IIIphys/Electronics/AMS-II/index.htm>.
- [56] THE SLOW CONTROL SYSTEM FOR THE ALPHA MAGNETIC SPECTROMETER (AMS-02) ON THE INTERNATIONAL SPACE STATION.
Internet:<http://icalepcs2003.postech.ac.kr/Proceedings/PAPERS/MP523.PDF>.
- [57] Biasing adjustments of a VA ASIC, IDEAS.
Internet:http://www.ideas.no/products/ASICs/pdf/VA_adjustments.pdf.
- [58] W. Karpinski, Dokumentation Temp-Sensors AMS-II.
I. Physikalischen Institut B der RWTH Aachen. 2004.
- [59] V. Commichau, USCM FAQ.
Internet:http://www.physik.rwth-aachen.de/group/IIIphys/Electronics/AMS-II/USCM_FAQ/USCM_FAQ.doc.
- [60] Thermal Vacuum Test Lab, Physikzentrum Halle-A103, RWTH-Aachen.
Internet:<http://accms04.physik.rwth-aachen.de/~chung/ams/trd/tvt/>.
- [61] W. Karpinski, I. Physikalisches Institut B der RWTH Aachen.
Private Mitteilung.
- [62] A. Gross, I. Physikalisches Institut B der RWTH Aachen.
Private Mitteilung.
- [63] A. Koulemzine, MIT.
Private Mitteilung.
- [64] Small Signal Schottky Diode BAT42, STMicroelectronics.
Internet:<http://www.st.com/stonline/books/pdf/docs/3293.pdf>.
- [65] Temperier- und Messtechnik, LAUDA.
Internet:<http://www.lauda.de/>.
- [66] OHB Technology AG, Thermische Analyse.
Internet:<http://www.ohb-technology.de/index.html>.
- [67] W. Karpinski, F. Hauler, Grounding and Shielding in TRD.
I. Physikalisches Institut B der RWTH Aachen. IEKP-Universität Karlsruhe. 2004.
- [68] T. Siedenburg, I. Physikalisches Institut B der RWTH Aachen.
Private Mitteilung.
- [69] Ch. H. Chung, I. Physikalisches Institut B der RWTH Aachen.
Private Mitteilung.
- [70] Thermal Critical Design Report.
Carlo Gavazzi, OHB Technology AG.

Danksagung

Abschließend möchte ich allen meinen Dank aussprechen, die mich bei der Anfertigung dieser Arbeit unterstützt haben.

Zu allererst möchte ich mich bei meiner Familie bedanken, die mich mit ihrer unendlichen Liebe und Unterstützung stets begleitet hat; ohne sie wäre so vieles nicht möglich gewesen.

Ich möchte mich hiermit auch ganz besonders beim Prof. Dr. Stefan Schael bedanken, der mich in die AMS-Mannschaft aufgenommen hat, und mir somit die Chance gab, an einem faszinierenden Weltraumexperiment teilzunehmen. Mit der Teilnahme an diesem Projekt ist ein Kindheitstraum wahr geworden.

Bei Prof. Dr. Wolfgang Wallraff bedanke ich mich für die Übernahme des Zweitgutachtens und für die heiteren Gespräche.

Dr. Georg Schwering hat sich trotz seiner vielen Beschäftigungen stets Zeit für fruchtbare Diskussionen genommen; ich habe dabei viel über Elektronik erfahren und sehr aus seiner Erfahrung profitiert. Ich danke ihm für seine Geduld und für die konstruktive Kritik zu dieser Arbeit.

Beim Chan Hoon Chung möchte ich mich für die freundschaftliche Arbeitsatmosphäre in unserem Büro bedanken. Seine immer vorhandene gute Laune und seine nicht erschöpfende Motivation haben mich stark geprägt. Darüberhinaus stand er mir bei den Elektronik-Tests hilfreich mit Rat und Tat zur Seite. Eins der schönsten Erfahrungen war dabei zu beobachten, wie effektiv die *asiatische* Arbeitsweise sein kann.

Jan Olzem hat mich sehr geduldig bei der Erlernung der $C++$ -Programmierung begleitet. Auch mit seinem breiten Wissen im Bereich der Datenanalyse ist er mir eine große Hilfe gewesen. Ich möchte mich auf diesem Wege bei ihm bedanken.

Ich danke auch Dr. Thorsten Siedenburg für seine Hilfsbereitschaft bei so vielen kleinen Problemen, die ja bekanntlich einen den Kopf zerbrechen können.

Weiterhin gilt mein Dank Dr. Katja Klein, Dr. Stefan König und Roman Adolphi für die Durchsicht dieser Arbeit und die nützlichen Verbesserungsvorschläge.

Bei Roman Adolphi und Jan Hattenbach möchte ich mich noch sehr herzlich bedanken, daß sie mir vorallem auf den letzten Schritten als gute Freunde zur Seite standen.

Bei allen Mitarbeitern des I. Physikalischen Instituts B möchte ich mich für eine sehr angenehme Zeit bedanken. Sie alle haben dazu beigetragen, daß ich das vergangene Jahr in schöner Erinnerung behalten werde.