



# Nachweis von Luftschauern mit einer Radioantenne im GHz-Bereich

Diplomarbeit  
zur Erlangung des akademischen Grades  
*Diplom-Physiker*

dem Fachbereich Mathematik und Naturwissenschaften  
Fachgruppe Physik  
der Bergischen Universität Wuppertal

vorgelegt von  
**Sebastian Mathys**

04.10.2011

Betreuender Professor: Prof. Dr. Karl-Heinz Kampert  
Zweitgutachter: Prof. Dr. Klaus Helbing

WU D 11-11



# Abstract

The detection of microwave emission due to molecular bremsstrahlung (MBS) is a highly active topic of actual research. Several experiments try to link the results of accelerator measurements performed by P. Gorham et. al to the ambient conditions in the atmosphere, but there is no clear evidence for a GHz radio signal in cosmic ray induced air showers yet. These air showers are analyzed by particle detectors, radio antennas in the MHz radio-band or by fluorescence telescopes. Measurements with the latter are limited to clear, moonless nights. Radio detection of MBS could provide a stand-alone alternative with non-stop duty cycle. In this thesis, the setup of a radio antenna with a 2.3 m dish in the 1.2 to 1.7 GHz range and the dedicated data acquisition will be explained. Furthermore some aspects of antenna theory, cosmic rays and the KASCADE detector with its extensions at the Karlsruhe Institut for Technology which triggers the data acquisition will be covered. In addition, calibration methods to estimate the system temperature and the analysis of data taken by the antenna will be presented.



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Kosmische Strahlung</b>	<b>3</b>
2.1	Historisches . . . . .	3
2.2	Energiespektrum . . . . .	4
2.3	Massenzusammensetzung . . . . .	5
2.4	Ausgedehnte Luftschauer . . . . .	7
<b>3</b>	<b>Luftschauerdetektion am KIT</b>	<b>11</b>
3.1	KASCADE . . . . .	11
3.2	KASCADE-Grande . . . . .	13
3.3	CROME . . . . .	14
<b>4</b>	<b>Theoretische Vorüberlegungen zur Radioastronomie</b>	<b>17</b>
4.1	Radioantennen . . . . .	17
4.1.1	Geometrische Parameter . . . . .	17
4.1.2	Gewinn, effektive Antennenfläche und Flussdichte . . . . .	19
4.1.3	Antennentemperatur . . . . .	20
4.1.4	Das Radiofenster . . . . .	22
4.1.5	Eigenstrahlung der Atmosphäre und des Erdbodens . . . . .	23
4.1.6	Systemtemperatur . . . . .	24
4.1.7	Kalibration des Empfängers . . . . .	25
4.1.8	Das Superheterodyn-Prinzip . . . . .	26
4.2	Molekulare Bremsstrahlung . . . . .	26
4.3	Global System for Mobile Communications . . . . .	30
<b>5</b>	<b>Versuchsaufbau</b>	<b>33</b>
5.1	Radioantenne . . . . .	33
5.2	Alternativer Aufbau . . . . .	38
5.3	Datennahme . . . . .	41
5.4	Technische Probleme des Aufbaus . . . . .	46
<b>6</b>	<b>Analyse</b>	<b>51</b>
6.1	Inbetriebnahme . . . . .	51
6.1.1	GSM Interferenzen . . . . .	56
6.2	Langzeitstabilität . . . . .	57
6.3	Empfängertemperatur . . . . .	64

6.4	Sonnenscan mit alternativem Aufbau . . . . .	66
6.5	Signallaufzeitanalyse . . . . .	69
6.6	Spurenanalyse . . . . .	71
6.7	Analyse der KASCADE-Grande-Daten . . . . .	72
6.8	Rekonstruktionsalgorithmus . . . . .	80
<b>7</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>83</b>
<b>A</b>	<b>Anhang</b>	<b>85</b>
A.1	Schnittpunktsalgorithmus . . . . .	85
A.2	Aufgezeichnete Spuren . . . . .	90
A.3	Basisplatte der Antenne . . . . .	95
A.4	Entworfenene Schaltung . . . . .	96
A.5	Datenblätter . . . . .	97
A.5.1	Bandpassfilter . . . . .	97
A.5.2	Kerbfilter . . . . .	98
A.5.3	PD . . . . .	99
A.5.4	LNA . . . . .	103
	<b>Literatur</b>	<b>105</b>
<b>B</b>	<b>Danksagung</b>	<b>109</b>

# Abbildungsverzeichnis

2.1	Energiespektrum der kosmischen Strahlung . . . . .	5
2.2	Massenzusammensetzung im Sonnensystem . . . . .	6
2.3	Schematische Darstellung eines ausgedehnten Luftschauers . . . . .	8
3.1	Skizzenhafter Aufbau einer KASCADE-Detektorstation . . . . .	12
3.2	Position der Radioantennen im KASCADE-Grande-Koordinatensystem . . . . .	14
4.1	Schematisches Antennendiagramm eines Parabolreflektors . . . . .	19
4.2	GHz-Messung am SLAC-Beschleuniger . . . . .	29
4.3	Schematischer Aufbau der GSM-Luftschnittstelle . . . . .	31
5.1	SRT Radioantenne . . . . .	34
5.2	Rotationsmechanik . . . . .	35
5.3	Mechanismus zur Drehbegrenzung . . . . .	36
5.4	Elevationsmechanismus . . . . .	37
5.5	Schematischer Aufbau des alternativen Empfängersystems . . . . .	38
5.6	Ausgangsspannung über frequenzabhängige Eingangsleistung des Powerlog-Detektors . . . . .	40
5.7	Logische Verzögerungsschaltung . . . . .	40
5.8	JAVA SRT Kontrollprogramm zur Antennensteuerung . . . . .	41
5.9	Kalibrierung der SIS3300-FADC Karte . . . . .	45
5.10	Aufbau der Datenerfassung . . . . .	48
6.1	Messung der Sonnenintensität am 21.12.2010 . . . . .	52
6.2	Sonnenmessung am 28.01.2011 . . . . .	54
6.3	Spektrumanalysator Messung 1 . . . . .	54
6.4	Spektrumanalysator Messung 2 . . . . .	55
6.5	Spektrumanalysator Messung 3 . . . . .	55
6.6	Aufgezeichnete Spur mit markierter GSM Struktur . . . . .	57
6.7	Amplitudenhäufigkeitsverteilung und Spur ohne Bandpassfilter . . . . .	58
6.8	Stabilität des Baseline vom 05.07.2011 - 02.08.2011 . . . . .	59
6.9	Stabilität des Baseline vom 03.08.2011 - 05.09.2011 . . . . .	59
6.10	Lufttemperatur und Baseline . . . . .	61
6.11	Relative Luftfeuchtigkeit und Baseline . . . . .	61
6.12	Relative Luftfeuchtigkeit und Lufttemperatur, Häufigkeit . . . . .	62
6.13	Relative Luftfeuchtigkeit und Lufttemperatur, Baseline . . . . .	62
6.14	Häufigkeit der Störungen . . . . .	63

6.15	Verhältnis von Störungen zur Gesamtzahl aller Ereignisse . . . . .	63
6.16	Horizontale Sonnenmessung mit dem Power-Detektor . . . . .	67
6.17	Vertikale Sonnenmessung mit dem Power-Detektor . . . . .	67
6.18	Relativer Abstand des S19 Signals zum CROME Trigger . . . . .	70
6.19	Zenitwinkelabhängigkeit des relativen Abstands des S19 Signals zum CROME Trigger . . . . .	70
6.20	Azimutwinkelabhängigkeit des relativen Abstands des S19 Signals zum CROME Trigger . . . . .	71
6.21	Spuranalyse des Ereignisses am 15.07.2011 . . . . .	73
6.22	Vergrößerte Darstellung der Spuranalyse vom 13.08.2011 . . . . .	73
6.23	Zenitwinkelverteilungen ohne Qualitäts-Cuts . . . . .	74
6.24	Zenitwinkelverteilungen mit Qualitäts-Cuts . . . . .	74
6.25	KASCADE-Grande Azimutwinkelverteilung ohne Qualitäts-Cuts . . . . .	76
6.26	CROME Azimutwinkelverteilung ohne Qualitäts-Cuts . . . . .	76
6.27	KASCADE-Grande Azimutwinkelverteilung mit Qualitäts-Cuts . . . . .	77
6.28	CROME Azimutwinkelverteilung mit Qualitäts-Cuts . . . . .	77
6.29	Häufigkeitsverteilung der Energieabweichung . . . . .	78
6.30	Häufigkeitsverteilung der Energieabweichung . . . . .	78
6.31	Primärenergieverteilung ohne Qualitäts-Cuts . . . . .	79
6.32	Primärenergieverteilung mit Qualitäts-Cuts . . . . .	80
A.1	Grafische Darstellung eines Rotationsparaboloiden . . . . .	89
A.2	Spuren vom 06.07., 13.07. und 14.07. . . . .	90
A.3	Spuren vom 18.07., 19.07. und 28.07. . . . .	91
A.4	Spuren vom 30.07., 03.08. und 04.08. . . . .	92
A.5	Spuren vom 12.08., 13.08. und 14.08. . . . .	93
A.6	Spuren vom 26.08., 28.08. und 30.08. . . . .	94
A.7	Basisgestell des Teleskops . . . . .	95
A.8	Verzögerungsschaltung zur Generierung eines kurzen Pulses . . . . .	96
A.9	Reaktionszeitmessung des PD . . . . .	96
A.10	Datenblatt Bandpassfilter . . . . .	97
A.11	Datenblatt Kerbfilter . . . . .	98

# Abkürzungsverzeichnis

<b>Abkürzung</b>	<b>Beschreibung</b>
BUW	Bergische Universität Wuppertal
CROME	Cosmic Ray Observation via Microwave Emission
FADC	engl. Flash Analog-to-Digital Converter
GPS	engl. Global Positioning System
GSM	engl. Global System for Mobile Communications
KASCADE	KARlsruhe Shower Core and Array DETector
KIT	Karlsruher Institut für Technologie
LNA	Rauscharmer Verstärker (engl. low noise amplifier)
LNB	Rauscharmer Signalumsetzer (engl. low noise block converter)
MBS	Molekulare Bremsstrahlung (engl. molecular bremsstrahlung radiation)
PD	engl. power detector
S19	KASCADE-Grande Station 19
VME	Versa Module Eurocard



# Kapitel 1

## Einleitung

Das Forschungsgebiet der Astroteilchenphysik ist ein Paradebeispiel dafür, dass man etwas ganz Großes, wie ausgedehnte Strukturen im Universum, mit etwas ganz Kleinem, den mit bloßem Auge nicht sichtbaren Teilchen der Materie, in Verbindung bringen kann. Sie ist das Bindeglied zwischen Astrophysik, Teilchenphysik, Kosmologie und Kernphysik und versucht mit Hilfe kombinierter Analysemethoden dieser Themengebiete Phänomene im Universum zu ergründen. Im Rahmen dieser Thematik wurden große Experimente wie das Pierre Auger Observatorium [A<sup>+</sup>04] in Argentinien oder das IceCube Experiment [Hil09] in der Antarktis aufgebaut, um über die Untersuchung der Teilchenkomponente von ausgedehnten Luftschauern bzw. der Energiedeposition in der Atmosphäre, die durch auf ihrer Reise durch das All auf unsere Erde treffenden kosmischen Teilchen initiiert werden, Rückschlüsse auf kosmologische Vorgänge ziehen zu können.

Zusätzlich dazu hat sich in den letzten Jahren das Feld der Radiodetektion etabliert. Dass ausgedehnte Luftschauer Radiowellen im MHz-Bereich aussenden, ist bereits bekannt und wurde durch LOPES (siehe Abschnitt 3.3) experimentell nachgewiesen.

Die vor wenigen Jahren durchgeführten Messungen von P. Gorham et al. (siehe Abschnitt 4.2) eröffnen ein ganz neues Fenster zur Untersuchung kosmischer Strahlung. In ihren Laborexperimenten am SLAC Beschleuniger (Stanford Linear Accelerator Center), die die Vorgänge beim Durchgang von hochenergetischer Strahlung in unserer Atmosphäre nachbilden sollten, wurde Radiostrahlung im GHz-Bereich nachgewiesen, die als molekulare Bremsstrahlung (MBS) interpretiert wird. Die Idee besteht nun darin, dass man die Erkenntnisse aus dem Labor auf unsere Atmosphäre überträgt.

Die Detektion von Radiostrahlung im GHz-Bereich besitzt einige Vorteile gegenüber den bereits etablierten Methoden: Erdgebundene Detektorfelder können praktisch keinen Auszug aus der longitudinalen Schauerentwicklung registrieren. Optische Fluoreszenzteleskope, die die Abregung von molekularem Stickstoff nachweisen, liefern zwar Informationen über das longitudinale Schauerprofil, können allerdings nur in klaren und mondlosen Nächten betrieben werden. MBS Detektoren könnten sogar als eigenständige Systeme zur Detektion von hochenergetischer, kosmischer Strahlung eingesetzt werden, wenn die Theo-

rie des Emissionsprozesses vollständig verstanden worden ist. Aus diesem Grund wurden Forschungsprojekte wie MIDAS [P<sup>+</sup>11], Easier [A<sup>+</sup>11a] und auch das in dieser Arbeit vorgestellte CROME Projekt (siehe Abschnitt 3.3) gegründet, die sich im Aufbau und dem untersuchten Frequenzbereich unterscheiden, aber alle das gemeinsame Ziel verfolgen, zum ersten Mal ein durch ausgedehnte Luftschauer induziertes GHz-Signal nachzuweisen. Dabei ist man nicht nur durch MBS Emissionsprozesse motiviert, sondern auch andere Emissionsmechanismen wie Cherenkov-Strahlung kommen als Kandidaten in Frage.

Der Aufbau einer Radioantenne und die Suche nach der im GHz-Bereich emittierten Strahlung mittels dieser ist das zentrale Thema dieser Arbeit, die folgendermaßen aufgebaut ist: Eine kurze theoretische und geschichtliche Einführung zum Thema kosmische Strahlung und ihre Wechselwirkung mit der Atmosphäre ist in Kapitel 2 gegeben. Kapitel 3 befasst sich mit dem KASCADE Detektor und seiner Erweiterung Grande inklusiver verwendeter Triggerlogik, die ein benötigtes Referenzsignal für dieses Experiment liefert, sowie dem CROME Projekt. In Kapitel 4 werden wichtige Grundlagen der Antennentheorie dargestellt, die zum späteren Verständnis der Messungen beitragen. In Kapitel 5 wird der Aufbau der verwendeten Hardware beschrieben, sowie die dabei aufgetretenen Probleme und Lösungen erläutert. In Kapitel 6 folgen Auswertungen zur Sensitivität der Antenne, zu Eigenschaften des Empfängersystems und Analysen von aufgezeichneten Spuren. Eingegangen wird auch auf die Untersuchung von Störquellen, die die Messungen erheblich beeinflusst haben und auf die Analyse von KASCADE-Grande-Daten. Weiterhin wird ein Algorithmus zur Ereignisselektion vorgestellt. Den Abschluss mit einer Zusammenfassung der wichtigsten Ergebnisse und dem Ausblick auf das weitere Vorgehen bildet Kapitel 7.

# Kapitel 2

## Kosmische Strahlung

Seit nun rund 100 Jahren ist die Erforschung kosmischer Strahlung ein Teilgebiet aktueller Wissenschaft und noch immer stellen sich grundlegende Fragen: Wo liegt der Ursprung dieser Strahlung und mittels welcher Beschleunigungsszenarien wird sie auf ihre immens hohe Energie gebracht? Das bis heute energiereichsten, gemessenen Primärteilchen konnten mit über  $10^{20}$  eV nachgewiesen werden. Das folgende Kapitel gibt einen Einblick in die Entdeckung, Zusammensetzung und in die Detektionsmethoden kosmischer Strahlung.

### 2.1 Historisches

Die Geburtsstunde der Erforschung der kosmischen Strahlung ist auf das Jahr 1912 datiert. Am 7. August 1912 führte Viktor Franz Hess den letzten von insgesamt sieben Ballonflügen durch, bei dem er mit Hilfe von luftdicht verschlossenen Elektroskopen untersuchen wollte, wie sich ihre Entladung aufgrund von Ionisation in verschiedenen Höhen verhält.

Ausgegangen waren Messungen auf dem Eiffelturm von Theodor Wulf im Jahre 1910, der die Veränderung der Ionisationsrate der Luft in größerem Abstand zu den erdgebundenen, radioaktiven Nukliden untersuchte. Das überraschende Ergebnis war, dass die Rate nicht in dem Maße abnahm, wie ursprünglich erwartet. Eine spekulierte Eigenstrahlung des Eiffelturms, der die Messungen beeinflusst haben könnte, erforderte weitere Experimente. In Übereinstimmung mit diesen Versuchen beobachtete auch Hess zunächst eine Abnahme der Ionisation in geringer Höhe. Dieser Trend kehrte sich jedoch während des Aufstieges um, so dass die Rate bis zu der mit dem Ballon erreichten Maximalhöhe von 5350 m immer weiter zunahm. Bisherige Deutungsversuche, die die radioaktiven Nuklide im Erdboden für den Entladungsvorgang verantwortlich machten, reichten demzufolge zur Erklärung dieses Phänomens nicht mehr aus. Hess folgerte, dass eine extraterrestrische Strahlung vorhanden sein müsse, die in die Erdatmosphäre eindringt [Hes12]. Im Jahre 1936 hat er dann „für seine Entdeckung der kosmischen Strahlung“ den Nobelpreis in Physik erhalten. [Lec65]

Heutzutage weiß man, dass diese Strahlung aus geladenen Teilchen, Photonen und Neutrinos besteht.

## 2.2 Energiespektrum

Das Energiespektrum der kosmischen Strahlung beschreibt den Fluss an Teilchen in Abhängigkeit ihrer Energie und überdeckt einen großen Bereich von 32 Größenordnungen. Es folgt einem abfallenden Potenzgesetz der Form

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

Diese liefert einen Hinweis, dass die Teilchen durch Prozesse erzeugt werden, die nicht thermischen Ursprungs sind.  $\gamma$  bezeichnet man als *spektralen Index*.

Bei der Auftragung gegen die Energie skaliert man den Teilchenfluss häufig mit einem zusätzlichen Faktor, damit kleinere Abweichungen besser sichtbar werden. Abb. 2.1 zeigt dies beispielhaft für einige Satellitenmessungen (ATIC [G<sup>+</sup>04], PROTON [G<sup>+</sup>70], RUNJOB [D<sup>+</sup>05]) sowie Bodendetektormessungen (Auger, KASCADE (siehe Abschnitt 3.1), Tibet [A<sup>+</sup>11b], HiRes [Bel09]). Mehrere markante Punkte sind erkennbar: Den ersten Punkt bei  $\sim 4 \cdot 10^{15}$  eV, an dem sich die Steigung ändert, bezeichnet man als *Knie*. Bis dahin beträgt  $\gamma \approx 2,7$ . Danach nimmt der Fluss mit  $\gamma \approx 3,1$  schneller ab. Den zweiten Punkt bei ca.  $10^{18,5}$  eV bezeichnet man als *Knöchel*. Wodurch sich die einzelnen Strukturverläufe ergeben, ist bis heute noch nicht abschließend geklärt. Sicher ist, dass Teilchen mit einer Energie von unter einem GeV ( $10^9$  eV) unterdrückt werden, da sie zu niederenergetisch sind, um das Erdmagnetfeld zu überwinden. Man bezeichnet dies als *geomagnetischen Cut-off*.

Für das Knie existiert die Theorie, dass das Magnetfeld der Milchstraße nicht mehr ausreicht, um die Teilchen innerhalb der Galaxie zu halten und diese somit entweichen können, oder dass die Beschleuniger innerhalb unserer Galaxie nicht mehr in der Lage sind, noch höhere Energien zu erreichen. Weiterhin ist erkennbar, dass die Position des Knies im Spektrum abhängig ist von der Art der betrachteten Teilchen. Der Knöchel wird mit dem Übergang von galaktischen zu extragalaktischen Quellen in Verbindung gebracht [Kam07].

Für das abrupte Abbrechen des Flusses zu höheren Energien hin spielt der GZK-Effekt die tragende Rolle. Dieser nach den Physikern Greisen [Gre66], Zatsepin, und Kuzmin [ZK66] benannte Effekt besagt, dass Protonen mit einer Energie von mehr als  $6 \cdot 10^{19}$  eV, die durch das intergalaktische Medium propagieren, mit den Photonen des kosmischen Mikrowellenhintergrundes wechselwirken können und das Universum somit für die Protonen nicht mehr transparent ist. Durch die Wechselwirkung entsteht ein angeregter Zustand, der nach ca.  $10^{-23}$  s wieder zerfällt:



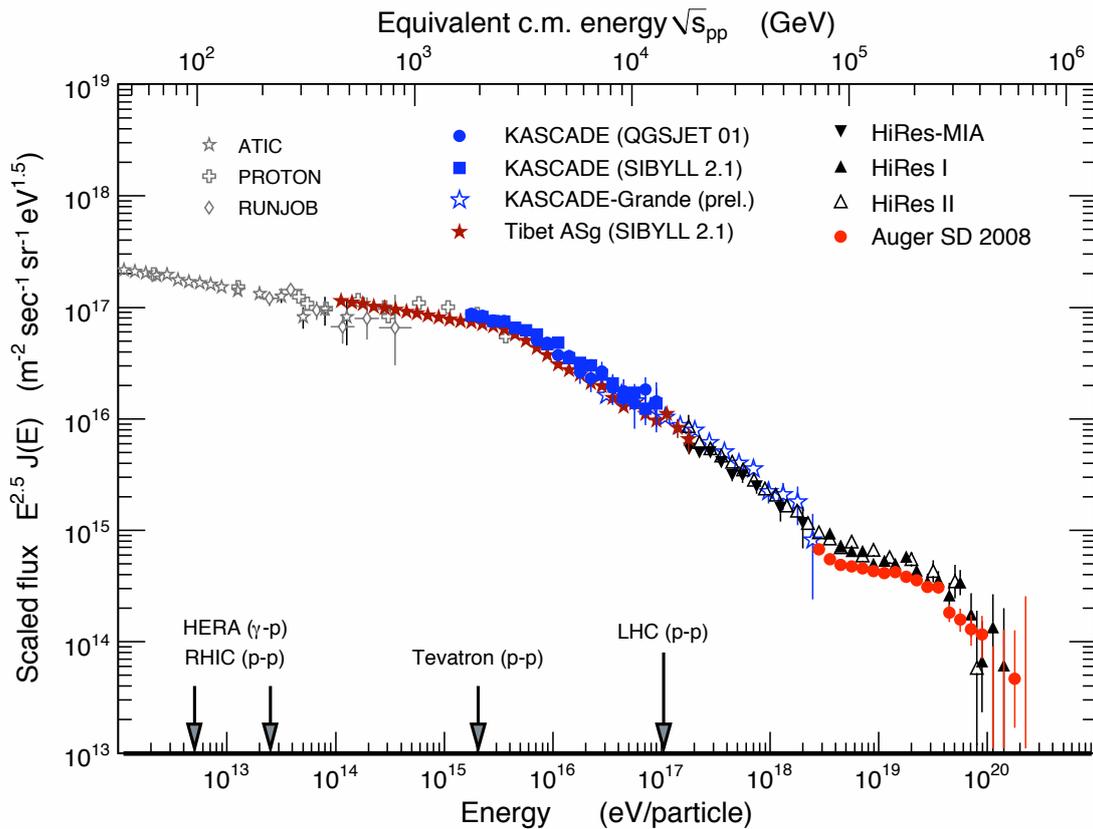


Abbildung 2.1: Energiespektrum der kosmischen Strahlung (aus [BEH09]). Aufgetragen ist der von einigen Experimenten gemessene, zur besseren Übersicht mit dem Faktor 2,5 skalierte Fluss der Teilchen über der Primärenergie.

Da bekannt ist, dass das interstellare Medium mit rund  $412 \text{ Photonen/m}^3$  ausgefüllt ist, kann die mittlere freie Weglänge berechnet werden, nach der es zu der  $p+\gamma$  Wechselwirkung kommt. Daraus können dann Obergrenzen für die maximale Entfernung einer Quelle kosmischer Strahlung zur Erde bestimmt werden. Auch diese Quellen sind neben den Beschleunigermechanismen bis heute nicht eindeutig nachgewiesen. Unterschiedliche Szenarien wie Supernovae, aktive galaktische Kerne sowie die Beschleunigung an Schockfronten sind die aktuell am meisten diskutierten Kandidaten.

## 2.3 Massenzusammensetzung

Neben der Energie der kosmischen Strahlung liefert ihre chemische Zusammensetzung weitere Erkenntnisse über die Propagation im Universum. Für niedrige Energien im Bereich von bis zu  $10^{14} \text{ eV}$  kann man Teilchen mit Ballon- bzw. Satellitenexperimenten ober-

halb der Atmosphäre direkt messen. Vergleicht man die Ergebnisse mit der vorhandenen Materie in unserem Sonnensystem, so erkennt man Übereinstimmungen, aber auch Abweichungen insbesondere zu den leichten Elementen Lithium, Beryllium und Bor, die durch Spallationsprozesse erklärbar sind: Während ihrer Propagation in Richtung Erde trifft die kosmische Strahlung auf Staubpartikel und Gasatome. Durch inelastische Wechselwirkung entstehen aus schweren Teilchen leichtere Bruchstücke wie z.B. die eben genannten Elemente (siehe Abb. 2.2). Da die Dichte im interstellaren Medium mit einem Proton/cm<sup>3</sup> genähert werden kann, kann man mit Hilfe der Anzahl der Spallationsprodukte rückschließen, dass die kosmische Strahlung rund 10 g/cm<sup>3</sup> auf ihrem Weg zur Erde durchlaufen musste [Ris00]. Zusätzlich bieten Proben von Meteoriten die Möglichkeit der Altersbestimmung durch radioaktive Datierung mit <sup>10</sup>Be. Man kann schlussfolgern, dass sich die kosmische Strahlung überwiegend in dünneren Medien aufhält, bevor sie die Galaxie verlässt.

Im niederenergetischen Bereich machen Wasserstoffkerne mit 85% den größten Anteil der Elementzusammensetzung aus. Danach folgen Heliumkerne mit rund 12% und schwerere Nuklide mit rund 3%. Wie die Komposition zu hohen Energien hin aussieht, ist noch nicht abschließend geklärt. Momentan deuten die Messungen darauf hin, dass der Teilchenfluss durch schwerere Elemente hin zum Eisen dominiert ist.

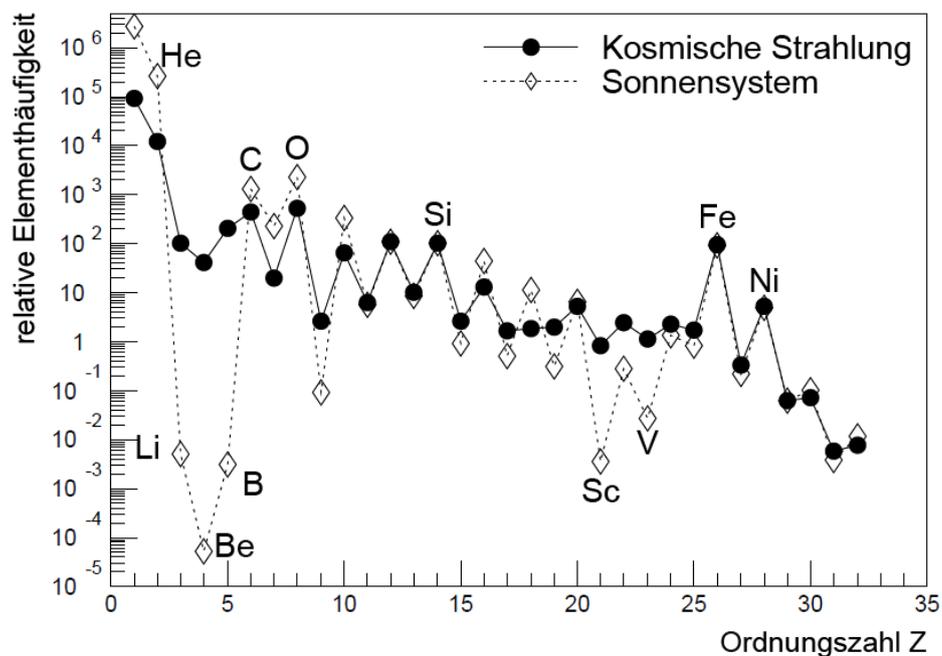


Abbildung 2.2: Massenzusammensetzung im Sonnensystem (aus [Sha91]).

## 2.4 Ausgedehnte Luftschauer

Betrachtet man das Energiespektrum der kosmischen Strahlung, dann erkennt man, wieso sich Satellitenexperimente mit ihrer beschränkten Nachweisfläche zum Nachweis nur bis zu  $10^{14}$  eV eignen: Bei einer Energie von  $10^{12}$  eV trifft noch ein Teilchen pro Quadratmeter und Sekunde auf, bei  $10^{15}$  eV ist es nur noch ein Teilchen pro Quadratmeter pro Jahr und im Bereich um  $10^{19}$  eV beträgt die Rate nur noch ein Teilchen pro Quadratkilometer pro Jahr. Um den Nachteil der geringen Statistik auszugleichen, müssen sogenannte indirekte Messungen über ausgedehnte Luftschauer durchgeführt werden, bei der man nicht mehr direkt das Primärteilchen nachweist, sondern auf dieses über Sekundärteilchen rückschließt. Diese entstehen, wenn das Primärteilchen auf die Kerne der Luftmoleküle der Erdatmosphäre trifft und mit ihnen wechselwirkt. Dabei erhalten sie einen Teil der Primärenergie und sind damit ihrerseits energiereich genug, um selbst mit weiteren Molekülen zu wechselwirken. Somit bildet sich eine Teilchenkaskade, die sich entlang der ursprünglichen Einfallrichtung des Primärteilchens, der sogenannten Schauerachse, in Richtung Erdboden fortbewegt, an dem sie in bodengebundenen Detektoren registriert wird. Diese erreicht sie aufgrund der sich mit annähernd Lichtgeschwindigkeit bewegenden Teilchen als eine Schauerfront mit nur wenigen Metern Dicke. Ihre laterale Ausdehnung kann abhängig von der Primärenergie rund einen Kilometer betragen.

Entdeckt wurden die ausgedehnten Luftschauer erstmalig von dem französischen Physiker Pierre Auger, der in den Schweizer Alpen sogenannte Koinzidenzmessungen durchführte, bei denen Detektoren in einem bestimmten Abstand gleichzeitig ein Ereignis messen.

Die bei der Kaskade entstehenden Teilchen lassen sich in drei Kategorien einteilen (siehe Abb. 2.3):

- Die *elektromagnetische* Komponente, die sich aus dem Zerfall neutraler Mesonen ergibt



oder durch Photonen oder Elektronen ausgelöst werden kann. Dabei spielen die Bremsstrahlung



sowie die Paarbildung



die Hauptrolle, wobei N für einen Atomkern steht. Die Kaskade bildet sich aus, bis die kritische Energie in Luft von  $E_c \approx 81$  MeV unterschritten wird. Unterhalb  $E_c$  dominiert, nach Wegfall der  $e^+e^-$ -Paarbildung, der Energieverlust durch Ionisation.

- Die *hadronische* Komponente, die sich in der Nähe der Schauerachse ausbildet und aus Protonen, Neutronen und den Mesonen Pion und Kaon besteht. Das neutrale

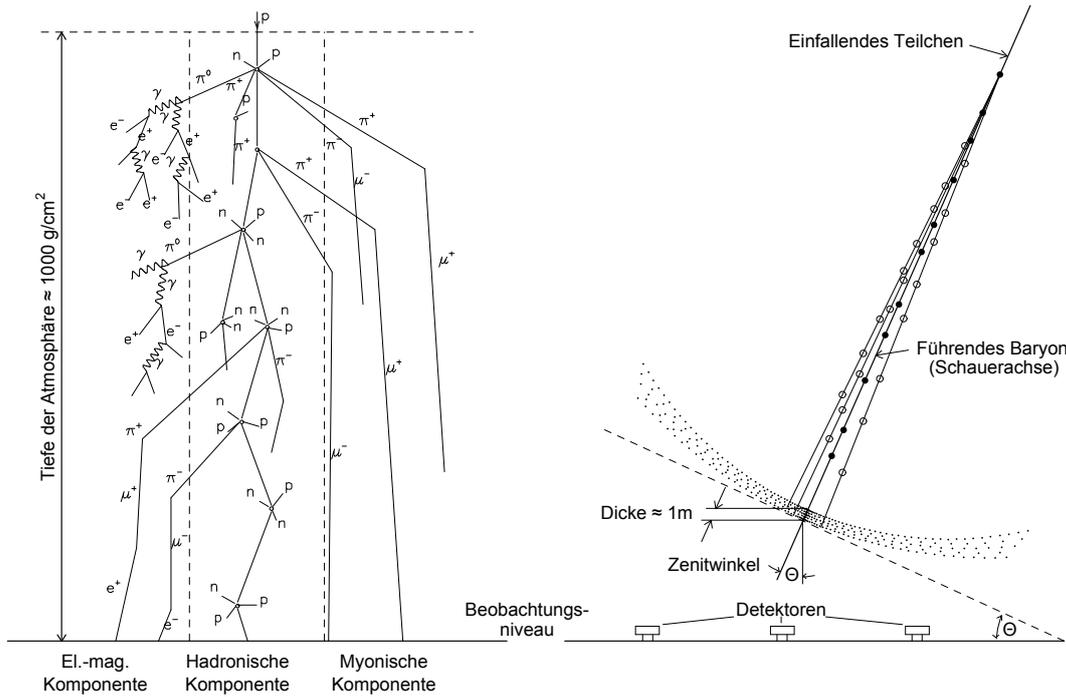


Abbildung 2.3: Schematische Darstellung eines ausgedehnten Luftschauers mit seinen Komponenten (links) und der Schauerachse und Schauerfront (rechts) (aus [All75]).

Pion zerfällt in zwei Photonen, die dann zur elektromagnetischen Kaskade beitragen können. Die positiv bzw. negativ geladenen Kaonen und Pionen können entweder über die starke Wechselwirkung weitere Mesonen der hadronischen Kaskade zuführen oder über Zerfallsprozesse zur myonischen Kaskade beitragen.

- Die *myonische* Komponente, die ihren Ursprung im Zerfall von Mesonen besitzt:



Um abschätzen zu können, wieviel von der jeweiligen Komponente den Erdboden erreichen kann, verwendet man als quantitative Größe die *atmosphärische Tiefe* in  $\text{g}/\text{cm}^2$ . Diese quantifiziert die Menge an Materie, die die Teilchen auf ihrem Weg durchqueren müssen. Bei einem senkrechten Eintritt in die Atmosphäre bis auf Meereshöhe beträgt sie etwa  $1030 \text{ g}/\text{cm}^2$  [Sta04]. Zusätzlich berechnet man die *Wechselwirkungslänge*,  $\lambda_I$ , von Protonen zu

$$\lambda_I = \frac{1}{n \sigma} \cong 90 \text{ g}/\text{cm}^2, \tag{2.7}$$

die abhängig vom Wirkungsquerschnitt,  $\sigma$ , und der Dichte des Absorbermediums,  $n$ , ist. Somit zeigt sich, dass die Atmosphäre für Protonen etwa 11 hadronische Wechselwirkungslängen tief ist.

Bei Elektronen bzw. Photonen verwendet man analog die *Strahlungslänge*, die einen Energieverlust beschreibt und in Luft einen Wert von etwa  $37 \text{ g/cm}^2$  besitzt, wodurch man für die Atmosphäre etwa 27 Strahlungslängen erhält. Es lässt sich abschätzen, dass die erste hadronische Wechselwirkung des Primärteilchens der kosmischen Strahlung mit der Atmosphäre in etwa 20 km Höhe über dem Erdboden erfolgt. Zu Beginn des Schauers ist die hadronische Komponente dominant, von der jedoch kaum etwas den Boden erreicht. Den größten Anteil machen dort die Photonen aus, gefolgt von den Elektronen und Myonen.

Neutrinos besitzen einen nur sehr geringen Wirkungsquerschnitt mit Materie und werden deshalb bei Messungen, die ausgedehnte Luftschauer betrachten, die mit geringen Zenitwinkeln auf dem Boden eintreffen, nicht erfasst. Um auch diese Komponente zu berücksichtigen, kommen nur sehr horizontal einfallende und z.B. große Gebirgsmassen durchquerende bzw. auf der dem Detektor gegenüberliegenden Seite der Erdkugel stattgefunden Luftschauer in Frage, da dadurch die Menge an Materie, die die Neutrinos durchlaufen müssen, zunimmt. Neutrinos sind vor allem zur Identifikation von Quellen kosmischer Strahlung interessant, da sie im Gegensatz zu geladenen Teilchen in Magnetfeldern im Universums nicht abgelenkt werden und auch Materieansammlungen nahezu ungehindert passieren können.

Schwerere Kerne wie z.B. Eisen besitzen aufgrund ihrer Kernaushdehnung einen höheren Wirkungsquerschnitt und damit verbunden eine geringere Wechselwirkungslänge, d.h. der ausgedehnte Luftschauer beginnt sich früher zu entwickeln als beispielsweise ein protoninduzierter Schauer. Da aber auch die Dichte der Atmosphäre in höheren Schichten abnimmt, sind Zerfälle, bei denen Myonen entstehen können, bevorzugt. D.h., dass man bei bekannter Myonenzahl, Elektronenzahl und dem Einfallswinkel Rückschlüsse auf die Masse und die Energie des Primärteilchens ziehen kann.

Der deutsche Physiker Walter Heitler hat den Prozess des ausgedehnten Luftschauers vereinfacht durch ein quantifizierbares Modell dargestellt [Hei44]. Dieses nach ihm benannte Modell geht von einem Primärteilchen aus, das nach einer Wechselwirkungslänge  $\lambda$  zwei neue Teilchen erzeugt, an die jeweils die halbe Ursprungsenergie  $E = E_0/2$  abgegeben wird. Dieser Vorgang wiederholt sich jeweils nach einer Wechselwirkungslänge für jedes einzelne weitere Teilchen, bis für zusätzliche Produktionen nur noch weniger als die kritische Energie  $E_c$  zur Verfügung steht und die Kaskade ab dann langsam ausdünnt. Damit erhält man die maximale Anzahl an produzierten Teilchen zu  $N_{\max} = E_0/E_c$ . Die atmosphärische Tiefe dieses Maximums bestimmt sich somit zu

$$X_{\max} = \lambda \frac{\ln(E_0/E_c)}{\ln 2} \quad (2.8)$$

und liegt für eiseninduzierte Schauer höher in der Atmosphäre als für Protoninduzierte.

Um ausgedehnte Luftschauer zu detektieren, existieren verschiedene Möglichkeiten wie z.B. Fluoreszenzteleskope, Cherenkov Detektoren, Radioantennen und Szintillationsdetektoren. Ein Beispiel für das Letztgenannte ist das in Kapitel 3 beschriebene KASCADE Experiment.



# Kapitel 3

## Luftschauerdetektion am KIT

Der detektierbare Energiebereich eines ausgedehnten Luftschauers mit einem auf dem Erdboden lokalisierten Detektorfeld hängt von einigen grundlegenden Bedingungen ab: So spielt die Höhe, in der es sich befindet, eine Rolle, da niederenergetische Ereignisse nicht in der Lage sind, so tief in die Atmosphäre einzudringen wie hochenergetische Luftschauer und bereits vor dem Detektor gestoppt werden. Die untere Grenze ist abhängig vom Abstand zwischen den Stationen, die obere Grenze ist abhängig von der Gesamtgröße des Detektorfeldes. Ein Beispiel für solch ein Experiment ist der KASCADE-Detektor am Karlsruher Institut für Technologie (KIT). Der Aufbau von KASCADE, die Erweiterung Grande und das CROME-Projekt werden in diesem Kapitel kurz beschrieben.

### 3.1 KASCADE

KASCADE (KArlsruhe Shower Core and Array DEtector) [A<sup>+</sup>03] ist ein großflächiges Luftschauerexperiment zur Detektion kosmischer Strahlung im PeV Bereich. Besonderes Augenmerk liegt in der Erforschung des Knies im Energiespektrum. Der vielseitige Aufbau des Detektors schafft die Voraussetzung einer gleichzeitigen Messung von verschiedenen Observablen und ermöglicht so die Bestimmung der Masse und Energie des Primärteilchens im Bereich von  $10^{14}$  eV bis  $10^{17}$  eV.

Das Experiment befindet sich auf dem Gelände des KIT auf einer Höhe von 110 m über dem Meeresspiegel und wurde 1996 in Betrieb genommen. Auf einer Fläche von  $200 \times 200$  m<sup>2</sup> sind 252 Stationen in einem Abstand von 13 m auf einem rechteckigen Gitter angeordnet. Jeweils 16 Stationen (bzw. 15 im Innenbereich) bilden ein eigenständiges, unabhängiges Cluster. Die Zeitsynchronisation zwischen den Stationen erfolgt mittels GPS. Abb. 3.1 zeigt den schematischen Aufbau einer solchen Station.

Bei den vier innersten Clustern befinden sich in jeder Station vier  $e^-/\gamma$ - Detektoren mit einer sehr hohen Zeitauflösung von unter einer Nanosekunde. Diese Detektoren bestehen aus beschichteten, kegelförmigen Edelstahlbehältern, die auf 5 cm Flüssigszintillatoren

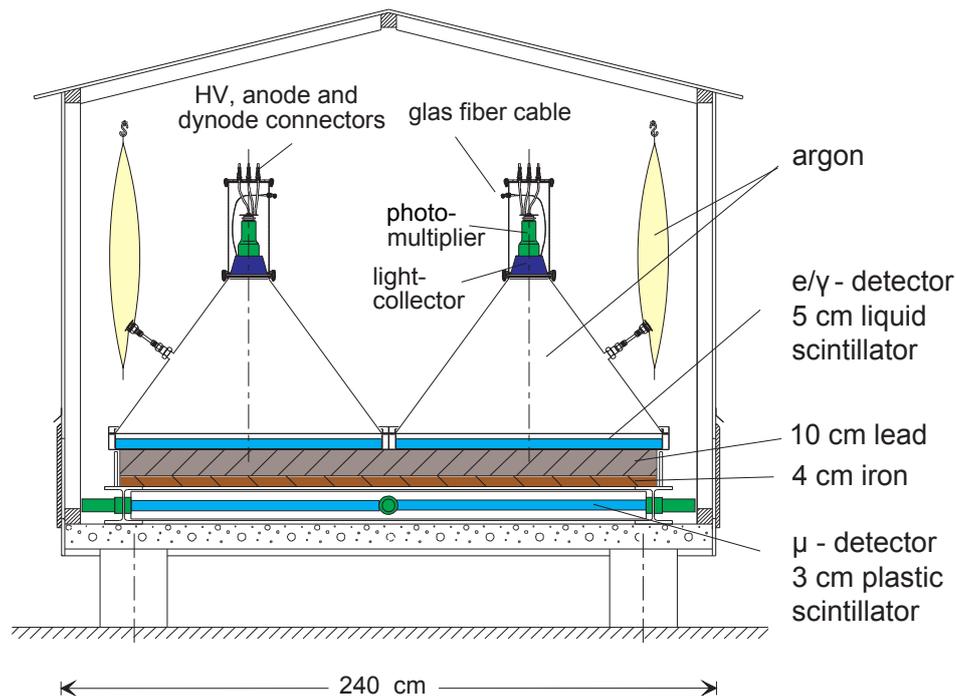


Abbildung 3.1: Skizzenhafter Aufbau einer KASCADE-Detektorstation (aus [A<sup>+</sup>03]).

sitzen und mit Argon gefüllt sind, damit keine Wechselwirkungen mit Luftmolekülen stattfinden. Wenn ein ionisierendes Teilchen den Szintillator durchquert, entsteht ein Lichtblitz, der von einem an der Kegelspitze angebrachten Photomultiplier registriert wird. Zusätzliche Lichtleiter ermöglichen eine genaue Kalibration auftretender Laufzeitunterschiede zwischen den einzelnen Detektoren. Die äußeren 12 Cluster besitzen zwei  $e^-/\gamma$ -Detektoren und zusätzlich einen Myondetektor unterhalb einer 10 cm dicken Blei- sowie einer weiteren 4 cm dicken Eisenschicht. Diese entspricht 20 Strahlungslängen, wodurch die elektromagnetische Komponente eines Schauers in der Schicht absorbiert wird und unterhalb dieser nur hochenergetische Myonen registriert werden können.

Der Myondetektor besteht aus vier Plastikszintillatoren, wobei ein Photomultiplier jeweils mit zwei Szintillatoren verbunden ist, wodurch eine koinzidente Auslese ermöglicht wird.

In der Mitte von KASCADE befindet sich der Zentraldetektor mit einer Grundfläche von  $320\text{ m}^2$  und einer Höhe von rund  $4,5\text{ m}^3$ , der für die hadronische Komponente eines Luftschauers gebaut wurde. Der Detektor ist ein Eisen-Kalorimeter, das aus mehreren Schichten besteht. Die Dicke entspricht 11,5 hadronischen Wechselwirkungslängen für senkrecht einfallende Hadronen. Auf dessen Dach befinden sich ein Bleiabsorber zur Unterdrückung der elektromagnetischen Komponente sowie Plastikszintillatoren zur Detektion von niederenergetischen Partikeln. Darunterliegend folgen abwechselnd Schichten aus Eisen, die der Absorption dienen und Schichten, die aus Flüssigkeitsionisationskammern bestehen. Durch diese kann die beim Durchgang durch den Detektor deponierte Energie gemessen werden. Zusätzlich befindet sich unterhalb der dritten Absorberschicht eine Lage aus Plas-

tikszintillatoren, die zum einen die Auslese der unter ihr liegenden Schichten triggern soll und zum anderen der Ankunftszeitrekonstruktion dient. Unterhalb der Absorberschichten befindet sich noch eine Lage aus Vieldrahtproportionalkammern, die die Position und den Einfallswinkel von hochenergetischen Myonen messen.

Nördlich des Zentraldetektors befindet sich der Myon-Tracking-Detektor innerhalb eines  $5,4 \times 48 \times 2,4 \text{ m}^3$  großen Tunnels direkt unter der Erde. Durch drei horizontale Lagen aus Limited-Streamer-Tubes unterhalb eines Absorbers aus Eisen und Erde kann die Spur des einfallenden Myons aus der Richtungsinformation des Durchganges bis zum Entstehungs-ort rekonstruiert werden.

Diese unterschiedlichen Aufbauten zur Myondetektion ermöglichen damit eine Analyse der Myonkomponente bei verschiedenen Schwellenenergien.

## 3.2 KASCADE-Grande

Um den detektierbaren Energiebereich auf bis zu  $10^{18} \text{ eV}$  ausdehnen und das vermutete Knie im Energiespektrum von Eisen bei  $100 \text{ PeV}$  analysieren zu können, wurde die Erweiterung KASCADE-Grande konstruiert [A<sup>+</sup>10]. Dazu wurde die Messfläche im Jahre 2003 durch 37 zusätzliche Szintillator Detektorstationen auf  $700 \times 700 \text{ m}^2$  vergrößert. Die Stationen besitzen jeweils eine Grundfläche von  $10 \text{ m}^2$  und befinden sich auf einem irregulären, rechteckigen Gitter mit einem durchschnittlichen Abstand von  $137 \text{ m}$ . Jede Einzelne von ihnen besteht aus 16 Plastiksintillatoren, die jeweils mit einem Photomultiplier ausgelesen werden. Die Szintillatoren entstammen dem ehemaligen EAS-TOP Experiment, das in dem Gran Sasso Gebirgsmassiv in Italien lokalisiert war. An den vier mittleren Szintillatoren befindet sich zusätzlich noch ein *low gain*-Photomultiplier, der das in ihnen entstehende Licht misst. Das Ausgangssignal aus jeder Station wird dann per Kabel zur zentralen Datenerfassung geschickt. Hat eine Station ein Signal getriggert, dann werden alle Stationen des gesamten Arrays, die innerhalb eines Zeitfensters von  $\pm 5 \mu\text{s}$  Signale registriert haben, zur Analyse eines korrelierten Ereignisses hinzugezogen.

Alle Stationen sind in 18 sich überlappende Cluster eingeteilt. Jedes Einzelne besteht aus sechs äußeren Stationen und einer Zentralstation, die in einer hexagonalen Form angeordnet sind. Die Datenaufnahme wird mit einer 4/7 Koinzidenz getriggert, d.h. wenn drei äußere Stationen sowie die Zentralstation eines Clusters etwas registriert haben. Zusätzlich wird eine Meldung an KASCADE gesendet, die dort die Datenaufnahme triggert, wenn eine 7/7 Bedingung erfüllt ist, d.h. die Signale aller Stationen eines Clusters liegen über einem geforderten Schwellenwert.

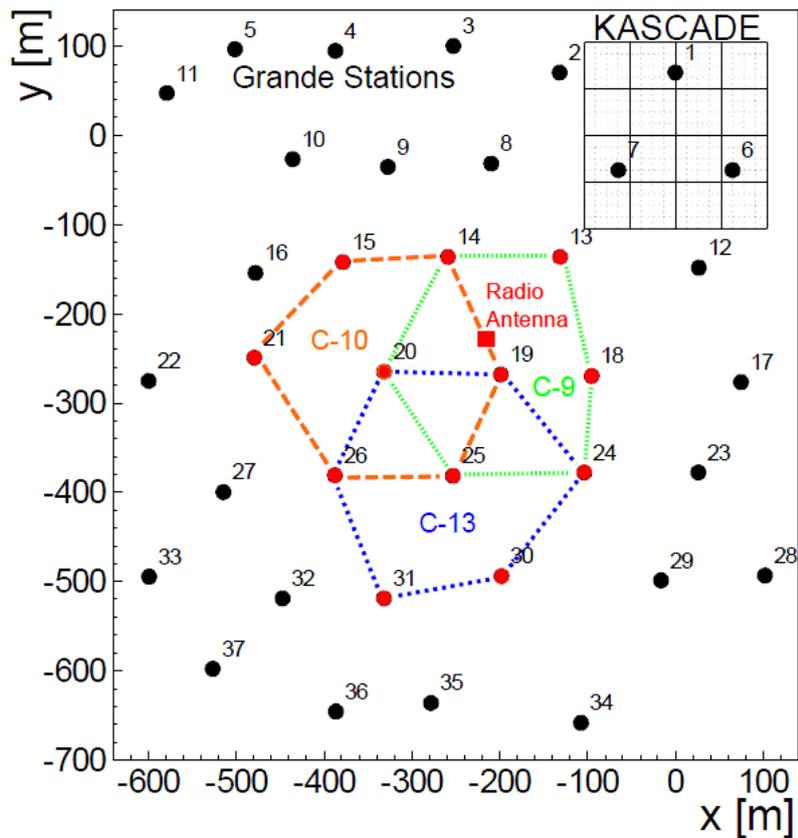


Abbildung 3.2: Position der Radioantennen im KASCADE-Grande-Koordinatensystem. Zusätzlich eingezeichnet sind die für CROME relevanten Grande-Cluster 9, 10 und 13, die aus jeweils 7 Grande-Stationen bestehen.

### 3.3 CROME

Die Erforschung von emittierter Radiostrahlung in Luftschauern wurde bereits mit dem LOPES-Experiment durchgeführt [F<sup>+</sup>05]. Dieses besteht aus omnidirektionalen Dipolantennen, die Prototypen für das zunächst in den Niederlanden aufgebaute, dann in naher Zukunft auf weitere Teile Europas erweiterte LOFAR-Experiment [K<sup>+</sup>04] sind, das im Frequenzbereich von 10-240 MHz arbeitet. Die Radiostrahlung, die von den Lopes Antennen im Bereich zwischen 40 und 80 MHz registriert wird, ist Synchrotronstrahlung, die aufgrund des Erdmagnetfeldes entsteht.

Durch das CROME-Experiment (Cosmic Ray Observation via Microwave Emission) [S<sup>+</sup>11], das sich in dem KASCADE-Grande-Array nahe Station 19 (S19) befindet, will man nun mit Hilfe von fünf Radioantennen die in Beschleunigerexperimenten nachgewiesene Strahlung im GHz-Bereich, u.a. MBS, auch in ausgedehnten Luftschauern messen. Der Aufbau besteht aus einer Antenne mit einem Durchmesser von 2,3 m, die ursprünglich zur Detektion der Radiostrahlung von neutralem Wasserstoff gedacht war und daher im Frequenzband

von 1 - 1,8 GHz sensitiv ist, zwei weiteren Antennen im C-Band zwischen 3,4 und 4,2 GHz mit einem Durchmesser von 3,4 m, die jeweils mit einer 9-Augen-Antennenkamera ausgerüstet sind, sowie einer kleinen Antenne mit 0,9 m Durchmesser im Ku-Band. Die drei letztgenannten sind handelsübliche Parabolantennen, die mit LNBs bestückt sind. Alle Radioteleskope beobachten permanent vertikal nach oben gerichtet den Himmel über dem Grande-Detektorfeld. Trifft die Schauerachse eines ausgedehnten Luftschauers innerhalb einer Fläche von  $2 \cdot 10^5 \text{ m}^2$  um die Antennen herum auf dem Boden auf, wird mit Hilfe eines logarithmischen Power-Detektors (PD) der Firma Analog Devices (siehe A.5.3) die Amplitude des Antennensignals registriert und anschließend digitalisiert. Auf den genauen Aufbau, die Kalibration und die Datenerfassung der 2,3 m Antenne wird in Kapitel 5 noch genauer eingegangen.

Die Vorteile bei CROME liegen in der koinzidenten Detektion von Luftschauern mit dem bereits gut verstandenen KASCADE- bzw. Grande-Experiment. Die Grande-Stationen tragen zur Triggerbedingung für CROME bei, die restriktiver ist als bei Grande selbst: Gefordert wird, dass alle 12 Stationen, die sich in den Clustern 9, 10 und 13 um die Antennen herum befinden, ein Signal gemessen haben (siehe Abb. 3.2). Alle Signale werden über 750 m Kabel zur zentralen KASCADE-Grande-Datennahme geschickt, wo das Trigger-Signal für die GHz-Antennen als logische UND-Verknüpfung der Cluster-Signale gebildet wird. Dabei gilt es zu beachten, dass die Triggerzeitpunkte richtungsabhängig sind. Ein exakt senkrecht eintreffender Schauer sollte bis auf minimale Laufzeitunterschiede von allen drei Clustern gleichzeitig gesehen werden. Bei einem um  $40^\circ$  geneigten Schauer, der z.B. von Osten her kommt, beträgt der Zeitunterschied bei der Registrierung zwischen der östlichsten Station und der westlichsten Station ca. 600 ns. Um dennoch eine absolute Aussage über den Eintreffzeitpunkt des Signals bei den Antennen tätigen zu können, wird zusätzlich zu den Antennensignalen das Signal von Station 19 digitalisiert und zur Analyse hinzugezogen.

Eine präzise Zeitkalibration zwischen Detektor, Antenne und Datenerfassung und ein durchgängiger Messzyklus sind notwendig, um das transiente MBS Signal mit seiner kurzen Dauer von rund 20 ns nachweisen zu können. Die geringe Statistik mit nur ca. zwei in Frage kommenden Ereignissen pro Woche bei insgesamt rund 800 getriggerten Ereignissen pro Tag spielt dabei eine tragende Rolle. Gründe für diese geringe Ereignisrate sind, dass man eindeutig messbare Radiosignale erst bei Primärenergien von mehr als  $10^{16} \text{ eV}$  erwartet (siehe Abschnitt 4.2, der Luftschauer durch das Sichtfeld der Antenne gegangen sein muss und für die spätere Rekonstruktion des gemessenen, ausgedehnten Luftschauers alle KASCADE-Grande-Qualitätsbedingungen erfüllt sein müssen (siehe Abschnitt 6.7).



# Kapitel 4

## Theoretische Vorüberlegungen zur Radioastronomie

Im Gegensatz zu astronomischen Messungen mit optischen Instrumenten kann man Radiowellen in der Radioastronomie nicht direkt sehen, sondern muss sie mit Hilfe von elektronischen Bauteilen in elektrische Signale umwandeln. Daher ist es von Bedeutung, dass man die verwendete Technik von Grund auf versteht, um die Experimente vernünftig interpretieren zu können. In diesem Kapitel wird daher ein kurzer Einblick in theoretische Konzepte wie der Antennentemperatur, Eigenschaften einer Radioantenne und Kalibrierungsmöglichkeiten gegeben. Weiterhin wird die Theorie der molekularen Bremsstrahlung vorgestellt, die die Grundlage für die Messungen in Kapitel 6 liefert, sowie kurz auf die Eigenschaften von GSM (Global System for Mobile Communications) eingegangen.

### 4.1 Radioantennen

In den folgenden Unterabschnitten werden Themen beschrieben, die sich speziell auf die Eigenschaften einer Radioantenne beziehen. Dazu zählen auch die verwendeten Komponenten im Empfängersystem.

#### 4.1.1 Geometrische Parameter

Die vielfältigen Experimente in der Radioastronomie haben aufgrund ihrer unterschiedlichen Anforderungen dazu beitragen, dass verschiedene Arten von Antennentypen verwendet werden. Die in dieser Arbeit vorgestellten Messungen wurden mit einer Parabolantenne durchgeführt, deswegen bezieht sich der folgende Abschnitt nur auf diesen speziellen Typ. Dieser besitzt einen parabelförmigen Reflektor mit meist kreisförmigem Querschnitt, der die elektromagnetische Strahlung in den Brennpunkt fokussiert. Dort befindet sich der Ein-speisepunkt in das Empfängersystem, die Empfangsantenne, die z.B. aus einem Horn oder

einem abgeschirmten Dipol besteht. Durch sie werden die ankommenden Raumwellen in Leitungswellen umgewandelt, die dann im Empfängersystem eventuell gefiltert, verstärkt und registriert werden. Der Reflektor kann entweder in geschlossener Form oder aus einem Gitter bestehend aus Maschen gebaut sein. Vorteile der letzteren Bauart liegen im geringeren Gewicht aufgrund weniger benötigtem Material und der dem Wind durch weniger Angriffsfläche gebotenen, besseren Durchlässigkeit. Allerdings besteht eine Obergrenze für die Größe der Maschen: Strahlung, dessen Wellenlänge größer ist, als die Maschenweite  $M$  gewichtet mit dem Faktor 10, wird nicht mehr reflektiert, sondern kann den Parabolspiegel zur anderen Seite hin passieren [UB02]:

$$d_{\text{Maschen}} < \lambda/10. \quad (4.1)$$

Der Nachteil dieser Bauweise ist eine erhöhte Empfindlichkeit gegenüber Störungen wie der thermischen Strahlung des Erdbodens, die den Empfänger direkt erreichen können und eine Erhöhung der unter 4.1.6 erklärten Systemtemperatur zur Folge haben.

Eine Antenne kann als Empfangs- bzw. Sendeanlage betrieben werden. Mit Hilfe des *Reziprozitätstheorem* kann gezeigt werden, dass man die Antenne in beiden Betriebsmodi mit den gleichen Eigenschaften beschreiben kann. Das Theorem besagt, dass wenn an den Anschlussklemmen von Antenne A eine Spannung angelegt und an Antenne B der Strom  $I$  gemessen wird, bei Umkehrung der Senderichtung und gleich angelegter Spannung bei Antenne B, in Antenne A wieder der gleiche Strom  $I$  gemessen wird [HV82]. Durch dieses Theorem kann man die Antennencharakteristika auf einen der beiden Betriebsmodi beziehen, in dem sie leichter zu beschreiben sind, ohne Beschränkungen der Allgemeinheit vorzunehmen.

Parabolantennen zeichnen sich dadurch aus, dass sie die abgestrahlte Leistung im Gegensatz zu einem isotropen Kugelstrahler, der nur in der Theorie existiert und gleichmäßig in alle Richtungen sendet, in einen bestimmten Raumbereich fokussieren können. Diese Eigenschaft ist winkelabhängig und wird auch als *Richtcharakteristik* bezeichnet. Dargestellt wird die Richtcharakteristik graphisch entweder kartesisch oder polar in einem sogenannten *Antennendiagramm* (siehe Abb. 4.1). Um kleinste Änderungen sichtbar zu machen, wird meist eine logarithmische Skala verwendet. Den Bereich im Diagramm, an dem das Maximum vorliegt, bezeichnet man als *Hauptkeule* und definiert den *Öffnungswinkel*,  $\Omega_{\text{HK}}$ , bzw. auch *Strahlbreite* oder *Keulenbreite* genannt, mit Hilfe der beiden Punkte, an dem die Leistung um 3 dB, d.h. um die Hälfte seines maximalen Wertes abgefallen ist. Da die Antenne auch außerhalb der Hauptkeule empfindlich für Strahlung ist, bezeichnet man markante weitere Substrukturen als *Nebenkeulen* und den der Hauptkeule entgegengesetzten Bereich als *Rückkeule*. Um zu klassifizieren, wieviel Strahlung in den Bereich der Hauptkeule gebündelt wird, definiert man die *Keuleneffizienz* mit Hilfe des gesamten Öffnungswinkels der Antenne,  $\Omega_A$ , als

$$\eta_{\text{HK}} = \frac{\Omega_{\text{HK}}}{\Omega_A}. \quad (4.2)$$

Je näher dieses Verhältnis gegen 1 geht, umso weniger Strahlung wird über die Nebenkeulen aufgenommen, wodurch die Messeffizienz gesteigert wird. Problematisch sind Neben-

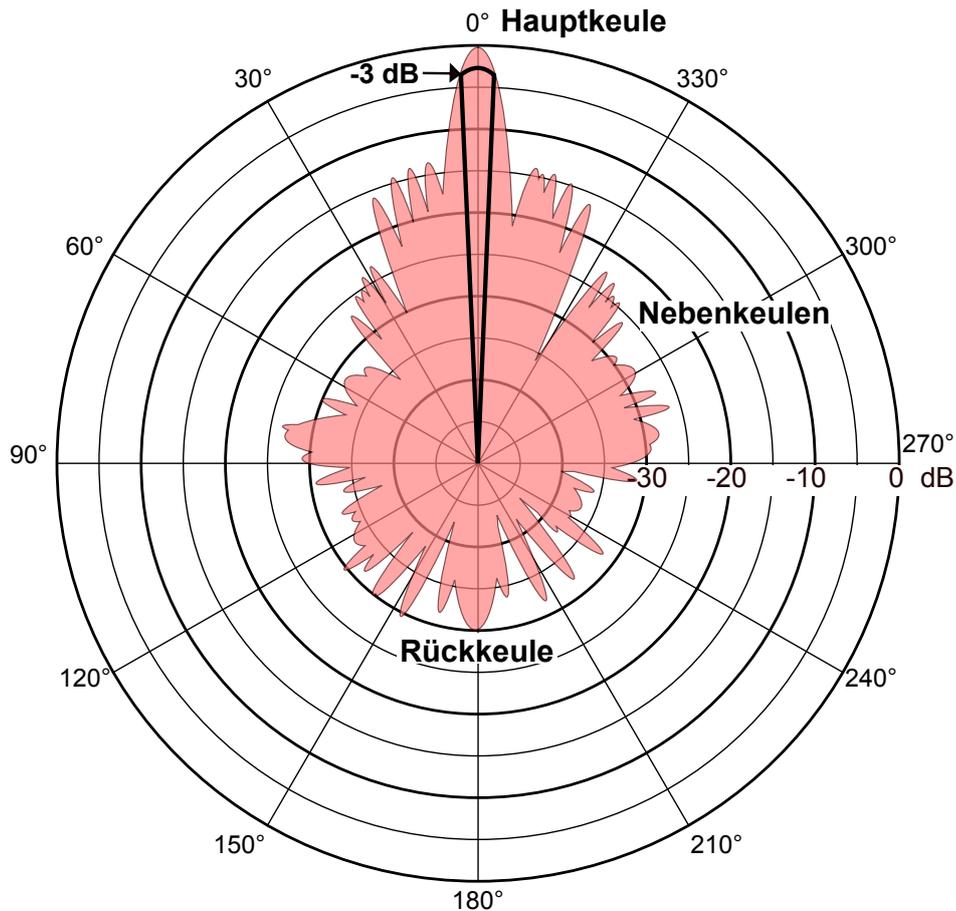


Abbildung 4.1: Schematisches Antennendiagramm eines Parabolreflektors in Polarkoordinaten. Das Maximum der abgestrahlten Leistung, die hier rötlich dargestellt ist, wurde auf 0 dB normiert. Zusätzlich in schwarz eingezeichnet ist der Öffnungswinkel der Hauptkeule, den man über die beiden Punkte bestimmt, an dem die Leistung auf die Hälfte ihres Maximalwertes abgefallen ist.

keulen vor allem dann, wenn man schwache Radioquellen über die Hauptkeulen detektieren möchte und starke Störquellen über die Nebenkeulen einstrahlen.

#### 4.1.2 Gewinn, effektive Antennenfläche und Flussdichte

Der *Gewinn* einer Antenne ist definiert als die Leistung, die in eine bestimmte Raumrichtung abgestrahlt wird, normiert auf die Leistung, die ein isotroper Strahler mit der gleichen Leistung abstrahlt. Berechnet [BGS02] wird er zu:

$$G = \frac{4\pi}{\Omega_A}. \quad (4.3)$$

Der Gewinn wird dabei meist in der Einheit Dezibel angegeben, die eine Verhältnismäßigkeit ausdrückt. Die Umrechnung von zwei Leistungen,  $P_1$  und  $P_2$ , in Dezibel erfolgt über die Formel:

$$L = 10 \cdot \lg \frac{P_2}{P_1} \text{ dB}. \quad (4.4)$$

Zur Berechnung von Leistungen wird die *Flussdichte*,  $S$ , benötigt, die sich aus dem Poynting Vektor herleiten lässt, der den Energiefluss einer elektromagnetischen Welle beschreibt. Wird der Energiefluss auf die Einheitsbandbreite 1 Hz bezogen, dann spricht man von der Flussdichte,  $S$ . Ihre Einheit ist  $\text{Wm}^2 \text{Hz}^{-1}$ . Da man in der Radioastronomie mit sehr kleinen Flussdichten arbeitet, definiert man zusätzlich noch die Einheit Jansky, Jy, nach dem Entdecker der aus der Milchstraße kommenden Radiostrahlung Karl Jansky als

$$1 \text{ Jy} = 1 \cdot 10^{-26} \text{ Wm}^2 \text{Hz}^{-1}.$$

Radioquellen besitzen meist eine endliche Ausdehnung, weswegen man ihnen eine *Helligkeit*,  $B(\Theta, \Phi)$  zuschreibt. Integriert man diese über die gesamte Quelle, dann erhält man die Flussdichte, die diese Quelle aussendet:

$$S = \int B(\Theta, \Phi) d\Omega. \quad (4.5)$$

Analog zum Gewinn einer Sendeantenne kann man für den Empfang die *effektive Antennenfläche*,  $A_{\text{eff}}$ , definieren. Diese ist aufgrund der Antennencharakteristik kleiner als der geometrische Durchmesser. Sie ist die Proportionalitätskonstante zwischen der Flussdichte des Strahlungsfeldes, des Frequenzbandes,  $\Delta\nu$ , und der empfangenen Leistung:

$$P = A_{\text{eff}} |S| \Delta\nu. \quad (4.6)$$

Die effektive Antennenfläche ist senkrecht zur Ausbreitungsrichtung der Strahlung orientiert. Ist diese unpolarisiert, dann gilt  $|S| = S/2$ . Unpolarisierte Strahlung ist charakterisiert dadurch, dass die beiden orthogonalen Komponenten der Polarisation zwar in der Intensität sehr schnell variieren, aber der Leistungsdurchschnitt über lange Zeit bei beiden Komponenten identisch ist. Die effektive Antennenfläche kann auch über den Öffnungswinkel der Antenne ausgedrückt werden, dann erhält man

$$A_{\text{eff}} \Omega_A = \lambda^2. \quad (4.7)$$

Außerdem kann sie durch Verknüpfung der *Apertur-effizienz*,  $\eta_A$ , mit der geometrischen Fläche der Antenne bestimmt werden:

$$A_{\text{eff}} = \eta_A A_g. \quad (4.8)$$

### 4.1.3 Antennentemperatur

Um zu bestimmen, was für eine Leistung eine Quelle mit bestimmter Helligkeitsverteilung und Ausdehnung an einer Antenne erzeugt, verwendet man das Konzept der *Antennentemperatur*. Diese sei durch folgendes Gedankenexperiment motiviert: Eine Antenne

befinde sich in einem schwarzen Hohlraum mit bekannter Temperatur  $T_1$ , der somit eine gewisse Helligkeit erzeugt. Die Antenne registriert die Hohlraumstrahlung und liefert die Leistung  $P_1$ . Angeschlossen an die Antenne sei ein Widerstand bei einer Temperatur  $T_2$ . Nach dem *Nyquist-Theorem* erzeugt ein elektrischer Widerstand bei einer Temperatur  $T_2$  eine bestimmte Rauschleistung  $P_2$ . Diese Rauschleistung wird zur Antenne geführt, die sie wiederum in den sie umgebenden Raum abstrahlt. Sind die beiden Temperaturen in den Hohlräumen identisch, dann muss dies auch für die beiden Leistungen gelten, da man sonst einen Energietransport von einem Hohlraum in den anderen erhält, was gegen den zweiten Hauptsatz der Thermodynamik verstoßen würde. Zur Berechnung dieses Sachverhalts verwendet man die *Strahlungsdichte*,  $u_\nu$ , in einem Schwarzkörper, die durch die Planck-Verteilung beschrieben wird:

$$u_\nu d\nu = \frac{8\pi h \nu^3}{c^3} \frac{1}{e^{h\nu/kT} - 1} d\nu. \quad (4.9)$$

Normiert man diesen Ausdruck auf den gesamten Raumwinkel, der  $4\pi$  beträgt, dann kann man die Strahlungsdichte durch die Helligkeit ausdrücken:

$$B_\nu d\nu = \frac{2h\nu^3}{c^3} \frac{1}{e^{h\nu/kT} - 1} d\nu. \quad (4.10)$$

Anwenden der Rayleigh-Jeans Näherung  $h\nu/kT \ll 1$  ergibt:

$$B_\nu d\nu = \frac{2kT}{\lambda^2} d\nu. \quad (4.11)$$

Diese Näherung darf man verwenden, da man es meist mit Wellenlängen zu tun hat, die nicht in der Nähe des Maximums der Verteilung liegen. Das gilt nicht für direkte Messungen der Sonnenstrahlung. Es besteht somit ein direkter Zusammenhang zwischen der Strahlungstemperatur der Quelle und der Helligkeit und über (4.5) auch mit der Flussdichte. Analoge Überlegungen kann man für die *Leistungsdichte*,  $P_\nu$ , treffen [RW04]. Anwenden des Planck-Gesetzes in einer Dimension und des eben angesprochenen Nyquist-Theorems liefert den Zusammenhang:

$$P_\nu d\nu = kT d\nu. \quad (4.12)$$

Die Leistung, die am Ausgang einer Antenne abgegriffen werden kann, die auf eine Quelle mit Helligkeitsverteilung  $B_\nu$  gerichtet ist, beträgt

$$P_\nu d\nu = \frac{1}{2} \int_{4\pi} B_\nu A_{\text{eff}} d^2\Omega d\nu. \quad (4.13)$$

Dabei geht man von einer Antenne aus, die einen isotropen Gewinn und eine richtungsunabhängige, effektive Fläche besitzt. Gleichsetzen mit (4.12) und Einsetzen von (4.11) liefert dann den Ausdruck für die effektive Fläche:

$$A_{\text{eff}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G. \quad (4.14)$$

Da man von einer isotropen Antenne ausgegangen ist, ist diese Formel für jede beliebige Richtung gültig.

Man hat somit der Antenne eine Temperatur zugeordnet, die der Temperatur eines Widerstandes entspricht, wenn er die gleiche Rauschleistung wie die Antenne besitzen würde. Liegen keine äußeren Störeinflüsse vor, dann ist die Antennentemperatur identisch mit der Strahlungstemperatur der Strahlungsquelle. Dies ist bei erdgebundenen Messungen nicht der Fall, da man zum einen Verluste durch eine nichtideale Antennencharakteristik in Kauf nehmen muss, sowie die in Abschnitt 4.1.4 angesprochene Dämpfung in der Erdatmosphäre dazu beiträgt, dass die Antennentemperatur niedriger ist, als die Strahlungstemperatur der Quelle. Außerdem ist die Ausdehnung der Quelle meist klein gegen den von dem Teleskop detektierbaren Raumwinkelbereich, so dass der kalte Himmel den dominanten Beitrag zur Temperatur liefert. Eine weit entfernte Quelle mit Ausdehnung,  $\Omega_0$ , trägt zur Antennentemperatur mit der Richtcharakteristik bzw. dem Öffnungswinkel  $\Omega_{HK}$  mit

$$T_A = \left( \frac{\Omega_0}{\Omega_{HK}} \right)^2 T_B \quad (4.15)$$

bei.

Ist der Fluss bekannt, dann kann direkt berechnet werden, wie sich die Antennentemperatur durch die Strahlung der Quelle ändert. Dabei muss die Dämpfung,  $d_A$ , der Atmosphäre berücksichtigt werden:

$$\Delta T_A = \frac{S A_{\text{eff}}}{2 d_A k}. \quad (4.16)$$

#### 4.1.4 Das Radiofenster

Bei der Detektion von extraterrestrischer, elektromagnetischer Strahlung auf dem Erdboden übt die Atmosphäre der Erde einen vom Frequenzbereich abhängigen Einfluss aus. Der Bereich, in dem diese Strahlung die die Erde umgebende Schicht nahezu ungehindert passieren kann, bezeichnet man in der Radioastronomie, analog zum *optischen Fenster* des sichtbaren Lichts, als *Radiofenster*. Das untere Limit für dieses Fenster hängt mit den Bedingungen in der Ionosphäre zusammen, die ab einer Höhe von rund 80 km beginnt und nach oben hin keine fest definierte Grenze mit dem interplanetaren Raum besitzt. Sie entsteht u.a. durch die von der Sonne abgestrahlten UV- und Gammastrahlung, die die Atmosphäre ionisiert. Die dabei entstehenden, freien Elektronen sind der Grund, wieso die Atmosphäre unterhalb einer bestimmten Frequenz undurchlässig für elektromagnetische Strahlung wird.

Als Grenzfrequenz erhält man mit der Elektronenmasse,  $m_e$ , und der maximalen Elektronendichte in der Ionosphäre,  $N_e(\text{max})$ , [HV82]:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \sqrt{\frac{N_e(\text{max}) \cdot e^2}{\epsilon_0 \cdot m_e}}. \quad (4.17)$$

Durch die variierende Strahlungsintensität, die von der Sonne auf die Atmosphäre trifft, ist die Größe  $N_e(\max)$  abhängig von der Höhe und von zeitlichen Schwankungen. Daher sieht man Unterschiede im Tag-Nacht-Verhalten und außerdem hängt der Frequenzbereich des Radiofensters mit dem Sonnenfleckenzyklus zusammen. In hiesigen Breitengraden wird das Frequenzminimum von ca. 3 MHz in Herbstnächten angenommen, wenn der Sonnenfleckenzyklus dort sein Minimum besitzt. Die maximale Untergrenze liegt bei ca. 20-24 MHz an Frühlingstagen.

Die obere Frequenzgrenze bei ca. 300 GHz ist durch Absorption der elektromagnetischen Strahlung durch Wassermoleküle ( $H_2O$ ) und Sauerstoffmoleküle ( $O_2$ ) in der Luft geprägt. Immer dichter aufeinanderfolgende Absorptionslinien machen eine Messung zu noch höheren Frequenzen auf Meereshöhe nicht möglich. Daher müssen Observatorien für diese Zwecke an Orten in möglichst großer Höhe gebaut werden, an denen die Luft trockener ist.

Der Einfluss der Atmosphäre resultiert nicht nur in Frequenzgrenzen, sondern auch in Dämpfungseffekten: In unteren Schichten der Ionosphäre können die freien Elektronen nicht mehr als frei angenommen, und somit durch elektromagnetische Strahlung zu Schwingungen angeregt werden. Durch Stöße mit anderen Atomen nimmt die Bewegungsenergie der Elektronen ab und es erfolgt eine Dämpfung der Strahlung, die jedoch quadratisch mit der Frequenz abnimmt. Bei 25 MHz ergibt sich für senkrecht einfallende Strahlung eine Dämpfung von 0,5 bis 3 dB. Zu kleineren Wellenlängen hin nimmt der Einfluss durch Wettereffekte zu. Durch Nebel bzw. Regentropfen kann die Dämpfung bei 6 cm Wellenlänge von weniger als 0,2 dB auf über 1,5 dB zunehmen.

#### 4.1.5 Eigenstrahlung der Atmosphäre und des Erdbodens

Das Absorptionsvermögen eines Körpers ist proportional zum Emissionsvermögen von thermischer Strahlung. Aufgrund der eben aufgeführten Absorptionsfähigkeit besitzt die Atmosphäre somit auch eine Eigenrauschstrahlung, die sich der Strahlung des zu messenden Objektes überlagert. Für die Rauschtemperatur der Atmosphäre erhält man mit dem *Dämpfungsfaktor*,  $d_A$ :

$$T_{\text{atm}} = (1 - 1/d_A) T_p. \quad (4.18)$$

$T_p$  steht für die physikalische Temperatur.

Zusätzlich muss die thermische Strahlung des Erdbodens durch sogenannte *Spillover-Effekte* berücksichtigt werden. Dabei werden Störquellen, wie z.B. diese Bodenstrahlung, durch die Nebenkeulen eingefangen oder an den Halterungen für den Empfänger gestreut. Die Strahlung des Erdbodens auf Umgebungstemperatur ist ständig vorhanden, da sie selbst bei Radioteleskopen, die in Richtung des Himmels gerichtet sind, trotzdem über die Rückkeule eingefangen wird und mit ca. 5-15 K zur in Abschnitt 4.1.6 Systemtemperatur beiträgt

[HV82]. Insgesamt beträgt das Rauschen durch die Atmosphäre und die Bodenstrahlung bei einer so ausgerichteten Antenne rund 30-60 K [Orf].

#### 4.1.6 Systemtemperatur

Ein wichtiger Systemparameter bei radioastronomischen Messungen ist das des Eigenrauschens der Empfängerkomponenten, das sich zusammensetzt aus thermischem Rauschen, erzeugt in Widerständen, als auch aus Schrotrauschen bzw. Halbleiterrauschen, erzeugt durch z.B. Oszillatoren und Dioden. Dazu definiert man die *Systemrauschtemperatur*

$$T_{\text{sys}} = T_{\text{Rec}} + T_{\text{Ant}}, \quad (4.19)$$

die sich aus der Rauschtemperatur der Antenne und des Empfängers zusammensetzt. In die Antennentemperatur gehen die bereits erwähnte äquivalente Strahlungstemperatur der zu messenden Quelle, die Rauschtemperatur der Atmosphäre und die Spillover-Effekte mit ein. Unterscheiden kann man die einzelnen Beiträge zu  $T_{\text{sys}}$  nicht. Sie überlagern sich additiv, so dass man am Ausgang des Empfängers nur das gesamte Rauschspektrum  $T_{\text{sys}} = \sum T_i$  erhält.

Auch Dämpfungsgliedern bei einer physikalischen Temperatur  $T_p$  wie Filtern kann eine Rauschtemperatur zugeordnet werden:

$$T_N = (L - 1) T_p. \quad (4.20)$$

Dabei geht in  $L$  der Betrag des Dämpfungsfaktors  $d$  ein, der in Datenblättern meist in dB angegeben wird und deswegen in einen linearen Wert umgerechnet werden muss:

$$L = 10^{|d|/10}. \quad (4.21)$$

Diese Beiträge erhöhen alle die Empfängerrauschtemperatur  $T_{\text{Rec}}$ .

Rauschen wird oftmals nicht nur über die Rauschtemperatur,  $T_R$ , eines elektronischen Bauteils, sondern auch über die *Rauschzahl*,  $F$ , quantitativ ausgedrückt [Nib98]:

$$F = 1 + \frac{T_R}{T_0}. \quad (4.22)$$

Die Referenztemperatur  $T_0 = 290 \text{ K}$  bezieht sich dabei auf Raumtemperatur. Eine Rauschzahl von 1 entspricht damit einem völlig rauschfreien Verstärker.

Die kleinste Änderung der Antennentemperatur, die man gegenüber dem Rauschen noch unterscheiden kann, wird *limitierte Sensitivität* bzw. Grenzemfindlichkeit bezeichnet und berechnet sich zu:

$$\Delta T = \frac{T_{\text{sys}}}{\sqrt{\Delta \nu \tau}}. \quad (4.23)$$

Dabei ist  $\Delta\nu$  die Bandbreite des Empfängers und  $\tau$  die Integrationszeit des Signals. Bezieht man sich nicht auf die Temperatur, sondern auf die Leistung, dann ändert sich die Formel zu:

$$\Delta I = \frac{T_{\text{sys}}}{A_{\text{eff}} \sqrt{\Delta\nu \tau}}. \quad (4.24)$$

Oftmals müssen mehrere Verstärkerstufen mit verschiedenen Verstärkungsfaktoren  $G_i$  und Temperaturen  $T_i$  hintereinandergeschaltet werden, um einen Pegel zu erreichen, der vom Empfänger wahrgenommen werden kann. Dabei bezieht man die Dämpfungskomponenten bzw. Übergänge mit einem Wert von  $G < 1$  in die Betrachtung mit ein. Für die gesamte Rauschtemperatur dieser Kette erhält man dann [RW04]:

$$T = T_1 + \frac{1}{G_1} T_2 + \frac{1}{G_1 G_2} T_3 + \dots + \frac{1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} T_n. \quad (4.25)$$

Die erste Stufe trägt am stärksten zur Rauschtemperatur bei, daher sollte, bei Realisierung des Empfängersystems, das Bauteil mit dem geringsten Rauschen zuerst in die Signalkette integriert werden.

Neben einer geringen Systemtemperatur ist die Stabilität des Systems über verschiedene Verstärkungsstufen hinweg ein weiteres Kriterium beim Entwurfsprozess. Ändert sich die Verstärkung,  $G$ , minimal, dann kann man diese nicht von einer Variation der Antennentemperatur unterscheiden. Es ergibt sich:

$$\frac{\Delta T}{T_{\text{Rec}}} = \frac{\Delta G}{G}. \quad (4.26)$$

Daraus folgt, dass eine kleine Schwankung in der Verstärkung unmittelbar mit einer Änderung der Sensitivität zusammenhängt. Man sieht also, dass die Verwendung von geeigneten, rauscharmen und stabilen Komponenten sowie eine genaue Planung des Aufbaus essentiell wichtig für das Gelingen von radioastronomischen Messungen ist.

#### 4.1.7 Kalibration des Empfängers

Eine Möglichkeit, um das Eigenrauschen des Empfängersystems zu messen und das Ausgangssignal mit dem Eingangssignal verbinden zu können, bietet das heiß-kalt-Verfahren. Dabei werden ohmsche Widerstände verschiedener Temperaturen  $T_H$  und  $T_K$  an den Empfänger angeschlossen oder radioastronomische Quellen verwendet. Eine Leistungsmessung erfolgt mit anschließender Bildung des Verhältnisses:

$$P_H = (T_H + T_R) \cdot G$$

$$P_C = (T_C + T_R) \cdot G.$$

$G$  steht hier für die Verstärkung des Empfängersystems. Damit erhält man:

$$T_R = \frac{T_H - y \cdot T_C}{y - 1} \quad (4.27)$$

mit  $y = P_H/P_C$ . Gängige Temperaturwerte sind  $T_H = 293$  K, Raumtemperatur, und  $T_K = 78$  K, flüssiger Stickstoff.

### 4.1.8 Das Superheterodyn-Prinzip

Oftmals ist es notwendig, dass eine Frequenz in eine andere umgesetzt werden muss, wenn man z.B. so hohe Frequenzbereiche misst, in denen die Verstärker keinen konstanten Verstärkungsfaktor mehr aufweisen können bzw. nicht mehr rauscharm genug sind. Dazu verwendet man Bauelemente, die keine lineare Strom-Spannungs-Kennlinie besitzen, wobei der quadratische Zusammenhang am einfachsten zu handhaben ist.

Ein sogenannter lokaler Oszillator schwingt auf einer genau bekannten Frequenz  $f_{LO}$ . Diese wird der zu messenden Frequenz überlagert, so dass am Mixer ein Ausgangssignal vorliegt, das aus mehreren Mischprodukten besteht: aus der Summenfrequenz  $f_{LO} + f_S$ , aus der Zwischenfrequenz  $f_{ZF} = |f_{LO} - f_S|$ , die die gewünschte Umsetzungsfrequenz darstellt, der Spiegelfrequenz  $2 \cdot f_{LO} - f_S = f_i$  sowie weiteren Frequenzen höherer Ordnung. Der Betrag in der Formel für die Zwischenfrequenz deutet an, dass diese auf zwei Arten erreicht werden: Zum einen, wenn  $f_{LO}$  über der Signalfrequenz und zum anderen, wenn  $f_{LO}$  in gleichem Abstand unter  $f_S$  liegt. Die anderen Frequenzen tragen meist keine nützliche Information und werden daher nach dem Mischer aus dem Signal herausgefiltert.

Der Nachteil an diesen Überlagerungsempfängern besteht zum einen darin,  $f_{LO}$  sowohl in der Amplitude als auch in der Frequenz stabil zu halten und zum anderen in der zusätzlichen Rauschkomponente, die der lokale Oszillator und die Filter zu dem Empfängerrauschen beitragen.

## 4.2 Molekulare Bremsstrahlung

Messungen an Beschleunigern durch P. Gorham haben erste Hinweise darauf gegeben, dass durch ausgedehnte Luftschauer auch Strahlung im GHz-Bereich ausgesendet wird [G<sup>+</sup>08]. Es wird angenommen, dass sie durch MBS erzeugt wird. Die folgenden Ideen liefern die Grundlage für aktuell durchgeführte Messungen:

Der Energieverlust eines kosmischen Schauers geschieht fast vollständig durch Ionisation, bei der ein dünnes Plasma mit einer Elektronentemperatur von rund  $10^5$  K erzeugt wird. Fluoreszenzteleskope messen die Strahlung, die bei der Abregung von Stickstoff entsteht. Vergleicht man jedoch den Anteil an Energie, der bei einem ausgedehnten Luftschauer durch bereits bekannte Mechanismen abgestrahlt wird mit dem theoretisch maximal zur Verfügung stehenden Energiebetrag, dann erkennt man aufgrund des geringen Verhältnisses, dass es noch andere Kanäle geben muss, in denen Energie deponiert wird.

MBS wird von freien Elektronen erzeugt, die in schwach ionisierter Luft durch Kollisionen mit dem Feld von im umgebenden Medium vorhandenen Molekülen beschleunigt werden. Die Elektronen besitzen eine Energie von  $E_{el} \leq 10$  eV und Geschwindigkeiten, die einer

Maxwellverteilung genügen. Die Strahlung ist, ähnlich der Fluoreszenzstrahlung, isotrop und besitzt keine bevorzugte Polarisationsrichtung, im Gegensatz zu der stark in Bewegungsrichtung der Teilchen gerichteten Cherenkov-Strahlung. Diese Ähnlichkeit hat zur Folge, dass auch die Detektionsmethoden und -analysen analog übertragen werden können. Die empfangene Strahlung, die wie ein Abbild des Schauers gelesen werden kann, ermöglicht eine 3D Richtungsrekonstruktion.

Es wird angenommen, dass die Intensität der MBS proportional zur Ionisationsrate ist, die wiederum proportional zur Anzahl geladener Teilchen im Schauer ist. Damit erhält man direkte Zusammenhänge der Intensität von der Gesamtenergie des Schauers, wobei die Proportionalität abhängig davon ist, wie die einzelnen Elektrongeschwindigkeiten im erzeugten Plasma miteinander korrelieren. Wird sie z.B. unter Laborbedingungen empirisch bestimmt, dann müssen bei der Übertragung auf atmosphärische Bedingungen u.a. folgende Zusatzbeiträge berücksichtigt werden, die man beispielsweise dadurch erhält, dass die Anfangsverteilung der Ionisation eines ausgedehnten Luftschauers nicht durch eine Maxwellverteilung, sondern durch ein Potenzgesetz beschrieben wird, was zu zusätzlichen, nicht thermischen Effekten führt [G<sup>+</sup>08]:

- Stimulierte Bremsstrahlung, die auch in Plasmen mit einer hohen Kollisionsrate auftreten kann.
- Sauerstoffbindung: Sauerstoff trägt zwar kaum zur Thermalisierung von Elektronen bei, aber es entfernt *kalte*, freie Elektronen durch Anbindung an Ionen aus dem Plasma, die dann nicht mehr zur Kontinuums-Bremsstrahlung beitragen. Durch die hohe räumliche Struktur der Sauerstoffionen und ihrem stationären Zustand während des Elektroneneinfangs kann aber MBS entstehen.
- Plasmakorrelationen: Die *Debyelänge*  $\lambda$  gibt Auskunft darüber, bis zu welchem Abstand ein Elektron vom nächsten Ion in einem Plasma abgeschirmt ist. Bei einem ausgedehnten Luftschauer befinden sich jedoch vor allem in der Nähe der Schauerachse viele Ionen in einem Abstand kleiner als  $\lambda$  um das Elektron herum. Dadurch muss man davon ausgehen, dass die Elektronen sich nicht völlig unabhängig verhalten, sondern möglichen, schwachen Plasma Effekten unterliegen, die Phasenraumkorrelationen bilden können.

Um eine Untergrenze für den zu erwartenden MBS-Fluss herzuleiten, verwendet man die aus der klassischen Bremsstrahlungsanalyse stammende Emissionsformel bei Kollisionen von Elektronen und neutralen Molekülen [Bek66]:

$$\eta_{\omega}(\mathbf{u}) = \frac{e^2}{16\pi^3 \epsilon_0 c^3} u^2 v_{\text{en}}(\mathbf{u}) \zeta(v_{\text{en}} \omega). \quad (4.28)$$

Der Term  $\zeta(\nu_{\text{en}}, \omega)$  trifft aufgrund der Plasma Dispersion auf, ein Prozess, bei dem die Felder von bereits stattgefundenen Kollisionen destruktiv auf die Emission von Strahlung wirken. Dieser hat die Form:

$$\zeta(\nu_{\text{en}}, \omega) = \frac{1}{1 + (\nu_{\text{en}}(u)/\omega)^2}. \quad (4.29)$$

Um die bereits angesprochenen Zusatzbeiträge berücksichtigen zu können modifiziert man diesen Term mit einem zusätzlichen Faktor,  $\xi$ :

$$\zeta_c(\nu_{\text{en}}, \omega, \xi) = \frac{\xi}{1 + (\nu_{\text{en}}(u)/\omega)^2}. \quad (4.30)$$

Für  $\xi > 1$  ergibt sich eine erhöhte Emission von MBS.

Eine ergänzende Betrachtung kann über die resultierende Feldstärke geführt werden [G<sup>+</sup>08]. Betrachtet man nicht mehr nur einzelne Elektronen, sondern das Zusammenwirken vieler Felder bei möglicher, vorliegender Korrelation der Geschwindigkeiten, dann ergibt sich:

$$\vec{E} = \sum_{j=1}^{N_e} \vec{e}(\vec{v}) \exp(-i\vec{k} \cdot \vec{x}_j). \quad (4.31)$$

$\vec{e}(\vec{v})$  gibt dabei das Feld an, das von einem Elektron abgestrahlt wird,  $\vec{k}$  ist der Wellenvektor der Strahlung und  $\vec{x}_j$  ist die Position des j-ten Elektrons, wobei der Beobachtungsort als Referenzposition dient. Liegt keine Korrelation vor, dann ist das Skalarprodukt  $\vec{k} \cdot \vec{x}_j = 0$  für alle j und man erhält:

$$|\vec{E}| = N_e \epsilon_1. \quad (4.32)$$

Die gesamte, abgestrahlte Leistung aufgrund MBS normiert auf eine Einheitsfläche berechnet sich zu:

$$P/A = |S_{\text{total}}| = |\vec{E}|^2 / Z_0. \quad (4.33)$$

$Z_0$  steht für die Impedanz des freien Raumes und beträgt rund  $377 \Omega$ . Im Kohärenzfall hängt die Leistung quadratisch von der Anzahl der geladenen Teilchen ab:

$$P_{\text{coh}} = N_e^2 P_1. \quad (4.34)$$

$P_1$  ist dabei die Leistung, die ein einzelnes Elektron abstrahlt. Da die Anzahl der Elektronen,  $N_e$ , proportional zur Energie des Schauers ist, erhält man insgesamt eine quadratische Abhängigkeit der empfangenen Leistung von der Energie des Primärteilchens. Im inkohärenten Fall erhält man einen imaginären Anteil, so dass die Abhängigkeit nur linear ausfällt:

$$P_{\text{incoh}} = N_e P_1. \quad (4.35)$$

Liegt teilweise Kohärenz vor, dann kann man alle Elektronen in Untergruppen einteilen, wobei alle Elektronen innerhalb einer Untergruppe kohärent voneinander abhängen, die einzelnen Untergruppen aber inkohärent zueinander sind. Auch dann erhält man eine quadratische Abhängigkeit.

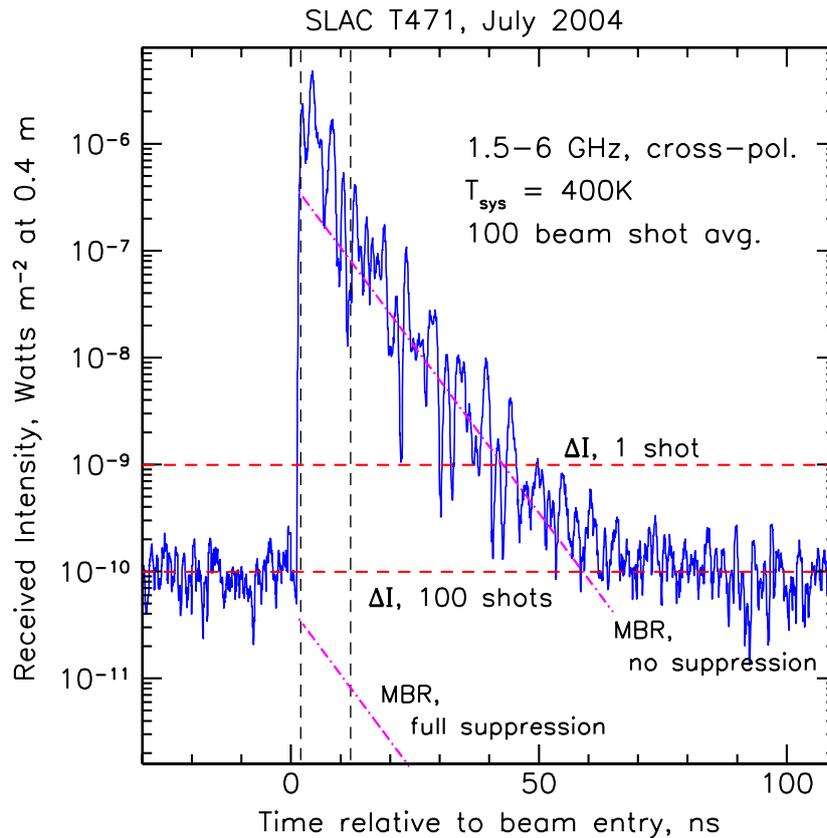


Abbildung 4.2: Gemessene Intensität der GHz-Strahlung aufgetragen gegen die Zeit relativ zum Eintrittszeitpunkt eines Elektronenstrahls in eine eigens zur Messung aufgebauten, reflexionsfreien Faraday-Kammer am SLAC-Beschleuniger. Die gestrichelten, roten Linien geben die minimal detektierbare Intensität für eine bzw. 100 Messungen an. Die gestrichelten, rosa Linien geben die beiden Möglichkeiten für vollständige bzw. keine Unterdrückung der Emission aufgrund von Elektronkollisionen an.

Abb. 4.2 zeigt ein gemessenes Signal am SLAC Beschleuniger. Die gestrichelten Linien zeigen verschiedene Annahmen, wie stark MBS aufgrund der Umgebungsbedingungen unterdrückt werden könnte.

Um die eben angeführten, theoretischen Überlegungen zu verifizieren, wurde auf Hawaii ein Testsystem bestehend aus Radioantenne, Empfängereinheit und Datenaufnahme installiert [G<sup>+</sup>08]. Die Ergebnisse haben auf einen quadratischen Zusammenhang zwischen Primärenergie und empfangener Leistung hingedeutet. Allerdings bestand das Problem in einer fehlenden Validierungsmöglichkeit durch keinen zur Verfügung stehenden Detektor, der koinzident ausgedehnte Luftschauer messen könnte. Somit war eine absolute Aussage nicht möglich. Auf diese Erkenntnisse weiter aufbauende Experimente wie MIDAS, Easier, und das vorgestellte CROME-Projekt zeigen jedoch aufgrund von ausbleibenden re-

gistrierten Ereignissen bei den häufigeren niedrigen Primärenergien, dass die abgestrahlte Leistung aufgrund von MBS nicht so hoch ist wie ursprünglich angenommen.

Neben der Emission von Radiostrahlung aufgrund MBS erwartet man für nahezu senkrecht eintreffende Schauer, wobei die Schauerachse innerhalb eines Kreises mit einem Radius von 100 m um die Antennen liegt, einen zusätzlichen Beitrag durch Cherenkovstrahlung. Diese entsteht, wenn sich Teilchen in einem Medium schneller fortbewegen als das Licht und ist stark in die Propagationsrichtung der Teilchen gerichtet [KKE10]. Der Effekt ist besonders für die CROME-Antenne, die im niedrigen GHz-Bereich sensitiv ist und in Abschnitt 5.1 beschrieben wird, von Relevanz.

### 4.3 Global System for Mobile Communications

Der dominante Störbeitrag bei Messungen um 1-2 GHz erfolgt durch das GSM-Signal. GSM (Global System for Mobile Communications) ist ein Standard für mobile Kommunikation, der die Übertragung von Daten wie z.B. Telefongespräche oder auch Kurzmitteilungen regelt. Das Sendegebiet eines Mobilfunknetzes ist unterteilt in mehreren sogenannten Funkzellen, die abhängig von der Auslastung und anderen Gründen wie z.B. der geographischen Lage unterschiedlich groß sein können.

Mobiltelefone kommunizieren mit dem Basisstationen-Subsystem bestehend aus meist mehreren Basisstationen und Kontrollstationen. Eine Basisstation kann gleichzeitig für mehrere Funkzellen zuständig sein. Hinter dem Subsystem folgt das Mobilfunkvermittlungsnetz, das z.B. dazu dient, sogenannte *Handover* durchzuführen. Dabei wechselt das Mobiltelefon von einer Funkzelle ohne Unterbrechung der Verbindung in eine andere Funkzelle, wenn dies z.B. aus Gründen der Auslastung oder aus Empfangsgründen günstiger ist. Deshalb wird zur Prüfung ständig die Signalstärke der momentan verwendeten Zelle gemessen und mit den Nachbarzellen verglichen. Nach dem Mobilfunkvermittlungsnetz folgt ein System für den Betrieb und die Wartung, das u.a. Berechtigungen prüft und die Gebührenerfassung regelt.

Die Übertragungsrichtung des Mobilfunksignals wird in zwei Komponenten unterschieden, dem *Uplink* und dem *Downlink*. Unter Uplink versteht man die Senderichtung vom Mobiltelefon zur Basisstation und unter Downlink die entgegengesetzte Richtung. Das Signal wird mittels verschiedener Modulationstechniken, wie z.B. der Amplituden- oder der Frequenzmodulation, kodiert, damit eine hohe Gesprächsdichte auf geringen Frequenzbereichen gewährleistet werden kann.

Beispielsweise sei hier die GSM-900 Rahmenstruktur erklärt [Leh] : In Deutschland steht dem Uplink ein Frequenzbereich von 890 - 915 MHz, dem Downlink ein Bereich von 935 - 960 MHz zur Verfügung, wobei es am Anfang und am Ende der Bandbreite Schutzregionen

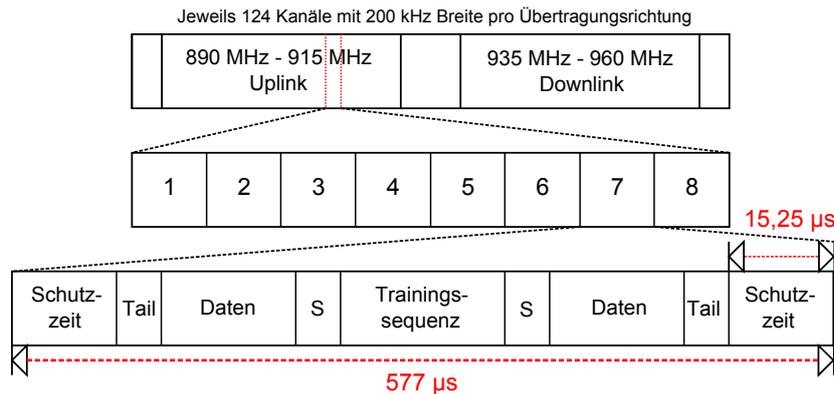


Abbildung 4.3: Schematischer Aufbau der Luftschnittstelle

von 100 kHz gibt. Die Bandbreite von 25 MHz wird in 124 jeweils 200 kHz breite Frequenzkanäle eingeteilt (siehe Abb. 4.3). Jeder Kanal besteht aus einem *Rahmen*, der aus insgesamt acht Zeitschlitzten mit einer Dauer von  $577 \mu\text{s}$  und einer Gesamtrahmenvlänge von  $4,62 \text{ ms}$  aufgebaut ist. 26 dieser Rahmen bilden einen *Multiframe* mit einer Dauer von  $120 \text{ ms}$ . Gespräche, die mit einem Mobiltelefon geführt werden, werden in kleine Segmente unterteilt und dann in die verschiedenen Zeitschlitzte verteilt. Dadurch, dass dieser Vorgang so schnell vonstatten geht, entsteht beim Telefonieren der Eindruck eines kontinuierlichen Ablaufes der Übertragung. Zwischen dem Uplink und dem Downlink besteht eine Verzögerung von drei Zeitschlitzten, weswegen man ein Mobiltelefon sowohl zum Senden als auch zum Empfangen benutzen kann.

In jedem Zeitschlitz wird ein sogenannter *Burst* gesendet [Sau11]. Am Anfang und am Ende eines jeden Bursts gibt es eine Schutzzeit von jeweils  $30,5 \mu\text{s}$ , in der keine Daten übertragen werden, damit sich verschiedene Bursts nicht überlappen. Dies kann passieren, wenn sich Laufzeitdifferenzen ergeben, weil sich Mobiltelefone in verschiedenen Abständen zur Basisstation befinden. Darauf folgt der *Tail*, in dem ein festgelegtes, kodierte Muster gesendet wird, damit das Mobiltelefon den Anfang und das Ende der einzelnen Zeitschlitzte eindeutig interpretieren kann. Die Nutzdaten werden in zwei Datenfeldern übertragen. Kurz vor und nach einer Trainingssequenz werden Signalisierungsinformationen, so genannte *Stealing Flags* übertragen. In der Trainingssequenz selbst wird auch wieder ein bekanntes, kodierte Muster gesendet, damit sich das Mobiltelefon mit der Basisstation synchronisieren kann, da sich das übertragene Signal z.B. durch Reflexionen auf dem Übertragungsweg ändert.



# Kapitel 5

## Versuchsaufbau

In diesem Kapitel geht es um den experimentellen Aufbau bestehend aus Radioantenne und Datennahme, mit dem versucht wird, die molekulare Bremsstrahlung nachzuweisen. Da zwei verschiedene Zusammensetzungen von Komponenten für die Messungen verwendet wurden, wird zunächst der Auslieferungszustand der Radioantenne beschrieben, bevor notwendige Modifikationen für die Messung von MBS erläutert werden. Dabei wird auch auf technische Herausforderungen eingegangen, die zu bewältigen waren.

### 5.1 Radioantenne

Bei der Empfangsantenne handelt es sich um eine am Haystack Observatory, ein Forschungszentrum des MIT (Massachusetts Institute of Technology), entwickelte Parabolantenne [Hay]. Kommerziell vertrieben wurde sie eine Zeitlang von der Firma Cassi Corp [Cus]. Besonders interessant für den Gebrauch ist die große Flexibilität der Antenne, da der Parabolreflektor mit einem Durchmesser von 2,3 m eine Bewegungsfreiheit von  $360^\circ$  in azimutaler Ebene und von  $90^\circ$  in zenitaler Ebene besitzt. Abb. 5.1 zeigt ein Bild der Antenne an ihrem Standort am KIT. Entworfen wurde die Antenne für Kontinuums- und Spektrallinienmessungen im L-Band. Darunter fällt auch die Möglichkeit zur Detektion der Radiostrahlung von neutralem Wasserstoff. Diese entsteht bei einer Änderung der Ausrichtung des Elektronenspins zum Protonenspin und wird aufgrund ihrer Wellenlänge auch *21-cm-Linie* genannt.

Der Parabolreflektor besteht aus einem Geflecht aus Aluminium mit rautenförmigen Maschen der Breite  $(2,7 \pm 0,5)$  mm und der Länge von  $(4,7 \pm 0,5)$  mm. Nach (4.1) ergibt sich damit für die maximale reflektierte Frequenz mit der größeren Länge als  $M$ :

$$\nu = \frac{0,1 c}{M} = (6,38 \pm 1,36) \text{ GHz} \quad (5.1)$$

Im Brennpunkt des Parabolreflektors, der einen Abstand von 85,7 cm senkrecht zum Scheitelpunkt besitzt, befindet sich das Empfangssystem. Ein Viertelwellendipol mit der Länge

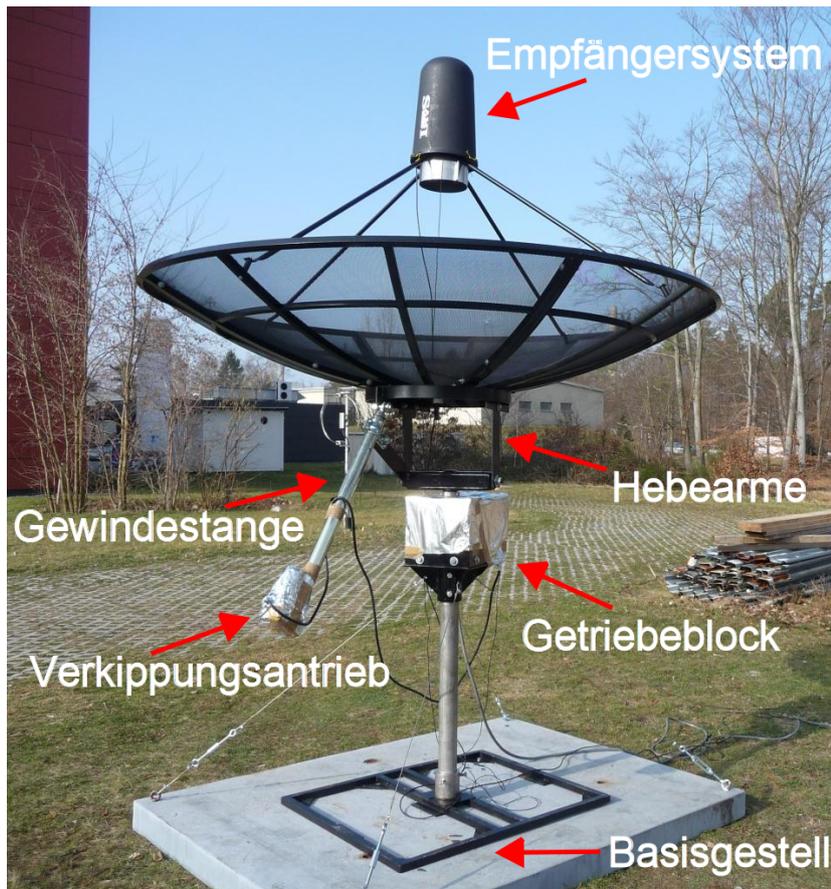


Abbildung 5.1: Die SRT Radioantenne an ihrem Standort am KIT. Der Verkippungsantrieb ist in Abb. 5.4 genauer dargestellt.

von  $(4,24 \pm 0,05)$  cm dient als Speiseantenne. An diesen angeschlossen ist ein LNA mit einem Verstärkungsfaktor von 24 dB und integriertem Bandpassfilter mit dem Durchlassbereich von 1400 - 1440 MHz [Dat]. Ein alternativer Aufbau, in dem ein LNB zur Messung in anderen Frequenzbereichen verwendet wird, ist durch vorgefertigte Halterungen bereits ermöglicht. Nach dem LNA folgt ein Mischer, der das GHz-Signal mit einem lokalen Oszillator auf eine niedrigere Frequenz bringt. Anschließend wird das Signal erneut gefiltert, um unerwünschte Frequenzen durch den Mischvorgang zu unterdrücken, verstärkt und passiert dann einen quadratischen Gleichrichter, bevor es digitalisiert wird. Die einzelnen Komponenten sind fest auf einer gemeinsamen Platine verlötet. Über ein rund 30 m langes RG59-Koax-Kabel gelangt das Signal zu einem Empfängermodul, der über den RS232-Port an einen Computer angeschlossen werden kann. Über das RG59-Kabel laufen sowohl die empfangenen Signale der Antenne als auch Steuerimpulse zur Ausrichtung des Parabolreflektors. Die zur Verarbeitung dieser Informationen zuständige Steuereinheit kann die Signale jeweils nur aus einer Richtung kommend interpretieren, wodurch die Durchführung von Messungen nicht möglich ist, während die Antenne auf eine andere Position gefahren wird. Als Fundament dient der Antenne ein Basisgestell aus Eisen (siehe A.7), das in der Werkstatt für Physik der Bergischen Universität Wuppertal (BUW) eigens hergestellt wur-

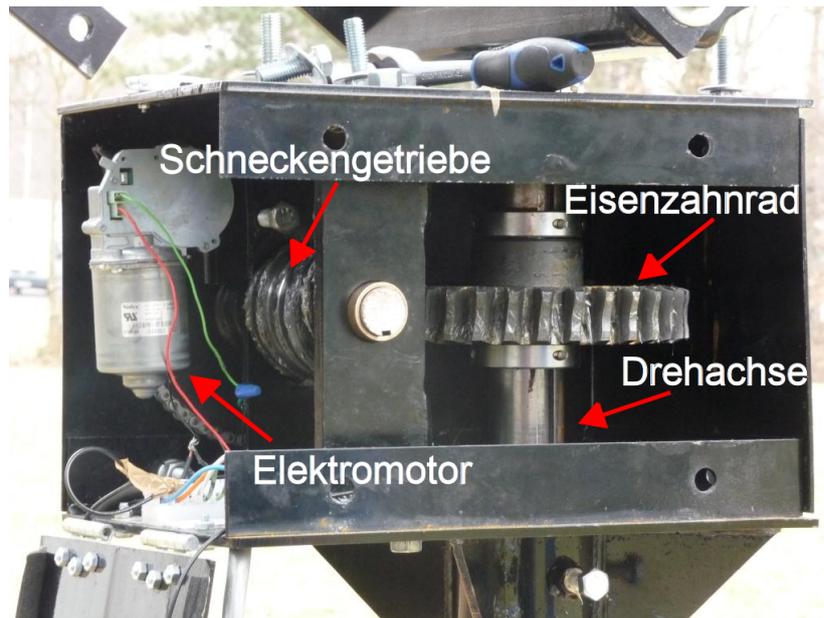


Abbildung 5.2: Rotationsmechanik. Ein Elektromotor treibt ein Zahnrad an, das über ein Schneckengetriebe ein Metallzahnrad und die damit verbundene Drehachse bewegt, auf der sich der Parabolreflektor befindet.

de und in der das Rohr fixiert wird, auf dem der Hauptgetriebeblock mit einem Gewicht von rund 70-80 kg sitzt. Damit starker Wind die Antenne nicht umkippen kann, wurden bei Messungen am Standort BUW zusätzliche Bleiklötze auf den Rahmen des Basisgestells gelegt. An dem Standort der Antenne am KIT wurde das Gestell mit Schrauben in einer Betonplatte fixiert und der Getriebeblock zusätzlich durch vier Stahlseile, die in der Platte verankert werden, gegen Verdrehungen geschützt.

Mechanisch ermöglicht wird die Rotation durch ein System bestehend aus nur wenigen Komponenten (siehe Abb. 5.2): Über eine Versorgungsspannung von 24 V wird ein Elektromotor angetrieben, der über einen Bolzen ein kleines Zahnrad dreht. Über das kleine Zahnrad verläuft eine Kette, die ein größeres Zahnrad antreibt. Dieses ist über eine Gewindestange mit einer Getriebeschnecke verbunden, die in ein großes, massives Metallzahnrad greift. Etwas Spiel zwischen dem Zahnrad und der Getriebeschnecke bewirkt eine Ungenauigkeit in der Rotation der Antenne von rund einem Grad. Das Metallzahnrad sitzt auf einer drehbar gelagerten Stange und wird mit Hilfe von Gleitlagern fixiert. Auf der Spitze der Stange ist der Parabolreflektor auf einer Haltekonstruktion bestehend aus einem Eisenring und zwei Hebearmen angebracht und kann somit durch diese Kette an Übersetzungen bei Betätigung des Elektromotors zum Rotieren gebracht werden.

Damit keine mechanischen Schäden entstehen, ist die Antenne gegenüber Drehungen von mehr als  $360^\circ$  mit einem Schutzmechanismus abgesichert (siehe Abb. 5.3). Unten an der drehbar gelagerten Stange befindet sich ein kleiner Metallstift. Unterhalb der Getriebeschnecke im Gehäuse der Antenne befindet sich ein Kontakt unter einem kleinen Eisenplättchen,

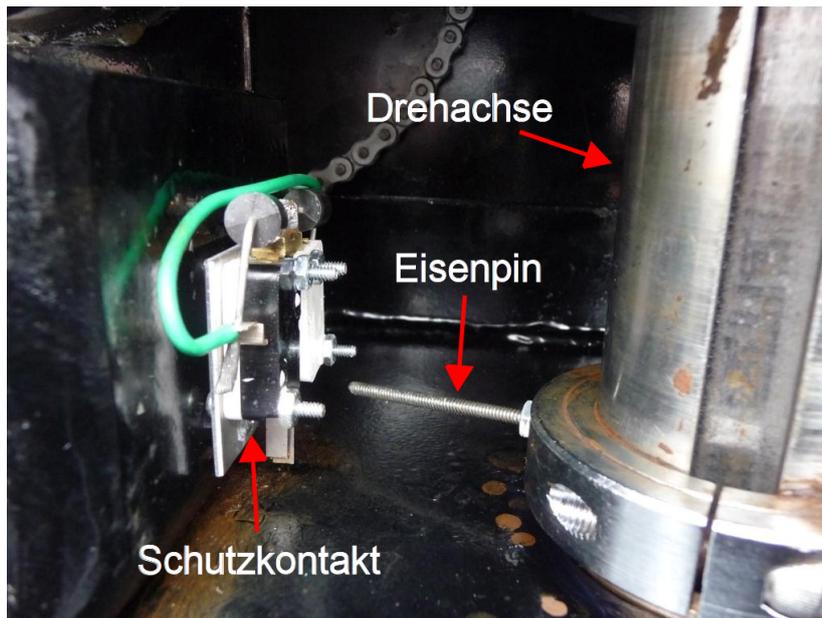


Abbildung 5.3: Mechanismus zur Drehbegrenzung. Der Metallstift an der Drehachse unterbricht nach einer gesamten Umdrehung die Stromversorgung durch Betätigung des Schutzkontaktes.

der die Stromzufuhr zum Elektromotor unterbricht. Wird die Antenne nun um  $360^\circ$  in eine Richtung gedreht, startet der Stift von der einen Seite des Kontaktes und drückt dann von der anderen Seite gegen das Plättchen, das wiederum gegen den Kontakt drückt. Dieser Mechanismus dient zur Prävention von Kabelschäden, da sich bei einer Rotation in immer der gleichen Richtung die Kabelverbindungen zwischen Hebearm und Gehäuse um die Antenne wickeln und irgendwann entweder reißen oder den Motor zum Überhitzen bringen würden.

Der Hebearm dient zur Höhenverkippung. Abb. 5.4 zeigt ein Foto von diesem Mechanismus. Die zwei Hebearme sowie der Eisenring sind so am Gehäuse fixiert, dass sie unter Kraftaufwand nach oben oder unten bewegt werden können. An diesem Eisenring ist der Hebearm bestehend aus einer Gewindestange in einer Metallummantelung montiert, an dessen Ende sich ein Getriebeblock befindet. Dieser beinhaltet einen zweiten Elektromotor, der die Gewindestange antreibt. Dies geschieht durch eine Getriebeschnecke, die durch den Elektromotor gedreht wird, auf der sich ein Zahnrad befindet, das in eine weitere Getriebeschnecke aus rotem Plastik greift. Diese befindet sich auf der Gewindestange, die durch die Rotation aus der Ummantelung gedreht werden kann und damit die ganze Antenne kippt. Ist die Stange ganz eingefahren, zeigt die Antenne senkrecht nach oben, ist sie ganz rausgedreht, dann zeigt die Antenne parallel zum Erdboden. Auch hier ist ein mechanisches Schutzsystem angebracht, das Kippungen über den Bereich von  $0^\circ$  bis  $90^\circ$  hinaus verhindern soll: Zusätzlich zum fest fixierten Zahnrad befindet sich auf der Getriebeschnecke ein lose angebrachtes Stück Plastik, das auf der einen Seite eine kleine Spitze, auf der anderen noch einen Metallstift besitzt. Abhängig von der Drehrichtung der Ge-

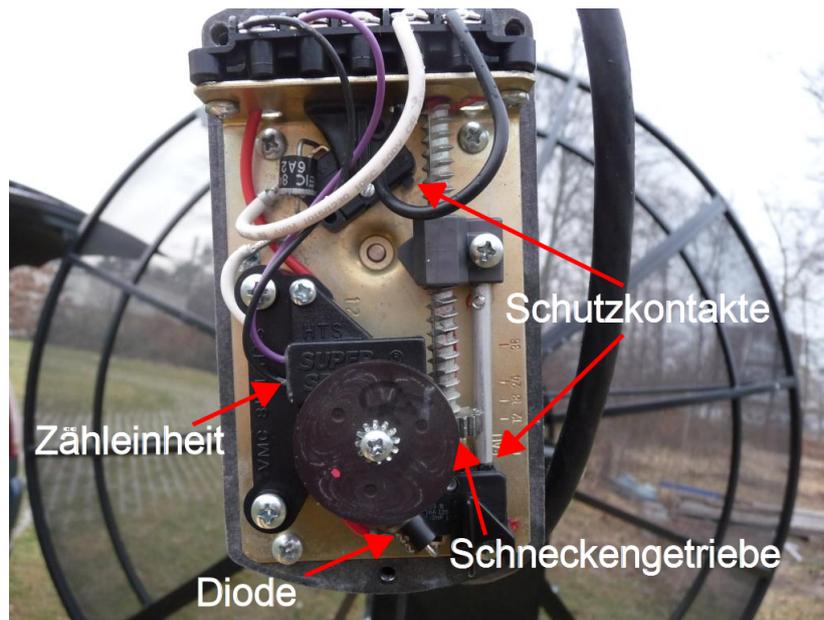


Abbildung 5.4: Elevationsmechanismus. Ein Schneckengetriebe treibt eine Gewindestange an, die für die Verkipfung der Radioantenne zuständig ist. Die Anzahl der Umdrehungen wird über die Zähleinheit registriert. Der Verkipfungsvorgang wird durch Betätigung der Schutzkontakte bei Überschreitung des maximal zulässigen Bereiches unterbrochen.

triebesschnecke bewegt sich das Plastikstück entweder nach unten, bis der Stift auf einen Kontakt drückt, der auch hier zur Unterbrechung der Stromversorgung des Elektromotors dient, oder nach oben, bis die Spitze auf einen weiteren Unterbrechungskontakt drückt, womit ein Überdrehen verhindert wird.

Die Anweisungen zur Steuerung der Antenne erfolgen über ein auf der Homepage des Haystack Observatory verfügbares, auf JAVA basierendes Programm namens SRT (Small Radio Telescope), das damit Betriebssystem unabhängig ist und sich u.a. auf Windows- und Linux-Rechnern einsetzen lässt. Über dieses kann die Antenne bis auf einen Grad genau auf eine Koordinate ausgerichtet werden. Damit das Steuerungsprogramm weiß, wann diese Koordinaten erreicht sind, wurde für beide Bewegungsrichtungen jeweils ein Zählmechanismus integriert. Beispielsweise sei der für die Verkipfung Zuständige erklärt, der für die Rotation funktioniert analog: Auf der Gewindestange befindet sich ein Rad, das mehrere Magneten beinhaltet. Dreht sich das Rad um die eigene Achse, dann passieren die Magneten den *HTS Super Sensor II* und erzeugen per Induktion Stromimpulse, die von der SRT Software gezählt werden. Pro Grad müssen 11,7 Signale registriert worden sein, sonst wird eine Fehlermeldung ausgegeben und die Antenne in ihre Nullposition gefahren, die  $90^\circ$  in der Elevation und  $0^\circ$  im Azimut entspricht.

Da die Radioantenne von einer amerikanischen Firma hergestellt wird, ist sie für das dortige Stromnetz von 110 V optimiert. Deswegen beinhaltet der Stecker vom Stromkabel, das

auch am Empfängermodul angeschlossen ist, einen zusätzlichen dritten Pol. Da ein kompletter Austausch aufgrund der internen Verkabelung mehr als umständlich ist, wurde der alte Stecker durch einen *Schuko-Stecker* ersetzt. Es wurde vom Hersteller bestätigt, dass die verwendeten Bauteile im Empfängermodul auch zu anderen Stromnetzen kompatibel sind [Cob10].

## 5.2 Alternativer Aufbau

Aufgrund der mindest Integrationszeit der Signale von 0,26 s [Rog10] und des sehr schmalbandigen Frequenzbereiches von 40 MHz sind die elektronischen Komponenten im Auslieferungszustand nicht zur Messung der mit 10 - 20 ns kurzpulsigen GHz-Strahlung geeignet. Deswegen mussten einige Modifikationen vorgenommen werden (siehe Abb. 5.5):

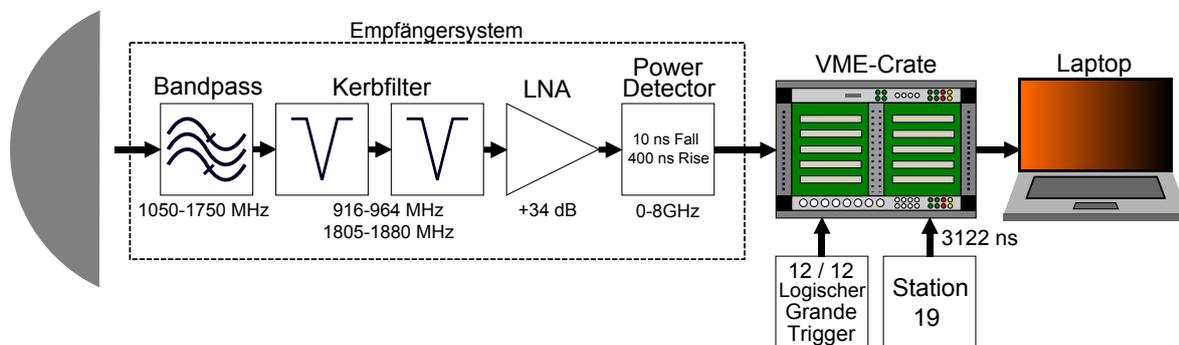


Abbildung 5.5: Schematischer Aufbau des alternativen Empfängersystems. Das Antennensignal durchläuft zunächst einen Bandpass sowie zwei Kerbfilter, bevor es von einem LNA mit rund 34 dB verstärkt wird. Der daran angeschlossene Power-Detektor gibt antiproportional zur Eingangsleistung eine Spannung aus, die von einer FADC-Karte in einem VME-Crate digitalisiert und auf einem Laptop abgespeichert wird. Die Auslese der Karte wird durch eine 12/12 Stationen CROME-Triggerbedingung getriggert. Zusätzlich wird das Signal von KASCADE-Grande Station 19 zur Zeitkalibration mitdigitalisiert.

Die Empfängerbox inklusive Platine wurde gegen ein größeres, wetterfestes Aluminium-Druckgussgehäuse, das elektromagnetische Interferenzen von außen abschirmt, ausgetauscht. Den Anfang der Signalkette nach dem Parabolreflektor und der Speiseantenne bildet ein Bandpassfilter der Firma Soontai [Soo] mit dem Durchlassbereich von 1050 - 1750 MHz mit F-Stecker Anschlüssen (Datenblatt siehe A.10). Es folgt ein F-SMA-Adapterstück, an das zwei eigens für den Aufbau hergestellte Kerbfilter der Firma Rittmann-HF-Technik [Rit] in Reihe geschaltet sind (Datenblatt siehe A.11). Diese dienen dazu, die GSM-Interferenzen im Bereich von 916 - 964 MHz sowie 1805 - 1880 MHz um rund 50 dB zu dämpfen. Da es sich um passive Bauelemente handelt, benötigen sie keine Stromversorgung. Die nächste Kom-

ponente in der Signalkette ist nach einem  $(15,3 \pm 0,5)$  cm langen SMA-Verbindungskabel der LNA *ZHL-1217MLN* (Datenblatt siehe A.5.4) der Firma Mini-Circuits [Min]. Er verstärkt das Eingangssignal im Bereich zwischen 1200 MHz und 1700 MHz um rund 30 dB und hat ein nur geringes Eigenrauschen von unter einem dB. Angeschlossen werden muss er an eine externe Spannungsversorgung mit 15 V. Nach einem weiteren  $(8,7 \pm 0,5)$  cm langen SMA-Kabel folgt der PD *ZX47-60+* der Firma Mini Circuits, der die Hüllkurve der Leistung im Frequenzband von 0-8 GHz misst und dann antiproportional zur Leistung am Eingang eine Spannung am Ausgang ausgibt. Sie kann über die Formel

$$U(P_{\text{ein}}) = -25 \cdot P_{\text{ein}} \frac{\text{mV}}{\text{dBm}} + 2100 \text{ mV} \quad (5.2)$$

berechnet werden. Die Proportionalität ist in Abb. 5.6 gezeigt. Der PD besitzt eine Steigzeit von rund 400 ns, eine Fallzeit von 10 ns, ein Eigenrauschen von rund 20 mV zwischen den Amplitudenmaxima (Peak to Peak) und muss mit 5 V extern versorgt werden. Weiterhin enthält er einen Temperatursensor, dessen Spannungswerte proportional zur Temperatur an einem Stift am Gehäuse abgegriffen werden können. Es besteht außerdem die Möglichkeit, dass ein intern verbauter Kondensator zur Reduzierung der Fallzeit auf 4 ns entfernt werden kann. Dadurch wird das Eigenrauschen um etwa den Faktor 2 erhöht. Da diese Modifikation erst kürzlich erfolgt ist und die bisher gemessenen Daten noch mit integriertem Kondensator durchgeführt worden sind, wird auf die Auswirkungen nicht genauer eingegangen.

Über ein  $(34,6 \pm 0,5)$  cm langes BNC Kabel wird das Spannungssignal des PD an den Ausgang der Empfängerbox gegeben und anschließend über ein rund 36 m langes BNC-Kabel mit einer Signallaufzeit von  $(180 \pm 5)$  ns, die über eine Reflexionsmessung bestimmt wurde, zur Datenerfassung geführt und dort über einen BNC-LEMO-Adapter an die Kanäle einer FADC-Karte angeschlossen.

Alle Komponenten in der Aluminium-Empfängerbox sind an die Spannungsversorgung der Antenne angeschlossen. In die Box wurde eine Steckverbindung integriert, an die ein Kabel angeschlossen wird, das den Strom über eine Klemme bezieht, an der auch die Stromversorgung für die Verkippung der Antenne anliegt. Dies hat den Vorteil, dass kein zusätzliches Versorgungskabel über größere Distanzen bis zur nächsten Stromquelle gezogen werden muss, das sich bei Drehungen um die Antenne wickeln könnte. Allerdings kann während einer Elevationsänderung keine Messung durchgeführt werden, da die Versorgungsspannung nicht ausreicht, um die zusätzlichen Bauteile zu versorgen. Nach der Steckverbindung wurde ein Spannungsstabilisator integriert, von dem aus die Zuleitungen zum LNA und PD geführt werden. Dieser beschränkt die Spannung auf maximal 15 V, um die maximal erlaubten Herstellerangaben der beiden Bauteile nicht zu überschreiten. Da der PD nur 4,5 - 5,5 V max. verträgt, befindet sich in dieser Zuleitung noch ein zusätzlicher  $75 \Omega$  Widerstand. Sowohl der Stabilisator als auch der Widerstand sind mit dem Gehäuse verbunden, damit die entstehende Wärme besser abgeführt werden kann.

Um die Reaktionszeit des PD zu testen, musste eine logische Schaltung entwickelt werden, mit der man einen kurzen Puls von nur 40 ns Länge erzeugen konnte, da die minimal er-

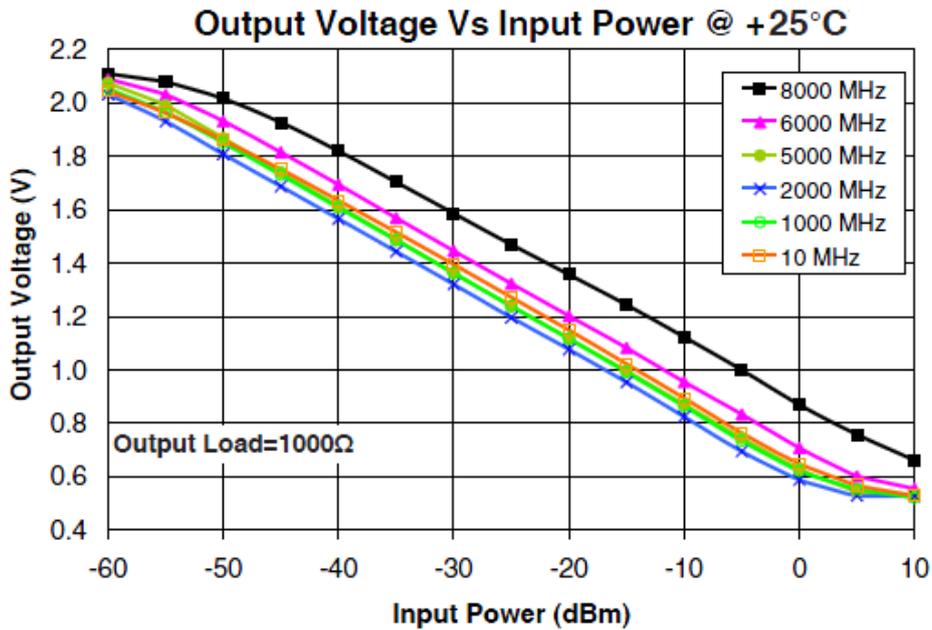


Abbildung 5.6: Ausgangsspannung über frequenzabhängige Eingangsleistung des PD (siehe Datenblatt A.5.3).

reichbare Zeitdauer eines Pulses des verwendeten Pulsgenerators mit über 200 ns zu lang war. In dieser Schaltung wird das Ausgangssignal des Generators aufgeteilt. Eine Leitung wird direkt in ein logisches NAND-Gatter geführt, während die andere Leitung zusätzlich drei weitere NAND-Gatter durchlaufen muss. Zunächst liegen am unteren NAND-Gatter eine logische 0 und eine logische 1 an, die durch den Inverter am Ausgang in eine logische 1 umgewandelt werden. Legt man nun ein Signal an, dann liegt am unteren NAND-Gatter an beiden Eingängen eine logische 1 an, so dass bei A der Zustand 0 vorhanden ist. Nach einer Verzögerungszeit von rund 40 ns durch die oberen NAND-Gatter wird der obere Eingang wieder zu 0, so dass bei A wieder die logische 1 anliegt. Der Aufbau der Schaltung ist in Abb. 5.7 dargestellt, das gemessene Ausgangssignal in Abb. A.8 und die Reaktionszeitmessung des PD in Abb. A.9. Erkennbar in Abb. A.8 ist der kurze, generierte Puls von nur

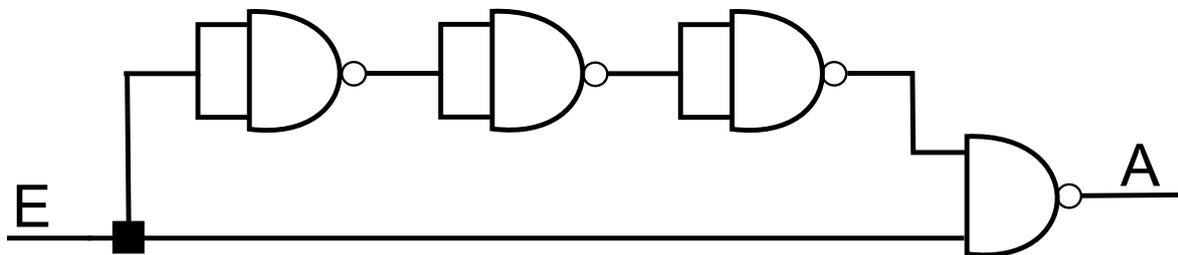


Abbildung 5.7: Logische Verzögerungsschaltung zum Testen der Reaktionszeit des PD.

40 - 50 ns, Dauer, der in Abb. A.9 an den Ausgang des PD gegeben wird. Dieser reagiert unmittelbar auf das angelegte Signal, so dass nach 20 ns im Rahmen der Ablesegenauigkeit

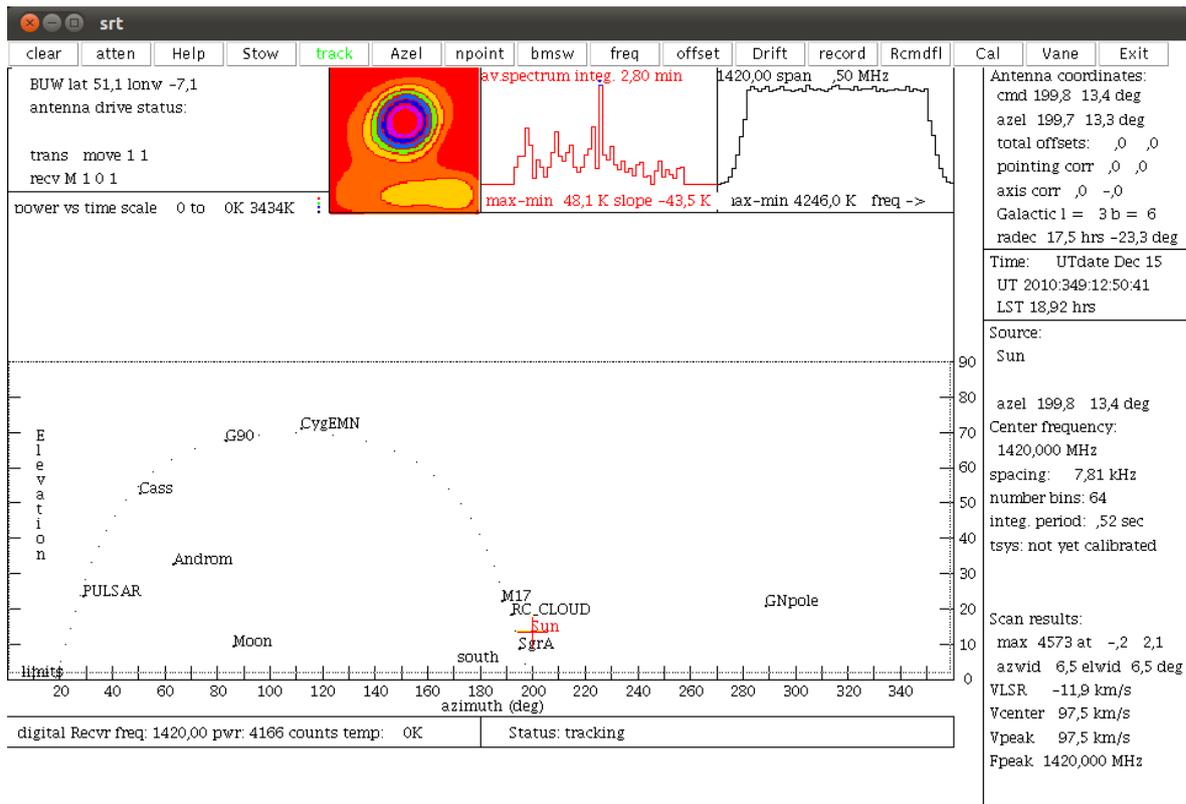


Abbildung 5.8: JAVA SRT Kontrollprogramm zur Antennensteuerung.

ein Minimum erreicht wird. Nach rund 500 - 600 ns Steigzeit erreicht das Ausgangssignal des PD wieder den Ausgangspegel. Die Steigzeit weicht um rund 100 ns von der Herstellerangabe ab, was jedoch keine Auswirkungen auf die Detektion von MBS hat, da es dort auf eine, durch den PD gegebene, schnelle Fallzeit ankommt.

## 5.3 Datennahme

Um die für die Datennahme und die Ansteuerung der Antenne benötigten Programme ausführen zu können, wird ein Laptop aus der Abteilung der Astroteilchenphysik der BUW verwendet. Auf diesem läuft das Betriebssystem Linux Ubuntu der Version 10.10, *Maverick Meerkat*. Auf ihm ist die benötigte SRT Software installiert. Bei jedem Programmaufruf wird die Antenne zuerst zur Positionskalibration in die Nullposition gefahren. Diese entspricht einem Zenitwinkel von  $90^\circ$  sowie einem Azimutwinkel, der sich einstellt, wenn der Metallstift den Unterbrechungskontakt betätigt. Damit dieser Winkel auch mit realen Koordinaten übereinstimmt, wurde die Antenne mit einem Kompass exakt nach Norden ausgerichtet. Abb. 5.8 zeigt eine Übersicht des Programms. In der obersten Zeile befindet

sich eine Leiste mit ausführbaren Befehlen, die Wichtigsten seien im Folgenden erläutert:

- *Stow*: Führt die Antenne in ihre Nullposition
- *Track*: Bei Aktivierung dieser Option und Auswahl eines Objektes auf der Himmelskarte wird der Reflektor automatisch der Quelle nachgeführt
- *Azel*: Zusätzlich zu den Objekten auf der Karte können Azimut- und Zenitkoordinaten manuell eingegeben und angepeilt werden. Auf unterschiedliche Winkeldefinitionen muss geachtet werden, da ein Zenitwinkel von  $90^\circ$  im Programm einer senkrecht zum Boden gerichteten, optischen Achse des Reflektors entspricht.
- *nPoint*: 25 Messungen der Signalstärke werden in einem 5x5 Punkte-Raster durchgeführt, wobei sich die zu untersuchende Quelle in der Mitte dieses Rasters befindet. Die Punkte liegen dabei in einem Abstand von einer halben Antennenkeule auseinander. Die Breite der Keule muss in einer Konfigurationsdatei angegeben werden. Sie beträgt für die SRT Antenne rund  $7^\circ$ .
- *bmsw*: Führt eine *Beamswitch*-Messung aus. Die Antenne wird im Abstand von einer halben Keulenbreite zunächst parallel zum Horizont vor das zu beobachtende Objekt, dann auf dieses und anschließend hinter das Objekt gerichtet. Dadurch können hinterher Störungen, die sich aufgrund der Umgebung der Quelle ergeben, von den Messungen abgezogen werden. Die eigentliche Messung wird dadurch ungenauer, da nur  $1/3$  der Messzeit für das Zielobjekt verwendet wird.
- *Drift*: Die Antenne wird parallel zum Himmelsäquator eine halbe Keulenbreite vor das Objekt ausgerichtet, damit dieses durch das Sensitivitätsmaximum der Antenne wandern kann. So kann z.B. das Auflösungsvermögen bestimmt werden.
- *Record*: Speichert alle Messwerte in eine Textdatei

Unter der Leiste befindet sich ein Fenster mit Informationen über den Standort und den Status der Antenne. Daneben folgt ein Bereich, in dem ein automatisch generierter 2D Plot der 5x5 Punkte-Messung dargestellt wird. Erstellt wird dieser durch anfitten einer Gaußverteilung an die einzelnen Messungen, da angenommen wird, dass sich sowohl das Antennendiagramm im Hauptkeulenbereich sowie die Helligkeitsverteilung der Himmelsquelle durch Gaußverteilungen beschreiben lassen. Eine Skala wird nicht angegeben und man kann diese auch nicht absolut für mehrere Messungen einstellen. Daneben folgt ein über die angegebene Zeit integriertes Spektrum, bei dem die Baseline bereits automatisch abgezogen wird. Der letzte Plot zeigt das aktuell gemessene Spektrum, wobei das empfangene Signal 0,52 s lang aufintegriert wurde. *Span* gibt die Breite des Spektrums an, die manuell eingestellt werden kann. In der Mitte des Fensters folgt eine Himmelskarte mit manuell anwählbaren Himmelsgestirnen, die durch Anklicken von der Antenne angepeilt werden können und deren Positionen automatisch mit einem Algorithmus berechnet wer-

den. Am rechten Rand stehen u.a. Informationen über das anvisierte Objekt, sowie technische Daten zur Messung. Zusätzlich zur manuellen Messung besitzt das Programm die Möglichkeit der Einlese einer Kommandodatei, so dass zu vorher festgelegten Zeitpunkten automatisierte Messungen durchgeführt werden können.

Das Grundgerüst der Datenerfassung für den Aufbau zur Messung von MBS bildet ein VME-Crate mit Platz für sieben anschließbare Karten. Bei Umbaumaßnahmen muss dieses erst von der Stromzufuhr getrennt werden, bevor Karten ein- bzw. ausgebaut werden können. In dem VME-Crate befindet sich eine *SIS3150-USB USB2.0 to VME Interface Karte* der Firma Struck. Sie ist über ein USB-Kabel an den Laptop angeschlossen. Die Karte ist eine USB-Brücke, über die man andere Karten im VME-Crate über den VME-Bus ansteuern kann. Weiterhin ist im VME-Crate auch noch die *SIS3300 Flash ADC Karte* der Firma Struck vorhanden, die acht separate Kanäle mit einer Auflösung von 12 bit besitzt. Jeder Kanal wird mit 100 MHz gesampelt, d.h. alle 10 ns wird ein analoger Wert digitalisiert. Ihre große Flexibilität erhält die Karte durch die Vielzahl an Verwendungsmöglichkeiten des internen Speichers, der in zwei unabhängige Speicherbänke aufgeteilt und als Ringbuffer aufgebaut ist, d.h. Messwerte werden kontinuierlich in den Buffer gefüllt und dann, wenn kein Befehl zum Auslesen gesetzt wird, wieder von vorne durch neue Werte überschrieben. Der unabhängige Aufbau der Bänke ermöglicht auch die Detektion sehr schnell aufeinanderfolgender Ereignisse, da erst eine Bank vollgeschrieben und dann intern auf die andere Bank gewechselt wird, während unabhängig davon bereits das Auslesen der Ersten erfolgt. Jede Speicherbank kann entweder als ein zusammenhängender Speicher verwendet oder für schnell aufeinanderfolgende Ereignisse in einem *Multi-Event-Modus* in bis zu 1024 *Events* mit jeweils 128 Messwerten aufgeteilt werden. Als zusammenhängender Speicher, wie er bei dem in dieser Arbeit beschriebenen Experiment verwendet wird, können maximal 131072 Messwerte aufgenommen werden. Dies entspricht einer Messzeit von 1,3 ms. Da im Schnitt nur alle 2 Minuten ein Ereignis erwartet wird, das die CROME-Triggerbedingung erfüllt, kann für die GHz-Messung die volle Speichergröße ausgenutzt werden, um z.B. Störsignale zu identifizieren oder Laufzeitverzögerungen aufgrund von Geometrieeffekten des Luftschauers abzufangen. Kommt es zu dem Umstand, dass Ereignisse in so kurzen Abständen aufeinanderfolgen, dass eine Bank, die noch ausgelesen wird, bereits wieder beschrieben wird, dann entsteht ein Bus-Zugriffsfehler. Dieser entsteht, da bei einer vollständig gefüllten Bank intern ein *Flag* gesetzt wird, das erst bei erfolgter Auslese wieder entfernt wird. Das Resultat ist dann eine sich immer wiederholende Auslese des Speichers ohne die Akquisition von neuen Daten, die durch einen manuellen Reset abgefangen werden muss. Dies ist jedoch nur drei Mal während der gesamten Laufzeit von rund 30 Wochen aufgetreten.

Im Multievent-Modus wird zusätzlich der Zeitpunkt der Events relativ zum Ersten abgespeichert. Kennt man den absoluten Zeitpunkt eines Signals, dann können alle weiteren Ereignisse genau der absoluten Zeit zugeordnet werden. Die Ereignisse dürfen aber zeitlich nicht zu weit auseinander liegen, da der Zeitmechanismus eine Auflösung von 1024x24 bit besitzt. Nach Überschreiten des Maximalwertes erfolgt ein Überlauf und der Zeitzähler fängt wieder bei 0 an. Einen Überlauf kann man noch rekonstruieren, wenn zwei Ereig-

nisse nicht weiter auseinander liegen als eine ganze Zählperiode, ansonsten werden die Zeitinformationen unbrauchbar.

Um das Auslesen der Messwerte zu triggern, stehen verschiedene Varianten zur Verfügung. Für die MBS-Messung wird der *Stopp-Modus* verwendet, der durch den am Stopp-Eingang der FADC-Karte angeschlossenen CROME-Trigger gesteuert wird. Der Speicher wird kontinuierlich alle 10 ns mit einem digitalisierten Messwert beschrieben, bis ein Ereignis durch den Detektor registriert wurde. Von dem Moment an wird noch die Hälfte der Speicherbank mit neuen Werten gefüllt, bevor ein Wechsel auf die zweite Bank erfolgt und die Daten der Ersten ausgelesen, am PC gespeichert und in der richtigen Reihenfolge zusammengesetzt werden, so dass der Triggerzeitpunkt wieder in der Mitte der Messdaten liegt. Dieses Verfahren bewirkt, dass man Messwerte vor dem Triggersignal nicht verliert, da man vorher nicht weiß, wann ein ausgedehnter Luftschauer entsteht. Diese Messwerte werden benötigt, da das Radiosignal vor dem Erreichen des Triggersignals am FADC-Eingang erwartet wird. Begründet ist dies durch die unterschiedlich langen Signalwege, die zum einen von den KASCADE-Grande Detektoren sowie von der Radioantenne bis zur Datenerfassung zurückgelegt werden müssen. Das Triggersignal aller 12 Grande Stationen benötigt rund 3100 ns, um das VME-Crate zu erreichen, das Radiosignal von der Antenne rund 210 ns. Würde man also nur die Messwerte ab dem Triggerzeitpunkt aufnehmen, wäre das durch molekulare Bremsstrahlung emittierte GHz-Signal bereits vorbei. Außerdem bestehen abhängig von der Einfallsrichtung der Schauerfront Laufzeitdifferenzen zwischen dem Triggersignal aller 12 Stationen und dem Durchgang des Schauers durch die Antenne (siehe Abschnitt 6.8). Um diese Unsicherheiten zu eliminieren, wurde zusätzlich ein Kabel von der sich nahe der Antenne befindenden KASCADE-Grande Station 19 bis zum Ort der Datenerfassung gezogen und das Signal über die FADC-Karte mitdigitalisiert. Dadurch kann der Zeitunterschied für jedes Ereignis separat bestimmt werden.

Um die Ereignisse hinterher zeitlich genau zuordnen zu können, wird der exakte Zeitpunkt des Triggers mit einem GPS-Zeitstempel versehen und auf einem Rechner gespeichert.

Bei jeder Inbetriebnahme des VME-Crates muss zunächst die Firmware auf die SIS3150-Karte geladen werden. Dies geschieht über eine grafische Oberfläche, die über einen TCL-Interpreter ausgeführt wird. Über diese können simple Steuerbefehle an den VME-Bus gesendet werden. Jeder Karte im VME-Bus muss über zwei auf ihr befindlichen Drehschaltern, die auf die Positionen 0-9 eingestellt werden können, eine eigene Adresse zugewiesen werden. Stellt man z.B. die Kombination 3 und 0 ein, dann erhält die Karte die Adresse 0x30000000. Zugriff auf die Funktionen der SIS3300 erhält man über das bitweise Ansprechen verschiedener Register. Jedes Einzelne besitzt eine eigene, feste Adresse auf der Karte. Jeder digitalisierte Messwert wird in eine Speicherzelle mit eigener Speicheradresse geschrieben. Auf diese und auf den Inhalt der Zelle wird über Zeiger zugegriffen. Die Speicheradresse des zuletzt befüllten Speicherplatzes wird in einem Register abgespeichert, so dass die Reihenfolge der Messwerte am PC damit wieder rekonstruiert werden kann.

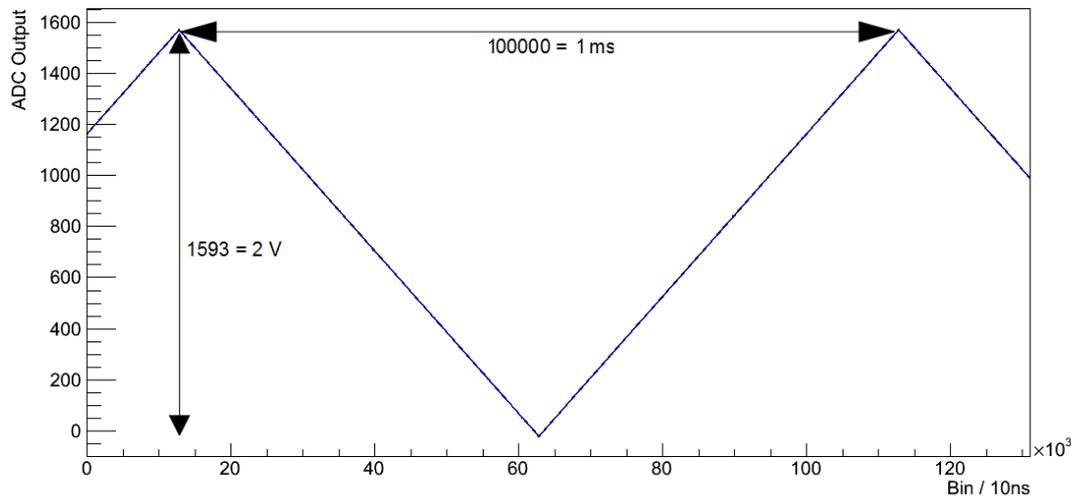


Abbildung 5.9: Kalibrierung der SIS3300-FADC Karte. Aufgetragen sind ADC-Counts gegen die Zeit von 10 ns pro Bin bei angelegtem Dreieckssignal von 0 - 2 V bei einer Frequenz von 1 kHz.

Zum Auslesen der Messwerte wird ein in C++ geschriebenes Programm verwendet, das bereits für den Projektpraktikumsversuch *Skyview* an der BUW, bei dem die myonische Komponente eines Luftschauers mit Hilfe von vier Szintillationsdetektoren registriert wird, im Einsatz war [Sky]. Für die Detektion der GHz-Radiowellen mussten einige grundlegende Änderungen zur Anpassung an die unterschiedlichen Bedingungen vorgenommen werden: Der Speicherbereich wurde auf seine maximale Größe erhöht, so dass nach jedem Triggersignal 131072 Messwerte aus der entsprechenden Speicherbank von bis zu acht Eingangskanälen ausgelesen und in eine Textdatei geschrieben werden, die zur Katalogisierung mit einem über die Systemzeit des Laptops berechneten Zeitstempel versehen wird, während die andere Bank weiter Daten aufnimmt. Die Messwerte werden dann in einen *ROOT-Tree* gefüllt und können anschließend mit dem am CERN entwickelten Datenanalysepaket *ROOT* weiter analysiert werden. Zusätzlich wurde die Möglichkeit der kontinuierlichen Auslese zur Untergrundbestimmung zu selbst bestimmbar Zeitpunkten integriert, für die kein externes Triggersignal benötigt wird. Dadurch werden auch ferngesteuerte Messungen ermöglicht.

Um die Umrechnung von Ausgangsspannung in Eingangsleistung des PD durchführen zu können, musste die FADC-Karte kalibriert werden. Eine Sägezahnspannung mit einer Frequenz von 1000 Hz und einem Spannungsbereich von 0 - 2 V wurde an den Eingang der Karte angelegt, über den sonst die Messdaten des PD erhalten werden und für mehrere Messungen digitalisiert. Abb. 5.9 zeigt das Resultat. Wie aufgrund der Bauweise der Karte zu erwarten war, erfolgt die Umsetzung von analogem Eingangssignal zu digitalisiertem Ausgangssignal linear. Die Umrechnung erfolgt dadurch über die Formel

$$U_{\text{Eingang}} = (\text{ADC}_{\text{Wert}} + 22) \cdot 1,255. \quad (5.3)$$

## 5.4 Technische Probleme des Aufbaus

Im Laufe der Zeit haben sich einige, vordergründig mechanische, Probleme mit der Antenne und Hardwareprobleme mit der Datenerfassung ergeben. Das Hauptproblem lag dabei vor allem in der Anfälligkeit gegenüber Witterungsbedingungen. Der Hebearm der Radioantenne mit seiner Getriebebox bietet dem Wind eine gute Angriffsfläche, so dass dieser ein großes Drehmoment ausüben kann. Deswegen sollte die Antenne bei starkem Wind in die vertikale Position ausgerichtet und nach Möglichkeit nicht gedreht werden. Außerdem warnt der Hersteller davor, die Antenne manuell und nicht per Softwarebefehl zu kippen oder zu rotieren, da dies Schäden an der Mechanik hervorrufen kann. Kritisch war dies vor allem während der Inbetriebnahme der Antenne an der BUW, da bedingt durch die Lage ihres Stellplatzes auf einer Erhöhung stärkere Winde begünstigt werden. Folgende Komplikationen sind aufgetreten:

- *Schmutz im Gleitlager*: Einen Monat nach der ersten Inbetriebnahme konnte die Antenne nicht mehr gedreht werden. Die SRT Software gibt deswegen die Fehlermeldung *Motor stalled or limit prematurely reached* aus. Tritt so ein Fehler nach Eingabe von Koordinaten auf, wird die Antenne, wenn mechanisch noch möglich, automatisch wieder in ihre Nullposition bewegt. Als Fehlerquelle konnte das Gleitlager am Fuße der drehbaren Achse identifiziert werden. Zwischen Gleitlager und der drehbar gelagerten Achse auf der der Reflektor sitzt, hat sich durch einlaufendes Regenwasser eine Schicht aus Rost und Schmutz gebildet, die der Drehung einen großen Widerstand entgegengesetzte. Die Schicht wurde durch Reinigung und Einsprühen mit einem speziellen Rostschutzspray entfernt. Zusätzlich wurde das Gleitlager in der Werkstatt in eine Drehbank eingespannt und mit Schleifpapier an der Innenseite minimal geglättet, da die Schmutzschicht kleine Strukturen in die Oberfläche des Gleitlagers geschliffen hatte.

Bei den Wartungsarbeiten ergab sich ein weiteres Problem: Eine Schraube, die den Metallstift zur Stromzufuhrunterbrechung am unteren Ende der Drehachse hält, hatte sich etwas gelockert. Dadurch hat sich die Spitze nach unten geneigt und konnte bei der Drehung unter dem Kontakt hindurchrutschen. Wenn man die Antenne in ihre Nullposition zurückfahren möchte, werden die Impulse nicht durch die SRT Software gezählt, sondern gewartet, bis der Stromkreis automatisch unterbrochen wird. Dadurch dreht sich die Antenne immer weiter in die gleiche Richtung und kann anhängende Kabel abreißen. Durch die Reparatur des Lagers und das Festschrauben des Stiftes konnte dieses Drehproblem behoben werden.

- *Verkantete Drehachse*: Ein erneutes Blockieren der Antenne wurde von dem Eisengehäuse der Getriebebox verursacht. Diese dient neben dem Witterungsschutz des Getriebes zur Stabilisation der Drehachse, so dass diese vertikal nach oben ausgerichtet werden kann. Durch den Wind hat sich die obere Platte des Gehäuses etwas verschoben, da sie bei der vorherigen Reparatur vermutlich nicht fest genug verschraubt

wurde, so dass die Drehachse leicht verkippt wurde. Die Verkipfung bewirkte, dass das anliegende Metallzahnrad mit den Spiralen der Getriebeschnecke verkantete und somit nicht mehr gedreht werden konnte. Da man auf einigen Zähnen des Zahnrades bereits leichte Verschleißerscheinungen erkennen konnte und um dieses Rad vor dem einlaufenden Regenwasser zu schützen, wurden die Getriebeschnecke und die Zwischenräume der Zähne mit Fett versehen. Das Regenwasser tritt oben in das Gehäuse ein, an der Stelle, an der die Drehachse aus dem Gehäuse austritt und mit einer Schelle abgeschlossen ist, die etwas Spiel für die Drehung ermöglicht. Durch Fixierung der oberen Platte und erneuter Ausrichtung der Drehachse konnte das Problem behoben werden. Die exakt parallele Ausrichtung ist zwingend notwendig, da die Drehachse ansonsten an den Eisenplatten des Motorgehäuses reibt und mit der Zeit etwas Material abfräst. Dadurch entsteht zum einen mehr Fläche für den einlaufenden Regen und zum anderen kann die Drehachse nicht mehr vernünftig stabilisiert werden.

- *Lose Schrauben:* Bei einer weiteren Blockade der Antenne waren zwei kleine Schrauben, die das kleinste Zahnrad über einen Konus auf dem Bolzen des Elektromotors fixieren, die Ursache. Auffällig war, dass die Antenne von Hand gedreht werden konnte, wenn man die Kette manuell über die Zahnräder gezogen hat. Per Softwarebefehl bewegte sich die Antenne jedoch nur ab und an, obwohl der Bolzen durch den Elektromotor die ganze Zeit gedreht wurde. Vermutlich durch Windeinwirkung haben sich die Schrauben mit der Zeit gelockert und dadurch konnte das die Kette führende Zahnrad über den Bolzen rutschen ohne sich zu drehen. Zur Reparatur musste der Elektromotor abgebaut werden. Dabei stellte sich heraus, dass eine Schraube nur mit erheblichem Kraftaufwand in ihrem Gewinde im Konus gedreht werden konnte, bis sie aus diesem herausgeragt hat und die andere Schraube ganz locker war. Ob dieser Umstand ein Produktionsfehler war oder witterungsbedingt aufgetreten ist, konnte im Nachhinein nicht mehr verifiziert werden.
- *Korrosion:* Da das Versorgungskabel für das Getriebe des Hebearms von oben in die es umgebende Box geführt wird, ist diese Stelle anfällig für einlaufendes Regenwasser. Daher wurden sie und das Hauptgehäuse mit Aluminiumfolie umwickelt. Trotz dieser Maßnahme konnte sich Wasser in der Box ansammeln, wodurch eine Zuführung aus Kupfer zu einer Diode der Antennensteuerung vollständig korrodierte und unterbrochen wurde. Dadurch konnte die Antenne zwar rotiert, aber nicht mehr gekippt werden. Die Diode wurde durch ein bauähnliches Modell ersetzt und an die Leitung wieder angelötet.
- *Schneefall:* Fallender Schnee im Winter kann abhängig von der Konsistenz dazu führen, dass sich auf dem Gitter des Parabolreflektors eine Schicht bildet, auf der sich immer mehr Schnee anlagert. Dadurch kann das reflektierte Signal gedämpft werden. Außerdem ist es vorgekommen, dass auf dem Boden geführte Kabel aufgrund der Schneelast bei Bewegungen nicht mehr verschoben werden konnten und an den Anschlüssen des Empfängergehäuses beschädigt wurden.

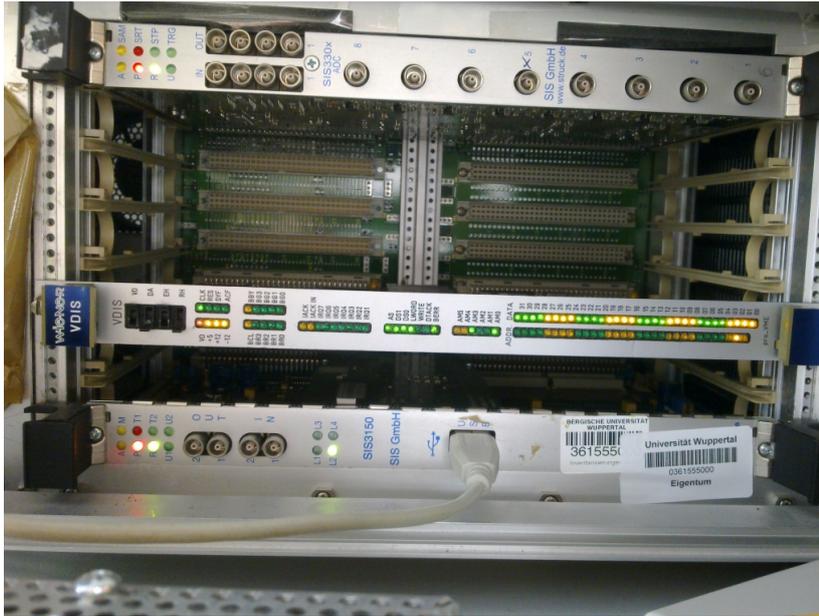


Abbildung 5.10: Aufbau der Datenerfassung. In dem VME-Crate befindet sich ganz unten die SIS3150-USB USB2.0 to VME Interface Karte, oben die SIS3300 FADC-Karte und in der Mitte das zur Fehlersuche benutzte VME-Display Diagnosemodul.

- *Datennahme:* Bei der Installation der Treiber für die SIS3150 USB-Brücke müssen unter Ubuntu einige Bibliotheken von Hand nachinstalliert, sowie der Systemkernel mit der zusätzlichen USB-Option `CONFIG_USB_DEVICEFS=y` kompiliert werden, da in neueren Kernelversionen die Option deaktiviert wurde.

Außerdem muss beim Einbau der Karte in das VME-Crate darauf geachtet werden, diese so weit wie möglich in den entsprechenden Slot zu drücken, da ansonsten keine Verbindung zum VME-Bus hergestellt wird. Die Karte wird zwar schon beim Einrasten mit Strom versorgt und kann über den PC über die USB-Verbindung angesprochen werden, allerdings kommen die an die FADC-Karten adressierten Befehle unter der Meldung eines Zugriffsfehlers nicht an. Herausgefunden wurde dies mittels eines VME-Displays, das über Dioden anzeigt, wo und wie die Daten über den VME-Bus bewegt werden (siehe Abb. 5.10).

- *Digitalreceiver:* Die SRT-Antenne gab es in verschiedenen Ausstattungen, u.a. mit einem Analogreceiver, oder, wie die in dieser Arbeit beschriebene Antenne, mit einem Digitalreceiver. Die Standardkonfiguration der SRT Software geht von dem analogen Modell aus, so dass die Verwendung eines Digitalreceivers erst als zusätzliche Information in die Konfigurationsdateien geschrieben werden muss. Der Benutzer wird nicht durch eine Fehlermeldung informiert, sondern erhält nur die Meldung, dass keine Signale empfangen werden. Dadurch kann fehlinterpretiert werden, dass der Signalweg innerhalb der Antenne bis zum PC mechanisch unterbrochen ist.

- *Betriebssysteminkompatibilität*: Die Sonnenpositionsbestimmung ist unter der 64 bit Version des Betriebssystems Linux Debian, Version 5, mit Kernel 2.6.26-2 fehlerbehaftet. Von der korrekten Position springt die Sonne zu zufälligen Zeitpunkten an eine andere Stelle in der Himmelskarte. Auch Koordinaten außerhalb des sichtbaren Horizontes werden angenommen. Zu Reproduktionszwecken wurde die Software auf zwei weiteren Computern mit installiertem Debian Betriebssystem derselben Version getestet, um ausschließen zu können, dass ein spezielles Problem mit dem Rechner vorliegen könnte. Auch auf diesen trat der Fehler auf. Dieser wurde jedoch nicht bei Verwendung einer alternativen Linux-Distribution, Ubuntu 10.10, nachgewiesen, welche dann für den Aufbau verwendet wurde.



# Kapitel 6

## Analyse

Nach Beschreibung des Aufbaus in Kapitel 5 folgen in diesem Kapitel einige durchgeführte Analysen. In Abschnitt 6.1 werden zwei durchgeführte Messungen der Sonnenintensität beschrieben, bevor auf Störeinflüsse eingegangen wird. Abschnitt 6.2 zeigt die Langzeitstabilität des durchgeführten Experimentes inklusiver Analyse von Wetterdaten, gefolgt von der Berechnung der Empfängertemperatur in Abschnitt 6.3 sowie der Analyse einer erneut durchgeführten Sonnenmessung in Sektion 6.4, dieses Mal mit Hilfe des PD. Den Abschluss der Analysen, die die Radioantenne selbst betreffen, bildet Abschnitt 6.6 mit Spurbetrachtungen von registrierten Ereignissen. Es folgt eine Abhandlung zur Rekonstruktion von ausgedehnten Luftschauern mit Hilfe der KASCADE-Grande-Daten in Sektion 6.7 und die Beschreibung eines eigens entwickelten Algorithmus zur Ereignisselektion, die das Ende dieses Kapitels markiert.

Das mit der Radioantenne gemessene Datensample wird für die Analyse in verschiedene Perioden eingeteilt. Die Radioantenne wurde zunächst an der BUW getestet, bevor sie Mitte Februar zum KIT gebracht wurde. Bis Anfang Juli wurden Modifikationen an der Antenne und der Datenerfassung vorgenommen, so dass für die in diesem Kapitel bis auf Abschnitt 6.1 vorgestellten Analysen der Datensatz von Anfang Juli bis Anfang September verwendet wird, der mit dem in Abb. 5.5 gezeigten Aufbau gemessen wurde und der in den einzelnen Abschnitten aufgrund aufgetretener Störungen, wenn nötig, nochmals unterteilt wird. Die Sonnenmessung in Sektion 6.4 wurde mit einem modifizierten PD durchgeführt, bei dem ein Kondensator zur Reduzierung der Reaktionszeit Mitte September ausgebaut wurde. Auf diese Modifikation und die genauen Auswirkungen wird aber, wie im Aufbau bereits erwähnt, nicht mehr genauer eingegangen.

### 6.1 Inbetriebnahme

Zu Testzwecken wurde die Antenne zunächst an der BUW mit den mitgelieferten Empfängerkomponenten zur Detektion der 21-cm-Linie aufgebaut. Zur Bestimmung der Hauptkeulenbreite wurde eine Messung der Sonnenintensität durchgeführt. Dazu wurde die An-

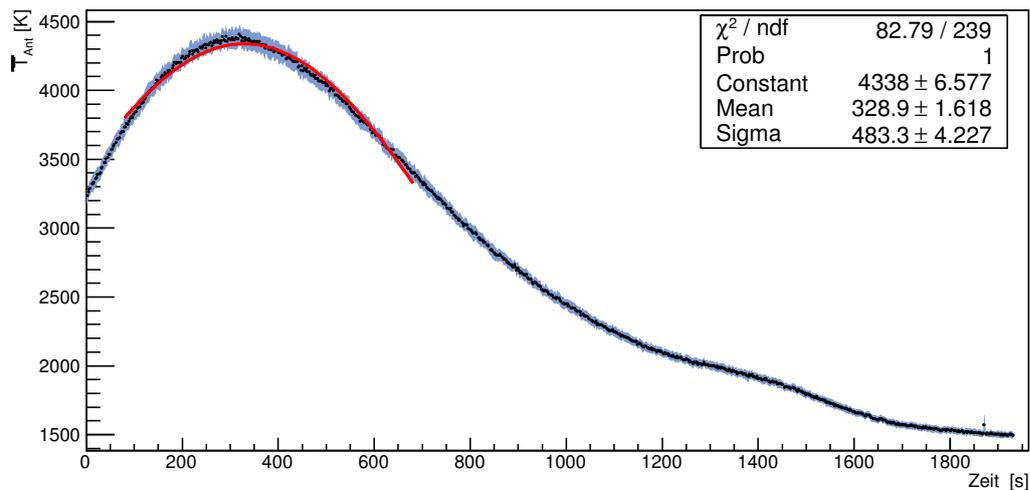


Abbildung 6.1: Messung der Sonnenintensität am 21.12.2010 von 11:22 - 11:55 Uhr. Die nicht kalibrierte Systemtemperatur ist gegen die Messzeit bei festgehaltener Antennenrichtung mit einer Gaußanpassung im Maximumsbereich zur Bestimmung der Hauptkeulenbreite aufgetragen.

tenne über die SRT-Software in den *Driftmodus* versetzt, so dass die Sonne den Bereich höchster Sensitivität passieren konnte. Das Ergebnis der Messung ist in Abb. 6.1 dargestellt. Die Möglichkeit zur Detektion des Radiosignals der Sonne im GHz-Bereich ist hauptsächlich durch drei Prozesse gegeben [Hey74]: Einerseits ergibt sich ein ständig vorhandener Beitrag der ruhigen Sonne, der aus der thermischen Emission des heißen, ionisierten Gases in den oberen Schichten der Chromosphäre resultiert. Bei 1,4 GHz beträgt die Strahlungstemperatur der Sonne rund  $7 \cdot 10^4$  K [BGS02]. Außerdem tragen noch die sich langsam verändernde Sonnenfleckenkomponekte, die auch thermischen Ursprungs ist, und Sonneneruptionen zur Emission in dem Frequenzbereich bei.

Da das Ausgangssignal der Antenne zu diesem Zeitpunkt noch nicht kalibriert wurde, entsprechen die Messwerte auf der Ordinatenachse nicht den echten gemessenen Antennentemperaturen, sondern sind alle mit einem unbekanntem Faktor skaliert. Dies ist aber nur relevant, wenn man die gemessene Leistung absoluten Werten zuordnen will. Die Größenordnung der durch die Sonneneinstrahlung erzeugten, realen Erhöhung der Antennentemperatur kann man in etwa wie folgt abschätzen: Die Winkelgröße der Sonne am Himmel,  $\Omega_s$ , beträgt ca.  $(0,5 \pm 0,1)^\circ$ , die Hauptkeulenbreite der Antenne,  $\Omega_{HK}$  laut offiziellen Angaben  $(7 \pm 2)^\circ$  [Hay] und die Temperatur der Sonne,  $T_{sun}$ , bei 1,4 GHz rund  $(7 \cdot 10^4 \pm 3 \cdot 10^4)$  K. Nach 4.15 erhält man damit:

$$T_{Ant} = (0,5/7)^2 \cdot 2 \cdot 10^5 \text{ K} = (357,14 \pm 292,38) \text{ K}. \quad (6.1)$$

Der Fehler berechnet sich über Fehlerfortpflanzung zu:

$$\Delta T_{\text{Ant}} = \sqrt{\left(\frac{2 \Omega_s T_{\text{Ant}}}{\Omega_{\text{HK}}^2} \Delta \Omega_s\right)^2 + \left(\frac{-2 \Omega_s^2 T_{\text{Ant}}}{\Omega_{\text{HK}}^3} \Delta \Omega_{\text{HK}}\right)^2 + \left(\frac{\Omega_s^2}{\Omega_{\text{HK}}^2} \Delta T_{\text{Ant}}\right)^2}. \quad (6.2)$$

Dazu kommen noch die 150 K Eigenrauschtemperatur des Empfängers [SRT] und die rund 45 K der Atmosphäre und des Erdbodens, so dass sich effektiv eine Temperatur bei genauer Ausrichtung auf die Sonne von  $(550 \pm 300)$  K ergeben würde.

Zur Beschreibung der Keulenform der Antenne wurde eine Gaußverteilung an die Messwerte im Maximum gefittet. Aus dem Fit ergibt sich ein Wert von  $(328,9 \pm 1,6)$  s für den Mittelwert und  $(483,3 \pm 4,2)$  s für die Standardabweichung. Die Hauptkeulenbreite kann dann wie in 4.1.1 beschrieben über den FWHM-Wert bestimmt werden. Bei einer Gaußverteilung besteht zwischen dem Wert  $\sigma$  und dem FWHM die Beziehung:

$$\text{FWHM} = 2\sigma\sqrt{2\ln 2}. \quad (6.3)$$

Die Koordinaten der Sonne, die im SRT Programm angegeben werden, betragen zu Beginn der Messung  $\phi = 164,0^\circ$  sowie  $\theta = 14,0^\circ$  und am Ende der Messung  $\phi = 171,6^\circ$  sowie  $\theta = 15,1^\circ$ . Es ergibt sich somit ein Unterschied von  $\Delta\phi = 7,6^\circ$  in  $\Delta t = 1939$  s, während die Koordinatenänderung in  $\theta$  nur rund  $1^\circ$  beträgt. Der Fehler der Sonnenposition wird über die Ablesegenauigkeit zu  $0,1^\circ$  abgeschätzt, der Fehler der gestoppten Zeit beträgt 1 s. Die Messzeit kann man somit in eine Winkeländerung umrechnen und den azimutalen Öffnungswinkel der Antenne bestimmen:

$$\text{FWHM} = 2 \sigma \sqrt{2 \ln 2} \frac{7,6^\circ}{1939 \text{ s}} = (4,46 \pm 0,07)^\circ \quad (6.4)$$

Der Wert weicht von der offiziellen Angabe um rund  $2,5^\circ$  ab. Erklärbar ist dies durch eine ungenaue Ausrichtung der Antenne, so dass die Sonne nicht durch die gesamte Hauptkeule gewandert ist. Um die Messung verifizieren zu können, wurde sie an einem anderen Tag zu einer späteren Uhrzeit wiederholt. Dabei wurde die Antenne auf die Koordinaten  $\phi = 208^\circ$ ,  $\theta = 17^\circ$  ausgerichtet. Abb. 6.2 zeigt das Resultat. Die einzelnen Messwerte schwankten teilweise erheblich, so dass eine vernünftige Analyse nicht durchgeführt werden konnte. Da die Störungen nicht aufgrund einer aktiven Sonne vermutet wurden, sondern menschengemacht sein könnten, wurde zur weiteren Untersuchung dieser Ergebnisse ein Spektrumanalysator direkt vor die Empfängerelektronik ohne Filter an die Empfangsantenne angeschlossen. Das Gerät hat in einem Fenster von 45 ms innerhalb einer Bandbreite von 3,6 GHz alle 3 MHz die Leistung im entsprechenden Frequenzkanal gemessen. Die Grafische Ausgabe ist in den Abb. 6.3, 6.4 und 6.5 gezeigt.

Zur besseren Visualisierung wurden im Analyseprogramm fünf Frequenzen mit einer blauen Markierung versehen. Zu erkennen sind mehrere auffällige Bereiche: Im Bereich um 100 MHz befinden sich die analogen Hörfunksender. In westlichen Regionen findet man um 500-800 MHz die DVB-T Sendeanlagen. Im Frequenzbereich um 900 MHz befinden

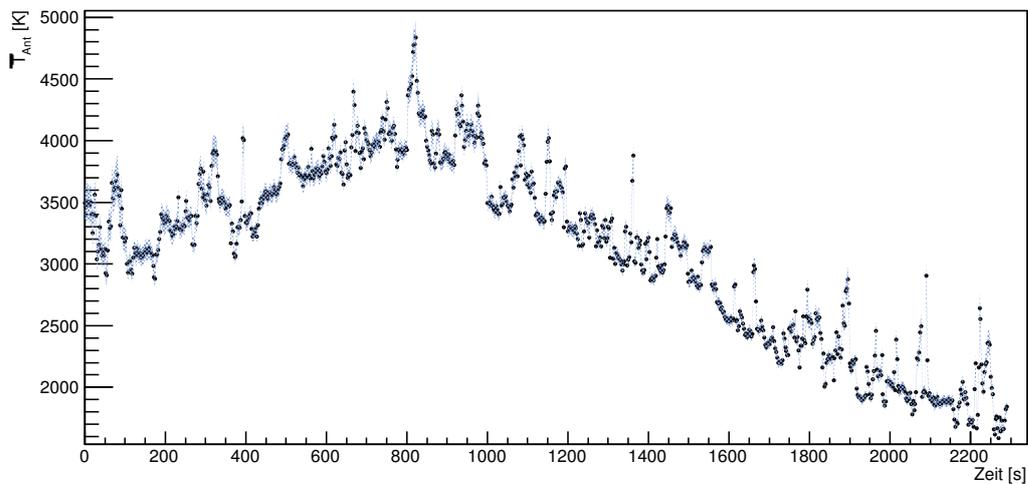


Abbildung 6.2: Sonnenmessung am 28.01.2011 von 14:24- 15:02 Uhr. Die nicht kalibrierte Systemtemperatur ist gegen die Messzeit bei festgehaltener Antennenrichtung aufgetragen. Erkennbar sind sprunghafte Anstiege in der Systemtemperatur, die auf GSM-Interferenzen durch eine sich in der Nähe der Antenne befindenden GSM-Sendeantenne zurückzuführen sind.

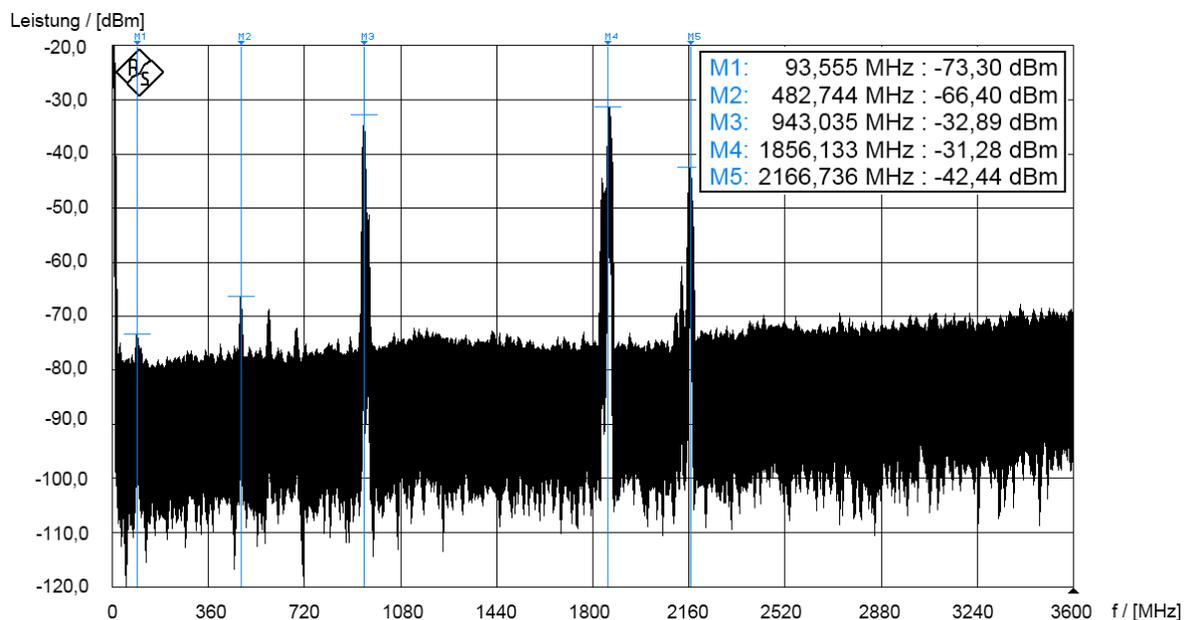


Abbildung 6.3: Mittels eines Spektrumanalysators im Bereich von 0-3,6 GHz gemessene, empfangene Leistung der Radioantenne ohne Empfangselektronik bei Ausrichtung auf die Koordinaten  $\phi = 0^\circ$ ,  $\theta = 0^\circ$ , d.h. Richtung geographischem Nordpol.

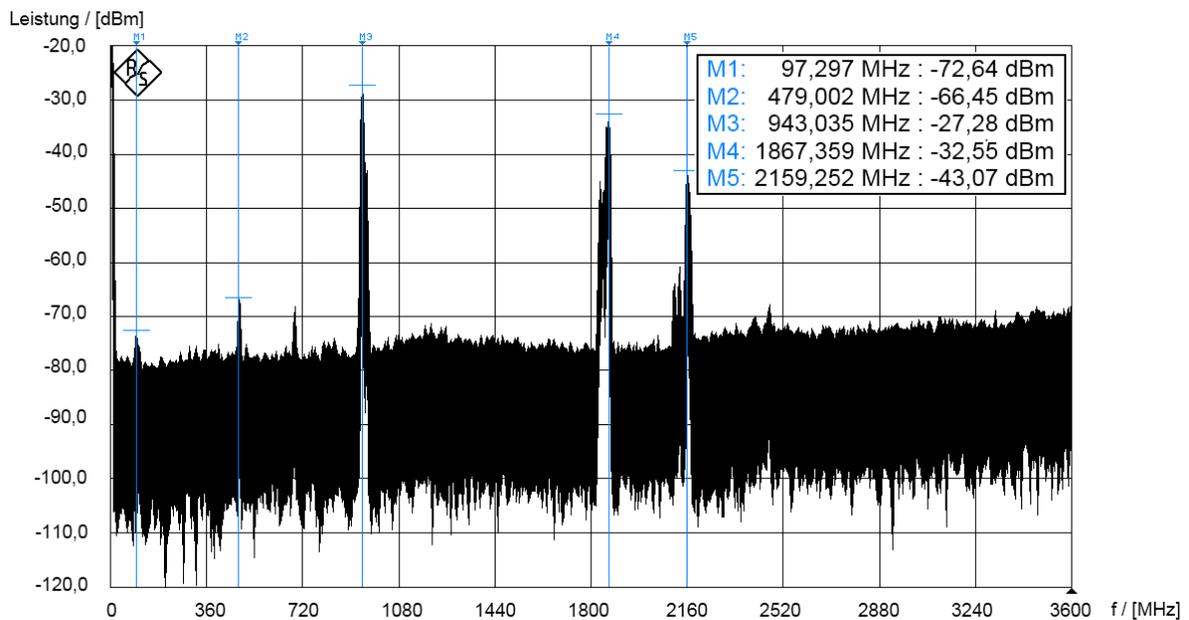


Abbildung 6.4: Mittels eines Spektrumanalysators im Bereich von 0-3,6GHz gemessene, empfangene Leistung der Radioantenne ohne Empfangselektronik bei Ausrichtung auf die Koordinaten  $\phi = 120^\circ$ ,  $\theta = 0^\circ$ .

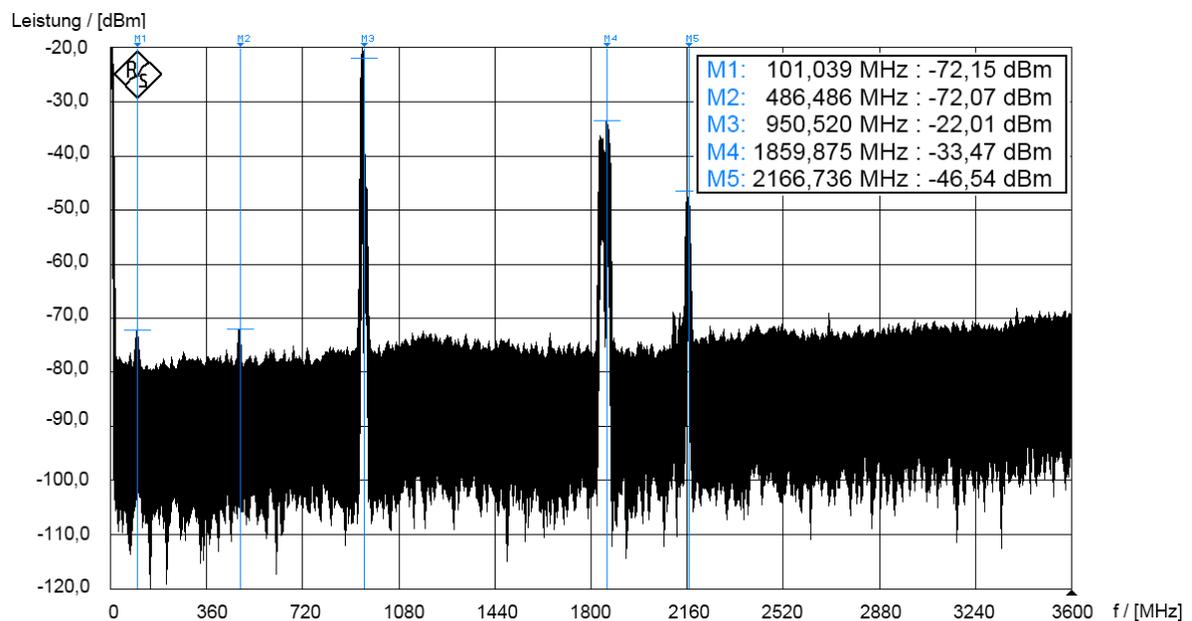


Abbildung 6.5: Mittels eines Spektrumanalysators im Bereich von 0-3,6GHz gemessene, empfangene Leistung der Radioantenne ohne Empfangselektronik bei Ausrichtung auf die Koordinaten  $\phi = 228^\circ$ ,  $\theta = 21^\circ$ , d.h. auf eine sich im direkten Sichtfeld befindende GSM-Sendeanlage.

sich die GSM-900 und bei 1800 MHz entsprechend die GSM-1800 Mobilfunknetze. Bei rund 2,11 - 2,17 GHz liegen die UMTS-Frequenzen, die kleine Erhöhung im Rauschen bei rund 2,4 GHz deutet auf W-Lan-Aktivitäten hin.

Insgesamt wurden drei Messungen durchgeführt: Bei der ersten Messung wurde die Antenne nach Norden ausgerichtet, d.h. auf die Koordinaten  $\phi = 0^\circ$ ,  $\theta = 0^\circ$ , bei der Zweiten auf  $\phi = 120^\circ$ ,  $\theta = 0^\circ$  und die unterste Abbildung zeigt die Ergebnisse der Messung bei den Koordinaten  $\phi = 228^\circ$ ,  $\theta = 21^\circ$ . Dort befindet sich auf dem Dach des Gebäudekomplexes O eine GSM-Sendeanlage. Deutlich sichtbar ist der Anstieg der gemessenen Leistung bei rund 950 MHz. Aus diesen Ergebnissen kann man ableiten, dass die Störungen der Sonnenmessung durch das GSM-Signal verursacht worden sind, da die Antenne dabei rund  $40^\circ$  näher auf den Sendemast gerichtet war, als bei der ersten Messung, und das GSM-Signal so über die Nebenkeulen in die Antenne einstrahlen konnte. Obwohl der Bandpassfilter den detektierbaren Frequenzbereich auf 1400 - 1440 MHz einschränkt, ist der Dämpfungseffekt bei den starken Störungen zu gering, um diese Störfrequenzen stark genug zu schwächen. Außerdem besteht die Möglichkeit, dass Spiegelfrequenzen aus anderen Frequenzbereichen die Messung beeinflussen.

Die Ergebnisse dieser Messungen zeigen, dass für radioastronomische Messungen mit der Radioantenne an der BUW die Wahl des geeigneten Stellplatzes von großer Relevanz ist, da ansonsten der störfrei detektierbare Bereich starken Einschränkungen unterliegt.

### 6.1.1 GSM Interferenzen

Nach Abschluss der Testmessungen wurde das Empfängersystem durch den in Abschnitt 5.2 beschriebenen PD basierten Aufbau ausgetauscht. Abb. 6.6 zeigt eine Beispielspur der digitalisierten Ausgangsspannung, die ein System bestehend aus PD und dem ZHL-1217MLN LNA ohne Filter registriert: Starkes Rauschen und zwei markante Peaks um die Binnummern 40000 und 100000 sind erkennbar. Vergleicht man die Zeitstruktur mit der in Abschnitt 4.3 beschriebenen GSM-Rahmenstruktur, dann kann man das Rauschen zwischen den beiden Peaks einem GSM-Burst in einem GSM-Zeitschlitz und die beiden Peaks der Schutzzeit zwischen den Schlitz zuordnen. Da diese Messung aus Zeitgründen mit einer unkalibrierten FADC-Karte durchgeführt wurde, ist auf der Ordinatenachse die Ausgabe der FADC-Karte in ADC-Counts relativ zu einer willkürlich gewählten Nulllinie dargestellt, wobei ein Ziffernschritt einer Änderung um rund 0,8 - 1 mV entspricht. Zusätzlich befand sich ein Spannungsteiler in der Signalkette, damit das Signal zu Testzwecken in eine weitere FADC-Karte eingespeist werden konnte, wodurch sich die Höhe der gemessenen Spannung etwa um den Faktor 1/2 von der tatsächlichen Ausgangsspannung des PD unterscheidet.

Da sich die GSM-Interferenzen allen anderen gemessenen Antennentemperaturen so deutlich überlagern und dadurch Schwankungen im Antennenrauschen nicht detektiert werden

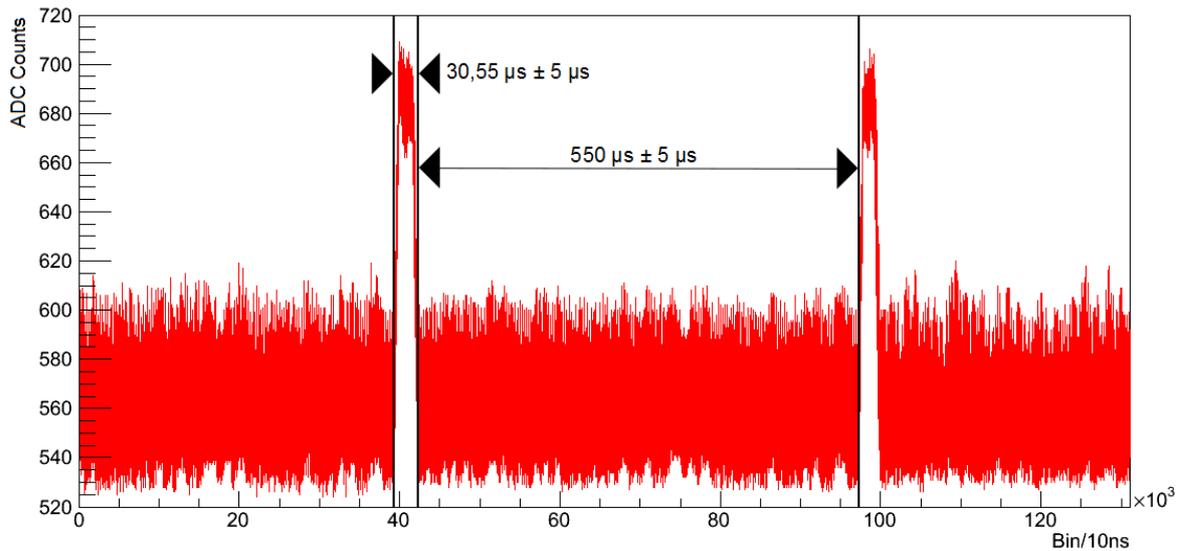


Abbildung 6.6: Aufgezeichnete Spur mit markierter GSM-Struktur. Aufgetragen sind die ADC-Counts des digitalisierten Signals des PD mit Signalteiler in der Signalkette über der Messzeit von  $1,3 \mu\text{s}$ .

können, ist der Einsatz von den Kerbfiltern und dem Bandpassfilter notwendig. Verwendet man nur die beiden Kerbfilter ohne den Bandpassfilter, dann bleibt trotzdem noch ein dominantes Rauschen vorhanden (siehe Abb. 6.7). Die Baseline steigt, verglichen mit Messungen mit Filtern, von rund  $-48 \text{ dBm}$  auf  $-38 \text{ dBm}$  an. Möglicherweise wird außerhalb der Filterbereiche eine Interferenz in andere Frequenzbereiche nicht ausgelöscht. Aber auch mit zusätzlichem Bandpassfilter ist das Signal nicht komplett bereinigt, sondern es treten immer wieder Störungen auf (siehe Anhang A.2 - A.6). Diese Störungen unterliegen einem Tag-Nacht-Zyklus mit einem Maximum in den Nachmittagsstunden und einem Minimum innerhalb der Nachtzeit, weswegen man auf menschengemachte Ursachen schließen kann, z.B. weniger bzw. reduzierte GSM-Sendeleistung in der Nähe der Antenne (siehe Abb. 6.9). Da diese Störungen nur wenige Mikrosekunden lang sind, hat man zwei Optionen zur Auswahl: Entweder stärkere Filterkomponenten beschaffen, aber auf Kosten einer damit verbundenen erhöhten Dämpfung im Durchlassbereich sowie erhöhter Systemtemperatur oder diese Störungen als Totzeit des Detektors definieren.

## 6.2 Langzeitstabilität

Um zu prüfen, wie sich die Datenerfassung über längere Zeiträume verhält, wurden zwei Datensätze katalogisiert. In diesen Zeiträumen wurden jeweils keine Modifikationen an der Antenne vorgenommen. Datensatz I geht vom 05.07.2011 bis zum 02.08.2011 und umfasst 21662 Ereignisse. Datensatz II geht vom 03.08.2011 bis zum 05.09.2011 und umfasst 26261 Ereignisse. Die Abb. 6.8 und 6.9 zeigen die Langzeitstabilität des Experimentes. Dabei sind

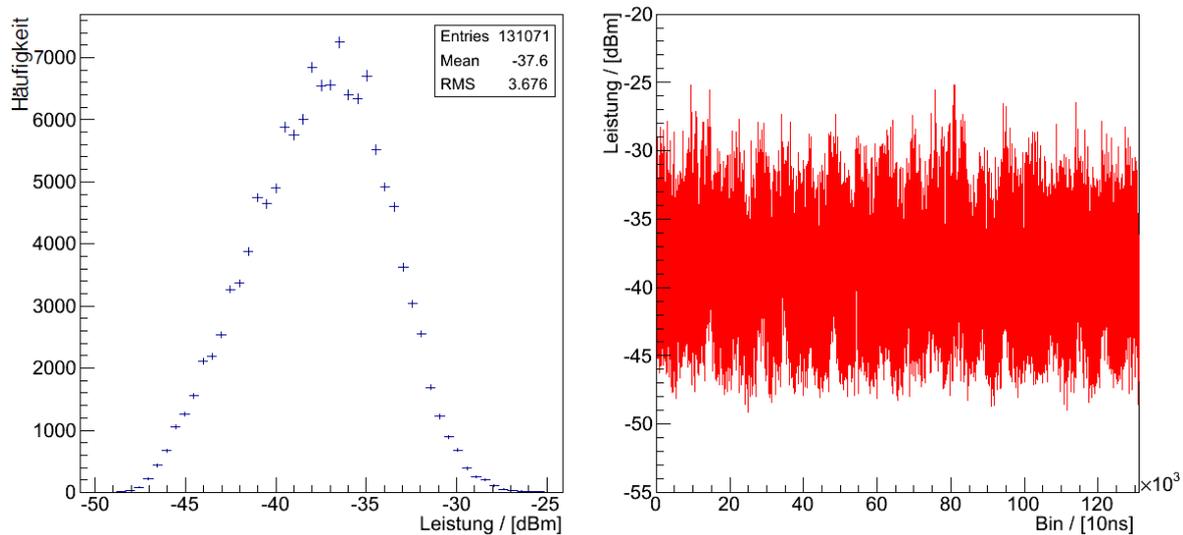


Abbildung 6.7: Häufigkeitsverteilung der mit dem PD gemessenen Amplitudenwerte aufgetragen gegen die Messzeit in 10 ns pro Bin (links) sowie die dazugehörige Spur (rechts) bei einem Aufbau ohne Bandpassfilter. Trotz der Notch-Filter sind Störungen zu erkennen, so dass die Baseline um rund 10 dBm gegenüber einem Aufbau mit Bandpassfilter ansteigt.

auf der x-Achse die einzelnen Messungen in dem jeweiligen Zeitraum und auf der y-Achse das mit Hilfe von (5.2) berechnete Ausgangssignal des PD aufgetragen. Der y-Wert wurde folgendermaßen erhalten: Die Häufigkeitsverteilung aller 131072 Amplitudenwerte eines Events wurde mit Hilfe einer Gaußverteilung gefittet. Der Mittelwert aus diesem Fit wurde jeweils als Basislinienwert für die einzelne Messung definiert und auf der y-Achse aufgetragen. Als Unsicherheitsbereich gibt der schraffierte Bereich die  $1\text{-}\sigma$  Umgebung des Fits an.

Im ersten Datensatz erkennt man Ausreißer auf rund -58 dBm, die häufig in der Nacht aufgetreten sind. Dies entspricht dem minimal detektierbaren Bereich des PD, der ab -60 dBm beginnt. Daraus kann man folgern, dass das Antennensignal auf dem Weg zum PD stark gedämpft worden sein musste. Eine Vermutung bestand darin, dass Kondensation Kurzschlüsse innerhalb des Signalweges hervorrufen könnte. Zu diesem Zweck wurden die Wetterdaten für den Zeitraum vom 05.07.2011 bis zum 19.07.2011 analysiert, die freundlicherweise vom Institut für Meteorologie und Klimaforschung am KIT zur Verfügung gestellt worden sind. Da die Daten nur im Zehn-Minuten-Takt zur Verfügung standen, wurde ein getriggertes Ereignis dem jeweils nächsten Wert zugeordnet. Dadurch kann es vorkommen, dass mehrere Ereignisse dem gleichen meteorologischen Messwert zugeschrieben werden. Insgesamt 11111 gemessene Ereignisse fallen in diesen Zeitraum.

In Abb. 6.10 ist in einem 2D-Plot der Mittelwert in dBm auf der x-Achse und die Temperatur in  $^{\circ}\text{C}$  auf der y-Achse aufgetragen. Auffällig ist das Vorkommen von Störungen

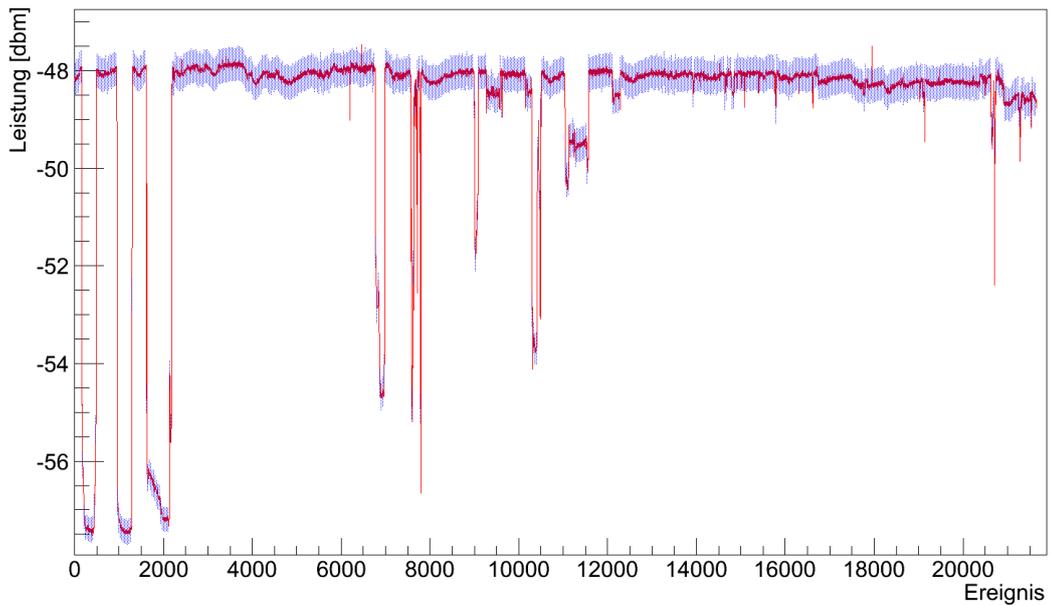


Abbildung 6.8: Stabilität des Baseline im Zeitraum vom 05.07.2011 - 02.08.2011. Aufgetragen ist der aus einem Gaußfit der Amplitudenverteilung bestimmte Mittelwert der empfangenen Leistung pro Messung gegen die jeweilige Messung. Der schraffierte Bereich gibt die  $1\text{-}\sigma$  Grenze der Gaußverteilung an. Vermutlich auf Wettereinflüsse zurückführbare, auffällige Sprünge in der Leistung.

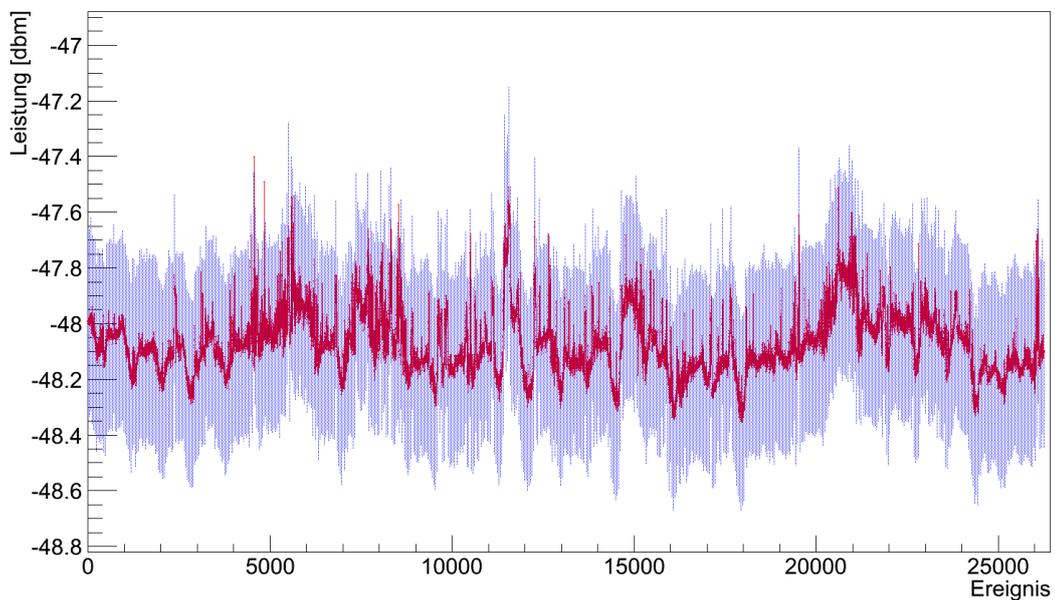


Abbildung 6.9: Stabilität des Baseline im Zeitraum vom 03.08.2011 - 05.09.2011. Aufgetragen ist der aus einem Gaußfit der Amplitudenverteilung bestimmte Mittelwert der empfangenen Leistung pro Messung gegen die jeweilige Messung. Der schraffierte Bereich gibt die  $1\text{-}\sigma$  Grenze der Gaußverteilung an. Erkennbare Tag-Nacht-Modulationen aufgrund geringerer GSM-Signalstärke.

nur bei  $T \leq 22^\circ\text{C}$ . Die Analyse der relativen Luftfeuchtigkeit zeigt ein ähnliches Bild (siehe Abb. 6.11). Störungen treten nur bei relativen Luftfeuchtigkeiten von mehr als 58% auf. Die relative Luftfeuchtigkeit bei einer gewissen Temperatur gibt an, wieviel Wasserdampf im Vergleich zum maximal möglichen Wert enthalten ist. Dieser ist temperaturabhängig, so kann wärmere Luft z.B. mehr Wasserdampf aufnehmen. Fällt die Temperatur bei gleichbleibendem Wassergehalt in der Luft, umso wahrscheinlicher kommt es zur Kondensation. Da die Störungen vermehrt bei für Kondensation günstigen Bedingungen auftreten, kann man Wetterphänomene als mögliche Ursache für die Störungen in Betracht ziehen. Schaut man sich allerdings die Ergebnisse des zweiten Datensatzes in Abb. 6.9 an, dann sind keine Schwankungen von unter  $-48,8\text{ dBm}$  zu erkennen. Aus diesem Grunde werden alle Ereignisse unter dieser Schwelle zur Unterscheidung als Störungen bezeichnet. Dafür kann man Tag-Nacht-Modulationen erkennen, die auf verminderte GSM-Interferenzen während der Abend- und Nachtstunden zurückzuführen sind.

Am 02.08.2011 wurde die Empfängerbox kurz geöffnet und es konnten keine Rückstände von Feuchtigkeit festgestellt werden. Anschließend wurde sie erneut mit Aluminiumfolie umwickelt. Eventuell konnte sich trotz der Folie und der Aluminiumbox Feuchtigkeit in der Elektronik ansammeln, die die Störungen verursacht hat. Ein anderer Erklärungsversuch bezieht sich auf die in Abschnitt 5.4 beschriebenen Korrosionsprobleme. PD und LNA sind an den gleichen Stromversorgungszweig angeschlossen, der auch zu der Elektronik des Kippmechanismus geführt wird, in der sich die korrodierte Zuleitung zur Diode befand. Möglicherweise hat das sich ansammelnde Wasser in der Elektronikbox dafür gesorgt, dass die Stromversorgung des LNA, der mit  $15\text{ V}$  mehr Spannung benötigt als der PD mit  $5\text{ V}$ , nicht mehr vollständig aufrecht erhalten werden konnte. Vollständig ausgefallen ist die Stromversorgung nicht, denn sonst würde am Ausgang des PD keine Spannung mehr anliegen.

Abb. 6.12 - 6.15 zeigen weitere Analysen zu diesem Thema. In Abb. 6.12 ist die Gesamtanzahl aller Messungen in Abhängigkeit der Temperatur und der relativen Luftfeuchtigkeit aufgetragen. In Abb. 6.13 ist die über alle Events gemittelte Baseline im jeweiligen Bin in Abhängigkeit der Temperatur und der relativen Luftfeuchtigkeit aufgetragen. Es zeigt sich, dass die Baseline bei bestimmten Umgebungsbedingungen auf unter  $-50\text{ dBm}$  fällt. Abb. 6.14 zeigt das Gleiche wie Abb. 6.12 mit dem Unterschied, dass nur Events eingetragen sind, die als Störungen definiert wurden. 2279 Messungen fallen in dem untersuchten Zeitraum in diese Kategorie. Abb. 6.15 zeigt das Verhältnis der Messungen, die als Störung definiert wurden, normiert auf die Gesamtanzahl aller Events.

Da seit der Reparaturmaßnahme keine weiteren Schwankungen der gemessenen Werte auf unter  $-50\text{ dBm}$  aufgetreten sind, ist eine weitere Analyse dieses Sachverhaltes nicht erforderlich.

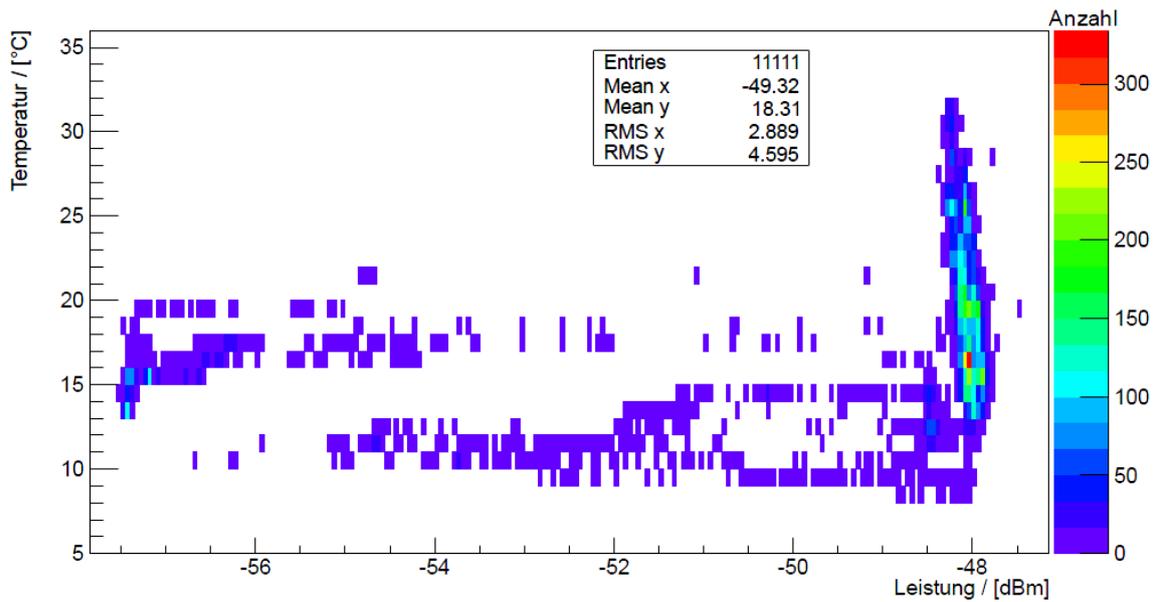


Abbildung 6.10: Lufttemperatur gegen die pro Event vom PD gemessene Baseline für den Zeitraum vom 05.07.2011 - 19.07.2011. Leistungswerte von unter -48,5 dBm sind vermutlich durch Wettereinflüsse verursachte Störungen.

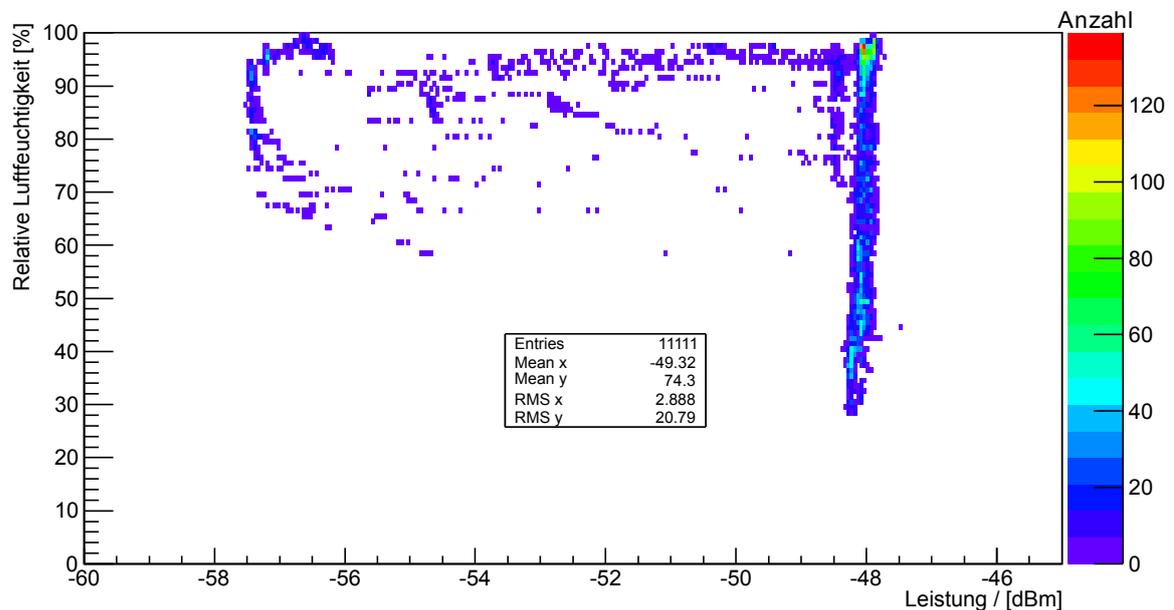


Abbildung 6.11: Relative Luftfeuchtigkeit gegen die pro Event vom PD gemessene Baseline für den Zeitraum vom 05.07.2011 - 19.07.2011. Leistungswerte von unter -48,5 dBm sind vermutlich durch Wettereinflüsse verursachte Störungen.

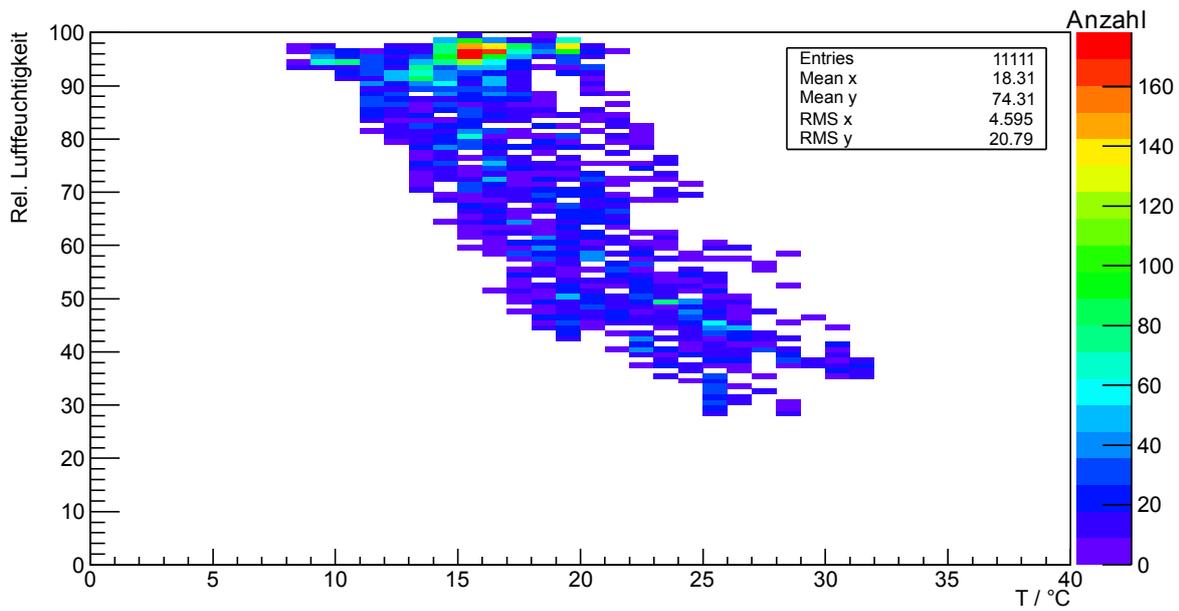


Abbildung 6.12: Relative Luftfeuchtigkeit gegen Lufttemperatur. Die Farbskala gibt die Häufigkeit an, mit der ein Event bei den jeweiligen Umgebungsbedingungen gemessen wurde.

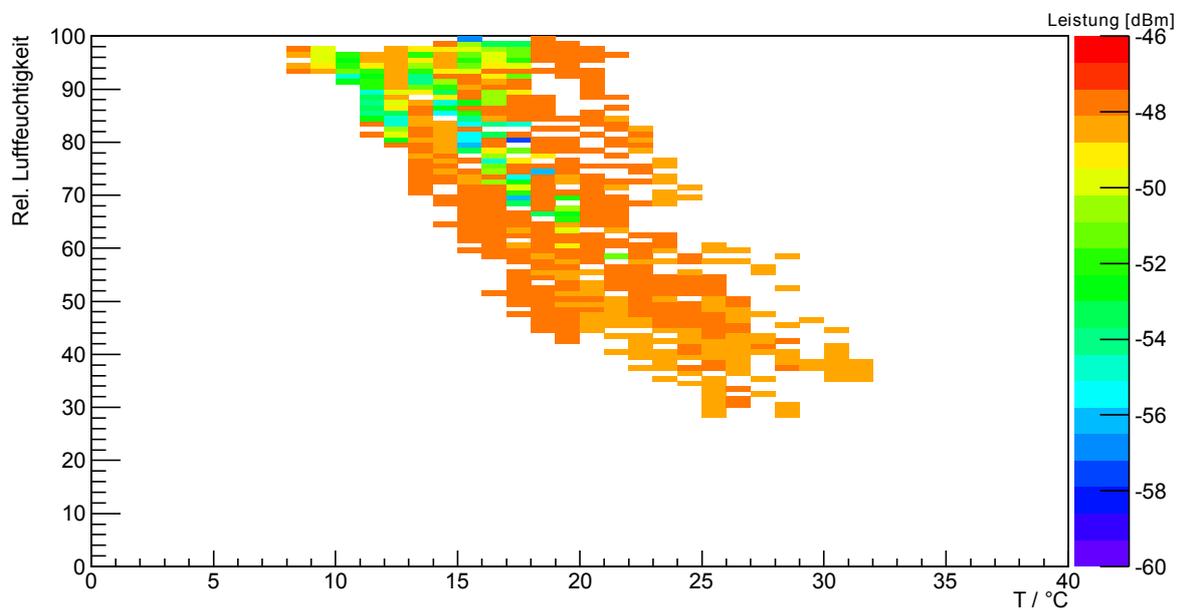


Abbildung 6.13: Relative Luftfeuchtigkeit gegen Lufttemperatur. Die Farbskala gibt die Höhe der Baseline an, die im Mittel über alle Ereignisse in dem jeweiligen Bin bei den zugehörigen Umgebungsbedingungen gemessen wurde.

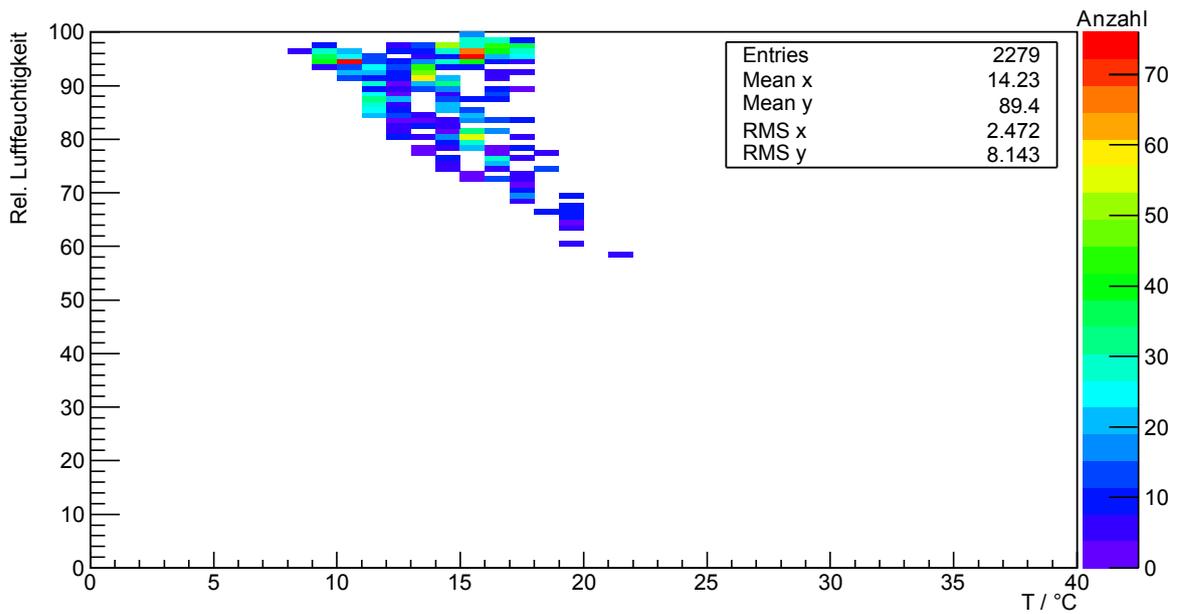


Abbildung 6.14: Relative Luftfeuchtigkeit gegen Lufttemperatur. Die Farbskala gibt die Häufigkeit an, mit der ein Event, das mit einer Baseline von unter -48 dBm als Störung definiert wird, bei den jeweiligen Umgebungsbedingungen gemessen wurde.

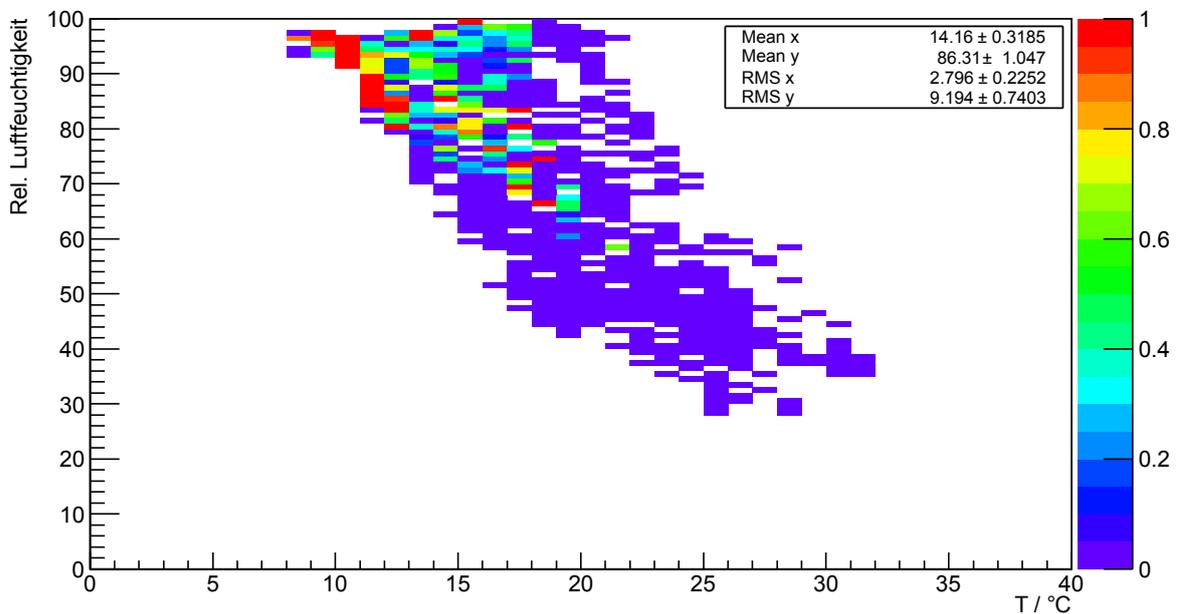


Abbildung 6.15: Relative Luftfeuchtigkeit gegen Lufttemperatur. Die Farbskala gibt das Verhältnis von Ereignissen, die als Störung definiert wurden, zu der Gesamtanzahl aller Ereignisse in dem jeweiligen Bin an.

### 6.3 Empfängertemperatur

Zur Berechnung der Empfängerrauschtemperatur wird zunächst das System bestehend aus Bandpassfilter, den beiden Kerbfiltern und anschließendem Verstärker, das in genau dieser Reihenfolge aufgebaut wurde, betrachtet, mit dem die Datensätze I und II aufgenommen worden sind.

Der Dämpfungswert im Durchlassbereich des Bandpassfilters im Frequenzbereich von 1200 - 1700 MHz muss dem Datenblatt (siehe Anhang A.10) entnommen werden. Er wird mit  $(-1,1 \pm 0,2)$  dB abgeschätzt. Nach (4.20) ergibt sich nach Umrechnung der logarithmischen Dämpfung in einen linearen Wert eine Rauschtemperatur von:

$$T_{\text{BPF}} = (L - 1) T_p = \left(10^{1,1/10} - 1\right) \cdot 290 \text{ K} = (83,59 \pm 17,20) \text{ K}. \quad (6.5)$$

Der Fehler wird dabei über

$$\Delta T = \frac{\ln(10)}{10} \cdot 10^{d/10} \cdot T_p \cdot \Delta d \quad (6.6)$$

berechnet, wobei die Dämpfung,  $d$ , und die Unsicherheit,  $\Delta d$ , in dB angegeben werden muss.

Die beiden Kerbfilter besitzen im Bereich von 1200 - 1600 MHz nur eine geringe Dämpfung von maximal -0,5 dB (siehe Anhang A.11). Im Bereich von 1600 - 1700 MHz erhöht sich die Dämpfung auf bis zu -10 dB. Durch Integration und Gewichtung des gesamten Frequenzbereiches wird deswegen eine mittlere Dämpfung von  $(-1,5 \pm 0,5)$  dB angenommen. Damit ergibt sich:

$$T_{\text{NF}} = (10^{1,5/10} - 1) \cdot 290 \text{ K} = (119,64 \pm 47,16) \text{ K}. \quad (6.7)$$

Der LNA besitzt laut Datenblatt (siehe Anhang A.5) einen mittleren Rauschfaktor,  $F$ , von  $(-0,74 \pm 0,08)$  dB. Der Fehler ergibt sich aus der maximalen Schwankung um diesen Mittelwert, der aus der Tabelle in diesem Datenblatt abgelesen werden kann. Außerdem besitzt er eine Verstärkung,  $G_{\text{LNA}}$  von  $(34,0 \pm 0,5)$  dB. Mit Hilfe von 4.22 und  $T_p = 290 \text{ K}$  erhält man dann:

$$T_{\text{LNA}} = (F - 1) T_p = (10^{0,74/10} - 1) \cdot 290 \text{ K} = (53,87 \pm 6,33) \text{ K} \quad (6.8)$$

Die gesamte Empfängertemperatur beträgt somit:

$$T_{\text{Rec}} = T_{\text{BPF}} + \frac{T_{\text{NF}}}{G_{\text{BF}}} + \frac{T_{\text{NF}}}{G_{\text{BF}} G_{\text{NF}}} + \frac{T_{\text{LNA}}}{G_{\text{BF}} G_{\text{NF}}^2} = (593,89 \pm 190,99) \text{ K}. \quad (6.9)$$

Die Verstärkungen, die bei den Filtern einen Wert von unter 1 besitzen und damit Dämpfungen sind, bestimmt man über  $G = 1/L$  zu

$$\begin{aligned} G_{\text{BF}} &= 10^{-1,1/10} = (0,78 \pm 0,06), \\ G_{\text{NF}} &= 10^{-1,5/10} = (0,71 \pm 0,16), \end{aligned} \quad (6.10)$$

sowie zu

$$G_{\text{LNA}} = 10^{34/10} = (2511,89 \pm 289,19). \quad (6.11)$$

Der Fehler bei den Verstärkungen und der Empfängertemperatur berechnet sich über die Fehlerfortpflanzung nach Gauß.

Der erhaltene Wert für die Empfängertemperatur ist vergleichsweise hoch, so beträgt z.B. die Empfängertemperatur der SRT Antenne in ihrem ursprünglichen Zustand, wie in Abschnitt 6.1 bereits erwähnt, nur 150 K. Vergleichbare Empfangsanlagen in einem anderen Frequenzbereich, wie die in CROME verwendete Antenne mit einem Durchmesser von 3,3 m ohne zusätzliche Kühlung können auch Werte von weniger als 100 K erreichen [S<sup>+</sup>11]. Der große Fehler ergibt sich, da die Dämpfungsverluste und Unsicherheiten der Empfängerkomponenten nur ganz grob aus den Datenblättern abgeschätzt werden können. Aufgrund der hohen Anforderungen an Anpassungen und Steckverbindungen konnte die Komponentenkette noch nicht eigenständig durchgemessen werden, um genauere Werte zu erhalten.

Um eine möglichst geringe Empfängerrauschtemperatur zu erhalten, sollte die Komponente mit der größten Verstärkung vorne in die Signalkette integriert werden. Daher wurde der Aufbau nach Abschluss der Aufnahme von Datensatz II so umgebaut, dass zunächst der Bandpassfilter, anschließend der LNA und dann erst die beiden Kerbfilter in die Signalkette integriert worden sind. Damit erhält man folgende Empfängertemperatur:

$$T_{\text{Rec}} = T_{\text{BF}} + \frac{T_{\text{LNA}}}{G_{\text{BF}}} + \frac{T_{\text{NF}}}{G_{\text{BF}} G_{\text{LNA}}} + \frac{T_{\text{NF}}}{G_{\text{BF}} G_{\text{LNA}} G_{\text{NF}}} = (153,14 \pm 19,77) \text{ K}. \quad (6.12)$$

Der Beitrag des zweiten Kerbfilters und optionaler, weiterer Komponenten kann aufgrund der hohen Verstärkung des LNAs vernachlässigt werden. Durch diese Modifikation konnte eine Verbesserung um rund 440 K erzielt werden. Die mit den momentan verwendeten Komponenten maximal erreichbare Untergrenze würde erreicht werden, wenn die Reihenfolge zunächst aus LNA und anschließendem Bandpassfilter sowie Kerbfiltern besteht:

$$T_{\text{Rec}} = T_{\text{LNA}} + \frac{T_{\text{BF}}}{G_{\text{LNA}}} + \frac{T_{\text{NF}}}{G_{\text{LNA}} G_{\text{BF}}} + \frac{T_{\text{NF}}}{G_{\text{LNA}} G_{\text{BF}} G_{\text{NF}}} = (54,07 \pm 6,33) \text{ K}. \quad (6.13)$$

Aufgrund der Anschlüsse des Bandpassfilters konnte diese Anordnung noch nicht realisiert werden. Dabei bleibt auch zu prüfen, ob die Dämpfung der Filter stark genug wäre, um die über den LNA verstärkten Störquellen wie das intensive GSM-Signal hinterher aus dem Frequenzspektrum genügend abzuschwächen. Ebenso könnte der LNA durch die Störungen in den nicht linearen Bereich übersteuert werden, wodurch ein zusätzlicher Beitrag zur Rauschleistung im Frequenzband entstehen würde.

## 6.4 Sonnenscan mit alternativem Aufbau

Um die Empfindlichkeit der Radioantenne mit dem alternativen Empfängersystem zu testen, wurde auch mit dem modifizierten PD ohne Kondensator und der optimierten Anordnung der Komponenten des alternativen Empfängersystems, deren Auswirkung auf die Empfängertemperatur in (6.12) berechnet wurde, eine Sonnenmessung durchgeführt. Über die SRT-Software wurde die Sonne nachgeführt und die Antenne über einen maximal  $30^\circ$  großen Winkelbereich horizontal startend bei  $\phi = 170^\circ$  und anschließend vertikal startend bei  $\theta = 15^\circ$ , mit der Sonne immer in der Mitte dieses Intervalls, bewegt. Pro Winkeleinstellung wurde die Bank der FADC-Karte alle zwei Sekunden insgesamt drei Mal ausgelesen, so dass sich eine Messzeit von sieben Minuten pro Richtung ergab. Zur Bestimmung der Baseline jeder einzelnen Messung wurde erneut ein Gaußfit durch die Amplitudenhäufigkeitsverteilung gelegt und der vom Fit ausgegebene Mittelwert dieser Verteilung von allen drei Messungen pro Gradeinstellung gemittelt. Anschließend wurde der automatisch berechnete Fehler für jede Gradeinstellung über die Fehlerfortpflanzung gemittelt und zusammen mit dem jeweiligen Messwert in den Abb. 6.16 und 6.17 aufgetragen. Da die automatische Fehlerausgabe der Amplitudenverteilung mittels ROOT viel zu gering war, wurde der Fehler in jedem Bin mit dem Faktor 25 skaliert, der automatisch aus der Bedingung bestimmt wurde, dass die Fitwahrscheinlichkeit größer als 0,5 gewesen sein musste.

In beiden Abbildungen ist aus der Verschiebung des Maximums erkennbar, dass sich die Position der Sonne aufgrund einer nicht exakten Ausrichtung der Radioantenne nicht im Mittelpunkt des Messintervalls befindet, sondern horizontal um  $(2,3 \pm 0,2)^\circ$  sowie vertikal um  $(3,5 \pm 0,1)^\circ$  verschoben ist. Um erneut die Breite der Hauptkeule bestimmen und etwas über die Empfindlichkeit des Empfängers aussagen zu können, wurde eine Linearkombination aus einem Polynom erster Ordnung und einer Gaußverteilung an die Messdaten angefitet. Aus den beiden Werten von  $\sigma_H = (2,78 \pm 0,20)^\circ$  und  $\sigma_V = (2,12 \pm 0,15)^\circ$  kann erneut die Breite der Hauptkeule berechnet werden, dieses Mal für jede Koordinate getrennt. Es ergibt sich:

$$\begin{aligned} \text{FWHM}_{Az} &= 2\sigma\sqrt{2\ln 2} = (6,55 \pm 0,47)^\circ \\ \text{FWHM}_{Zen} &= 2\sigma\sqrt{2\ln 2} = (4,99 \pm 0,35)^\circ. \end{aligned} \tag{6.14}$$

Die Messwerte stimmen im Rahmen der Fehlerungenauigkeit mit dem offiziellen Wert von  $7^\circ$  überein. Die Abweichung der beiden Werte untereinander könnte durch unterschiedliche Faktoren begründet sein: Durch den Versatz der Antenne zur Sonne könnte diese nicht vollständig die durch eine Gaußverteilung beschriebene Hauptkeule passieren. Außerdem könnte die Form der Hauptkeule aufgrund einer nicht ideal angepassten Form des Parabolreflektors in der x- und y-Koordinate unterschiedlich sein. Um dies zu überprüfen, müsste entweder das Antennendiagramm ausgemessen oder die Messung der Sonne erneut mit einer ideal ausgerichteten Antenne erfolgen.

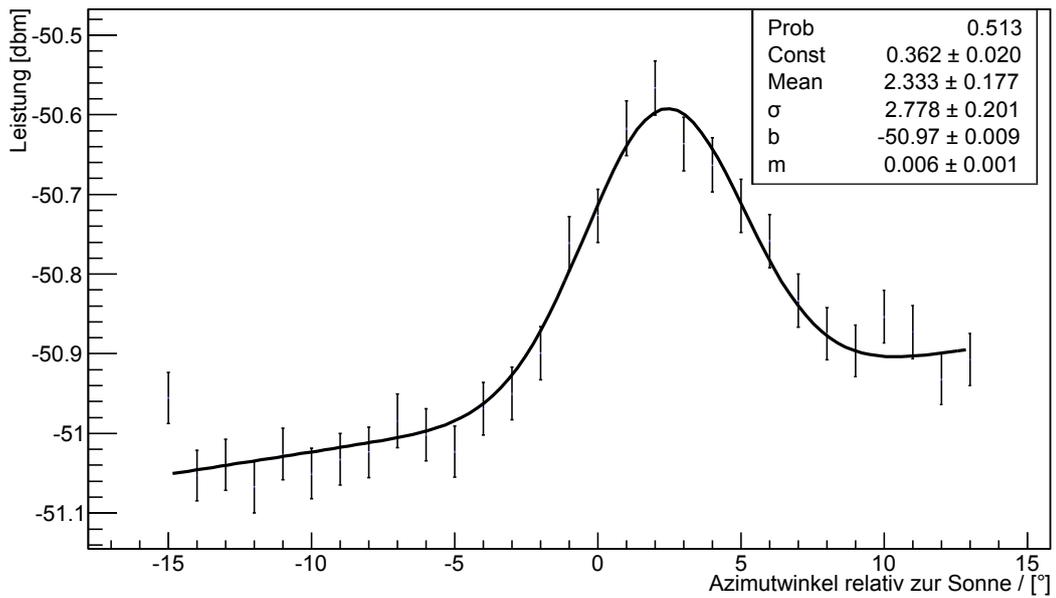


Abbildung 6.16: Horizontale Sonnenmessung mit dem PD. Aufgetragen ist die über drei Messungen pro Winkeleinstellung gemittelte Leistung über den Azimutwinkel relativ zu der Sonnenposition bei  $0^\circ$  und eine Linearkombination von Gaußfit und Polynom ersten Grades zur Analyse der Empfängertemperatur.

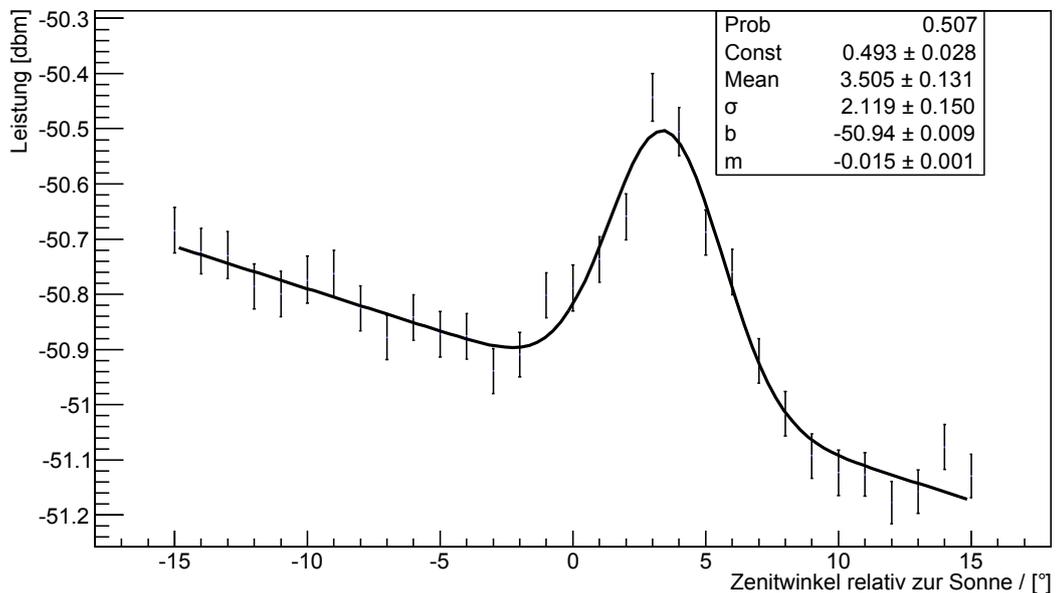


Abbildung 6.17: Vertikale Sonnenmessung mit dem PD. Aufgetragen ist die über drei Messungen pro Winkeleinstellung gemittelte Leistung über den Zenitwinkel relativ zu der Sonnenposition bei  $0^\circ$  und eine Linearkombination von Gaußfit und Polynom ersten Grades zur Analyse der Empfängertemperatur.

Die Messwerte der Leistung bei der Zenitmessung fallen für größere Winkel, da die Antenne dabei von Richtung Erdboden immer mehr Richtung Himmel zeigt und somit die thermische Strahlung des Erdbodens weniger zum Antennenrauschen beitragen kann. Die Messwerte bei der Azimutmessung steigen, da die Antenne dabei immer mehr in Richtung eines Gebäudes zeigt, hinter dem sich ein GSM Sendemast in rund 200 m Entfernung zu der Antenne befindet. Außerdem kann man erkennen, dass die andere Anordnung der Empfängerkomponenten, die laut (6.12) eine Verminderung der Empfängertemperatur zur Folge haben sollte, das Rauschen reduziert. So fällt die Baseline der gemessenen Werte von rund -48,2 dBm auf rund -51 dBm.

Um zu prüfen, ob die erhaltenen Resultate überhaupt sinnvoll sind, kann zunächst überlegt werden, welche Änderung der Antennentemperatur durch die Sonneneinstrahlung theoretisch erwartet wird. Dazu bildet man nach (4.1.7) das Verhältnis der gemessenen Leistungen.  $T_H$  setzt sich dabei aus der Sonnentemperatur und des kalten Himmels zusammen, während  $T_K$  nur den kalten Himmel beinhaltet. Die Sonnentemperatur wird analog zur Sonnenmessung in Abschnitt 6.1 mit einem Faktor gewichtet, der berücksichtigt, dass die Quelle nur einen kleinen Teil des Himmels bedeckt, während in den restlichen Anteil der Hauptkeule der kalte Himmel einstrahlt.

$$\frac{P_H}{P_K} = \frac{T_{\text{rec}} + \left(\frac{\Omega_{\text{Sun}}}{\Omega_{\text{HK}}}\right)^2 T_{\text{sun}} + \left(1 - \left(\frac{\Omega_{\text{Sun}}}{\Omega_{\text{HK}}}\right)^2\right) T_{\text{sky}}}{T_{\text{sky}} + T_{\text{rec}}} = (3,06 \pm 1,30). \quad (6.15)$$

Dieses Verhältnis muss man noch in dB umrechnen, um mit den Messdaten vergleichen zu können. Es ergibt sich ein Wert von  $Y = 4,86$  dB. Dabei wurden für  $T_{\text{sky}} = (45 \pm 30)$  K, für die Hauptkeulenbreite der eben bestimmte Wert von  $\Omega_{\text{HK}} = (6,55 \pm 0,47)^\circ$ , für die Empfängertemperatur der mit Hilfe von 6.12 bestimmte Wert von  $T_{\text{Rec}} = (153,14 \pm 19,77)$  K sowie die Temperatur der Sonne von rund  $T_{\text{sun}} = (7 \cdot 10^4 \pm 3 \cdot 10^4)$  K angenommen. Richtet man die Antenne auf den kalten Himmel, dann ergibt sich eine Leistung von rund -51,3 dBm. Das in den Messungen bestimmte Maximum liegt im Mittel bei rund -50,5 dBm. Der Unterschied zwischen den Maxima müsste allerdings laut (6.15) um den Faktor 5 höher liegen, als tatsächlich gemessen. Dieses Ergebnis lässt zwei Schlüsse zu: Zum einen kann es sein, dass das Eigenrauschen des Empfängersystems höher ist als mit Hilfe der Datenblätter angenommen. Zum anderen kann es sein, dass aufgrund von Fehlanpassungen entlang des Signalweges innerhalb der Elektronik Reflexionen entstehen und das empfangene Signal dadurch gedämpft wird. Auch hier könnte die in Abschnitt 6.3 erwähnte Messung der einzelnen Komponenten mehr Informationen liefern.

## 6.5 Signallaufzeitanalyse

Um zu wissen, wann ein Ereignis, d.h. das Radiosignal des Luftschauers, relativ zur CROME-Triggerbedingung von der Antenne registriert wurde, müssen die Signalwege aller am Experiment beteiligten Komponenten analysiert werden. Das Triggersignal von S19 bis zur Datenerfassung benötigt rund  $(3122 \pm 10)$  ns. Diese setzen sich zusammen aus der Signallaufzeit von 3100 ns durch 750 m Kabel, anschließendem Diskriminator und erneut einem kurzen Kabelstück mit zusammen 22 ns Laufzeit. Innerhalb der Empfängerbox muss das Radiosignal einen Weg von  $(1,2 \pm 0,2)$  m zurücklegen, bevor es anschließend über Kabel mit einer gesamten Laufzeit von 188 ns die Datenerfassung erreicht. Dieser Wert wurde über eine Reflexionsmessung bestimmt.

Wann Station 19 im Vergleich zum 12/12 Trigger ein Signal detektiert, ist abhängig von der Geometrie des Schauers. Da sich Station 19 rund  $(55 \pm 5)$  m von den Antennen entfernt befindet, kann man bei Annahme von Lichtgeschwindigkeit davon ausgehen, dass Signale von Radioantenne und S19 innerhalb eines 200 ns Zeitfensters aufgenommen werden. Um den Faktor der Geometrie zu berücksichtigen, ist das Signal von S19 zur Analyse an die Datenerfassung angeschlossen. Der Abstand relativ zum 12/12 Trigger ist in Abb. 6.18 dargestellt. Ein deutliche Häufigkeitssteigerung bei 1735 ns ist zu erkennen, sowie ein Abfallen der Werte zu höheren Abständen hin. Die Einträge zu den geringeren Zeitabständen hin sind ein Artefakt der gewählten Analyseverfahren, bei der nur der Zeitpunkt gezählt wird, der am nächsten zu dem Zeitpunkt der CROME-Triggerbedingung liegt, da S19 als einzelner Detektor eine höhere Triggerrate besitzt und somit mehrere, gemessene Signale innerhalb einer, von S19 gemessenen Spur, erkennbar sind.

Zur Überprüfung des Einflusses durch die Geometrie des ausgedehnten Luftschauers wird der Abstand in einem 2D Histogramm gegen den Zenitwinkel aufgetragen (siehe Abb.6.19). Anschließend wird bei festgehaltenem Zenitwinkel der Abstand gegen den Azimutwinkel aufgetragen (siehe Abb. 6.20). Bei der Zenitwinkelanalyse erkennt man, dass zu größeren Zenitwinkeln hin der Abstand zum Triggerzeitpunkt zunimmt. Erklären lässt sich das mit Hilfe der Anordnung des CROME-Experimentes (siehe Abb. 3.2). Den maximalen, zeitlichen Abstand zwischen S19 und CROME würde man bei einem um  $90^\circ$  geneigten Schauer erwarten, der aus nordöstlicher Richtung kommt. Da S19 mehr in Richtung rechter oberer Ecke platziert ist und der größte räumliche Abstand zwischen S19 und einer anderen Grande-Station bei Station 31 vorliegt, dauert es in dieser Konfiguration am längsten, bis beide Stationen den Luftschauer detektiert haben. Entsprechend würde man den minimalen zeitlichen Abstand von S19 und dem 12/12 Trigger bei festgehaltenem Zenitwinkel bei einem Luftschauer aus südwestlicher Richtung, d.h.  $\phi \approx 225^\circ$ , erwarten. Abb. 6.20 bestätigt diese Vermutung, so dass bei  $\phi \approx 50^\circ$  der zeitliche Abstand größer und für größere  $\phi$ -Werte immer kleiner wird. Somit kann man die Strukturen in der Abstandsverteilung von S19 zur CROME-Triggerbedingung auf geometrische Gegebenheiten des Luftschauers zurückführen.

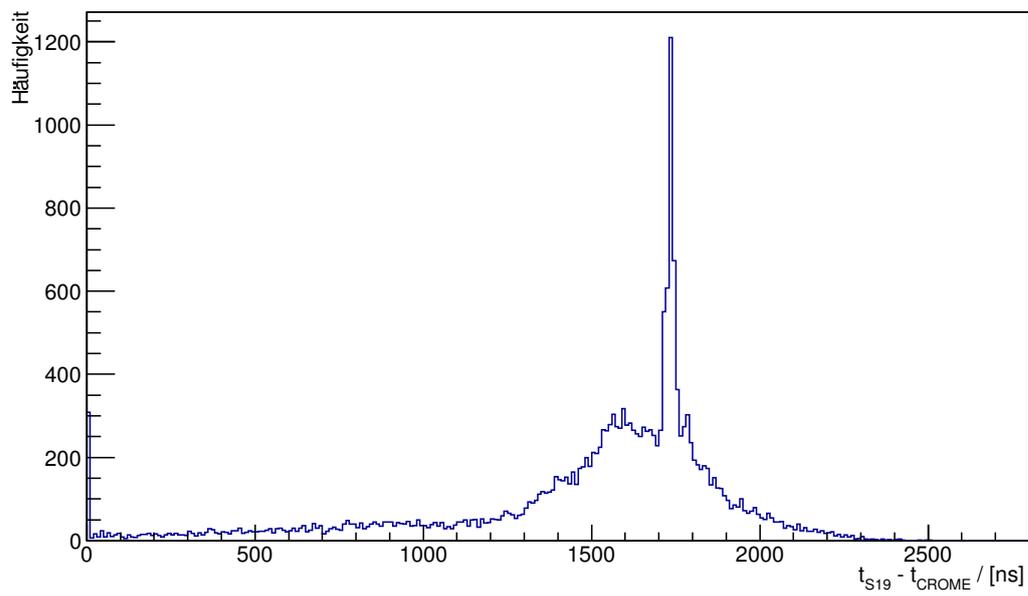


Abbildung 6.18: Relativer Abstand des S19 Signals zur CROME Triggerbedingung.

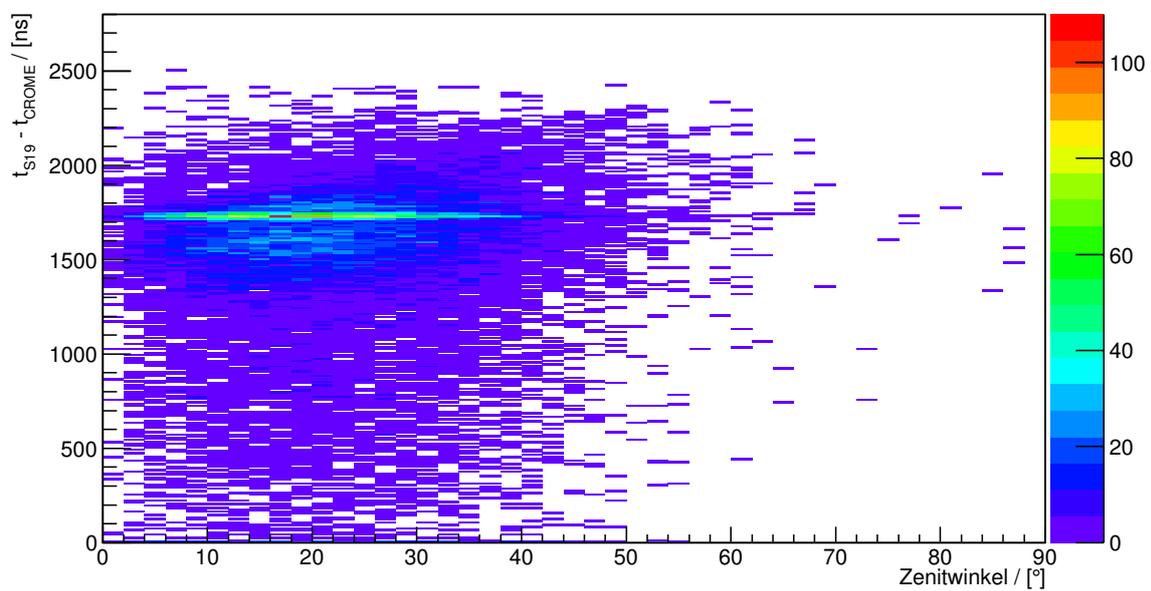


Abbildung 6.19: Zenitwinkelabhängigkeit des relativen Abstandes des S19 Signals zur CROME-Triggerbedingung.

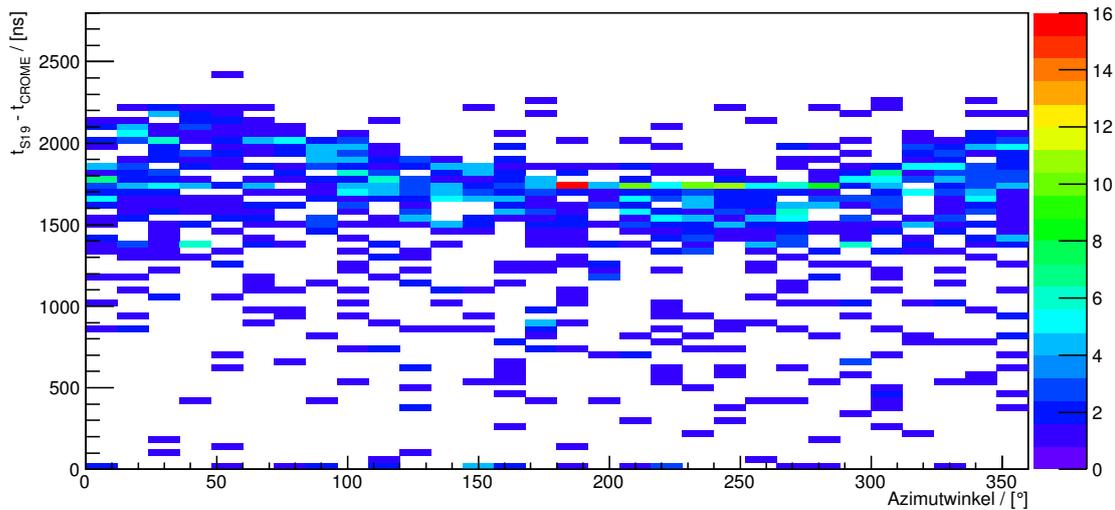


Abbildung 6.20: Azimutwinkelabhängigkeit des relativen Abstandes des S19 Signals zur CROME-Triggerbedingung bei festgehaltenem Zenitwinkelbereich von  $34-37^\circ$ .

Insgesamt ergibt sich damit, dass das Radiosignal die Datenerfassung rund  $3\ \mu\text{s}$  vor der CROME-Triggerbedingung erreicht. Da sich das CROME-Triggersignal genau in der Mitte der Spur befindet, kommt somit der zur Sicherheit etwas breiter angelegte Bereich zwischen den Bins 65036 - 65536 in den aufgenommenen Spuren für Kandidaten von MBS in Frage.

## 6.6 Spurenanalyse

Um zu prüfen, ob MBS detektiert wurde, muss man jede einzelne, gemessene Spur auf markante Änderungen im Leistungsverlauf analysieren. Dabei stellt sich die Frage, was als Signal und was als Rauschen definiert werden soll. Da das Ausgangssignal des PD bei fehlendem Eingangssignal kein sich ständig wiederholendes Muster darstellt, sondern statistisch zufällig fluktuiert und auch die Baseline, wie die Langzeitanalysen in Abschnitt 6.2 gezeigt haben, nicht immer den selben Wert annimmt, muss die Analyse Spur für Spur einzeln kalibriert werden.

Zunächst betrachtet man nur Schwankungen in der empfangenen Leistung, die über das Eigenrauschen des PD hinausreichen. Um dieses Rauschen zu bestimmen, wird die Amplitudenverteilung, wie bisher, durch einen Gaußfit beschrieben. Da die Breite dieser Funktion mit der Breite der Amplitudenverteilung übereinstimmt, kann man sich bei der Analyse auf die Amplitudenwerte beschränken, die mehr als  $3\text{-}\sigma$  von dem Mittelwert der Gaußverteilung entfernt liegen. Außerdem nimmt man aus der Analyse der Signallaufzeiten (siehe

Abschnitt 6.5) an, dass MBS nur innerhalb der Bins 65000 – 65536 vorkommen kann. Die Aufgabe eines Algorithmus zur Spuranalyse besteht somit darin, zunächst die Amplitudenverteilung anzulegen, anschließend den Fit durchzuführen und zu überprüfen, ob Amplitudenwerte in dem relevanten Zeitintervall oberhalb einer selbst definierbaren Schwelle liegen. Hat man solch einen Wert gefunden, dann wird im nächsten Schritt analysiert, wie häufig dieser und zu welchen Zeiten in der ganzen Spur er vorkommt. Das Resultat dieses Algorithmus ist mit Hilfe des in Abschnitt 6.8 vorgestellten Verfahrens zur Ereignisselektion für ausgewählte Spuren in den Abb. A.2 – A.6 im Anhang gezeigt. Dabei ist immer im linken Bild die Spur selbst abgebildet, während im rechten Bild die Abweichung vom Mittelwert für Schwankungen in der gemessenen Leistung aufgetragen ist. Dabei wurde die Schwelle auf  $2\text{-}\sigma$  gesetzt, um zunächst überhaupt eindeutige Unterscheidungen zwischen Signalen und Rauschen vornehmen zu können. Beispielsweise sei diese Analyse für die beiden antennennahe Ereignisse am 15.07.2011 und 13.08.2011 gezeigt. Im rechten Bild in Abb. 6.21 sieht man, dass am 15.07. zwischen den Bins 65000 – 65536 keine Schwankung außerhalb des Grundrauschens stattgefunden hat. Anders verhält es sich bei dem Ereignis mit einer sehr hohen Primärteilchenenergie von rund  $2,6 \cdot 10^{17}$  eV am 13.08. Genau dort, wo MBS erwartet wird, ist ein starker Anstieg der Leistung zu erkennen. Vergrößert man diesen Abschnitt, dann zeigt sich eine Doppelstruktur mit Abweichungen von rund 4 dBm vom Mittelwert des Rauschens (siehe Abb. 6.22). Allerdings ist die Dauer des Peaks mit rund 400 Bins, d.h. 4  $\mu\text{s}$ , und die Dauer des Anstieges mit rund 2  $\mu\text{s}$  zu lang für die kurzzeitige von MBS, so dass von einer Störung und nicht von MBS ausgegangen werden muss. Im interessanten Zeitbereich konnten während der Messzeit von Datensatz I und II bislang keine Ereignisse, die man als etwas anderes als Eigenrauschen oder Störungen interpretieren könnte, nachgewiesen werden. Durch die Verlängerung der Messzeit könnte man die Anzahl von detektierten, hochenergetischen Schauern, die für ein deutliches Radiosignal benötigt werden, erhöhen. Außerdem muss eine weitere Reduzierung der Empfängerrauschtemperatur angestrebt werden, um Signale eindeutig von dem Grundrauschen unterscheiden zu können.

## 6.7 Analyse der KASCADE-Grande-Daten

Um die gemessenen Ereignisse quantitativ mit ausgedehnten Luftschauern in Verbindung bringen zu können, werden zur Analyse die KASCADE-Grande-Daten verwendet. Diese liegen im ROOT Format vor, welche die mit Hilfe von KRETA V 1.18/05 rekonstruierten Luftschauer- sowie Detektorinformationen für jedes mit KASCADE-Grande gemessene Ereignis beinhalten [KAS].

Um eine Mindestqualität der Rekonstruktion gewährleisten zu können, wird das durch KASCADE-Grande getriggerte Datensample durch einen Satz von Kriterien, *Qualitäts-Cuts*, eingeschränkt [Cos09], [A<sup>+</sup>10]. Abb. 6.23 zeigt beispielsweise die Zenitwinkelverteilung im Zeitraum von Datensatz I und II, die sich aus allen von KASCADE-Grande gemessenen Er-

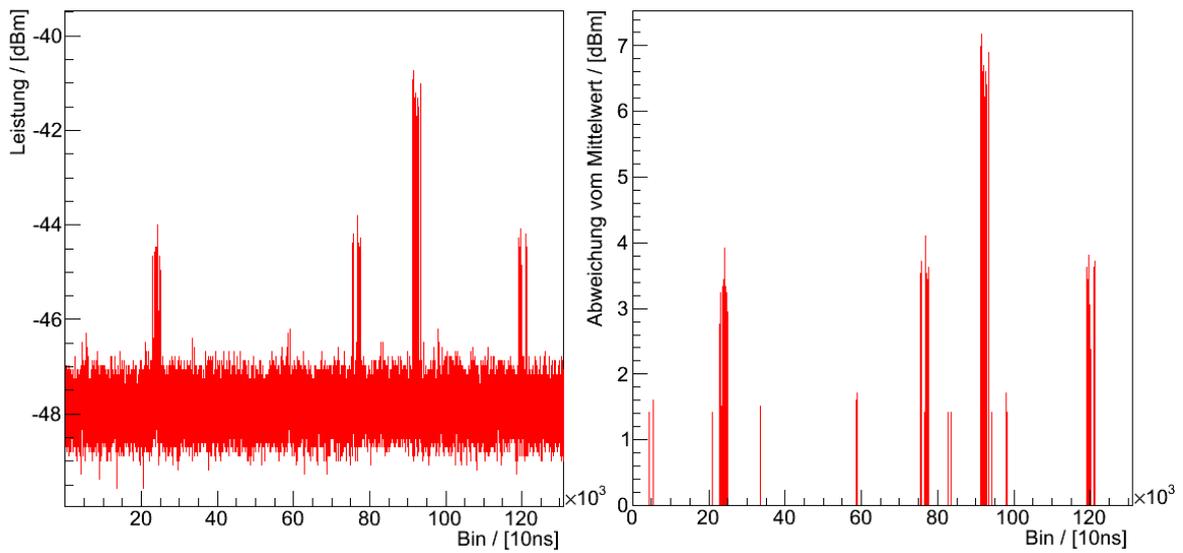


Abbildung 6.21: Spuranalyse des Ereignisses vom 15.07.2011. Aufgetragen ist die gemessene Spur (links) sowie die Abweichung vom Mittelwert von Signalen oberhalb des Rauschens, erhalten aus der Signalanalyse (rechts).

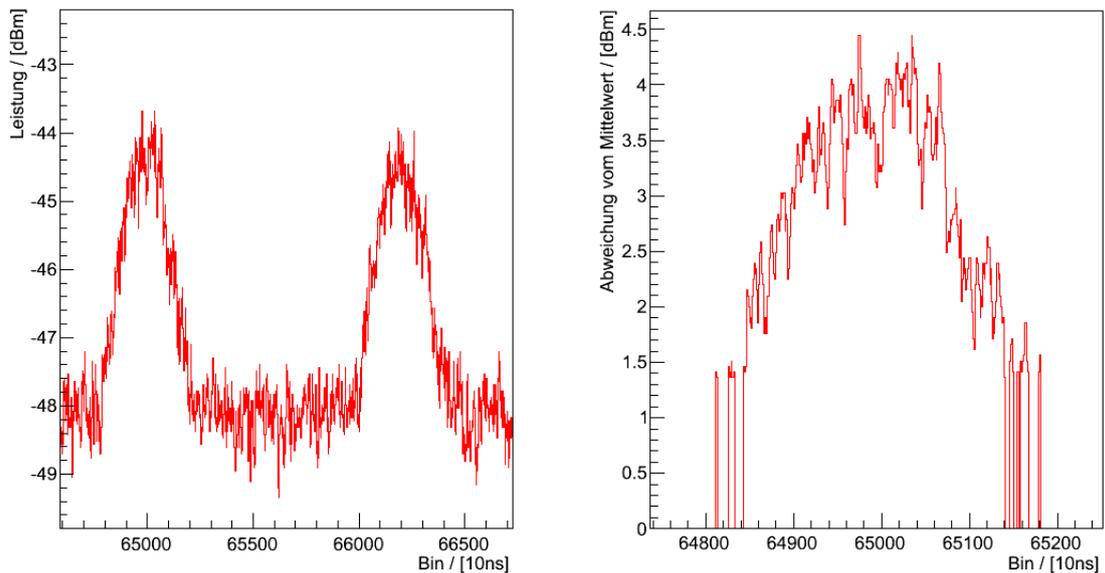


Abbildung 6.22: Spuranalyse des Ereignisses vom 13.08.2011. Aufgetragen ist die gemessene Spur (links) sowie die Abweichung vom Mittelwert von Signalen oberhalb des Rauschens, erhalten aus der Signalanalyse (rechts).

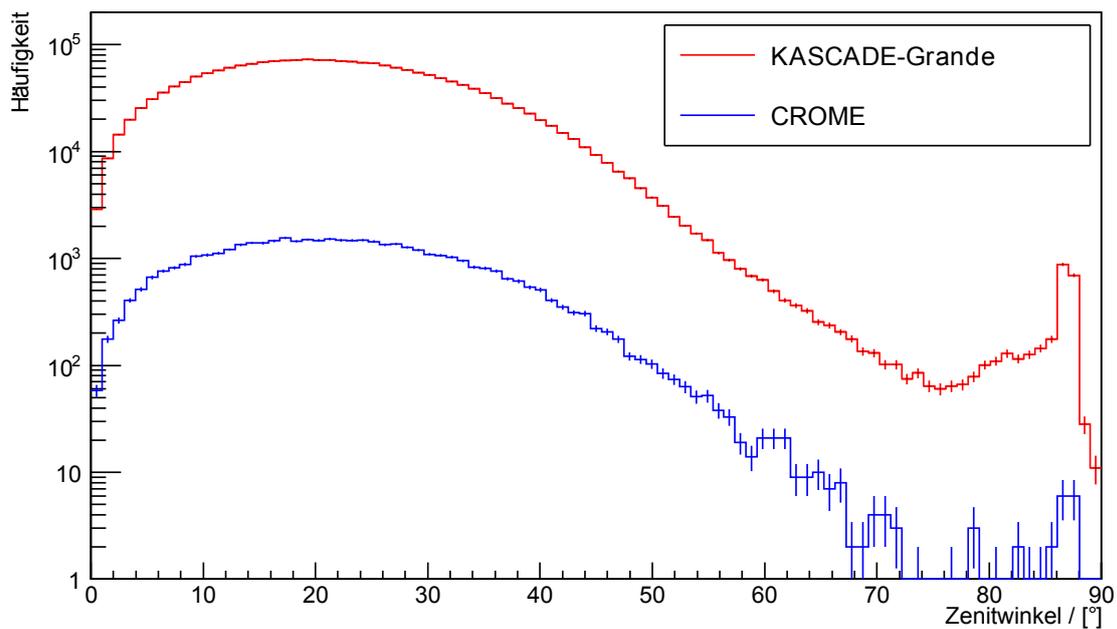


Abbildung 6.23: Zenitwinkelverteilungen für von KASCADE-Grande (rot) sowie von CROME (blau) detektierten Ereignissen im Zeitraum vom 05.07.2011 bis zum 05.09.2011. Eine Logarithmische Skala wurde gewählt, um kleine Änderungen besser sichtbar zu machen.

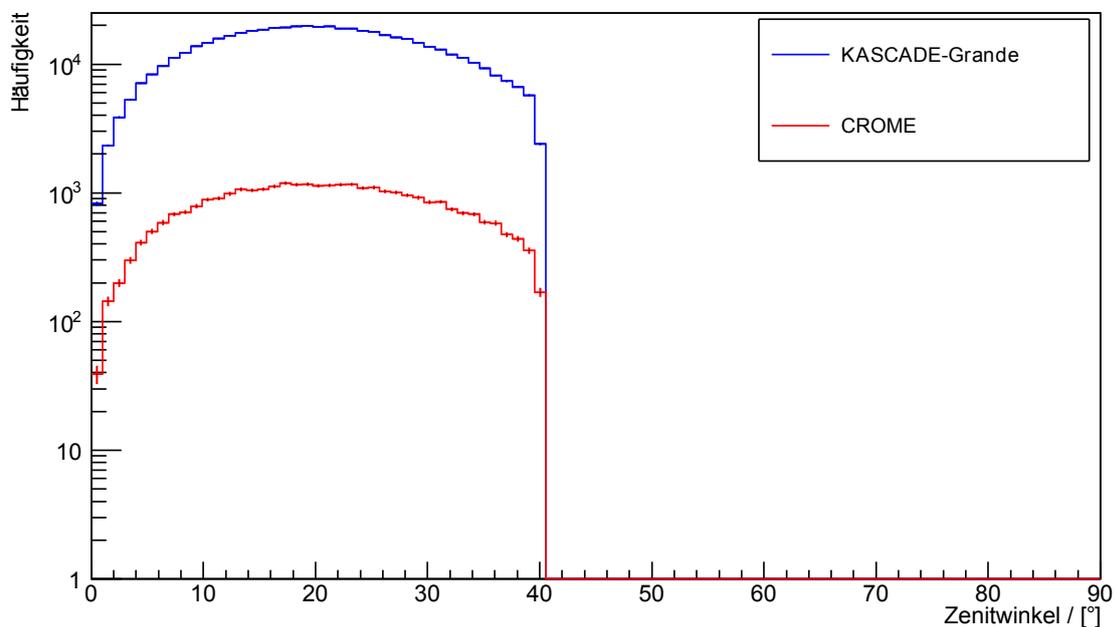


Abbildung 6.24: Zenitwinkelverteilungen für von KASCADE-Grande (rot) sowie von CROME (blau) detektierten Ereignissen im Zeitraum vom 05.07.2011 bis zum 05.09.2011 nach Anwenden der Qualitäts-Cuts.

eignissen zusammensetzt. Um als solches registriert zu werden, müssen mindestens 4 von 7 Stationen eines Clusters gleichzeitig über der Triggerschwelle liegen. Außerdem ist die Verteilung eingebündelt, die nur die Ereignisse beinhaltet, die die CROME-Triggerbedingung erfüllt haben (siehe Abb. 6.24). Die beiden Verteilungen zeigen ähnliche Strukturverläufe, mit dem Unterschied, dass CROME aufgrund der stärkeren Triggerbedingung weniger Ereignisse gemessen hat. Von Grande wurden 2085764 Ereignisse registriert, von CROME 44827. Der Unterschied zu dem in 6.2 erwähnten Wert von 47923 Ereignissen resultiert daher, dass nicht jedes von CROME gemessene Ereignis eindeutig den Grande-Daten zugeordnet werden kann, da sich der bei CROME per GPS bestimmte Zeitpunkt eines Ereignisses von dem in den Grande-Daten angegebenen Zeitpunkt unterscheidet. Nach Anwenden der Qualitäts-Cuts sind es nur noch 530042 bzw. 32040 Ereignisse. Der Einschnitt bei  $40^\circ$  resultiert aus einem Schnittkriterium, das berücksichtigt, dass nur Luftschauer mit einem kleineren Zenitwinkel vernünftig rekonstruiert werden können.

Die gleiche Betrachtung wurde anschließend zur Beurteilung der Qualitäts-Cuts für den Azimutwinkel durchgeführt. Dabei werden zur besseren Übersicht die Grande-Ereignisse ohne (siehe Abb. 6.25) bzw. mit Qualitäts-Cuts (siehe Abb. 6.27) sowie die CROME Ereignisse ohne (siehe Abb. 6.26) bzw. mit Cuts (siehe Abb. 6.28) einzeln dargestellt. Die Fit-Wahrscheinlichkeit nach Anwenden der Qualitäts-Cuts nimmt bei CROME aufgrund der kleineren Fehler ab, anhand des flacheren Verlaufs der Verteilung kann man jedoch erkennen, dass durch diese Qualitäts-Cuts Untergrundeinflüsse erfolgreich entfernt werden. Dies ist, aufgrund der höheren Statistik, bei Grande besser sichtbar, als bei CROME.

Um die Energie eines Schauers zu bestimmen, kann man theoretisch den offiziell energie-rekonstruierten Datensatz benutzen, der den genauen Energiewert über Geometrie- und Teilchenanzahlalgorithmen bestimmt. Allerdings benötigt die Rekonstruktion Zeit, so dass dieser Datensatz nur bis Mitte 2010 zur Verfügung steht. Deswegen wird für die weitere Analyse die Energieabschätzformel von Michael Wommer [Fuh11] verwendet, die aus der Anzahl der Elektronen,  $Siz_{eg}$ , aus der Anzahl der Myonen,  $Siz_{mg}$ , und aus dem Zenitwinkel,  $Z_{eg}$ , die Energie folgendermaßen bestimmt:

$$E_{est} = 0,3069 \cdot \text{Lg}(Siz_{eg}) + 0,7064 \cdot \text{Lg}(Siz_{mg}) + 1,2699 / \cos(Z_{eg}) + 0,2931 \quad (6.16)$$

Um den Fehler in der Energie abschätzen zu können, den man durch diese Näherungsformel erhält, wurde ein Datensatz gewählt, der mit Hilfe von CORSIKA [H<sup>+</sup>98] unter Verwendung von QGSjet-II-2 erstellt wurde. Mit Hilfe dieses Softwarepaketes werden Monte-Carlo-Simulationen durchgeführt, durch die die Luftschauer und die Detektion dieser durch die KASCADE-Grande-Detektoren exakt beschrieben wird. Damit erhält man, bei vorgegebener Primärenergie und Geometrie des Schauers, die Teilchenanzahlen,  $Siz_{eg}$  und  $Siz_{mg}$ . Auf die genaue Funktionsweise dieser Simulationen wird hier nicht weiter eingegangen.

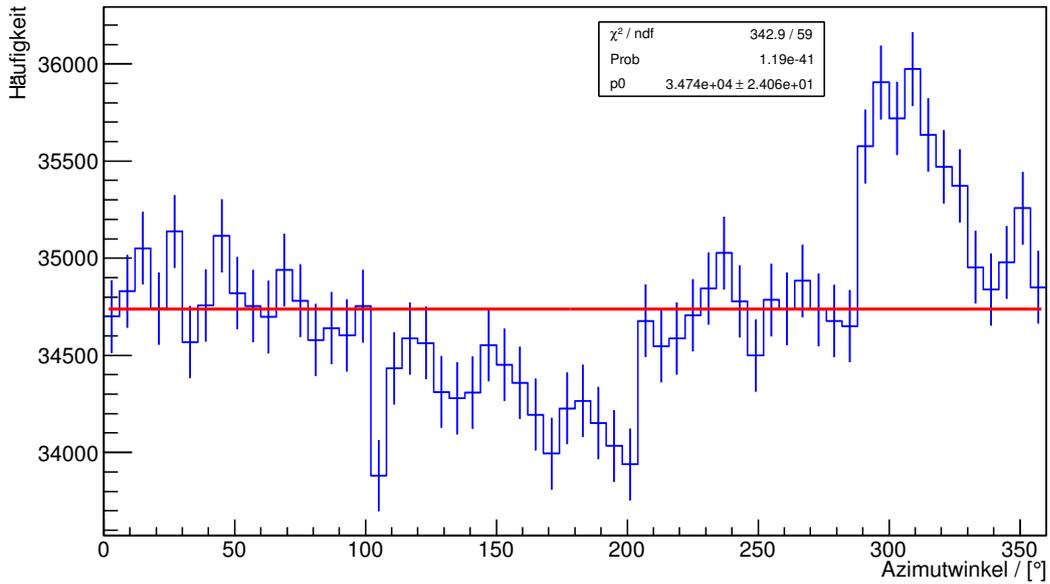


Abbildung 6.25: Mittels eines Polynoms 0-ter Ordnung gefittete Azimutwinkelverteilungen von KASCADE-Grande detektierten Ereignissen im Zeitraum vom 05.07.2011 bis zum 05.09.2011.

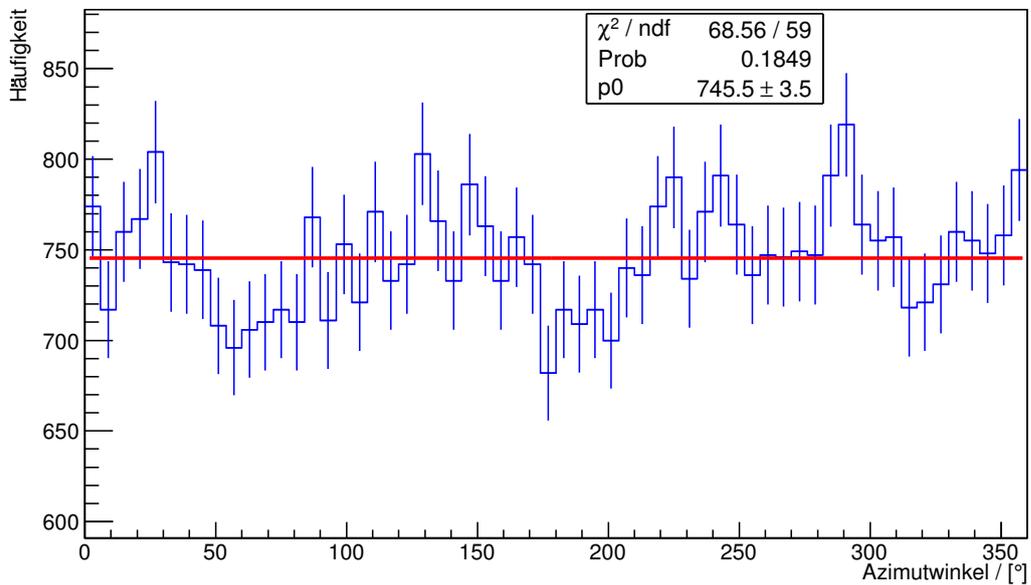


Abbildung 6.26: Mittels eines Polynoms 0-ter Ordnung gefittete Azimutwinkelverteilungen von CROME detektierten Ereignissen im Zeitraum vom 05.07.2011 bis zum 05.09.2011.

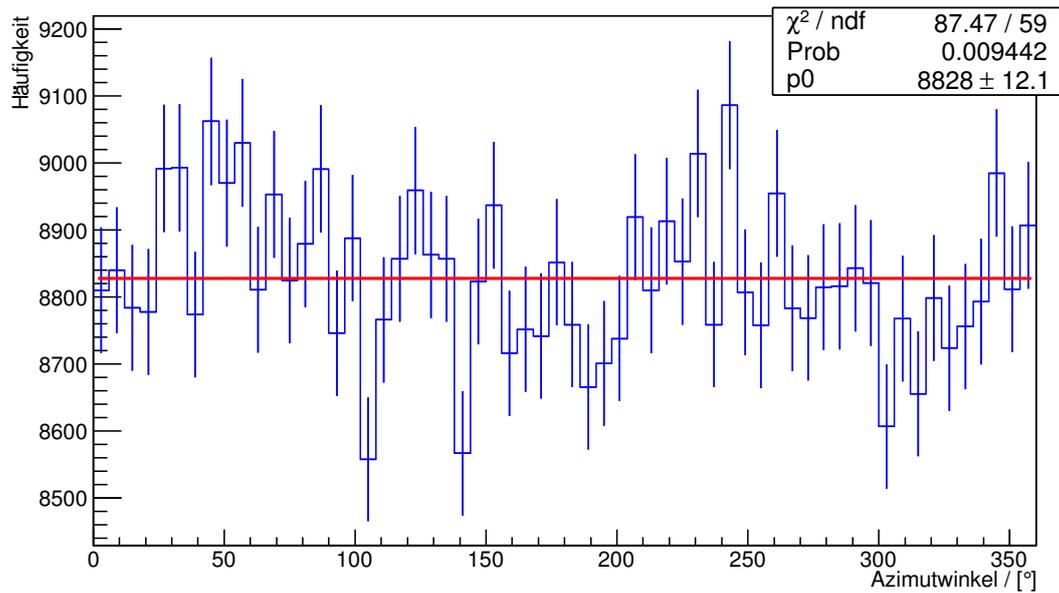


Abbildung 6.27: Mittels eines Polynoms 0-ter Ordnung gefittete Azimutwinkelverteilungen von KASCADE-Grande detektierten Ereignissen im Zeitraum vom 05.07.2011 bis zum 05.09.2011 mit Qualitäts-Cuts.

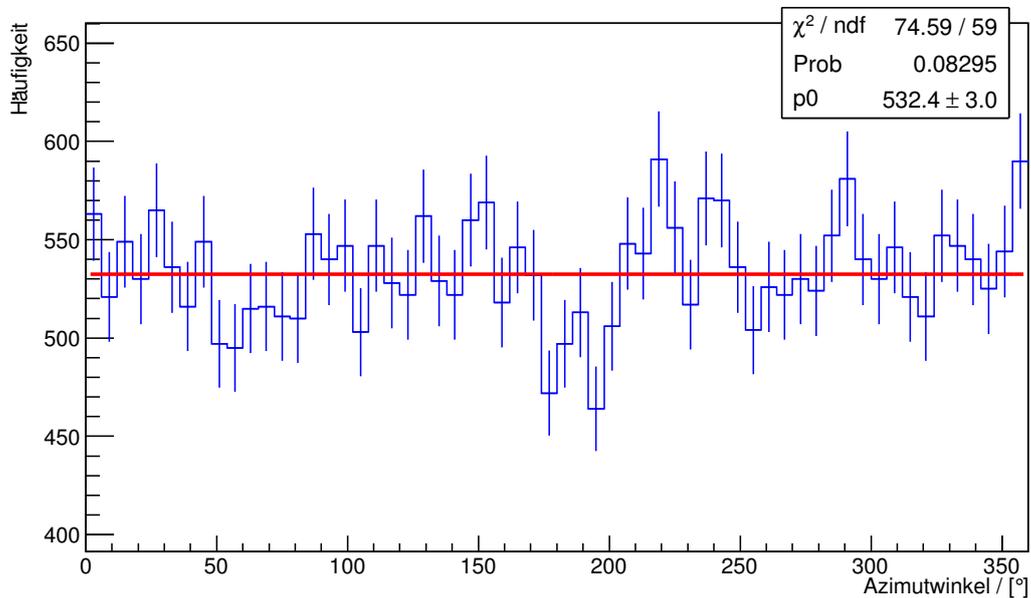


Abbildung 6.28: Mittels eines Polynoms 0-ter Ordnung gefittete Azimutwinkelverteilungen von Crome detektierten Ereignissen im Zeitraum vom 05.07.2011 bis zum 05.09.2011 mit Qualitäts-Cuts.

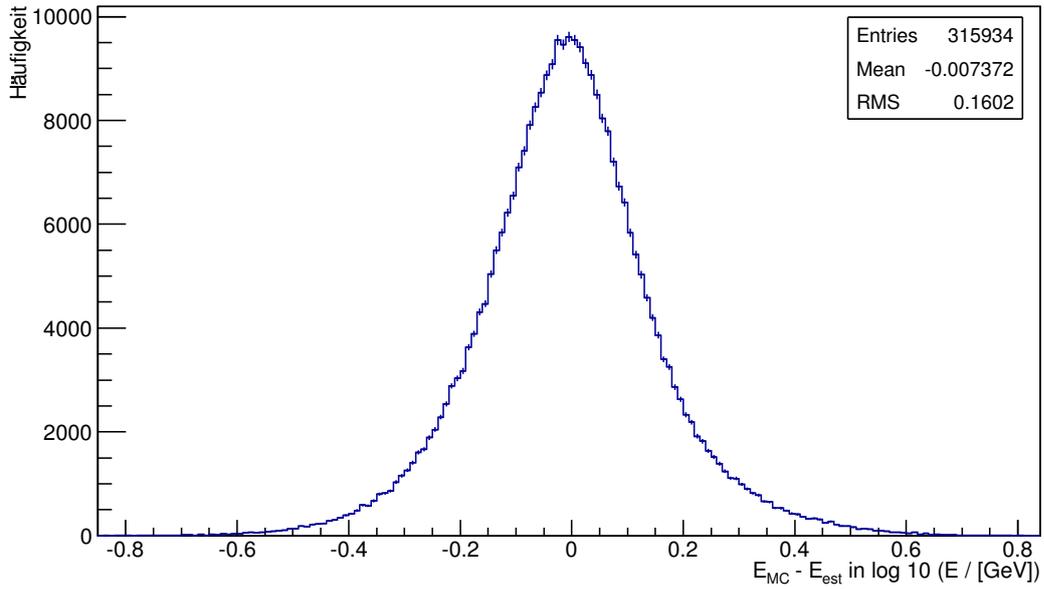


Abbildung 6.29: Häufigkeitsverteilung der Abweichung der über eine Abschätzformel bestimmten Energie von den simulierten Energien

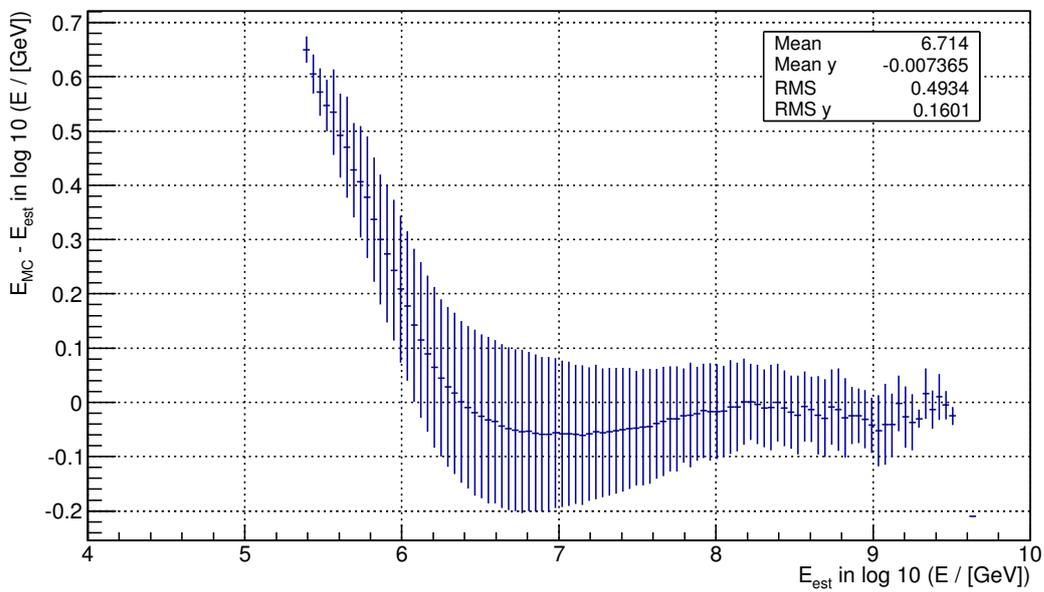


Abbildung 6.30: Häufigkeitsverteilung der Abweichung der über eine Abschätzformel bestimmten Energie von den simulierten Energien

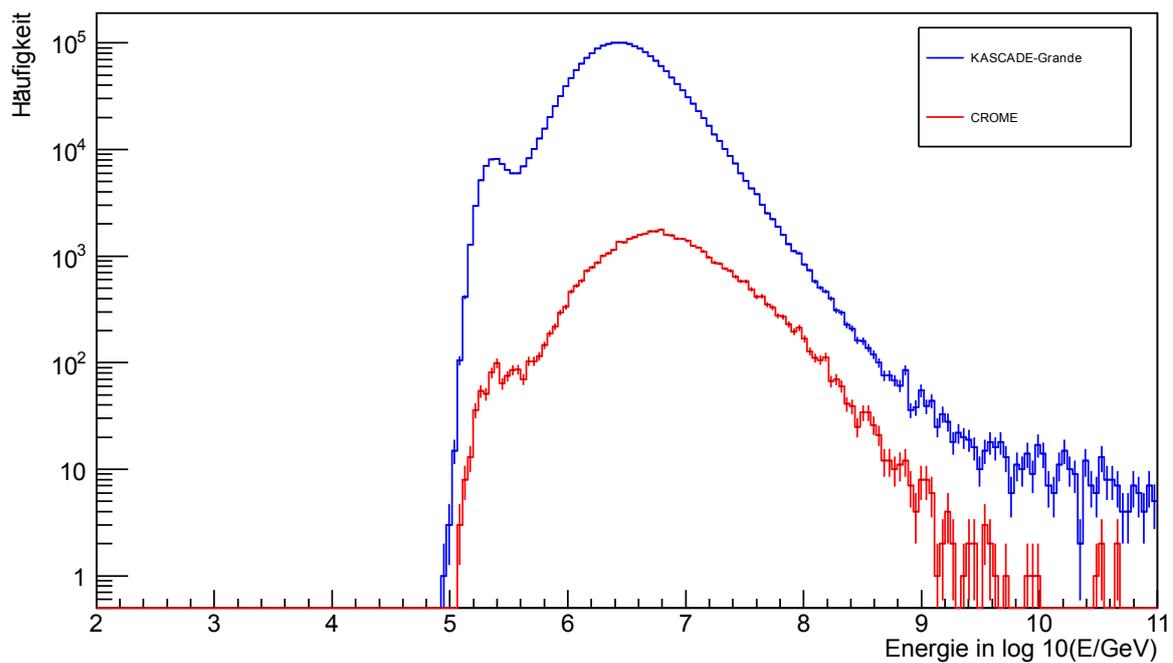


Abbildung 6.31: Primärenergieverteilungen für von KASCADE-Grande (blau) sowie von CROME (rot) detektierten Ereignissen im Zeitraum vom 05.07.2011 bis zum 05.09.2011.

Mit diesen Voraussetzungen kann man einen Wert für  $E_{\text{est}}$  berechnen und diesen direkt mit der Energie aus der Simulation vergleichen (siehe Abb. 6.29). Zusätzlich wurde eine energieabhängige Betrachtung durchgeführt. Erkennbar ist, dass sich das Ergebnis der Näherungsformel von dem wahren Wert immer weniger unterscheidet, je größer die Energie wird. Stellt man den Mittelwert und die Streuung in einem Profile-Plot dar, dann erkennt man, dass ab der Energie von  $10^{16}$  eV die Streuung nur noch rund 0,15 in  $\log_{10}(E/\text{GeV})$  beträgt (siehe Abb. 6.30). In Abb. 6.31 ist die mit Hilfe von 6.17 bestimmte Energieverteilung für die Datensätze I und II aufgetragen. Abb. 6.32 zeigt die Verteilung mit Qualitäts-Cuts. Die Energieverteilung der CROME-Ereignisse ist zu höheren Werten verschoben, da ein Luftschauer mehr Energie besitzen muss, um Teilchen zu produzieren, die alle 12 aus 12 Stationen erreichen können. Der abfallende Verlauf ist die Konsequenz des Verlaufes des Energiespektrums zu höheren Energien hin. Der kleine Peak am linken Bereich der Verteilung ist ein Artefakt, da der Grande-Detektor erst ab einem Wert von rund 6 in  $\log_{10}(E/\text{GeV})$  seine volle Effizienz erreicht. Außerdem zeigt sich, wie sinnvoll die Qualitätscuts sind, da ohne die Verwendung dieser bei KG noch 2515 von 2085764 Werten oberhalb des dargestellten Bereiches liegen, bei CROME 20. Dabei handelt es sich zumeist um Fehler in der Rekonstruktion. Nach Anwendung der Cuts verschwinden diese Einträge.

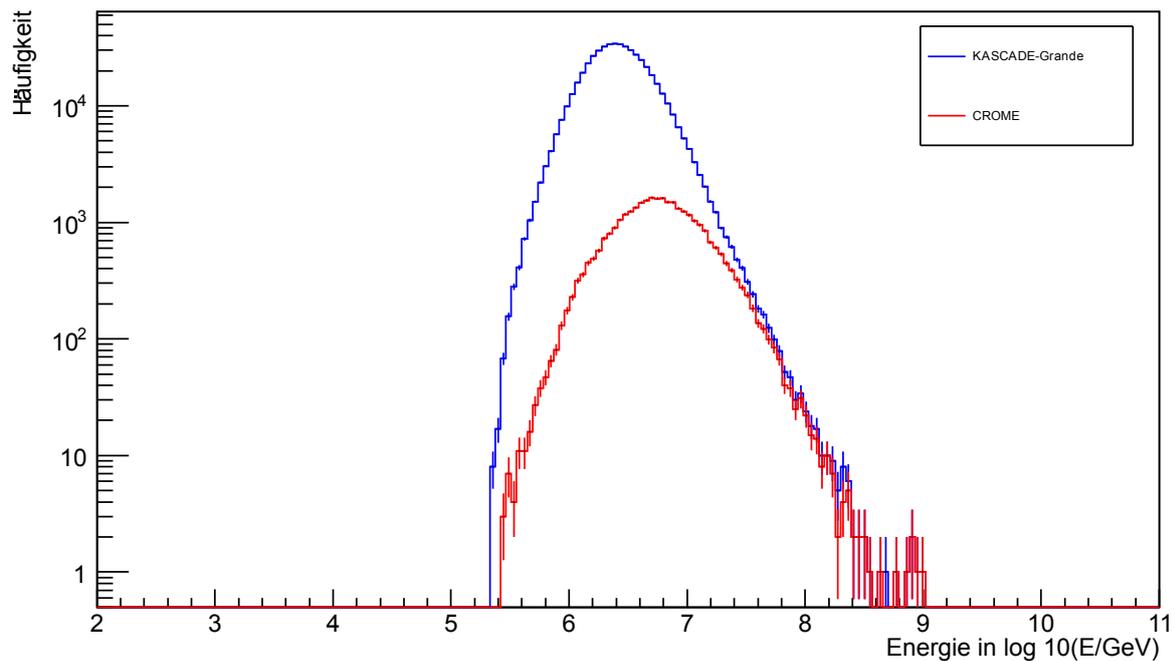


Abbildung 6.32: Primärenergieverteilungen für von KASCADE-Grande (blau) sowie von CROME (rot) detektierten Ereignissen im Zeitraum vom 05.07.2011 bis zum 05.09.2011 mit Qualitäts-Cuts.

## 6.8 Rekonstruktionsalgorithmus

Nicht alle von CROME gemessenen Ereignisse kommen für die weitere Analyse in Frage. So sollten z.B. Luftschauer, die nicht durch das Sichtfeld der Antenne gegangen sind, keinen MBS Beitrag zum Antennensignal leisten. Aus diesem Grunde wurde ein Modell entwickelt, in dem verschiedene Bedingungen zur Akzeptanz eines Ereignisses erfüllt sein müssen: Um die theoretischen Annahmen zu berücksichtigen, dass MBS vermutlich erst ab einer Primärteilchenenergie von  $10^{17,5}$  eV eindeutig nachgewiesen werden kann, beschränkt man sich zunächst nur auf Ereignisse mit  $E_{\text{prim}} \geq 10^{16,5}$  eV. Die Schwelle wird etwas niedriger gesetzt, da die Statistik sonst viel zu gering ist, um Ereignisse miteinander vergleichen zu können. Außerdem besitzt der Aufbau des Experiments mit seinen senkrecht in den Himmel gerichteten, sich direkt im KASCADE-Grande-Detektorfeld befindlichen Antennen den Vorteil, dass man von unten direkt in die Schauerachse schauen kann. Sollte sich bei diesen Energien MBS nachweisen lassen, dann kann man im Nachhinein die Schwelle zur Erhöhung der Statistik weiter verringern. Zusätzlich beschränkt man sich auf Luftschauer, bei denen die Schauerachse in einem Umkreis von 100 m um die Radioantenne den Boden berührt hat, um nah am Teilchenmaximum zu liegen.

Der entwickelte Algorithmus, der alle geforderten Bedingungen inklusive der Qualitäts-Cuts überprüft und dann die Kandidaten auflistet, die zur Analyse in Frage kommen, ist

Tabelle 6.1: Auflistung der Ereignisse, die alle Schnittpunktkriterien erfüllt haben. Angegeben sind das Datum, die Position der Schauerachse im KASCADE-Grande Koordinatensystem, der Azimut- und Zenitwinkel der Schauerachse, die nach 6.17 bestimmte Energie und der Abstand der Schauerachse am Erdboden von der Antenne.

Datum	$X_c$ [m]	$Y_c$ [m]	$\phi$ [°]	$\theta$ [°]	$E_{\text{est}}$ [in $\log(E/\text{GeV})$ ]	Abstand [m]
06.07	-235,04	-218,98	90,02	33,06	7,52	26,15
13.07	-286,04	-170,20	136,79	25,30	7,51	94,44
14.07	-255,83	-277,39	43,34	34,67	7,51	68,93
15.07	-205,47	-231,91	293,35	11,98	7,72	7,34
18.07	-297,96	-211,72	111,89	20,22	7,65	89,26
19.07	-225,57	-217,30	132,52	34,27	7,58	17,96
28.07	-204,17	-241,34	8,04	39,06	7,53	16,34
31.07	-301,51	-264,73	63,42	25,70	7,58	99,49
03.08	-254,86	-212,57	97,53	22,74	7,65	46,97
04.08	-230,58	-158,48	163,54	27,83	7,56	70,65
12.08	-269,88	-203,48	106,75	32,70	7,63	64,11
13.08	-209,38	-210,25	168,50	31,92	8,42	15,77
14.08	-194,00	-160,24	206,57	9,31	7,67	67,66
26.08	-204,33	-262,12	7,01	37,32	7,51	36,52
28.08	-261,14	-306,73	31,21	39,13	8,15	95,62
31.08	-244,61	-188,24	161,68	19,50	7,66	51,33

in Anhang A.1 beschrieben. Für den Zeitraum vom 05.07.2011 - 05.09.2011 erhält man die in Tabelle 6.1 aufgelisteten Ereignisse. Als Fehler ergeben sich die aus  $[A^{+10}]$  angenommenen Ungenauigkeiten in der Rekonstruktion von  $\Delta X_c = \Delta Y_c = 5 \text{ m}$ ,  $\Delta\phi = \Delta\theta = 0,8^\circ$ , die aus Abb. 6.30 bestimmte, energieabhängige Abweichung, die für die analysierten Energiebereiche mit maximal 0,1 in  $\log_{10}(E/\text{GeV})$  abgeschätzt werden kann und der mittels Fehlerfortpflanzung aufgrund der Unsicherheit in der Position der Schauerachse berechneten Werte für den Abstand. Der Abstand wird bestimmt über:

$$d_{\text{Abstand}} = \sqrt{(x_c - x_{\text{Ant}})^2 + (y_c - y_{\text{Ant}})^2} \quad (6.17)$$

und ergibt über Fehlerfortpflanzung einen maximalen Fehler von rund 0,1 m für jeden Messwert.

Die geringe Statistik zeigt, dass selbst bei Einforderung von nur schwachen Kriterien eine lange Messzeit unbedingt erforderlich ist.



# Kapitel 7

## Zusammenfassung und Ausblick

Nach einer kurzen Einführung in das Themengebiet ausgedehnter Luftschaer und in die Antennentheorie sowie nach einer Beschreibung der für diese Arbeit relevanten Experimente KASCADE-Grande und CROME, befasste sich der erste Teil dieser Arbeit mit der erfolgreichen Inbetriebnahme und der Modifikation einer Radioantenne sowie des Systems der Datenerfassung zur Detektion ausgedehnter Luftschaer im GHz-Bereich. Die Vielzahl dabei aufgetretener Probleme und die Lösungswege zu ihrer Behebung wurden erläutert.

Im zweiten Teil ging es primär um die Analyse der mit der Radioantenne gemessenen Daten. Die Sonnenmessungen an der BUW haben bereits angedeutet, dass auf die Anpassung, Abstimmung und die Wahl der einzelnen Bauteile in einem Empfangssystem für den GHz-Bereich genau geachtet werden muss. Bereits kleinste Beschädigungen an Kabelisolationen und das Fehlen von ausreichenden Filtern können dazu führen, dass Messungen durch Störeinflüsse völlig unbrauchbar werden. In diesem Frequenzbereich geht der größte Teil dieser Störungen von den GSM-Frequenzen aus, die eindeutig in den Messdaten identifiziert werden konnten, so dass darauf aufbauend zusätzliche Filter beschafft wurden. Außerdem wurde der mögliche Einfluss von Witterungsbedingungen auf die Messapparatur überprüft, die zwischenzeitlich das Detektieren von Strahlung verhindert haben.

Zur Rekonstruktion der gemessenen, ausgedehnten Luftschaer wurde eine Analyse mit Hilfe der KASCADE-Grande Daten vorgestellt. Darauf aufbauend konnte ein Algorithmus entwickelt werden, der es ermöglicht, aus allen gemessenen Ereignissen nur die zu selektieren, die gewisse Anforderungen, wie das Passieren des Sichtfeldes der Antenne, erfüllt haben.

Eine Spurenanalyse hat gezeigt, dass bislang noch keine eindeutigen Kandidaten für MBS gefunden werden konnten. Die Hauptursache sind, neben einer möglicherweise zu geringen Empfindlichkeit des Empfängers, Störeffekte, die bisher noch keiner genauen Quelle zugeordnet werden konnten und die entweder eindeutiger klassifiziert oder durch zusätzliche Filter beseitigt werden müssen, da ansonsten eine eindeutige Unterscheidung von Störungen und MBS nicht getroffen werden kann, wie das Ereignis vom 13.08.2011 gezeigt hat. Teilweise ist dies bereits gelungen, allerdings treten in den Messungen noch immer

Schwankungen in der Intensität auf, die man bis jetzt noch nicht erklären kann. Dazu ist es vor allem wichtig, dass zur Erhöhung der Statistik noch viel mehr, vor allem energiereichere, Luftschauer detektiert werden, um Vergleiche untereinander anstellen zu können.

Zur Bestimmung der Systemempfindlichkeit spielt die Empfängertemperatur eine entscheidende Rolle. Durch Umbaumaßnahmen konnte diese auf 153 K gesenkt werden. Für zukünftige Messungen muss es jedoch das Ziel sein, diese Temperatur durch rauschärmere Empfängerkomponenten weiterhin zu minimieren. Um die Unsicherheit der Bestimmung der Empfängertemperatur zu reduzieren, ist eine genauere Kennung bzw. sind detaillierte Messungen der einzelnen Bauteileigenschaften erforderlich.

Eine FADC-Karte mit einer höheren Digitalisierungsrate könnte die Genauigkeit der Detektion von MBS weiter erhöhen. Der PD wurde durch das Entfernen des Kondensators bereits soweit optimiert, so dass seine Reaktionszeit auf 4 ns gesenkt werden konnte.

# Anhang A

## Anhang

### A.1 Schnittpunktsalgorithmus

Um zu überprüfen, ob ein ausgedehnter Luftschauer durch das Sichtfeld der Radioantenne gegangen ist, wurde der folgend beschriebene Algorithmus entwickelt. Für diesen werden fünf Variablen aus den KASCADE-Grande-Daten verwendet: die  $x$ -,  $y$ - und  $z$ -Schnittpunktskoordinaten der Schauerachse mit dem Erdboden,  $x_c$ ,  $y_c$  und  $z_c$  sowie ihr Azimut- und Zenitwinkel,  $\phi$  bzw.  $\theta$ . Das Koordinatensystem wird dabei so gewählt, dass der Erdboden die  $xy$ -Ebene darstellt, so dass  $z_c = 0$  und der Koordinatenursprung im Mittelpunkt der Radioantenne liegt. Weiterhin wird die Schauerachse als Gerade  $\vec{g}$  und das Sichtfeld der Antenne als Rotationsparaboloid  $\vec{P}$  parametrisiert:

$$\vec{P} = \begin{pmatrix} x \\ y \\ k(x^2 + y^2) \end{pmatrix} \quad (\text{A.1})$$

$$\vec{g} = \begin{pmatrix} x_c \\ y_c \\ 0 \end{pmatrix} + t \begin{pmatrix} r \sin \theta \cos \phi - x_c \\ r \sin \theta \sin \phi - y_c \\ r \cos \theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_c \\ y_c \\ 0 \end{pmatrix} + t \begin{pmatrix} r_x \\ r_y \\ r_z \end{pmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Der Richtungsvektor von  $\vec{g}$  berechnet sich mit Hilfe von Kugelkoordinaten und den eben definierten Winkeln, der Faktor  $k$  in  $\vec{P}$  enthält Informationen über den Grad der Krümmung des Reflektors durch die Abhängigkeit der Brennweite  $F$ :

$$k = \frac{1}{4F} \quad (\text{A.3})$$

Das Maximum an MBS wird nahe der Schauerachse erwartet, da dort die Anzahl an Elektronen am größten ist. Deswegen ist man besonders an den Ereignissen interessiert, bei denen die Schauerachse durch das Sichtfeld gegangen ist. Mathematisch ausgedrückt ist dies der Fall, wenn gilt:

$$\vec{P} = \vec{g} \quad (\text{A.4})$$

Dadurch werden Ereignisse vernachlässigt, die möglicherweise über die Nebenkeulen in die Antenne eingestrahlt haben. Wie aber bereits die Sonnenmessungen in 6 zeigten, ist

die Sensitivität der Antenne außerhalb der Hauptkeule bereits so gering, dass dort die als sehr schwach erwartete MBS nicht mehr vom Grundrauschen der Antenne unterschieden werden kann. Sollte das Signal doch stärker sein als angenommen, dann kann man dieses strenge Kriterium für zukünftige Analysen durch genaue Kenntnis des Antennen-diagramms abschwächen und zur Erhöhung der Statistik auch Ereignisse mit in die Betrachtung miteinbeziehen, die nicht den Bereich höchster Sensitivität der Antenne passiert haben.

Aus der ersten Komponente der geforderten Gleichheit von  $\vec{P}$  und  $\vec{g}$  kann man die unbekannte Größe  $t$  bestimmen:

$$x_c + t r_x = x \Rightarrow t = \frac{x - x_c}{r_x} \quad (\text{A.5})$$

Damit lassen sich die anderen Komponenten ausdrücken. Außerdem sei aus Gründen der Übersichtlichkeit die Variable  $L$  definiert:

$$y = y_c + \left( \frac{x - x_c}{r_x} \right) r_y = y_c - \underbrace{\frac{x_c r_y}{r_x}}_{:=L} + \frac{x r_y}{r_x} \quad (\text{A.6})$$

$$k (x^2 + y^2) = \left( \frac{x - x_c}{r_x} \right) r_z = \frac{x r_z}{r_x} - \frac{x_c r_z}{r_x} \quad (\text{A.7})$$

Umformen von A.7 und umsordieren der Terme liefert:

$$x^2 - x \frac{r_z}{k r_x} + \left( L + \frac{x r_y}{r_x} \right)^2 = -\frac{x_c r_z}{r_x k} \quad (\text{A.8})$$

$$\Leftrightarrow x^2 \left( 1 + \frac{r_y^2}{r_x^2} \right) + x \left( 2 \cdot L \frac{r_y}{r_x} - \frac{r_z}{k r_x} \right) + L^2 + \frac{x_c r_z}{r_x k} = 0 \quad (\text{A.9})$$

Auch hier werden aus Gründen der Übersicht zwei weitere Variablen eingeführt:

$$x^2 + x \frac{\left( 2 \cdot L \frac{r_y}{r_x} - \frac{r_z}{k r_x} \right)}{\left( 1 + \frac{r_y^2}{r_x^2} \right)} + \frac{L^2 + \frac{x_c r_z}{r_x k}}{\left( 1 + \frac{r_y^2}{r_x^2} \right)} = 0 \quad (\text{A.10})$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{:=M} \qquad \underbrace{\hspace{10em}}_{:=N}$

Man erhält eine quadratische Gleichung in  $x$

$$x^2 + M x + N = 0 \quad (\text{A.11})$$

mit den Lösungen:

$$x_{1,2} = -\frac{M}{2} \pm \sqrt{\frac{M^2}{4} - N} \quad (\text{A.12})$$

Damit ergibt sich das folgende Kriterium, das einem sagt, ob die Schnittpunktsbedingung erfüllt ist:

$$\frac{M^2}{4} \geq N \quad (\text{A.13})$$

Gilt nur das Größerzeichen, dann ist die Schauerachse in das Sichtfeld ein- und wieder ausgetreten. Im Falle der Gleichheit hätte die Schauerachse nur einen Schnittpunkt mit dem Antennensichtfeld. Ist die Zahl unter der Wurzel negativ, dann existiert kein Schnittpunkt.

Zu beachten sind noch zwei Einzelheiten:

- **Koordinatentransformation:** Zur Vereinfachung der Herleitung des Algorithmus wurde ein Koordinatensystem verwendet, das seinen Ursprung im Mittelpunkt der Antenne hat. Um die Daten in den Grande-Daten verwenden zu können, muss eine Verbindung zwischen diesem und dem offiziellen Koordinatensystem hergestellt werden. Dabei bietet es sich an, der Einfachheit halber nicht die Antenne sondern die Position der Schauerachse zu verschieben. Da die Radioantenne im offiziellen System die Koordinaten  $x_{\text{Ant}}=-209,86$  m und  $y_{\text{Ant}}=-226,02$  m besitzt, können die Schauerachsenkoordinaten leicht über die Beziehung

$$\begin{aligned}x_c &= x_{cg} + 209,86 \text{ m} \\y_c &= y_{cg} + 226,02 \text{ m}\end{aligned}\tag{A.14}$$

transformiert werden.

- **Winkelumrechnung:** Die Definition des Azimutwinkels erfolgt in den Grande-Daten entgegen der mathematischen Definition im Uhrzeigersinn. Dabei entspricht ein Winkel von  $0^\circ$  einem Schauer exakt aus Norden kommend, d.h. entgegen der  $y$ -Achse im Koordinatensystem, ein Winkel von  $90^\circ$  einem Schauer exakt aus Osten kommend, d.h. entgegen der  $x$ -Achse. Im Vergleich zur Definition von Polarkoordinaten erhält man somit einen Offset von  $90^\circ$  und ein zusätzliches Minuszeichen durch den anderen Umlaufsinn. Damit ergibt sich folgende Beziehung:

$$\theta_{\text{Ant}} = -(\theta_{\text{KG}} + 90^\circ)\tag{A.15}$$

Setzt man diesen Winkel nun ein, dann kann man mit Hilfe von Additionstheoremen zeigen, dass

$$\cos(\theta_{\text{Ant}}) = \cos(-(\theta_{\text{KG}} + 90^\circ)) = \sin(\theta_{\text{KG}})\tag{A.16}$$

sowie

$$\sin(\theta_{\text{Ant}}) = \sin(-(\theta_{\text{KG}} + 90^\circ)) = -\cos(\theta_{\text{KG}})\tag{A.17}$$

gilt. D.h., dass nur die beiden Ausdrücke für den Sinus und den Kosinus in der Definition von  $\vec{g}$  vertauscht werden müssen, in denen der Winkel  $\theta$  vorkommt.

Abb. A.1 veranschaulicht den Algorithmus in einer willkürlich gewählten Skala.

In der Definition von  $\vec{g}$  kommt der Parameter  $r$  vor, der die Länge der Geraden bestimmt. Um eine Verbindung zu einem ausgedehnten Luftschauer herzustellen, wird dieser Parameter auf den Wert 20000 gesetzt, da der erste Wechselwirkungspunkt nach Abschnitt 2.4 in einer Höhe von rund 20 km liegt.

Um zu testen, ob der Algorithmus funktioniert, kann eine Testgerade selbst parametrisiert werden. Dazu bestimmt man die Steigung der Oberfläche des Rotationsparaboloiden an einem beliebigen Punkt und setzt die Steigung der Geraden mit dieser gleich. Um einen Punkt zu finden, der auf der Oberfläche liegt, schaut man sich die 2D-Projektion des Rotationsparaboloiden entlang der  $z$ -Achse an. Es ergibt sich in jeder Höhe eine Kreisfläche, deren Radius abhängig von dieser Höhe ist. Dies folgt aus  $z = k(x^2 + y^2)$  bzw.  $z = kr^2$ . Jeder Punkt auf dem Radius liegt dann auf der Oberfläche des Paraboloiden. Anschließend kann man den Schnittpunkt der Geraden mit der Bodenfläche berechnen, auf der sich die Antenne befindet und erhält damit außerdem die Größen  $\theta$  und  $\phi$  der Geraden. Verschiebt man die so definierte Gerade in Richtung Antenne, dann schneidet diese Gerade den Rotationsparaboloid zwei Mal, verschiebt man die Gerade von der Antenne weg, dann erhält man keinen Schnittpunkt, was vom Algorithmus für verschiedene Testgeraden auch tatsächlich so ausgegeben wird.

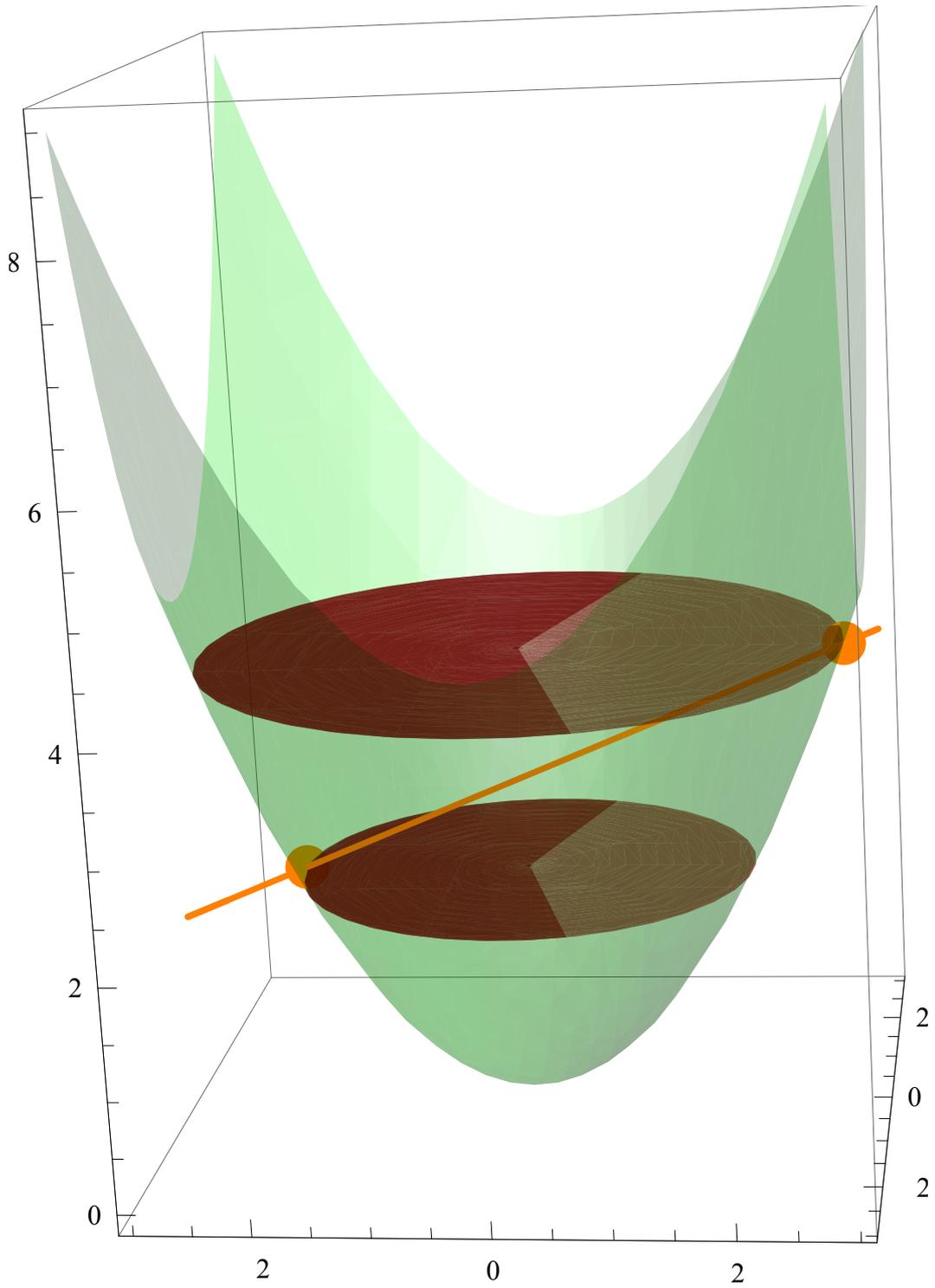


Abbildung A.1: Grafische Darstellung eines Rotationsparaboloiden, der von einer Geraden geschnitten wird.

## A.2 Aufgezeichnete Spuren

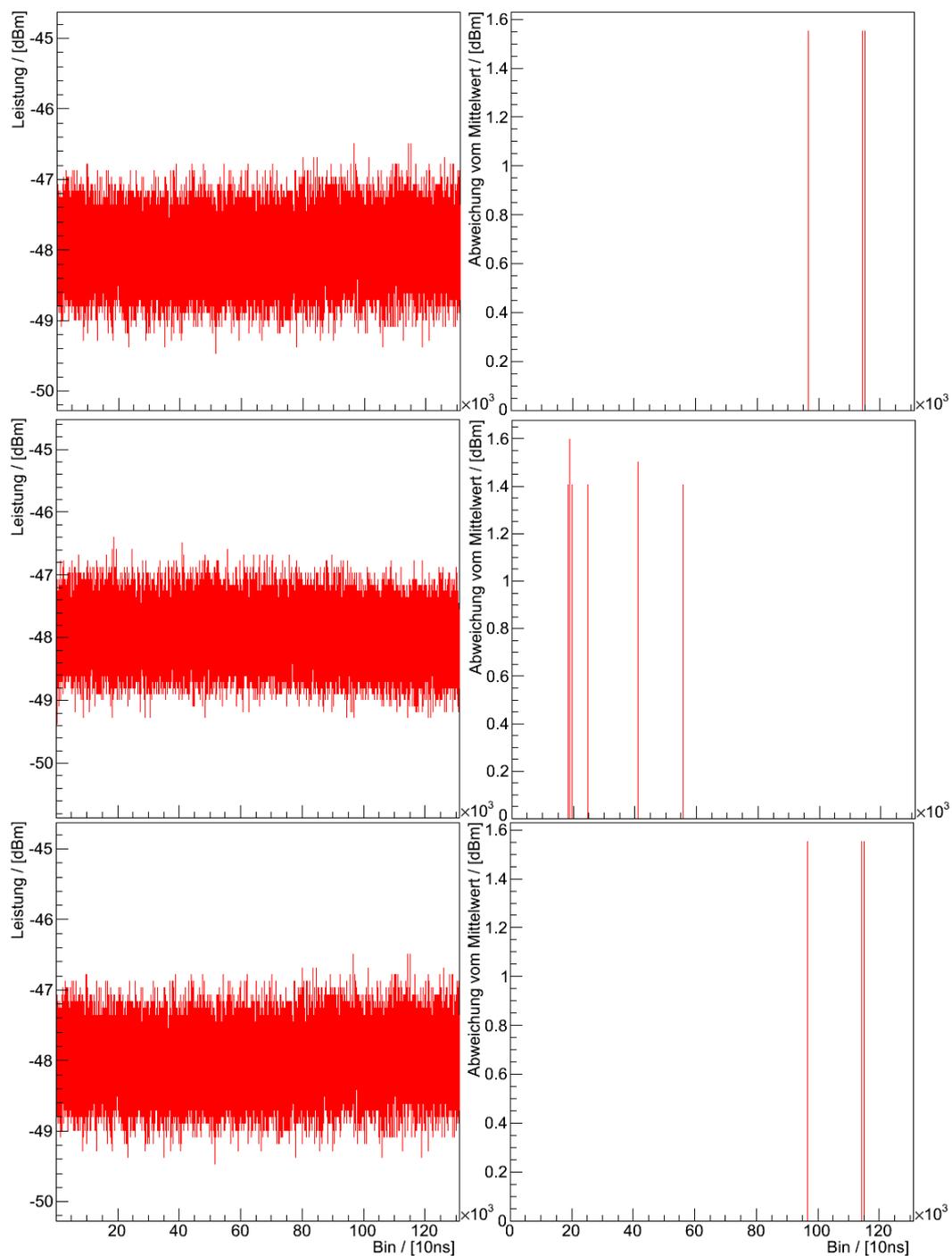


Abbildung A.2: Aufgezeichnete Spuren vom 06.07. (oben), 13.07. (mitte) und 14.07. (unten) sowie die Abweichung vom Mittelwert von Signalen oberhalb des Rauschens, erhalten aus der Signalanalyse (rechts).

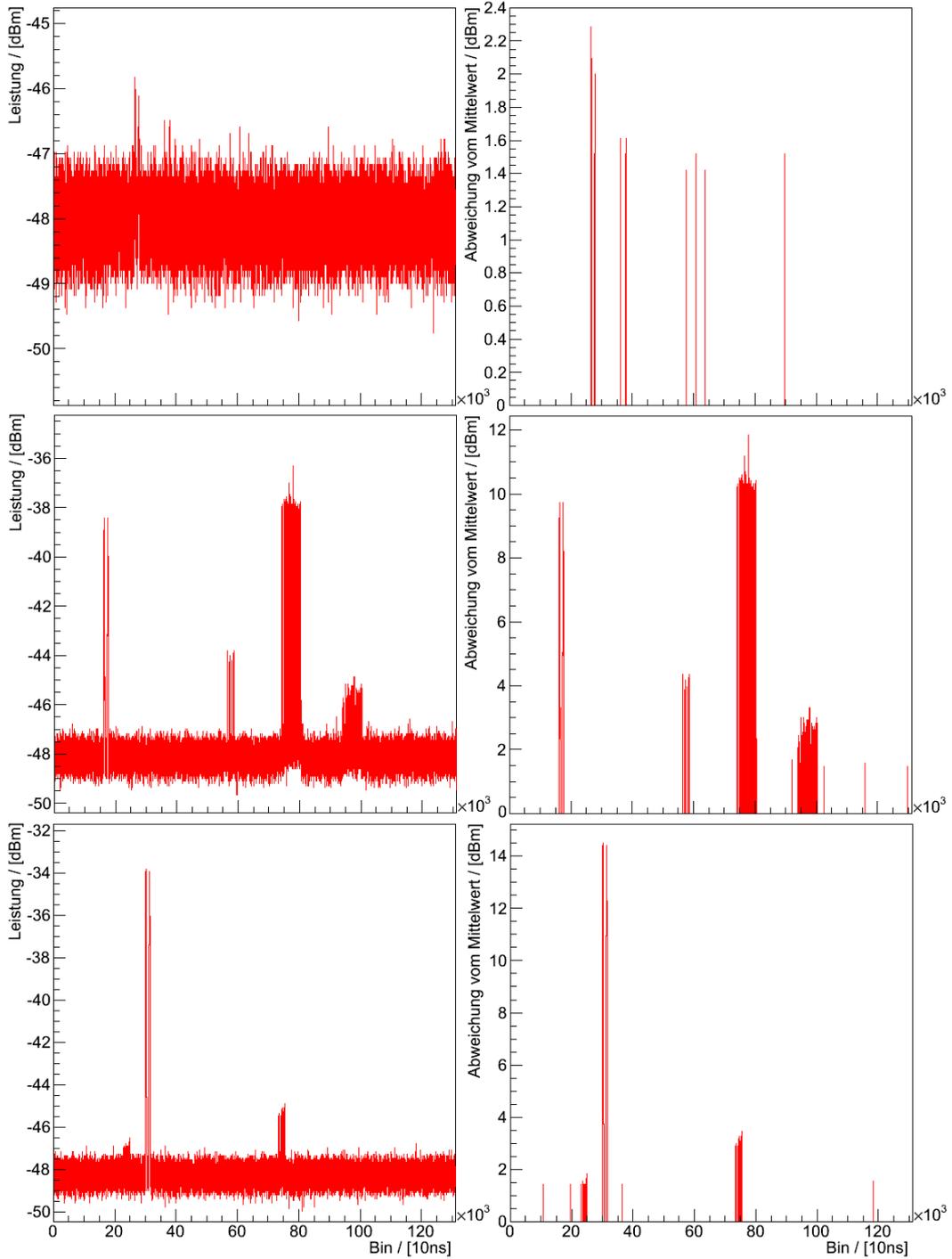


Abbildung A.3: Aufgezeichnete Spuren vom 18.07. (oben), 19.07. (mitte) und 28.07. (unten) sowie die Abweichung vom Mittelwert von Signalen oberhalb des Rauschens, erhalten aus der Signalanalyse (rechts).

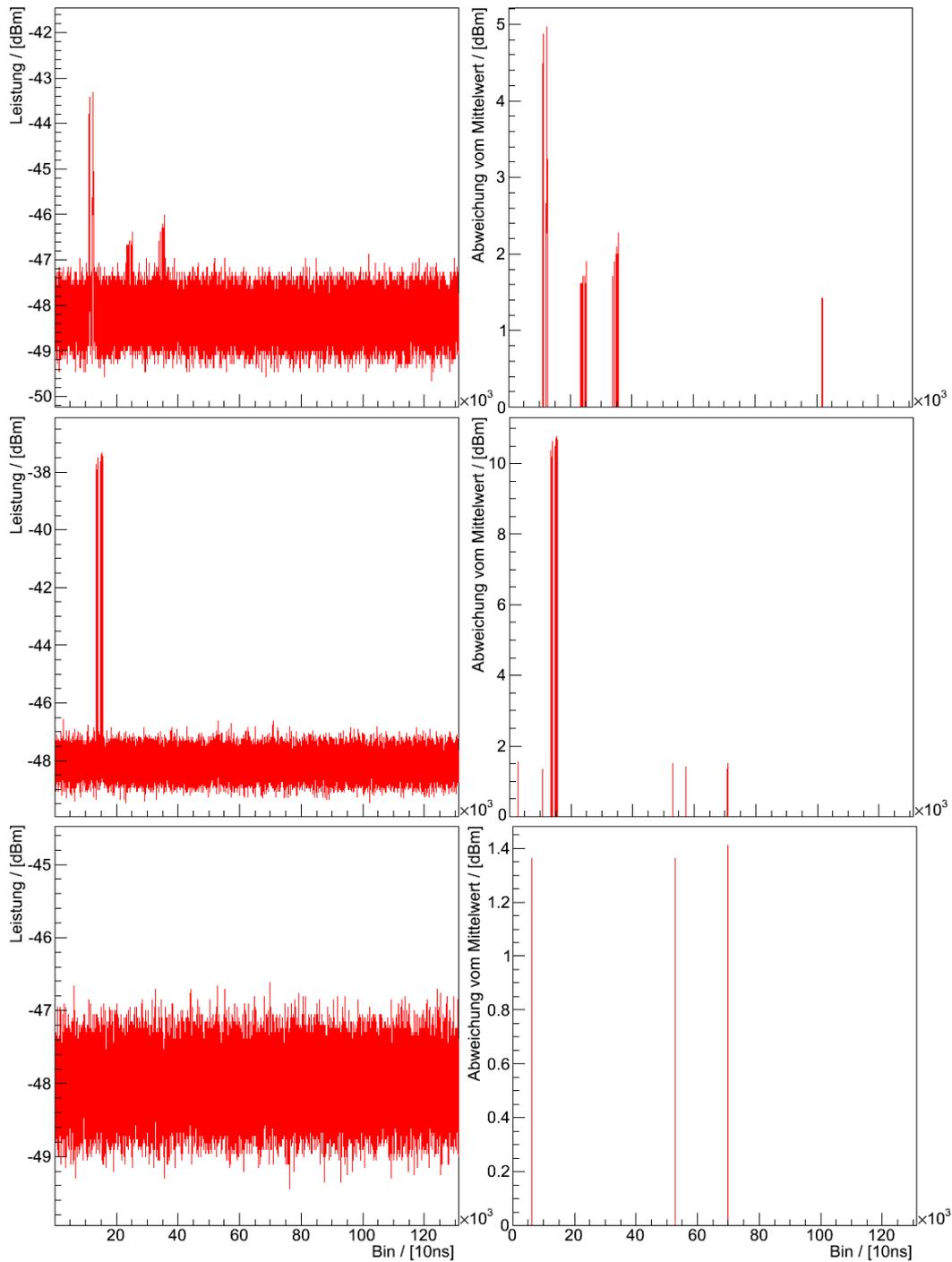


Abbildung A.4: Aufgezeichnete Spuren vom 30.87. (oben), 03.08. (mitte) und 04.08. (unten) sowie die Abweichung vom Mittelwert von Signalen oberhalb des Rauschens, erhalten aus der Signalanalyse (rechts).

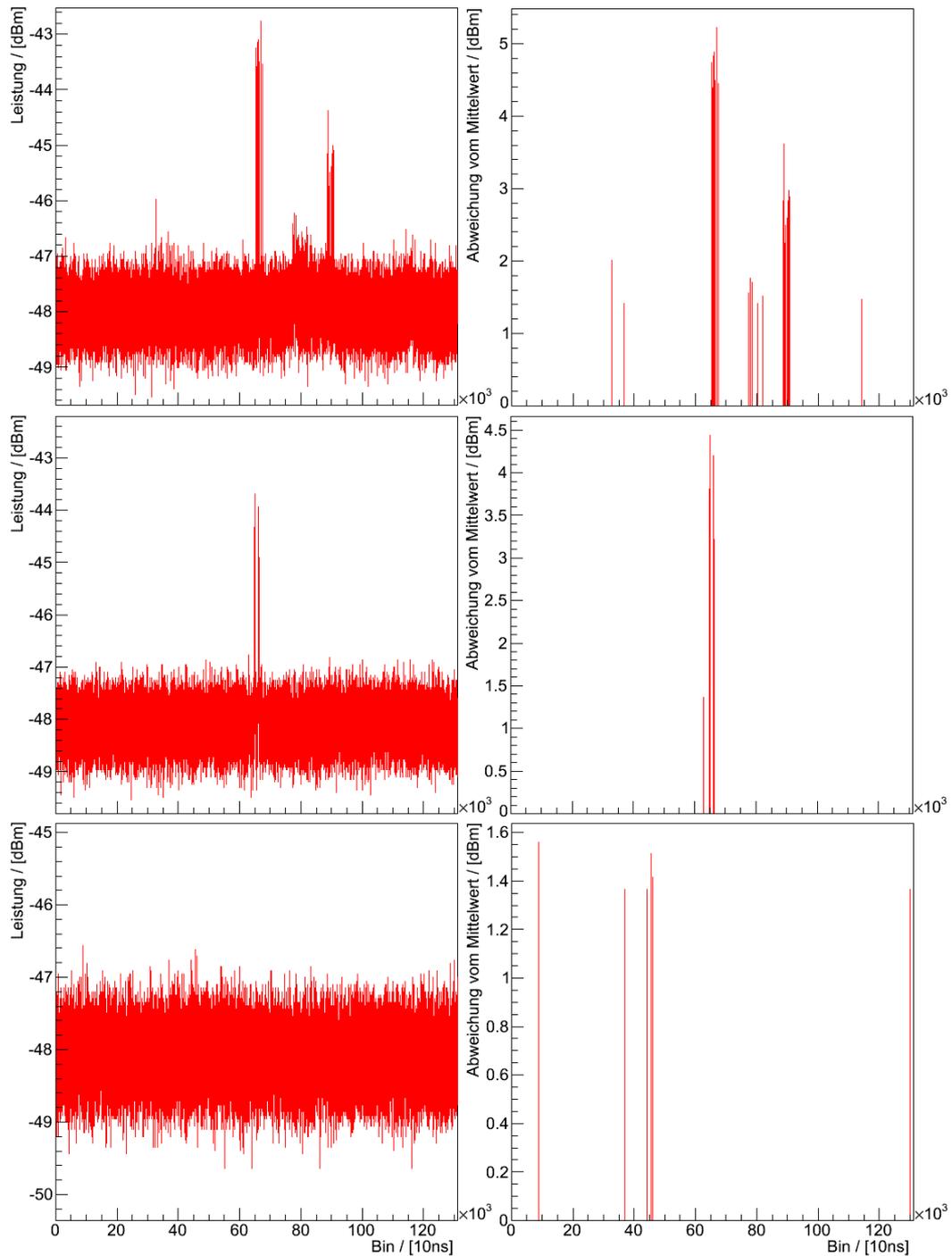


Abbildung A.5: Aufgezeichnete Spuren vom 12.08. (oben), 13.08. (mitte) und 14.08. (unten) sowie die Abweichung vom Mittelwert von Signalen oberhalb des Rauschens, erhalten aus der Signalanalyse (rechts).

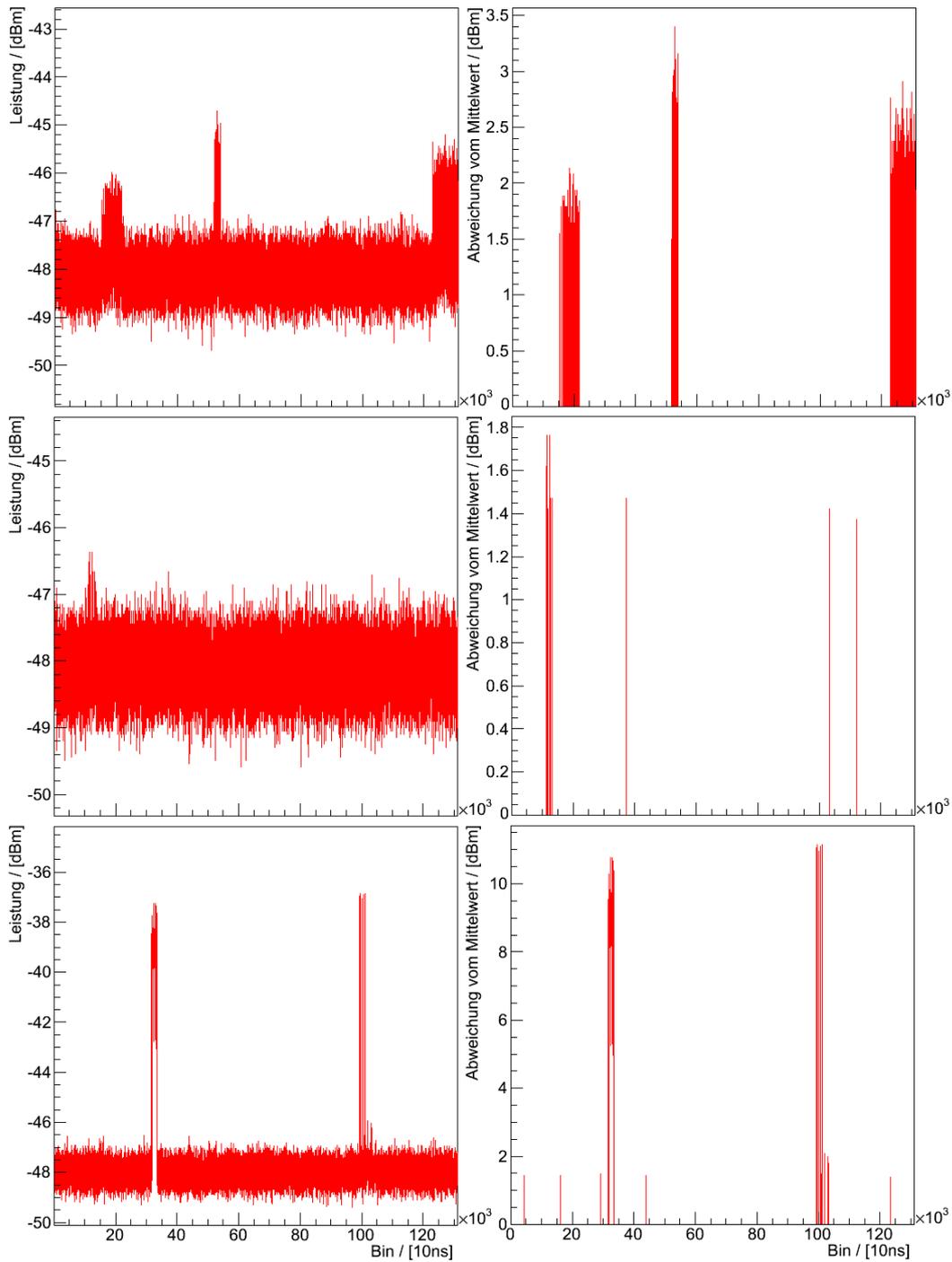


Abbildung A.6: Aufgezeichnete Spuren vom 26.08. (oben), 28.08. (mitte) und 30.08. (unten) sowie die Abweichung vom Mittelwert von Signalen oberhalb des Rauschens, erhalten aus der Signalanalyse (rechts).

## A.3 Basisplatte der Antenne

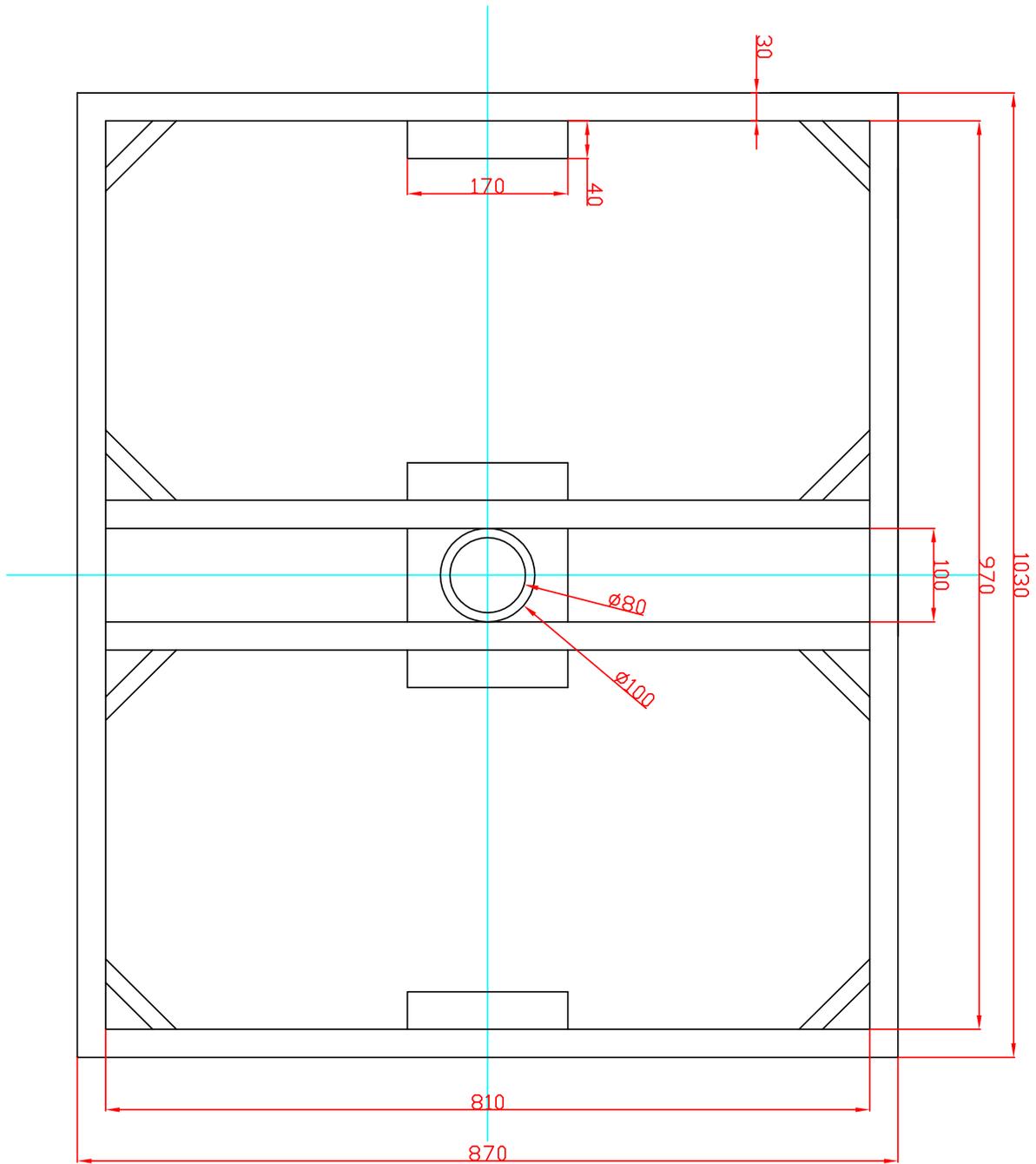


Abbildung A.7: An der BUW hergestelltes Basisgestell der Radioantenne.

## A.4 Entworfenene Schaltung

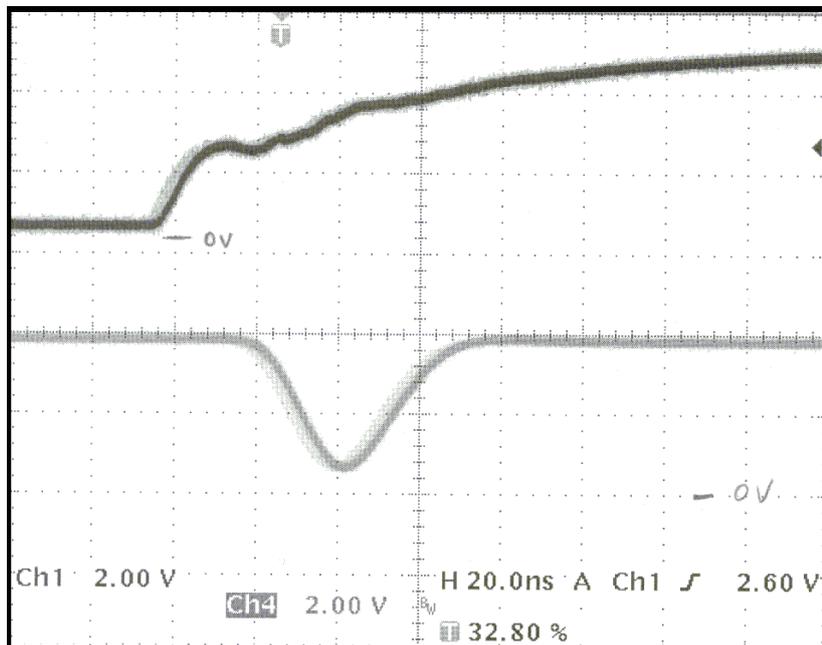


Abbildung A.8: Verzögerungsschaltung zur Generierung eines kurzen Pulses. Die obere Linie zeigt das angelegte Signal am Eingang, die untere Linie die Antwort der Schaltung am Ausgang.

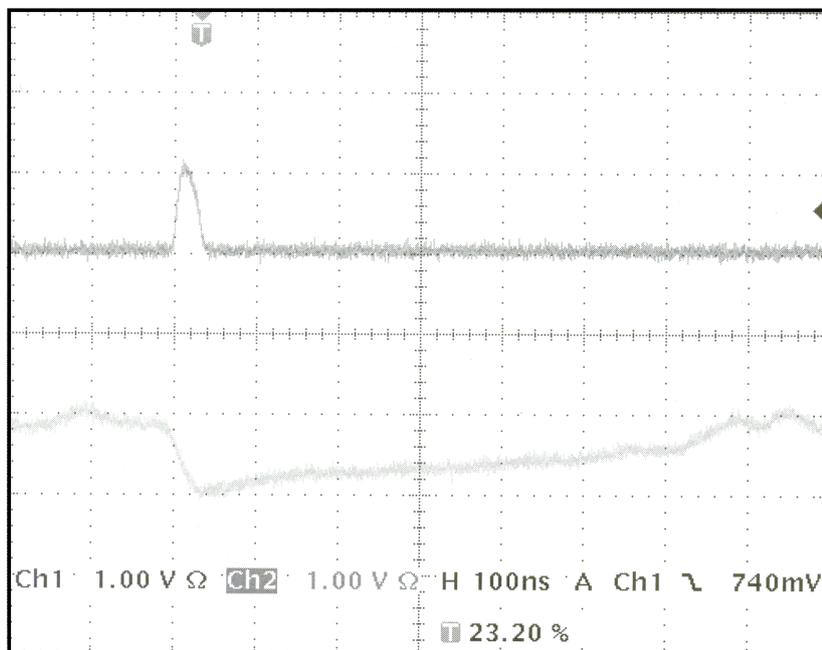


Abbildung A.9: Reaktionszeitmessung des PD. Die obere Linie zeigt das angelegte Signal und die untere Linie die Signalantwort des PD.

## A.5 Datenblätter

### A.5.1 Bandpassfilter

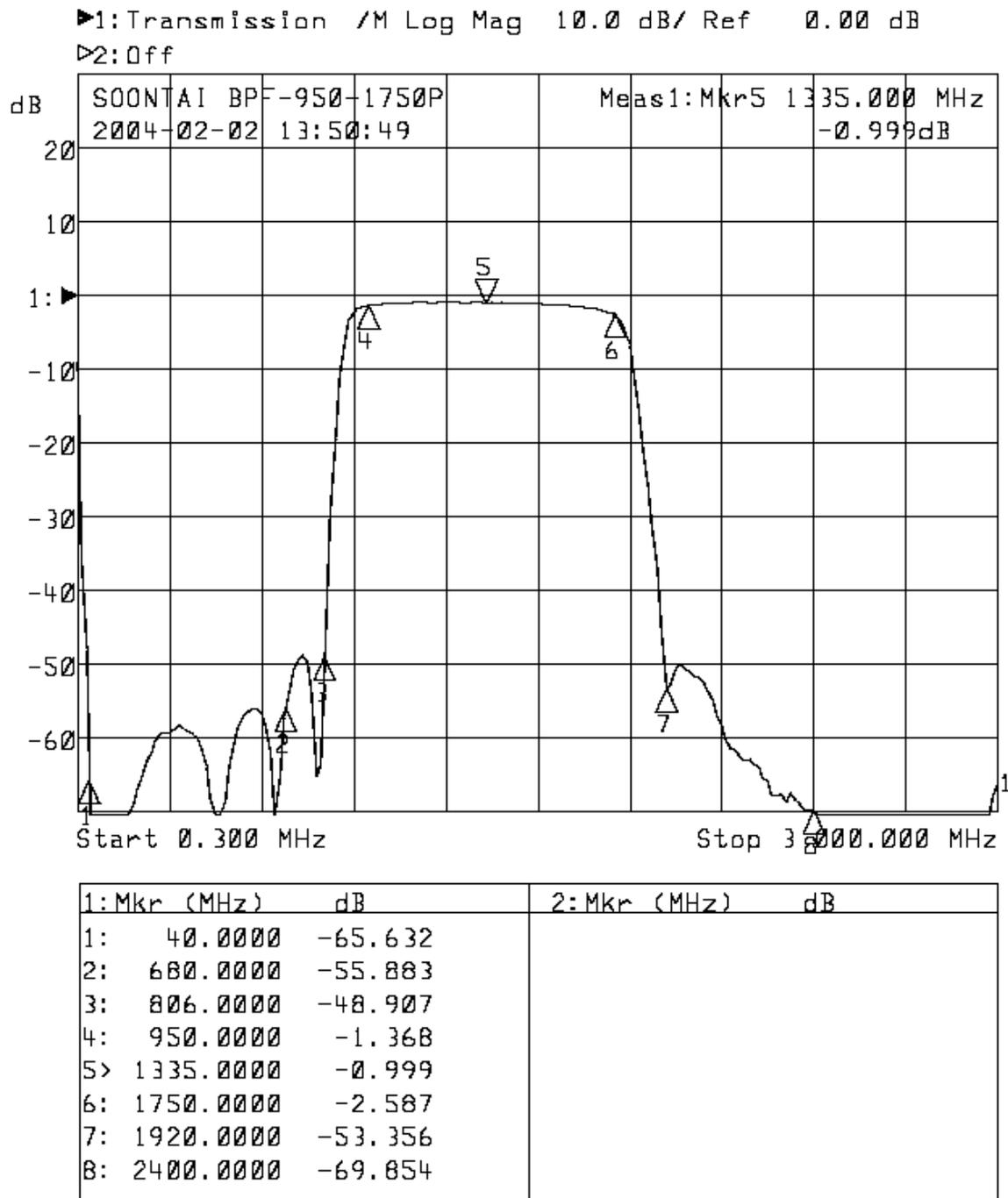


Abbildung A.10: Dämpfungseigenschaften des Bandpassfilters über der Frequenz aufgetragen.

A.5.2 Kerbfilter

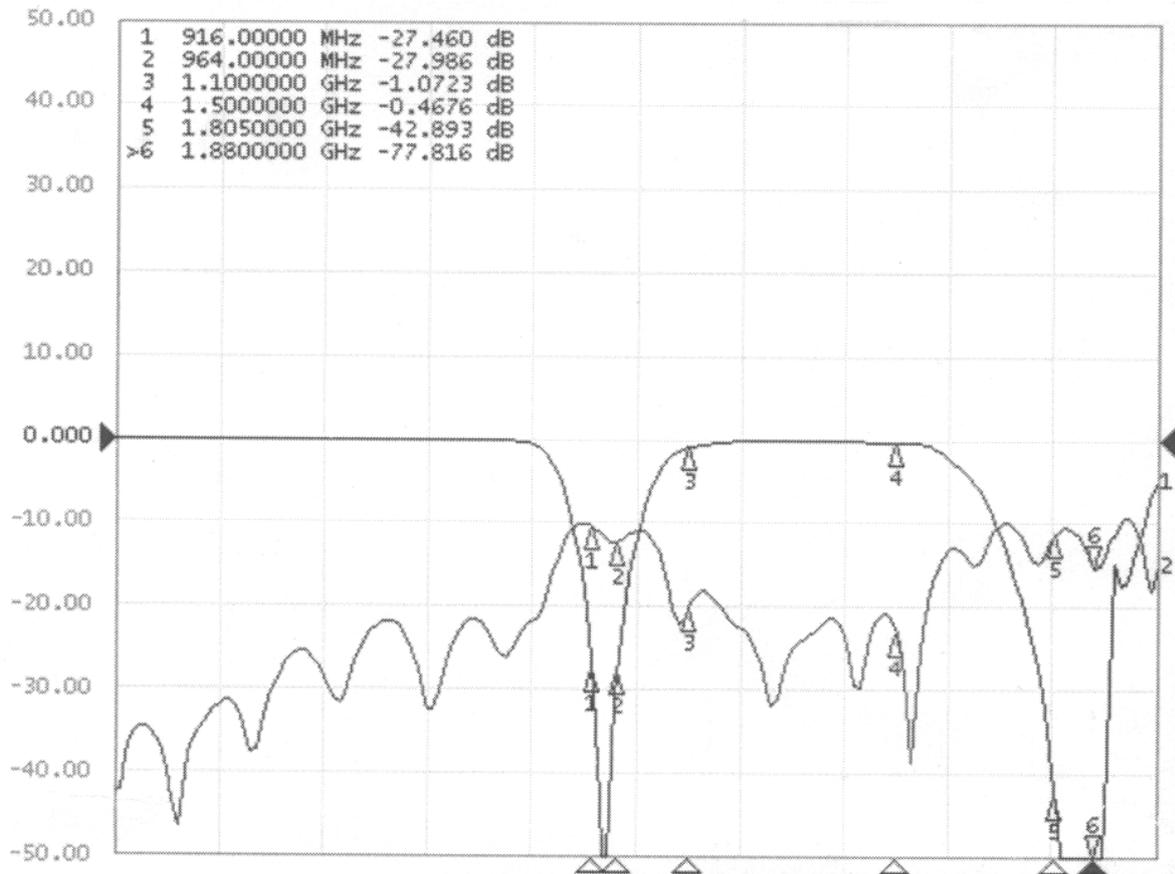


Abbildung A.11: Dämpfungseigenschaften der Kerbfilter über der Frequenz aufgetragen.

A.5.3 PD

Coaxial  
**Power Detector**

50Ω, -60dBm to +5dBm, 10 to 8000 MHz

**ZX47-60+**  
**ZX47-60LN+**

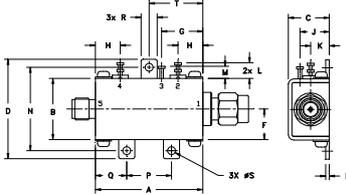
**Maximum Ratings**

Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
DC Power:	
Max. voltage	5.7V
Max. current	120mA
Internal Power Dissipation	0.73W
Input Power	+15dBm
Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.	

**Coaxial Connections**

RF IN	1
DC OUT	5
Vcc (+5V)	2
TEMPERATURE SENSOR	4
GROUND	3

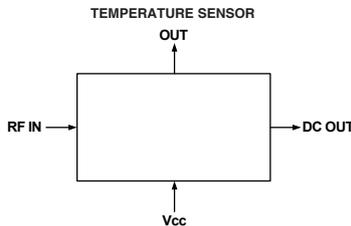
**Outline Drawing**



**Outline Dimensions (inch/mm)**

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K
1.20	.69	.46	1.12	.04	.34	.46	.28	.33	.21
30.5	17.5	11.6	28.4	1.0	8.7	11.7	7.1	8.3	5.3
L	M	N	P	Q	R	S	T	wt.	
.18	.14	.94	.50	.35	.18	.106	.60	grams	
4.5	3.5	23.8	12.7	8.9	4.6	2.3	15.2		31.8

**Simplified Functional Diagram**



**Features**

- Low Noise DC Output for ZX47-60LN+, 20mVp-p Typ. @ 10MHz
- High Dynamic Range
- Wide Bandwidth
- Single Supply Voltage: +5V
- Stability Over Temperature
- Built-in Temperature Sensor
- Protected by US patent 6,790,049

**Applications**

- RF/IF Power Measurements
- Low Cost Power Monitoring System
- RF Leakage Monitors
- Fast feedback Levelling Circuits
- RF Power Control
- Receiver RF/IF Gain Control
- RSSI measurements



CASE STYLE: HN1173

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZX47-60-S+	\$89.95 ea.	(1-9)
SMA	ZX47-60LN-S+	\$89.95 ea.	(1-9)

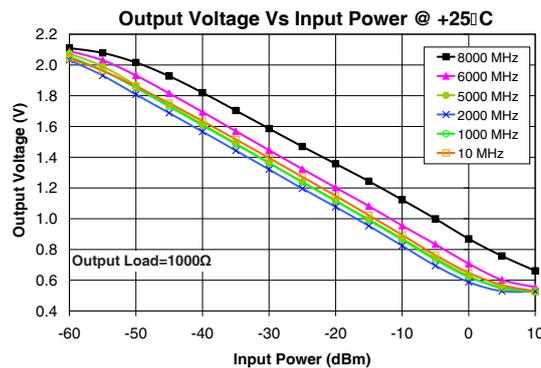
**+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)**

The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

**Electrical Specifications (T<sub>AMB</sub> = 25°C)**

FREQ. (MHz)	DYNAMIC RANGE AT ±1dB ERROR (dBm)		OUTPUT VOLT. RANGE (V)	SLOPE (mV/dB) (Note 1)	VSWR (:1)	PULSE RESPONSE TIME (nSec) Typ.		TEMP. SENSOR OUTPUT SLOPE (mV/°C) (Note 2)	DC OPERATING POWER					
	Min.	Max.				Typ.	Typ.		Typ.	Min.	Typ.	Max.	Typ.	
10	1000	-55 to 0	0.50 - 2.10	-25	1.1	ZX47-60+		2.00	4.5	5.0	5.5	100		
1000	5000	-60 to -5				Rise	Fall						Rise	Fall
5000	6000	-55 to +5				400	10						800	400
6000	8000	-50 to +5												

- Notes:
1. The negative slope indicates that Output Voltage decreases as Input Power increases. See "Output Voltage vs Input Power" graph below.
  2. Temperature sensor output provides a DC Output Voltage which increases linearly with temperature rise. Recommended minimum load for this port is 2 kΩ.
  3. Recommended minimum load at DC out port is 100 Ω. See maximum ratings for no damage.



P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly at [minicircuits.com](http://minicircuits.com)

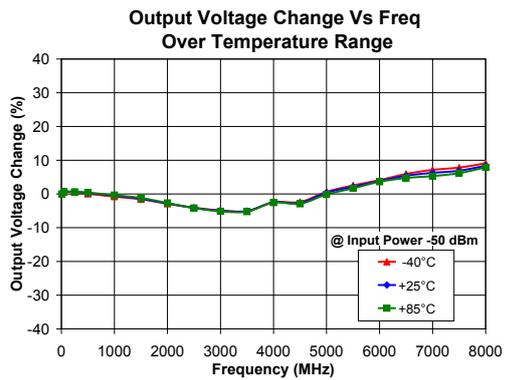
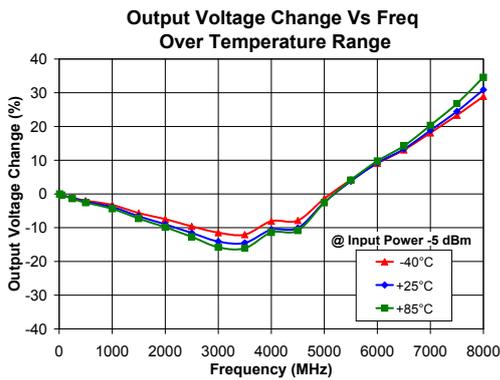
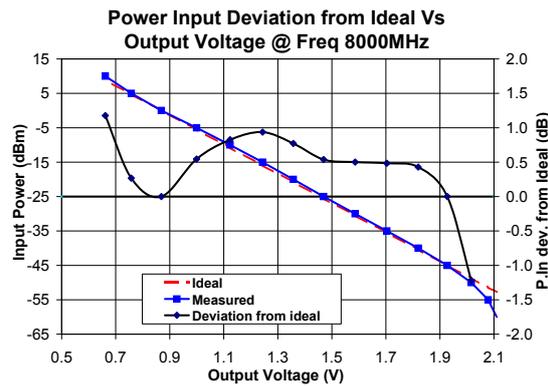
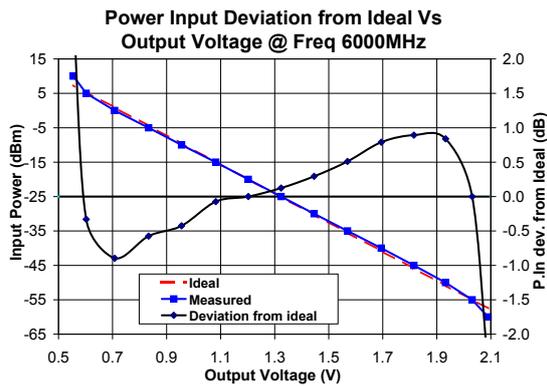
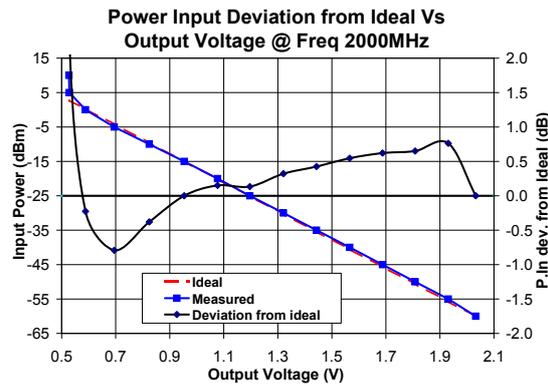
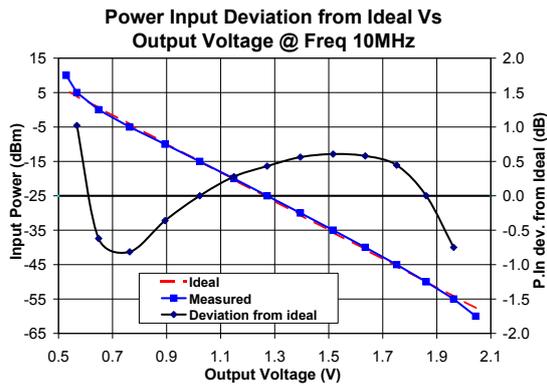
Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at [www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp](http://www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp).

For detailed performance specs & shopping online see web site

REV. B  
M117976  
ZX47-60+  
ZX47-60LN+  
EDR-7797U  
EDR-7797ZRE  
URJ/RAW  
100805  
Page 1 of 4

ZX47-60+  
ZX47-60LN+

Performance Curves



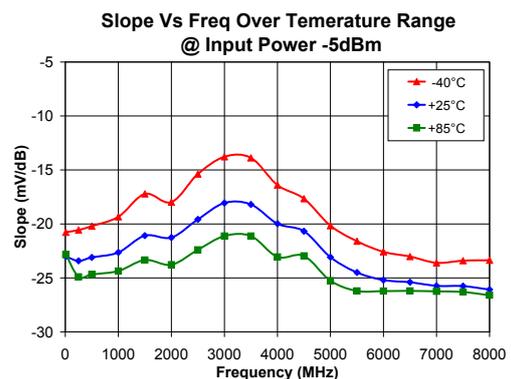
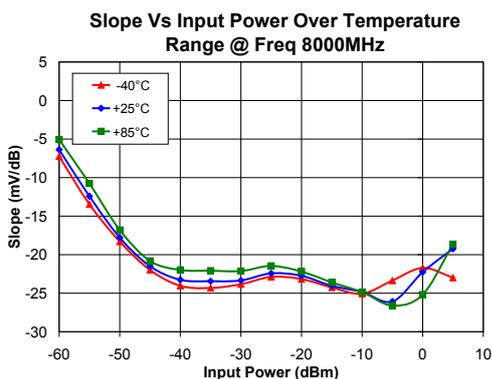
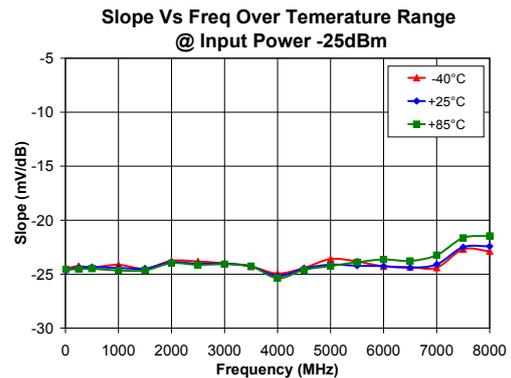
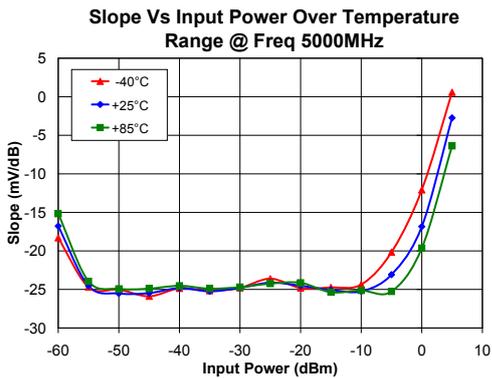
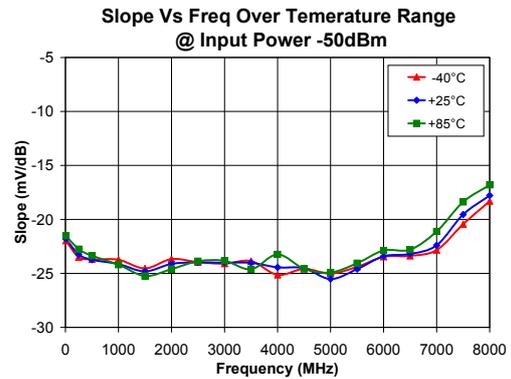
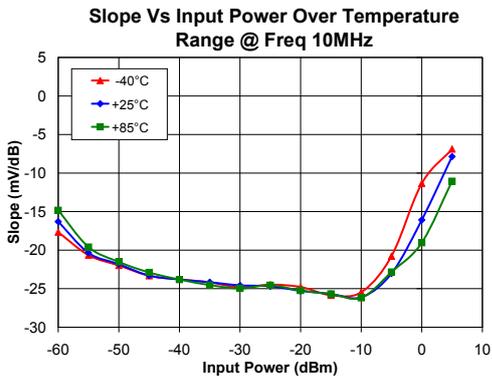
For detailed performance specs & shopping online see web site

The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly at [minicircuits.com](http://minicircuits.com)

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits' standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at [www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp](http://www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp).

Performance Curves

ZX47-60+  
ZX47-60LN+

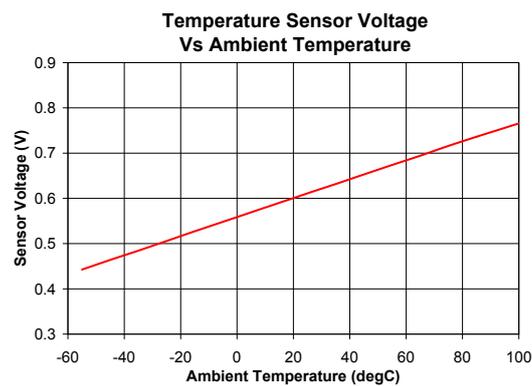
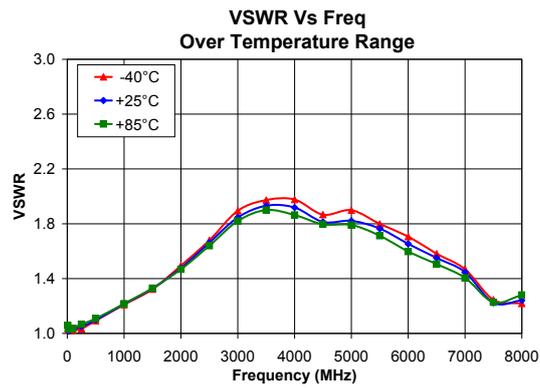
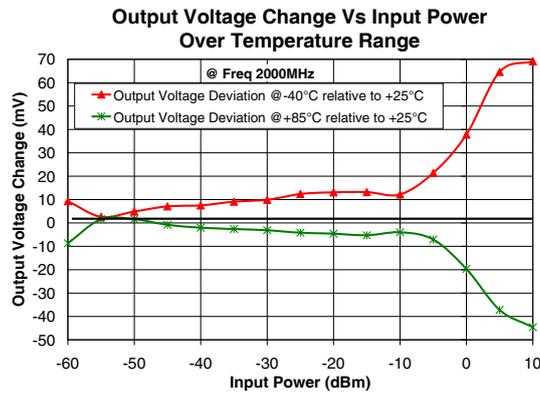


P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly at [minicircuits.com](http://minicircuits.com)

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuit's standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuit's website at [www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp](http://www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp).

ZX47-60+  
ZX47-60LN+

Performance Curves



ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED

The Design Engineers Search Engine

IF/RF MICROWAVE COMPONENTS

For detailed performance specs & shopping online see web site

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 Provides ACTUAL Data Instantly at [minicircuits.com](http://minicircuits.com)

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits' standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at [www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp](http://www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp).

A.5.4 LNA

Coaxial

# Low Noise Amplifier

## ZHL-1217MLN

50Ω 1200 to 1700 MHz

**Features**

- very low noise figure, 1.5 dB max.
- wideband, 1200 to 1700 MHz
- high dynamic range

**Applications**

- GPS
- Mar sat
- Communication systems



Case Style: S32

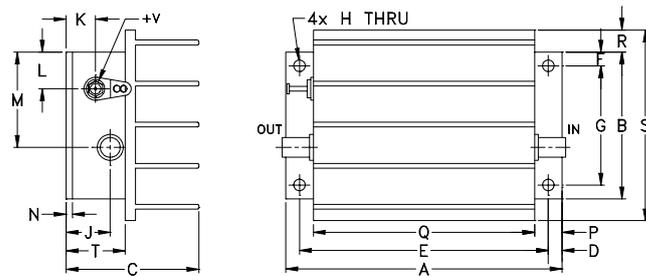
Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZHL-1217MLN	\$295.00 ea.	(1-9)

**Electrical Specifications**

Parameter	Frequency (MHz)	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range		1200		1700	MHz
Noise Figure	1200-1700	—	—	1.5	dB
Gain	1200-1700	30	—	—	dB
Gain Flatness	1200-1700	—	—	±1.0	dB
Output Power at 1dB compression	1200-1700	—	+20	—	dBm
Output third order intercept point	1200-1700	—	+34	—	dBm
Input VSWR	1200-1700	—	—	2.5	:1
Output VSWR	1200-1700	—	—	2.5	:1
DC Supply Voltage		—	15	—	V
Supply Current		—	—	300	mA

Noise Figure specified at room temperature, increases to 2.3 dB max. at +65°C  
 Open load is not recommended, potentially can cause damage.  
 With no load derate max input power by 20 dB

**Outline Drawing**



**Maximum Ratings**

Parameter	Ratings
Operating Temperature	-20°C to 65°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
DC Voltage	17V
Input RF Power (no damage)	0 dBm

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

**Outline Dimensions (inch)**

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R	S	T	wt
3.75	2.00	1.80	.19	3.375	.19	1.625	.144	.50	.40	.50	1.30	.10	.38	3.00	.30	2.60	.80	grams
96.25	50.80	45.72	4.83	85.73	4.83	41.28	3.66	12.70	10.16	12.70	33.02	2.54	9.65	76.20	7.62	66.04	20.32	220.0



P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly at [minicircuits.com](http://minicircuits.com)

For detailed performance specs & shopping online see web site

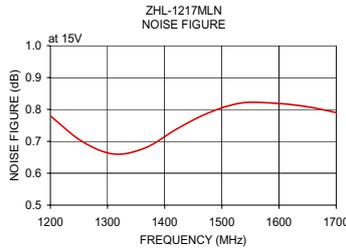
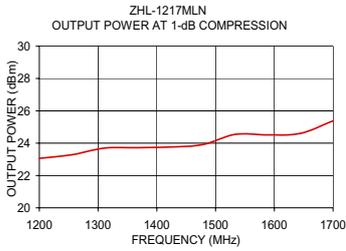
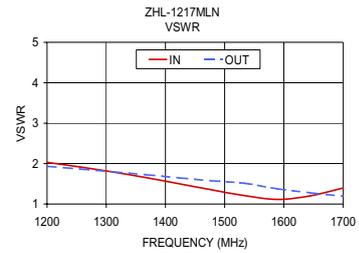
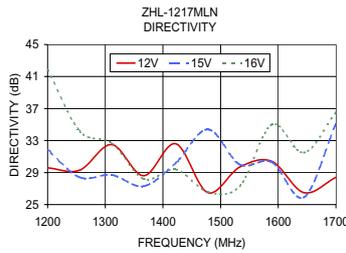
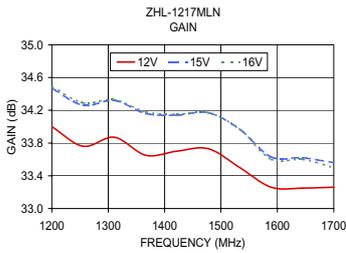
Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at [www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp](http://www.minicircuits.com/MCLStore/terms.jsp).

REV B  
 M96966  
 ZHL-1217MLN  
 100128  
 Page 1 of 2

Typical Performance Data/Curves

ZHL-1217MLN

FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)			DIRECTIVITY (dB)			VSWR (:1)		NOISE FIGURE (dB)	POUT at 1 dB COMPR. (dBm)
	12V	15V	16V	12V	15V	16V	IN	OUT		
1200.00	34.00	34.47	34.49	29.60	31.90	41.90	2.03	1.93	0.78	23.06
1255.50	33.76	34.26	34.29	29.30	28.40	34.20	1.92	1.87	0.70	23.28
1311.10	33.87	34.32	34.33	32.50	28.70	32.70	1.79	1.80	0.66	23.70
1366.70	33.65	34.16	34.18	28.60	27.30	28.20	1.66	1.73	0.68	23.72
1422.20	33.70	34.14	34.15	32.60	30.20	29.40	1.50	1.65	0.74	23.76
1477.80	33.73	34.17	34.17	26.50	34.40	26.60	1.35	1.57	0.79	23.91
1533.30	33.50	33.97	33.97	29.70	30.00	27.30	1.21	1.52	0.82	24.55
1588.90	33.26	33.63	33.60	30.40	30.30	35.00	1.11	1.37	0.82	24.51
1644.40	33.25	33.62	33.60	26.50	25.90	31.50	1.20	1.28	0.81	24.60
1700.00	33.26	33.56	33.50	28.40	35.10	36.50	1.39	1.20	0.79	25.38



ISO 9001 ISO 14001 AS 9100 CERTIFIED

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly at [minicircuits.com](http://minicircuits.com)

IF/RF MICROWAVE COMPONENTS

For detailed performance specs & shopping online see web site

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuit's applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuit's standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"); Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuit's website at [www.minicircuits.com/MCStores/terms.jsp](http://www.minicircuits.com/MCStores/terms.jsp).

# Literaturverzeichnis

- [A<sup>+</sup>03] ANTONI, T. et al.: *The Cosmic ray experiment KASCADE*. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A, 513(3):490–510, 2003.
- [A<sup>+</sup>04] ABRAHAM, J. et al.: *Properties and performance of the prototype instrument for the Pierre Auger Observatory*. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A, 523(1–2):50–95, 2004.
- [A<sup>+</sup>10] APEL, W.D. et al.: *The KASCADE-Grande experiment*. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A, 620(2-3):202 – 216, 2010.
- [A<sup>+</sup>11a] ABREU, P. et al.: *The Pierre Auger Observatory V: Enhancements*. Seiten 25 – 28, August 2011. Contributions to 32nd International Cosmic Ray Conference, Beijing, China.
- [A<sup>+</sup>11b] AMENOMORI, M. et al.: *Cosmic-ray energy spectrum around the knee observed with the Tibet air-shower experiment*. Astrophysics and Space Sciences Transactions, 7(1):15–20, 2011.
- [All75] ALLKOFER, O.C.: *Introduction to Cosmic Radiation*. Verlag Karl Thiernig, München, 1975.
- [BEH09] BLUEMER, J., R. ENGEL und J. R. HOERANDEL: *Cosmic Rays from the Knee to the Highest Energies*. Prog. Part. Nucl. Phys., 63(2):293–338, 2009.
- [Bek66] BEKEFI, G.: *Radiation Processes in Plasmas*. Wiley, New York, 1966.
- [Bel09] BELZ, J.: *Overview of Recent HiRes Results*. Nuclear Physics B - Proceedings Supplements, 190(0):5–11, 2009.
- [BGS02] BURKE, B. F. und F. GRAHAM-SMITH: *An Introduction to Radio Astronomy*. Cambridge University Press, New York, 2002.
- [Cob10] COBB, DR. M. L. Private Kommunikation, November 2010.

- [Cos09] COSSAVELLA, F.: *Measurements of High Energy Cosmic Rays above 10 PeV with KASCADE-Grande*. Doktorarbeit, Universität Karlsruhe, 2009.
- [Cus] CUSTOM ASTRONOMICAL SUPPORT SERVICES, INC. <http://www.cassicorp.com/>.  
Letzter Zugriff: 01.10.2011.
- [D<sup>+</sup>05] DERBINA, V. A. et al.: *Cosmic-ray spectra and composition in the energy range of 10-TeV - 1000-TeV per particle obtained by the RUNJOB experiment*. The Astrophysical Journal Letters, 628:L41–L44, 2005.
- [Dat] DATENBLATT ATF-34143. <http://www.haystack.mit.edu/edu/undergrad/srt/receiver/5988-4210EN.pdf>. Letzter Zugriff: 01.10.2011.
- [F<sup>+</sup>05] FALCKE, H. et al.: *Detection and imaging of atmospheric radio flashes from cosmic ray air showers*. Nature, 435:313 – 316, 2005.
- [Fli10] FLIESCHER, S.: *Radio detection of cosmic ray induced air showers at the Pierre Auger Observatory*. Nucl. Instr. and Meth. A, 2010, 2010.
- [Fuh11] FUHRMANN, D. Private Kommunikation, April 2011.
- [G<sup>+</sup>70] GRIGOROV, N. L. et al.: *Investigation of energy spectrum of primary cosmic particles with high and superhigh energies of space stations \*proton\**. Yad. Fiz., 11:1058–1069, 1970.
- [G<sup>+</sup>04] GUZIK, T. G. et al.: *The ATIC long duration balloon project*. Advances in Space Research, 33(10):1763–1770, 2004.
- [G<sup>+</sup>08] GORHAM, P. W. et al.: *Observations of microwave continuum emission from air shower plasmas*. Phys. Rev. D, 78:032007, Aug 2008.
- [Gre66] GREISEN, K.: *End to the Cosmic-Ray Spectrum?* Phys. Rev. Lett., 16:748–750, Apr 1966.
- [H<sup>+</sup>98] HECK, D. et al.: *CORSIKA: A Monte Carlo code to simulate Extensive Air Showers*. FZKA Report 6019, Forschungszentrum Karlsruhe, 1998.
- [Hay] HAYSTACK OBSERVATORY (MIT). <http://www.haystack.mit.edu/edu/undergrad/srt/index.html>. Letzter Zugriff: 01.10.2011.
- [Hei44] HEITLER, W.: *The Quantum Theory of Radiation*. Oxford University Press, London, 1944.

- [Hes12] HESS, V. F.: *Über Beobachtungen der durchdringenden Strahlung bei sieben Freiballonfahrten*. Physikalische Zeitschrift, 13:1084–1091, 1912.
- [Hey74] HEY, J.S.: *Das Radio Universum - Einführung in die Radioastronomie*. Verlag Chemie GmbH, Weinheim, 1974.
- [Hil09] HILL, G. C.: *Neutrino Astronomy with IceCube and AMANDA*. Modern Physics Letters A, 24(20):1543–1557, 2009.
- [HV82] HACHENBERG, O. und B. VOWINKEL: *Technische Grundlagen der Radioastronomie*. Bibliogr. Inst, 1982.
- [K<sup>+</sup>00] KAMIOKA, E. et al.: *First results obtained by RUNJOB campaign*. Advances in Space Research, 26(11):1839–1845, 2000.
- [K<sup>+</sup>04] KASSIM, N.E. et al.: *The low-frequency array (LOFAR): opening a new window on the universe*. Planetary and Space Science, 52(15):1343 – 1349, 2004.
- [Kam07] KAMPERT, K.-H.: *Cosmic Rays at the Highest Energies – First Data from the Pierre Auger Observatory*. Int.J.Mod.Phys.E, 16:1093–1105, 2007.
- [KAS] KASCADE-GRANDE HOMEPAGE. [http://www-ik.fzk.de/KASCADE\\_home.html](http://www-ik.fzk.de/KASCADE_home.html). Letzter Zugriff: 01.10.2011.
- [KKE10] KALMYKOV, N.N., A.A. KONSTANTINOV und R. ENGEL: *Radio emission from extensive air showers as a method for cosmic-ray detection*. Physics of Atomic Nuclei, 73:1191–1202, 2010.
- [Lec65] LECTURES, NOBEL: *Physics 1922-1941*. Elsevier Publishing Company, Amsterdam, 1965.
- [Leh] LEHRSTUHL FUER NACHRICHTENTECHNIK, TECHNISCHE UNIVERSITÄT MÜNCHEN: *Beispiele von Nachrichtensystemen*. [http://www.lntwww.de/downloads/Beispiele%20von%20Nachrichtensystemen/Theorie/Kapitel3/Bei\\_Kap3.2.pdf](http://www.lntwww.de/downloads/Beispiele%20von%20Nachrichtensystemen/Theorie/Kapitel3/Bei_Kap3.2.pdf). Letzter Zugriff: 01.10.2011.
- [Min] MINI-CIRCUITS. <http://www.minicircuits.com>. Letzter Zugriff: 01.10.2011.
- [Nib98] NIBLER, F.: *Hochfrequenzschaltungstechnik*. expert verlag, Renningen-Malmsheim, 1998.
- [Orf] ORFANIDIS, S.J.: *Electromagnetic Waves and Antennas*. <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>. Letzter Zugriff: 01.10.2011.

- [P<sup>+</sup>11] PRIVITERA, P. et al.: *Microwave detection of air showers with the MIDAS experiment*. Nuclear Physics B - Proceedings Supplements, 212-213(0):329 – 335, 2011.
- [Ris00] RISSE, M.: *Test und Analyse hadronischer Wechselwirkungsmodelle mit KASCADE-Ereignisraten*. Doktorarbeit, Universität Karlsruhe, 2000.
- [Rit] RITTMANN-HF-TECHNIK. <http://www.rittmann-hf-technik.de>. Letzter Zugriff: 01.10.2011.
- [Rog10] ROGERS, A. E. E. Private Kommunikation, Oktober 2010.
- [RW04] ROHLFS, K. und T. L. WILSON: *Tools of Radio Astronomy*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2004.
- [S<sup>+</sup>11] SMIDA, R. et al.: *First results of the CROME experiment*. Contributions to the 32nd International Cosmic Ray Conference Beijing, China, August 2011.
- [Sau11] SAUTER, M.: *Grundkurs Mobile Kommunikationssysteme*. Vieweg+Teubner Verlag, Wiesbaden, 2011.
- [Sha91] SHAPIRO, M. M.: *Cosmic Rays, Supernovae and the Interstellar Medium*. Springer Netherlands, 1991.
- [Sky] SKY-VIEW. <http://skyview.uni-wuppertal.de>. Letzter Zugriff: 01.10.2011.
- [Soo] SOONTAI TECH Co., LTD. <http://www.soontai.com>. Letzter Zugriff: 01.10.2011.
- [SRT] SRTMANUAL. <http://www.haystack.mit.edu/edu/undergrad/srt/SRTSoftware/SRTManual.pdf>. Letzter Zugriff: 01.10.2011.
- [Sta04] STANEV, T.: *High Energy Cosmic Rays*. Springer Praxis, Berlin New York Chichester, UK, 2004.
- [UB02] UNSÖLD, A. und B. BASCHEK: *Der neue Kosmos: Einführung in die Astronomie und Astrophysik*. Springer, Berlin Heidelberg, 2002.
- [ZK66] ZATSEPIN, G. T. und V. A. KUZMIN: *Upper limit of the spectrum of cosmic rays*. JETP Lett., 4:78–80, 1966.

# Anhang B

## Danksagung

An dieser Stelle möchte ich all denjenigen danken, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben:

- Prof. Dr. Karl-Heinz Kampert, der mir die Bearbeitung des Themas ermöglicht hat und Prof. Dr. Klaus Helbing für die Übernahme der Zweitkorrektur
- Dr. Julian Rautenberg, für die gute Betreuung, das Gegenlesen der Thesis und dass er jederzeit mit Rat und Tat zur Seite stand
- der gesamten Astroabteilung der Bergischen Universität Wuppertal für die angenehme Arbeitsatmosphäre, insbesondere Dipl. Ing. Uwe Naumann, für die Unterstützung zu Themen der Elektrotechnik, Dipl. Ing. Jahangir Pouryamout, der bei allen mechanischen Problemen hilfreich zur Seite stand, Dipl. Phys. Karl-Heinz Becker, dem ich alle meine Fragen zum VME-Crate und den FADC-Karten stellen konnte und Dipl. Phys. Daniel Fuhrmann, der mir bei allen Themen rund um KASCADE-Grande weitergeholfen hat
- der gesamten CROME-Kollaboration, insbesondere Dr. Ralph Engel, Dr. Radomir Smida und Dipl. Phys. Felix Werner vom KIT für ihre Hilfe bei meinen Außeneinsätzen an der Antenne und bei Fragen zur Antennentheorie
- den Physikstudenten Andreas Behrendt, Tobias Neumann, Sascha Reinecke und Simon Schlesinger, mit denen ich eine schöne Studienzeit verbracht habe und mit denen anregende Mensagespräche geführt worden sind
- Andreas Lutter, für das Gegenlesen der Thesis
- und ganz besonders meinen Eltern, die mich jederzeit unterstützen und das Studium ermöglicht haben



# Eidesstattliche Erklärung

Hiermit versichere ich, die vorliegende Arbeit selbstständig und unter ausschließlicher Verwendung der angegebenen Literatur und Hilfsmittel erstellt zu haben.

Die Arbeit wurde bisher in gleicher oder ähnlicher Form keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegt und auch nicht veröffentlicht.

Wuppertal, den \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_  
Unterschrift