

**Entwicklung, Aufbau und Test
eines neuen Auslesesystems
für den
Crystal–Barrel–Detektor
zur Messung
photoinduzierter Reaktionen
an ELSA**

Dissertation

zur

Erlangung des Doktorgrades (Dr. rer. nat.)

der

Mathematisch–Naturwissenschaftlichen Fakultät

der

Rheinischen Friedrich–Wilhelms–Universität Bonn

vorgelegt von

Andreas Ehmanns

aus Bonn

Bonn, 2000

Angefertigt mit Genehmigung der Mathematisch–Naturwissenschaftlichen Fakultät der
Rheinischen Friedrich–Wilhelms–Universität Bonn

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Physikalische Motivation	3
2.1	Die Quantenchromodynamik und Quarkmodelle	3
2.2	$\gamma p \rightarrow p\pi^0\pi^0$	7
2.3	$\gamma p \rightarrow p\pi^0\eta$	9
2.3.1	Suche nach dem exotischen Meson $\hat{\rho}(1380)$	9
2.3.2	Die Struktur des $a_0(980)$	10
2.3.3	Suche nach Δ -Anregungen, die in $\Delta(1232)\eta$ zerfallen	10
2.3.4	Suche nach N^* - oder Δ -Anregungen, die in $S_{11}(1535)$ zerfallen	10
2.4	Photoproduktion von η^- und η' -Mesonen	10
3	Das Crystal-Barrel-Experiment am LEAR	12
3.1	Der Low Energy Antiproton Ring (LEAR)	12
3.2	Der Crystal-Barrel-Detektor	13
3.3	Das elektromagnetische Kalorimeter	14
4	Das CB-ELSA-Experiment	17
4.1	Der Beschleunigerkomplex in Bonn	17
4.2	Das Tagging-System	18
4.3	Der Innendetektor	19
4.4	Die TOF-Wand	21
4.5	Der Gamma-Veto-Detektor	22
4.6	Alternative Vorwärtsdetektoren	23
4.6.1	Das elektromagnetische Spektrometer	23
4.6.2	Der TAPS-Detektor	24
4.6.3	Die Bleiglaswand	25
4.7	Der Gesamtaufbau	26
5	Die Frontend-Elektronik	27
5.1	Der Aufbau am LEAR	27
5.2	Der Aufbau an ELSA	30
5.2.1	Die Signalkabel vom Detektor zu den Shaper-Modulen	30
5.2.2	Die Kabel von den Shapern zu den ADCs	38

6	Das ADC-System	39
6.1	Das ADC-System am LEAR	39
6.2	Auswahl der neuen ADCs	40
6.2.1	Technische Daten der Modelle 1881M und 1885F	40
6.2.2	Test der Gate-Längen	41
6.2.3	Stabilität der Pedestals und Temperaturverhalten	44
6.2.4	Linearitätstest	46
6.2.5	Bestimmung der Abschwächerwiderstände	48
6.3	Aufbau des ADC-Systems	50
7	Die Auslese des Crystal-Barrel	52
7.1	Die Datenakquisition	52
7.2	Das Fastbus-Interface SFI	53
7.3	Subdetektor-Programmentwicklung	55
7.4	Auslesezeiten	56
8	Der Hardwaretrigger	59
8.1	Allgemeines	59
8.2	Programable Lookup Unit, PLU	59
8.3	Die Triggerquellen erster Stufe (Level 0)	60
8.3.1	Der Tagger und der Gamma-Veto	60
8.3.2	Der Innendetektor	62
8.3.3	Die TOF-Wand	64
8.4	Die Triggerquellen zweiter Stufe (Level 1)	64
8.4.1	Der Fast Cluster Encoder (FACE)	65
8.4.2	TAPS	66
8.5	Der Zentraltrigger	66
8.6	Beispiel für einen Trigger	69
9	Erste Ergebnisse	70
10	Zusammenfassung	73
A	Bussysteme	74
A.1	Allgemeines	74
A.1.1	Standards	74
A.1.2	Synchrone und asynchrone Bussysteme	75
A.1.3	Multi-Master-Systeme	75
A.1.4	Bus-Multiplexing	76
A.2	CAMAC	76
A.2.1	Adressierung und Kommandos	77
A.2.2	Daten	79
A.2.3	Statusinformationen	79
A.2.4	Allgemeine Kontrollkommandos	80
A.3	Fastbus	80
A.3.1	Bus-Arbitrierung in Fastbus	82
A.4	Der VME-Bus	83

A.4.1	Historische Entwicklung	83
A.4.2	Der original VME-Bus (IEEE-1014-1987)	84
A.4.3	Die VME-Bus-Architektur	85
A.4.4	Der Data Transfer Bus (DTB)	86
A.4.5	Der Data Transfer Arbitration Bus	88
A.4.6	Der Priority Interrupt Bus	89
A.4.7	Buszyklen	89
A.4.8	VME64	91
A.4.9	VME64x	91
A.4.10	VME320	92
A.5	Gegenüberstellung der Eigenschaften von CAMAC, Fastbus und VME	92
B	Schaltpläne und Layout AND-OR16	93
	Abbildungsverzeichnis	102
	Tabellenverzeichnis	105
	Literaturverzeichnis	106
	Danksagung	108

Kapitel 1

Einleitung

Nach fast zehn Jahren erfolgreicher Datennahme und nach Veröffentlichung zahlreicher Analysen wurde Ende 1996 das Crystal-Barrel-Experiment am CERN eingestellt. Der Grund dafür lag darin, daß der Betrieb des Antiprotonrings LEAR¹ den Betrieb des Protonsynchrotrons (PS), des Antiproton Collectors (AC) und des Antiproton Accumulators (AA) erforderte, insgesamt also den Einsatz einer umfangreichen Mannschaft nach sich zog. Gleichzeitig wollte CERN den LHC realisieren. LEAR war eines der “Bauernopfer“, mit dem das CERN-Management seinen Willen zu Einsparungen bewies. Als neuer Einsatzort für den Crystal-Barrel-Detektor standen verschiedene Beschleuniger zur Diskussion, die Entscheidung fiel letztendlich zugunsten eines Einsatzes an ELSA in Bonn.

Anfang 1997 wurde der Crystal-Barrel sowie große Teile der Elektronik nach Bonn transportiert, um dort im Rahmen des CB-ELSA-Experiments wieder aufgebaut zu werden. Da der ehemalige Magnet sowie die JDC² nicht mehr zum Einsatz kommen sollten, wurde ein neuer Detektor aus szintillierenden Fasern zur Detektion geladener Teilchen von der Universität Erlangen entwickelt. Zusätzlich stehen verschiedene Vorwärtsdetektoren zur Verfügung, die den Öffnungsbereich des Crystal-Barrel in Vorwärtsrichtung abdecken.

Ein Teil der ehemaligen Elektronik stand für den Neuaufbau des Crystal-Barrel in Bonn nicht mehr zur Verfügung. Dies betraf in erster Linie das ADC³-Auslesesystem zur Energiemessung der 1380 Kristalle des Crystal-Barrel-Detektors, welches durch ein neues System ersetzt werden mußte. Ziel dieser Arbeit war es, ein geeignetes neues System auszuwählen, es in die restliche bestehende Elektronik und Software zu implementieren und zu zeigen, daß eine Performance erreicht wird, mit der die angestrebten physikalischen Messungen mit dem Crystal-Barrel möglich sind. Die dazu erforderlichen Arbeiten lassen sich grob in folgende Punkte unterteilen:

- Auswahl verschiedener in Frage kommender ADCs.
- Ausführliche Tests von (geliehenen) Modellen der engeren Wahl.
- Beschaffung der ADCs, Crates, Interface,
- Mechanischer und elektrischer Aufbau des Gesamtsystems.

¹Low Energy Antiproton Ring

²Jet Drift Chamber

³Analog Digital Converter

- Entwicklung von Test- und Auslesesoftware.
- Integration in die Datenakquisition.
- Test des Gesamtsystems.

Die Arbeit ist wie folgt aufgebaut: Nach einer physikalischen Motivation des Experiments wird zunächst der alte Aufbau am LEAR und anschließend der neue Aufbau an ELSA sowie die erforderlichen Modifikationen, vorgestellt. Die folgenden Kapitel über *Frontend-Elektronik*, *ADC-System* und *Readout* beschäftigen sich mit der Arbeit zum Neuaufbau der Auslese des Crystal-Barrel. Dort wird detailliert auf die einzelnen Teile der Gesamtauslese und deren Funktion eingegangen. Das Kapitel Hardwaretrigger beschreibt den allgemeinen Trigger des CB-ELSA-Experiments und die Einbindung der Triggerinformationen der einzelnen Detektorkomponenten. Zum Schluß werden die ersten Ergebnisse, die aus Daten der Strahlzeiten Anfang 2000 gewonnen wurden, dargestellt. Anhand dieser Ergebnisse konnte gezeigt werden, daß das neue ADC-System den gestellten Anforderungen gerecht wird. Der Anhang enthält eine Einführung in die Bussysteme CAMAC, Fastbus und VME, da sie in dieser Arbeit von besonderer Bedeutung sind.

Kapitel 2

Physikalische Motivation

2.1 Die Quantenchromodynamik und Quarkmodelle

Die Quantenchromodynamik (QCD) ist die formale Eichtheorie zur Beschreibung der starken Wechselwirkung zwischen den Quarks. Jedes Quark besitzt eine Farbladung, die drei verschiedene Werte (mit den Bezeichnungen *rot*, *blau* oder *grün*) annehmen kann. Die Wechselwirkung der Quarks untereinander ist unabhängig von der Farbe, d.h. invariant gegenüber einer Transformation unter der Symmetriegruppe $SU(3)_{\text{color}}$. Die Eichbosonen, die für die Wechselwirkung zuständig sind, werden als Gluonen bezeichnet und sind Farb–Antifar–Zustände. Mit drei verschiedenen Farben ergeben sich neun verschiedene Zustände, von denen einer allerdings ein Farbsinglett darstellt und daher wegfällt ($3 \otimes \bar{3} = 1 \oplus 8$).

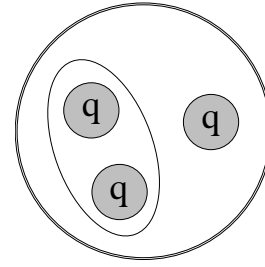
Die Farbladung der QCD ist ähnlich zu verstehen wie die elektrische Ladung der elektromagnetischen Wechselwirkung. Der Unterschied besteht darin, daß es in der QCD nicht nur zwei Ladungen, sondern sechs Farbladungen und nicht nur ein Austauscheteilchen, sondern acht gibt. Hinzu kommt noch der entscheidende Aspekt, daß die Gluonen untereinander eine starke Selbstwechselwirkung zeigen, was bei Photonen nicht der Fall ist.

Die QCD sagt voraus, daß sämtliche beobachtbaren Teilchen Farbsingletts sein müssen. Dies sind zum einen die Baryonen (qqq -Zustände), zum anderen die Mesonen ($q\bar{q}$ -Zustände). Allerdings sind auch Vier–Quark– oder Sechs–Quark–Zustände wie $q\bar{q}q\bar{q}$ bzw. $qqqqqq$ sowie Bindungszustände aus Quarks und Gluonen oder nur aus Gluonen wie Hybride ($q\bar{q}g$)¹ oder Gluebälle (gg) möglich.

Ein Problem der Quantenchromodynamik ist, daß es nicht möglich ist, den QCD–Lagrangian für kleine Energien oder für gebundene Zustände zu lösen. Eine störungstheoretische Betrachtung ist nur im Gebiet großer $|q^2|$ möglich ($q^2 = -Q^2$). Für $Q^2 \rightarrow \infty$ wird die starke Kopplungskonstante klein; dies wird als asymptotische Freiheit bezeichnet. Für kleine Q^2 existieren starke Bindungskräfte zwischen den Quarks, so daß keine freien Quarks oder Gluonen existieren können (Confinement). Die einzigen beobachtbaren Teilchen sind Farbsingletts wie z. B. Baryonen und Mesonen (s.o.). Da die QCD im nicht–perturbativen Bereich nicht lösbar ist, wurden eine Reihe von Modellen zur Beschreibung der Eigenschaften der Hadronen entwickelt. Diese Modelle sind teilweise sehr erfolgreich in der Beschreibung des Hadronenspektrums. Es ist wichtig, die Eigenschaften sowie das Spektrum der Hadronen zu verstehen und zu sehen, welche Modelle diese Eigenschaften richtig beschreiben.

¹ g : Gluon

Eine große Diskrepanz zwischen den Vorhersagen des Quark-Modells und den experimentellen Daten ist die, daß mehr Baryonresonanzen vom Quark-Modell vorhergesagt werden, als bisher beobachtet wurden. Eine mögliche Lösung dieses Problems wurde von Lichtenberg [1] vorgeschlagen, der annahm, daß Baryonen eine Quark-Diquark-Struktur haben. Dies würde einen internen Freiheitsgrad einfrieren und zu einer geringeren Anzahl von Zuständen führen. Für eine Quark-Diquark-Struktur des Nukleons gibt es gute Evidenz.



Eine weitere Möglichkeit mit nicht so weitreichenden Konsequenzen wäre, daß diese Zustände einfach noch nicht entdeckt wurden. Dies könnte darin begründet sein, daß fast sämtliche Daten der Produktion von Non-strange-Baryonen, die bis jetzt gemessen wurden, aus πN -Streuexperimenten stammen. Wenn nun diese Resonanzen nicht an πN koppeln, ist es verständlich, daß sie noch nicht beobachtet wurden.

Photoproduktion von Mesonen am Nukleon ist eine geeignete Möglichkeit, um die Anregung von Nukleonen zu studieren. Während die meisten der bekannten Resonanzen durch elastische Pionstreuung untersucht wurden, bietet die Photoproduktion einige Vorteile:

- Viele Resonanzen koppeln nicht oder nur schwach an πN und können daher über pion-induzierte Reaktionen nicht untersucht werden.
- Gewöhnlich zerfallen Resonanzen nicht nur in einen, sondern in mehrere Kanäle. Um ein konsistentes Bild der Resonanzen und der Untergrundbeiträge zu erhalten, ist eine Untersuchung von mehreren Zerfallskanälen erforderlich.
- Die heutzutage verfügbaren Photonstrahlen erlauben Präzisionsexperimente hoher Qualität. Im Gegensatz zu Pionstrahlen ist die gleichzeitige Messung eines großen Energiebereichs möglich.

Einige neuere Quarkmodell-Berechnungen von Capstick und Roberts [2, 3] unterstützen genau diese Theorie. Weiterhin haben diese Resonanzen keine extrem schwache Kopplung an das Photon [4] und sollten daher an Endzustände wie $\Delta\pi$, $N\eta$, $N\rho$, $N\omega$ und $N\eta'$ koppeln. Aus diesem Grunde sollten Experimente, die einen dieser Kanäle, z.B. $\Delta\pi$, untersuchen, eine gute Aussicht auf Entdeckung der *missing resonances* haben. Des weiteren besteht die Möglichkeit, Zerfallskanäle bekannter Resonanzen zu untersuchen und nach weniger etablierten Resonanzen zu suchen.

Neuere Berechnungen des Massenspektrums der Baryonen geben eine zufriedenstellende Interpretation des beobachteten Spektrums, fordern aber die Existenz verschiedener Zustände, die oft sehr nahe in der Masse beieinander liegen oder recht breit sind [5]. Eine Möglichkeit sie zu unterscheiden besteht darin, sie in verschiedenen Zerfallskanälen zu untersuchen. Berechnungen der Zerfallskanäle dieser Zustände legen die Vermutung nahe, daß sie in πN -Streuexperimenten unentdeckt bleiben, da ihre Zerfallsbreite in πN als sehr klein erwartet wird. Andere Zerfallskanäle wie zum Beispiel $N\omega$, $N\rho$ oder $\Delta\pi$ werden wesentlich größer vorhergesagt, allerdings sind solche Zerfallskanäle experimentell deutlich schwerer zu untersuchen, da sie Detektoren mit großem Raumwinkel sowie eine komplexere Analyse als in elastischer Pionstreuung erfordern.

Das derzeitige Wissen über Baryonresonanzen mit höherer Masse ist recht begrenzt. Tabelle 2.1 gibt einen Überblick über die Baryonresonanzen in ihrem $\Delta\pi$ -Zerfall. Nur Zustände mit drei oder vier Sternen können als etabliert betrachtet werden.

Teilchen I=1/2 Zustand	Status in $\Delta\pi$	Teilchen I=3/2 Zustand	Status in $\Delta\pi$
P ₁₁ (1440)	***		
D ₁₃ (1520)	****		
S ₁₁ (1535)	*		
S ₁₁ (1650)	***	P ₃₃ (1600)	***
D ₁₅ (1675)	****	S ₃₁ (1620)	**
F ₁₅ (1680)	****		
D ₁₃ (1700)	**	D ₃₃ (1700)	***
P ₁₁ (1710)	**		
P ₁₃ (1720)	*		
		S ₃₁ (1900)	*
		F ₃₅ (1905)	**
		P ₃₁ (1910)	*
		P ₃₃ (1920)	**
F ₁₅ (2000)		F ₃₇ (1950)	****

Tabelle 2.1: Status der Baryonresonanzen N* und Δ in ihrem $\Delta\pi$ -Zerfall.

Die Notwendigkeit von präzisen Daten verschiedener Endzustände soll anhand der S₁₁-Resonanzen bei höheren Massen dargestellt werden. Diese Resonanzen entstehen bei einfacher Anregung des Nukleons mit einem elektrischen Dipol. Capstick und Roberts berechneten das Massenspektrum und die Zerfallsbreiten einer großen Anzahl von Resonanzen. In der S₁₁-Partialwelle erscheinen in der Region von 2 GeV fünf Zustände mit verschiedenen Massen und verschiedenen Zerfallsmustern. Tabelle 2.2 gibt einen Teil dieser Ergebnisse wieder.

	N π	N η	N η'	N ω	$\Delta\pi$	N ρ
S ₁₁ (1945)	32	6	13	32	45	330
S ₁₁ (2030)	14	1	2	8	32	1
S ₁₁ (2070)	4	<1	1	42	170	60
S ₁₁ (2145)	<1	<1	<1	<1	1	5
S ₁₁ (2195)	<1	<1	<1	<1	4	10

Tabelle 2.2: Berechnete Partialbreiten der erwarteten S₁₁-Resonanzen im Bereich von 2 GeV.

Es erscheint kaum möglich, fünf verschiedene Resonanzen in einem so schmalen Massenintervall in einem einzigen Endzustand etablieren zu können. Wenn diese Zustände existieren, sollte jedoch ein Vergleich der Massenspektren von η' -Mesonen aus Photoproduktion und dem $\Delta\pi$ -System eine Aussage ermöglichen, ob mehr als ein Zustand produziert wird. Tabelle 2.2 sagt für die dominierenden Resonanzen in $N\eta'$ und $\Delta\pi$ eine Massendifferenz von mehr als 100 MeV voraus.

Experimentell wurde bisher nur eine S_{11} in diesem Massenbereich gefunden, und zwar von Höhler und Mitarbeitern [6] und von Cutkosky und Mitarbeitern [7] in der πN -Streuung. Manley und Saleski [8] untersuchten Blaskammerdaten der $\pi^+\pi^-$ -Produktion und fanden eine mögliche Evidenz für den $N\rho^-$ und den $\Delta\pi$ -Zerfallskanal der Resonanz. Die Particle Data Group weist dieser Resonanz eine Masse von 2090 MeV und eine unbekannte Breite zu, läßt sie aber in ihren Übersichtslisten weg. Auch die Zerfallskanäle sind eher suggestiv als etabliert. Die SAPHIR-Kollaboration hat vor kurzem den starken Anstieg des Wirkungsquerschnittes an der Schwelle der η' -Photoproduktion bestätigt [9]. Die Daten wurden durch zwei Resonanzen interpretiert, eine $S_{11}(1890)$ und eine $P_{11}(1980)$ (eine weitere Ein-Stern-Resonanz). Dies zeigt, daß weitere präzise Daten mehrerer Endzustände erforderlich sind, um ein Verständnis des Energiespektrums der Baryonen zu erhalten.

2.2 $\gamma p \rightarrow p\pi^0\pi^0$

Photoproduktion zweier Pionen ist eine Möglichkeit, mit der nach *missing resonances* in ihrem $\Delta\pi$ -Zerfall gesucht werden kann. Die Photoproduktion von $\pi^+\pi^-$ wurde z. B. von CLAS an CEBAF vorgeschlagen. Dieser Kanal hat allerdings den Nachteil, daß er von diffraktiver Produktion von ρ -Mesonen² dominiert wird. Die diffraktive Produktion steigt zudem mit größerer Photonenergie. Abb. 2.1 zeigt die $\pi^+\pi^-$ - sowie die $p\pi^+$ -invariante Masse für verschiedene Bereiche der Photonenergie.

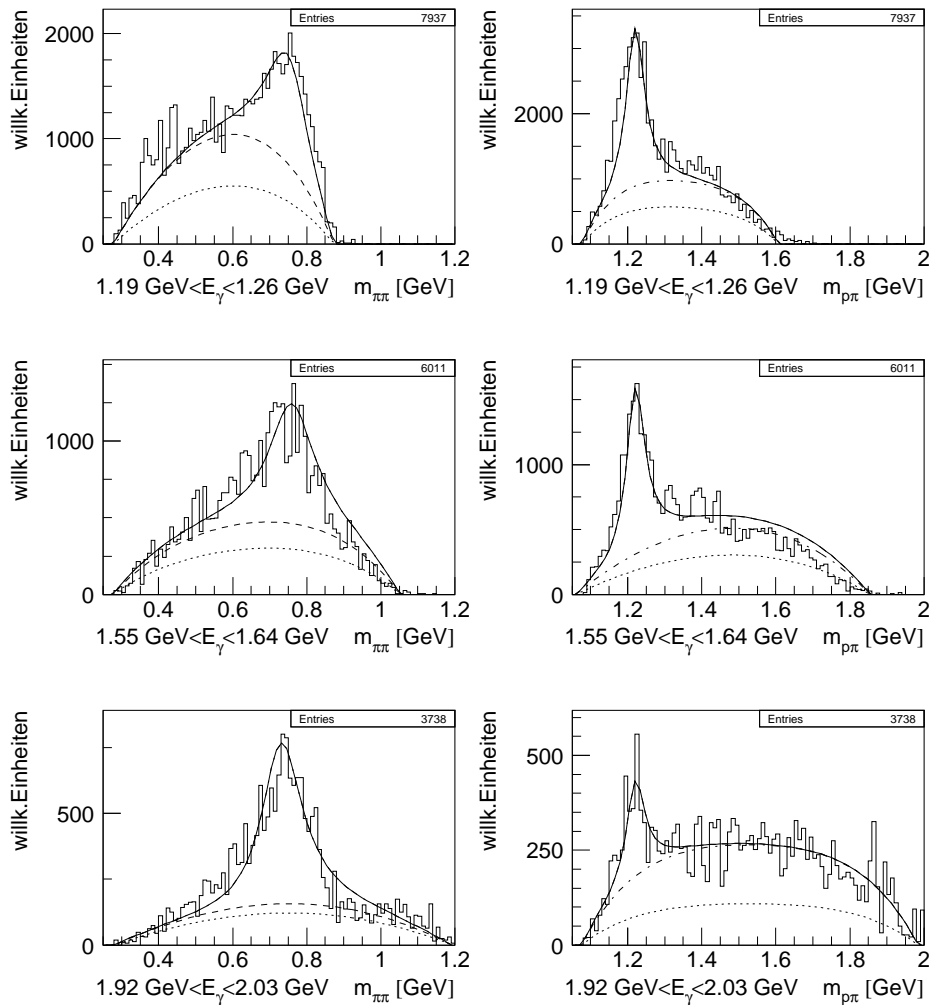


Abbildung 2.1: Links die $\pi^+\pi^-$ - und rechts die $p\pi^+$ -invariante Massenverteilung produziert in Photoproduktion für verschiedene Photonenergie-Intervalle (SAPHIR-Daten [10]). Die gepunktete Linie deutet den Phasenraum an, die gestrichelte Linie den Phasenraum plus den Anteil des Δ^{++} , die strichgepunktete Linie den Phasenraum plus ρ -Anteil.

²Diffraktive Produktion bedeutet, daß sich das einkommende Photon im Feld des Protons via Vektormeson-dominanz in ein ρ -Meson umwandelt.

Deutlich sichtbar ist, daß mit ansteigender Photonenergie das ρ -Meson zunehmend das Massenspektrum dominiert. Zusätzlich ist bei allen Energien ein deutlicher Anteil des Δ^{++} zu erkennen, der aus der direkten $\Delta^{++}\pi^-$ -Produktion, dem sogenannten Kroll-Rudermann-Term, stammt und nicht aus dem Zerfall einer Resonanz in $\Delta\pi$. Diese beiden in $p\pi^+\pi^-$ dominanten Anteile verschwinden bei der Untersuchung der Reaktion $\gamma p \rightarrow p\pi^0\pi^0$. Die Untersuchung dieses Kanals ist der Bestandteil des ersten (und genehmigten) CB-ELSA-Proposals an das PAC.

Der Vorteil von Endzuständen mit neutralen Pionen läßt sich ebenfalls sehr deutlich durch Vergleich der von der Crystal-Barrel-Kollaboration gemessenen Dalitzplots von $\bar{p}p \rightarrow \pi^+\pi^-\pi^0$ und $\bar{p}p \rightarrow \pi^0\pi^0\pi^0$ aufzeigen (Abb. 2.2). Im ersten Fall lassen sich das ρ^+ , das ρ^- , das ρ^0 und nicht ganz so ausgeprägt das $f_2(1270)$ erkennen. Beim $3\pi^0$ -Dalitzplot sind die drei ρ -Resonanzen nicht vorhanden und die vorher überdeckten schwächeren Resonanzen treten deutlich hervor. Ein Beispiel ist das $f_0(1500)$, ein möglicher Glueball-Kandidat.

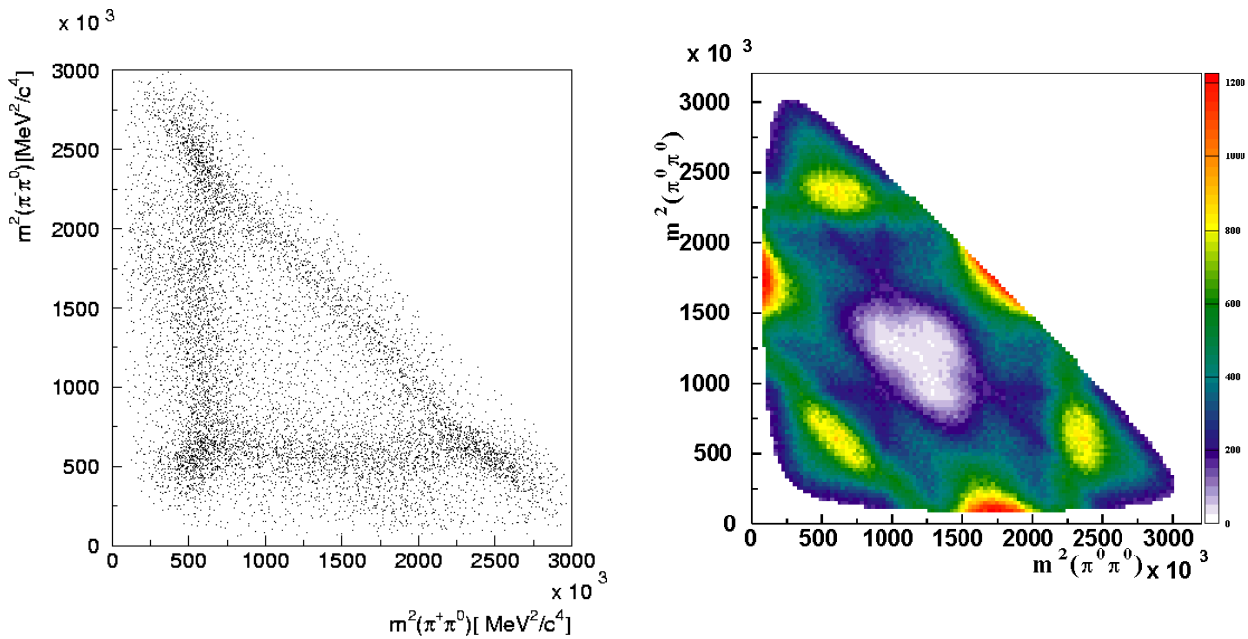


Abbildung 2.2: Links: Dalitzplot $\bar{p}p \rightarrow \pi^+\pi^-\pi^0$, rechts: Dalitzplot $\bar{p}p \rightarrow \pi^0\pi^0\pi^0$. In beiden Datensätzen liegt eine hohe Statistik von etwa 700.000 Ereignissen vor.

Neben den wichtigen physikalischen Vorteilen, die die Untersuchung von $\gamma p \rightarrow p\pi^0\pi^0$ gegenüber $\gamma p \rightarrow p\pi^+\pi^-$ bietet, seien hier noch einige Vorteile eher technischer Natur erwähnt:

- Der Crystal-Barrel-Detektor kann mit den Messungen unter Verwendung der π^0 -Masse kalibriert werden.
- Die geringe Multiplizität erleichtert Selektion und Analyse der Daten.
- Der Wirkungsquerschnitt dieser Reaktion sollte einige μb groß sein.
- Die Winkelverteilung des Δ^+ (aus $N^* \rightarrow \Delta^+\pi^0$) gibt zusätzliche Möglichkeiten, Spin und Parität der Resonanz bestimmen zu können.

Mit derselben Konfiguration des Experiments lassen sich weitere Kanäle wie $\gamma p \rightarrow p\pi^0$, $\gamma p \rightarrow p\eta$, $\gamma p \rightarrow p\eta'$, $\gamma p \rightarrow p\omega$ und $\gamma p \rightarrow p\pi^0\eta$ untersuchen.

2.3 $\gamma p \rightarrow p\pi^0\eta$

Die Untersuchung des Kanals $\gamma p \rightarrow p\pi^0\eta$ mit dem Zerfall des π^0 und des η in jeweils zwei Photonen erlaubt eine Reihe von Analysen, die in den folgenden Abschnitten kurz vorgestellt werden.

2.3.1 Suche nach dem exotischen Meson $\hat{\rho}(1380)$

Ein Meson mit exotischen Quantenzahlen, das $\hat{\rho}(1380)$, wurde sowohl am BNL mit dem *Multi Particle Spectrometer* [11], als auch am CERN von der Crystal-Barrel-Kollaboration [12, 13] gefunden. Beobachtet wurde es in seinem Zerfall in $\pi\eta$ mit einem Bahndrehimpuls von $l = 1$. Der Bahndrehimpuls legt die Quantenzahlen J^{PC} zu 1^{-+} fest, eine Kombination, die für $q\bar{q}$ -Mesonen nicht zulässig ist. Stattdessen könnte es ein Hybrid ($q\bar{q}g$) oder ein Vier-Quark-Zustand ($q\bar{q}q\bar{q}$) sein.

Der Wirkungsquerschnitt für die Photoproduktion von exotischen Mesonen mit den Quantenzahlen $J^{PC} = 1^{-+}$ wurde von Afanasev und Page [14] berechnet und ist in Abb. 2.3 wiedergegeben.

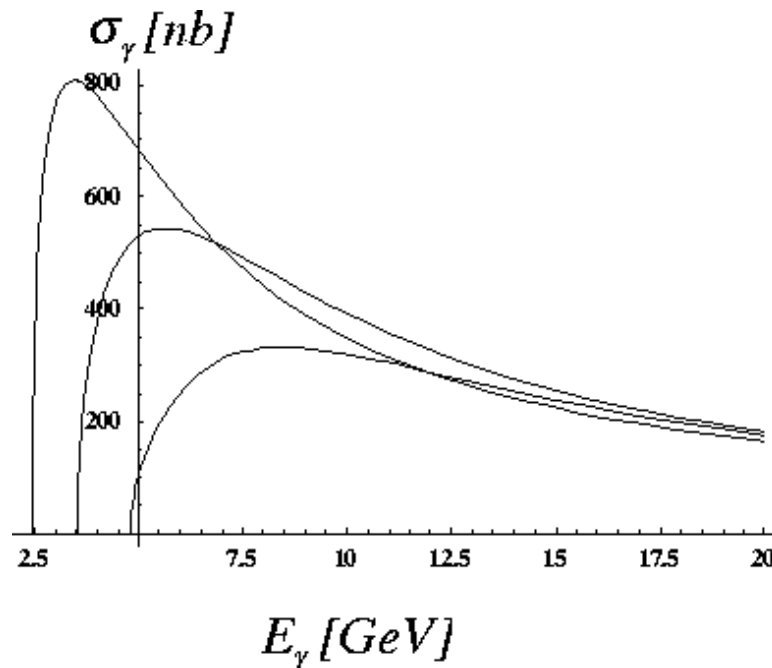


Abbildung 2.3: Wirkungsquerschnitt für die Photoproduktion eines exotischen ($J^{PC} = 1^{-+}$) Mesons für eine Masse von 1.4, 1.8 und 2.2 GeV, als Funktion der Photonenergie. Das Maximum des Wirkungsquerschnittes von $0.8 \mu b$ wird für eine Photonenergie von ~ 3 GeV erwartet.

Der Wirkungsquerschnitt ist überraschend groß, fast $1 \mu b$. Für die Photoproduktion eines exotischen Vier-Quark-Zustandes existieren keine Berechnungen, es muß allerdings angenommen werden, daß der Wirkungsquerschnitt deutlich kleiner ist. Das Vorhandensein oder Fehlen des $\hat{\rho}(1380)$ in der Photoproduktion mag daher Aussagen über seine interne Struktur ermöglichen.

2.3.2 Die Struktur des $a_0(980)$

Die Interpretation des $f_0(1500)$ (gefunden von der Crystal-Barrel-Kollaboration) als skalarer Glueball [15, 16] beruht auf der Annahme, daß das $f_0(980)$ und das $a_0(980)$ keine $q\bar{q}$ -Struktur haben und nicht zum skalaren Nonett der Mesonen gehören. Diese Mutmaßung stützt sich auf die Tatsache, daß die Masse dieser Zustände klein ist im Vergleich zu den meisten theoretischen Erwartungen sowie auf ihre vergleichsweise geringe Breite und starke Kopplung an $K\bar{K}$. Beide Teilchen wurden bereits in Photoproduktionsexperimenten beobachtet: Das $a_0(980)$ von der Omega-Photon-Kollaboration am CERN unter Verwendung eines Photonstrahls mit einer Energie von 20–70 GeV [17] und das $f_0(980)$ vom Experiment E687 am Fermilab bei einer Photonenergie von 220 GeV [18]. Die Omega-Photon-Kollaboration schließt aus ihren Messungen, daß das $a_0(980)$ eine $q\bar{q}$ -Struktur haben muß und die E687-Kollaboration deutet ihre Ergebnisse aus Messungen des $f_0(980)$ -Zerfalls in $\pi^+\pi^-$ so, daß das $f_0(980)$ wahrscheinlich eine $q\bar{q}$ -Struktur mit einem nicht idealen Mischungswinkel besitzt.

Die CB-ELSA-Kollaboration wird die Photoproduktion von $a_0(980)$ und $a_2(1320)$ im $\pi\eta$ -System untersuchen und ihr Produktionsverhältnis unter Verwendung eines Targets mit flüssigem Wasserstoff bestimmen. Falls das $a_0(980)$ ein $K\bar{K}$ -Molekül ist, sollte seine Produktion relativ zu Rechnungen, die eine $q\bar{q}$ -Struktur annehmen, unterdrückt sein.

2.3.3 Suche nach Δ -Anregungen, die in $\Delta(1232)\eta$ zerfallen

Zur Zeit gibt es eine bekannte Nukleonresonanz, die $S_{11}(1535)$, die eine sehr starke Kopplung an $N\eta$ hat, während alle anderen bekannten Resonanzen nur schwach an diesen Kanal koppeln. Modelle von Isgur und Karl [19] sowie von Weise und Mitarbeiter [20] versuchen mit verschiedenen Ansätzen diese Anomalie zu erklären. Eine systematische Analyse der η -Zerfälle von Baryonresonanzen sollte helfen, diese Situation zu klären, die verschiedenen Modelle und ihre Ansätze zu überprüfen sowie ein besseres Verständnis der Eigenschaften der Nukleonresonanzen zu erhalten.

2.3.4 Suche nach N^* - oder Δ -Anregungen, die in $S_{11}(1535)$ zerfallen

In den meisten bekannten Zerfällen von Baryonresonanzen wird ein Übergang von einem angeregten Zustand in ein Oktett-Baryon und ein pseudoskalares Meson beobachtet. Einige Fälle sind bekannt, in denen das angeregte Baryon über eine Kaskade mit dem $\Delta(1232)$ als Zwischenresonanz zerfällt. Geplant ist die Messung von N^* - und Δ -Anregungen, die in $S_{11}(1535)$ zerfallen, durch die Messung des Wirkungsquerschnittes in Abhängigkeit der Photonenergie. Ohne zusätzliche Informationen läßt sich der Isospin der Resonanz nicht bestimmen, allerdings sind Informationen aus diesem Gebiet bis jetzt noch sehr knapp.

2.4 Photoproduktion von η - und η' -Mesonen

Die Photoproduktion von η - und η' -Mesonen am Nukleon ist eine geeignete Möglichkeit, die Anregung von Nukleonen zu studieren sowie nach *missing resonances* zu suchen. Abb. 2.4 gibt den Wirkungsquerschnitt von Pion- und Eta-Photoproduktion am Proton wieder. Eingezeichnet sind die verschiedenen Anteile (qualitativ) zum Gesamtwirkungsquerschnitt.

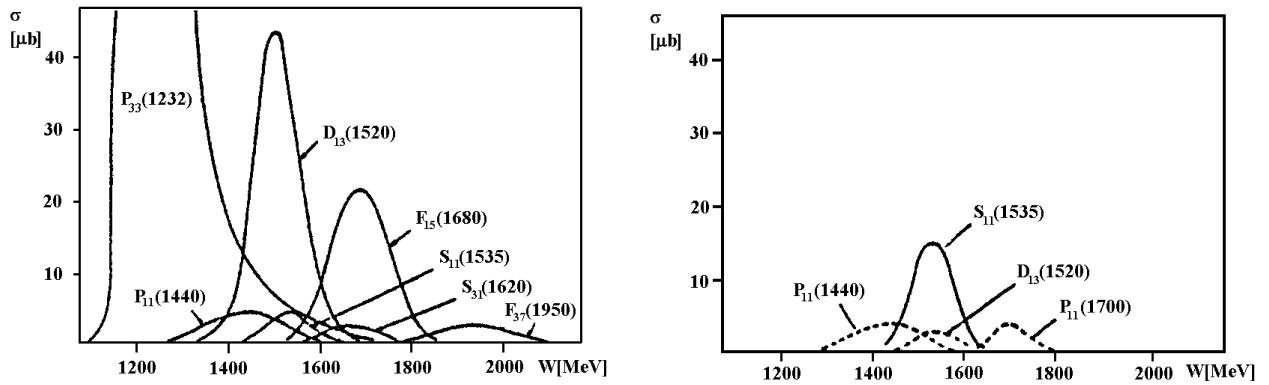


Abbildung 2.4: Qualitative Darstellung der Anteile der Resonanzen bei Pion- und Eta-Photoproduktion. Links: $\gamma p \rightarrow \pi^+ n$, rechts: $\gamma p \rightarrow \eta p$. Die gestrichelten Beiträge anderer Resonanzen sind stark überschätzt.

Deutlich zu erkennen ist der starke Beitrag des Delta-Zustandes $P_{33}(1232)$, die erste Resonanz über der Schwelle, die den Pion-Wirkungsquerschnitt dominiert. In der η -Photoproduktion zeigt sich ein anderes Bild. Das η ist ein Isospin-0-Teilchen und fungiert somit als eine Art Isospin-Filter. Damit sind nur N^{*-} , aber keine Δ -Resonanzen möglich. Der dominante Anteil ist in diesem Fall die Resonanz $S_{11}(1535)$, die in der Pion-Photoproduktion vollkommen von anderen Resonanzen dominiert wird. Messungen zur η -Photoproduktion am Proton wie auch am Neutron wurden an MAMI, ELSA und GRAAL bereits durchgeführt. Diese Daten beschränken sich allerdings auf den Bereich der zweiten Nukleonresonanz und somit auf den Energiebereich um die $S_{11}(1535)$.

Die Messungen mit dem Crystal-Barrel-Detektor zur Photoproduktion von η - und η' -Mesonen sind vorgesehen in einem Energiebereich von der Schwelle bis hinauf zu 3 GeV. Die Daten in der Schwellenregion des η werden zwar nicht viele neue Informationen bringen, ermöglichen aber eine Überprüfung des Detektorsystems und der Kalibration. Für Energien über 1 GeV existieren nur sehr wenige Daten von früheren Experimenten. Zu erwarten sind hier neue Ergebnisse bzgl. Resonanzbeiträgen und Reaktionsmechanismen. Auch zum Thema der *missing resonances* kann die Messung der η -Photoproduktion einen Beitrag leisten. Ein möglicher Kandidat ist z. B. die Resonanz $F_{15}(1995)$, deren Kopplung an πN klein erwartet wird im Vergleich zu ηN , aber eine ausreichend große Kopplung an das Photon hat [3, 4].

Ähnliches gilt auch für die Photoproduktion des η' . In der Schwellenregion scheint sie durch Resonanzanregung dominiert zu sein [9]. Der weltweit vorhandene Datensatz dazu ist sehr gering, so daß eine große Anzahl neuer Informationen aus diesem Kanal zu erwarten ist.

Kapitel 3

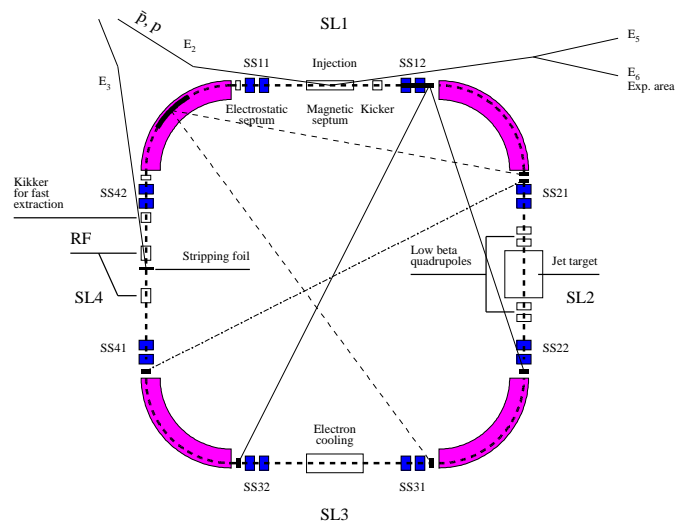
Das Crystal-Barrel-Experiment am LEAR

In diesem Kapitel soll das Crystal-Barrel-Experiment am Low Energy Antiproton Ring (LEAR) vorgestellt werden. Dabei soll insbesondere auf den Aufbau und die Eigenschaften des elektromagnetischen Kalorimeters, welches beim Experiment an ELSA wieder eingesetzt wird, eingegangen werden.

3.1 Der Low Energy Antiproton Ring (LEAR)

Die Bereitstellung eines Antiprotonenstrahls ist ein aufwendiger Prozeß, der in mehreren Schritten abläuft, wovon der LEAR das letzte Glied dieser Kette darstellt. Er wird mit Antiprotonen mit einem Impuls von $600 \text{ MeV}/c$ aus dem Protonensynchrotron (PS) gespeist und unterzieht die Antiprotonen einer (erneuten) Kühlung, bevor sie auf den von den Experimenten geforderten Impuls abgebremst oder beschleunigt werden. Der LEAR versorgt sämtliche in der Südhalle befindlichen Experimente, zu denen auch das Crystal-Barrel-Experiment zählte, mit einem Antiprotonenstrahl, dessen Impuls von $105 \text{ MeV}/c$ bis $2 \text{ GeV}/c$ einstellbar war.

Mit Hilfe der Elektronenkühlung wurden Impulsunschärfen von $\Delta p/p = 5 \cdot 10^{-4}$ mit einer Stahlmittanz von $2\pi \text{ mm} \cdot \text{mrad}$ erreicht. Die verfügbare Antiprotonen-Rate betrug mehrere $10^6/\text{s}$.



3.2 Der Crystal-Barrel-Detektor

Bei der Konstruktion des Crystal-Barrel-Detektors galt es, einen Detektor zu bauen, mit dem die physikalischen Ziele erreicht werden konnten, die sich die Crystal-Barrel-Kollaboration bezüglich der Untersuchung der Antiproton-Proton-Annihilation gestellt hatte. Diese waren:

- Studium des zugrundeliegenden Annihilationsmechanismus.
- Spektroskopie mesonischer Resonanzen und seltener Zerfallskanäle.
- Suche nach exotischen Zuständen wie Glueballs, Hybriden und Baryonia.
- Untersuchung der $\bar{p}N$ -Annihilation sowohl in Ruhe als auch im Fluge.

Um diese Ziele zu erreichen, sollte der Crystal-Barrel-Detektor in der Lage sein, kinematisch vollständige Messungen von sowohl neutralen als auch geladenen Zerfallsprodukten des $\bar{p}p$ -Systems durchführen zu können. Dies führte zur Entwicklung und zum Bau des Crystal-Barrel-Detektors über die Jahre 1985 bis 1989. Abb. 3.1 gibt den Aufbau des Detektors, wie er am LEAR eingesetzt wurde, wieder.

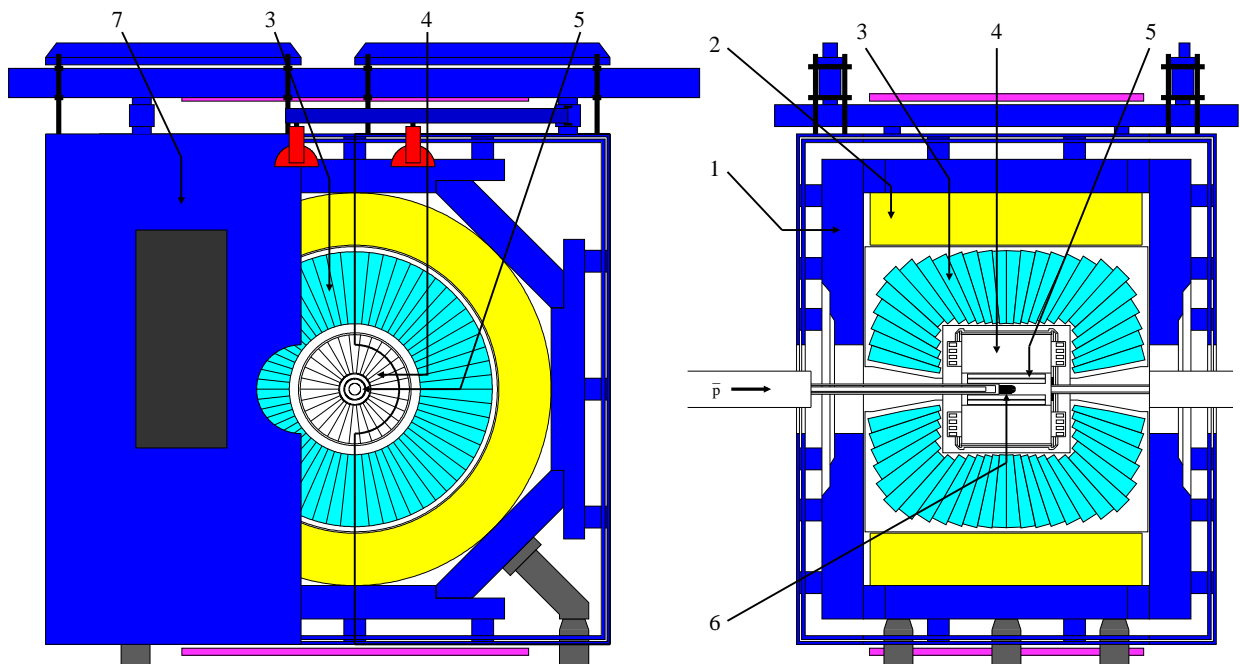


Abbildung 3.1: Front- und Seitenansicht des Crystal-Barrel-Detektors mit Eisenjoch (1), Magnetspule (2), CsI(Tl)-Kalorimeter (3), Jet-Driftkammer (4), Vieldraht-Proportional-kammer (5), Target (6) und Magnettür mit Lichtpulsersystem (7).

In der Mitte befindet sich das Target mit flüssigem oder gasförmigem Wasserstoff bzw. Deuterium (6). Dieses ist zunächst umgeben von zwei Proportionalkammern, die die geladene Multiplizität sowie zusätzlich (r, ϕ) Meßpunkte nahe des Annihilationsvertex liefern. Diese Kammern wurden später durch einen Vertexdetektor aus Siliziumstreifen ersetzt. Weiter außen befindet

sich eine Jetdriftkammer (4), die zum Nachweis und zusammen mit dem Magnet (2) zur Impulsmessung von geladenen Teilchen verwendet wurde. Die JDC selber ist umgeben von der namensgebenden Komponente, dem Crystal-Barrel (3), der einen Raumwinkel von 98 % von 4π abdeckt.

Die Maßgaben bei der Entwicklung dieser Komponenten lassen sich zusammenfassen zu:

- Hohe Orts- und Impulsauflösung geladener Teilchen sowie eine Pion/Kaon-Trennung über die Messung des differentiellen Energieverlustes.
- Ein elektromagnetisches Kalorimeter mit guter Energie- und Ortsauflösung für Photonen.
- Simultane und kinematisch vollständige Messung aller geladenen und neutralen Teilchen in einem Raumwinkel von nahezu 4π .
- Anreicherung seltener Kanäle durch ein selektives Triggersystem.
- Möglichkeit der Messungen mit sowohl gasförmigem als auch flüssigem Wasserstoff und flüssigem Deuterium.

3.3 Das elektromagnetische Kalorimeter

Von obigen Detektorkomponenten kommt am neuen Aufbau an ELSA nur der Crystal-Barrel zum Einsatz, so daß im folgenden diese Komponente detaillierter beschrieben wird. Für genauere Informationen über den Crystal-Barrel-Detektor sei auf [21] hingewiesen.

Das elektromagnetische Kalorimeter des Crystal-Barrel-Detektors besteht aus 1380 CsI(Tl)-Kristallen, die in erster Linie dem Nachweis von neutralen Zerfallsprodukten dienen. Eine schematische Darstellung eines Kristalls befindet sich in Abb. 3.2.

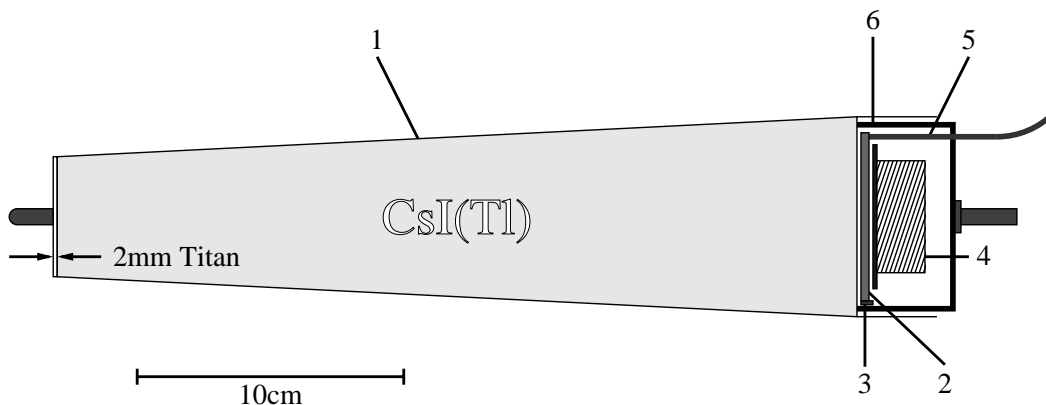


Abbildung 3.2: Querschnitt eines CsI(Tl)-Moduls: Titanfassung (1), Wellenlängenschieber (2), Photodiode (3), Vorverstärker (4), optische Faser (5), Gehäusedeckel (6).

Der CsI(Tl)-Kristall ist zum Schutz vor Feuchtigkeit in eine $100\ \mu\text{m}$ dicke Titanhülle (1) verpackt, die ihrerseits noch einmal von einer dünnen Kaptonfolie umgeben ist. Diese dient der

elektrischen Isolation der einzelnen Module gegeneinander. Am Ende des Kristalls befindet sich ein Wellenlängenschieber aus Plexiglas, der die Geometrie des großen Kristallendes auf die kleine Fläche der Photodiode anpaßt. Ebenso transformiert er das vom Kristall abgestrahlte Licht, dessen Emissionsmaximum bei 550 nm liegt, zu größeren Wellenlängen und damit zum Bereich größerer Empfindlichkeit seitens der Photodiode hin. Zur Auslese der Kristalle kamen keine Photomultiplier, sondern Siliziumdioden zum Einsatz, da das Kalorimeter in einem Magnetfeld von 1.5 T betrieben wurde.

Da die am häufigsten in der $\bar{p}p$ -Annihilation auftretenden neutralen Mesonen π^0 und η ein großes Verzweigungsverhältnis in zwei Photonen aufweisen, wurde das Kalorimeter so konstruiert, daß es in der Lage ist, sämtliche Photonen vollständig zu absorbieren und damit eine Energiemessung zu ermöglichen. Gleichzeitig sollte eine gute räumliche Trennung der einzelnen Photonen gewährleistet sein. Als Szintillatormaterial wurde CsI(Tl) verwendet, da es gegenüber NaI(Tl) den Vorteil einer geringeren Strahlungslänge ($X_0 = 2.59$ cm) besitzt und nicht so stark hygroskopisch ist. Die Kristalllänge von 30 cm entspricht damit 16.1 Strahlungslängen, so daß gewährleistet ist, daß der größte Teil der Schauerenergie eines 2-GeV-Photons im Kristall deponiert wird. Der Molière-Radius R_M , der die transversale Schauerausbreitung angibt, beträgt für CsI(Tl) 3.8 cm. 99 % der Schauerenergie werden dabei in einem Radius von $3R_M$ deponiert (Tabelle 3.1).

Eigenschaft	CsI(Tl)
Dichte [g/cm ³]	4.53
Strahlungslänge [cm]	1.86
Molièreradius [cm]	3.8
Licht-Output	0.85 (bezogen auf NaI)
Maximale Emission	bei 550 nm
Abklingzeiten [μ s]	0.9 und 7

Tabelle 3.1: Eigenschaften des CsI(Tl)-Szintillators

Photonen, die einen Kristall treffen, erzeugen einen elektromagnetischen Schauer, für den im Energiebereich, der vom Crystal-Barrel-Experiment abgedeckt wird, die e^+e^- -Paarbildung und die Bremsstrahlung die im wesentlichen beitragenden Prozesse sind. Die Kaskade aus e^+e^- -Paaren und Photonen führt zu einer Anregung der Detektorkristalle, die beim Rückgang in den Grundzustand wiederum Photonen abstrahlen. Die Anzahl der Photonen des Szintillationslichtes ist proportional zur Anzahl der Teilchen und damit nahezu proportional zum Energieverlust der primären Photonen im Kristall. Auch geladene Teilchen führen entsprechend ihrem spezifischen Energieverlust zu einer lokalen Deponierung von Energie beim Eintritt in den Kristall. Die einzelnen Kristalle des faßförmigen Kalorimeters sind in 26 Ringen zu jeweils 60 bzw. 30 Kristallen so angeordnet, daß sie zum Annihilationsvertex hin zeigen (siehe Abb. 3.3).

Damit wird erreicht, daß jeder Kristall in Bezug auf den Wechselwirkungspunkt einen Winkel von 6° in polarer Richtung und einen Winkel von 6° in azimuthaler Richtung überdeckt. Eine Ausnahme bilden die Randkristalle vom Typ 11, 12 und 13. Sie überdecken in azimuthaler Richtung einen Winkel von 12° , da die Kristalle sonst sehr klein geworden wären. Der vom Kalorimeter abgedeckte Raumwinkel entspricht damit 97.8 % von 4π . Die Segmentierung des

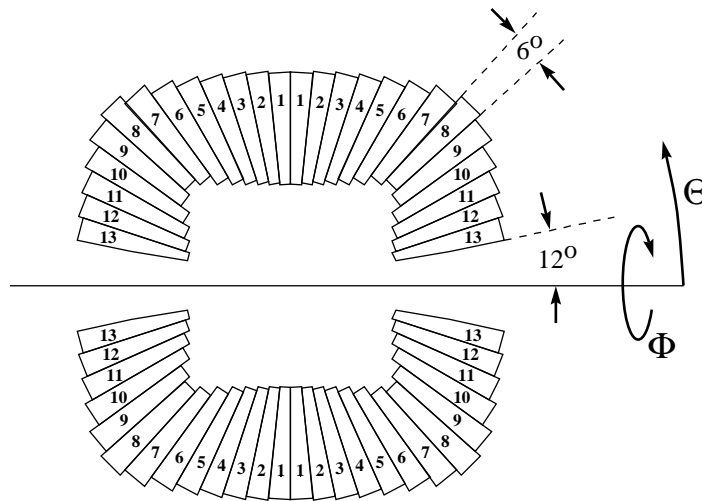


Abbildung 3.3: Anordnung der 1380 CsI(Tl)-Kristalle im Kalorimeter

Kalorimeters ist so gewählt, daß neutrale Pionen und Photonen bis zu einer Energie von 1 GeV hin unterschieden werden können. Beim Zerfall eines 1-GeV- π^0 in zwei Photonen in Ruhe beträgt der minimale Öffnungswinkel zwischen den beiden Photonen 16° .

Kapitel 4

Das CB-ELSA-Experiment

Nachdem der Crystal-Barrel 1997 nach Bonn gebracht wurde, begannen die Umbauarbeiten am Detektor sowie die Entwicklung von neuer Elektronik und Software. Die Planung sah ursprünglich vor, daß das CB-ELSA-Experiment am ehemaligen ELAN-Meßplatz aufgebaut werden sollte. Jedoch zeigte es sich, daß das sich dort befindende GDH-Experiment länger messen würde als zunächst geplant war. Aus diesem Grund wurde beschlossen, das CB-ELSA-Experiment am ehemaligen Saphir-Meßplatz aufzubauen. Nach Beendigung des Abbaus des Saphir-Detektors Mitte 1999 wurde mit der Installation der Detektoren sowie der Elektronik begonnen, und die erste CB-ELSA-Teststrahlzeit fand bereits Anfang Oktober statt.

Dieses Kapitel stellt das CB-ELSA-Experiment vor und geht im Detail auf die einzelnen Detektorcomponenten und ihre Funktionen ein. Den Abschluß des Kapitels bildet ein Gesamtüberblick des kompletten Aufbaus.

4.1 Der Beschleunigerkomplex in Bonn

Abb. 4.1 gibt einen Überblick über den Beschleunigerkomplex sowie die verschiedenen Experimentierplätze an ELSA (Elektronen Stretcher Anlage).

Die von einer Gun erzeugten Elektronen werden vom LINAC (Linear accelerator) auf ca. 20 MeV beschleunigt und in das Booster-Synchrotron eingespeist. Dort können sie bis zu einer maximalen Energie von 1.2 GeV beschleunigt werden. Anschließend werden sie in ELSA extrahiert, dort akkumuliert und bis maximal 3.5 GeV beschleunigt. Zur Füllung von ELSA sind mehrere Extraktionen aus dem Booster-Synchrotron erforderlich. Die Elektronenpakete (Bunches) werden auseinandergezogen (gestretcht), so daß eine fast kontinuierliche Füllung von ELSA erreicht wird. Dadurch wird ein Tastverhältnis (Verhältnis Extraktionszeit zur Gesamtzeit eines Zyklus) von fast 100 % erreicht.

Zur Zeit sind an ELSA außer dem CB-ELSA-Experiment noch zwei weitere Experimente aufgebaut:

- SYLI (Synchrotron Licht) verwendet das Synchrotronlicht von ELSA zur Röntgenlithographie und zur Spektroskopie von Molekülen und Festkörpern.
- GDH ist ein Experiment zur Überprüfung der Gerasimov-Drell-Hearn-Summenregel.

Die Beamline zum Raum des ehemaligen Phoenix-Experiments wurde abgebaut. Dort befindet sich nun die Elektronik des CB-ELSA-Experiments.

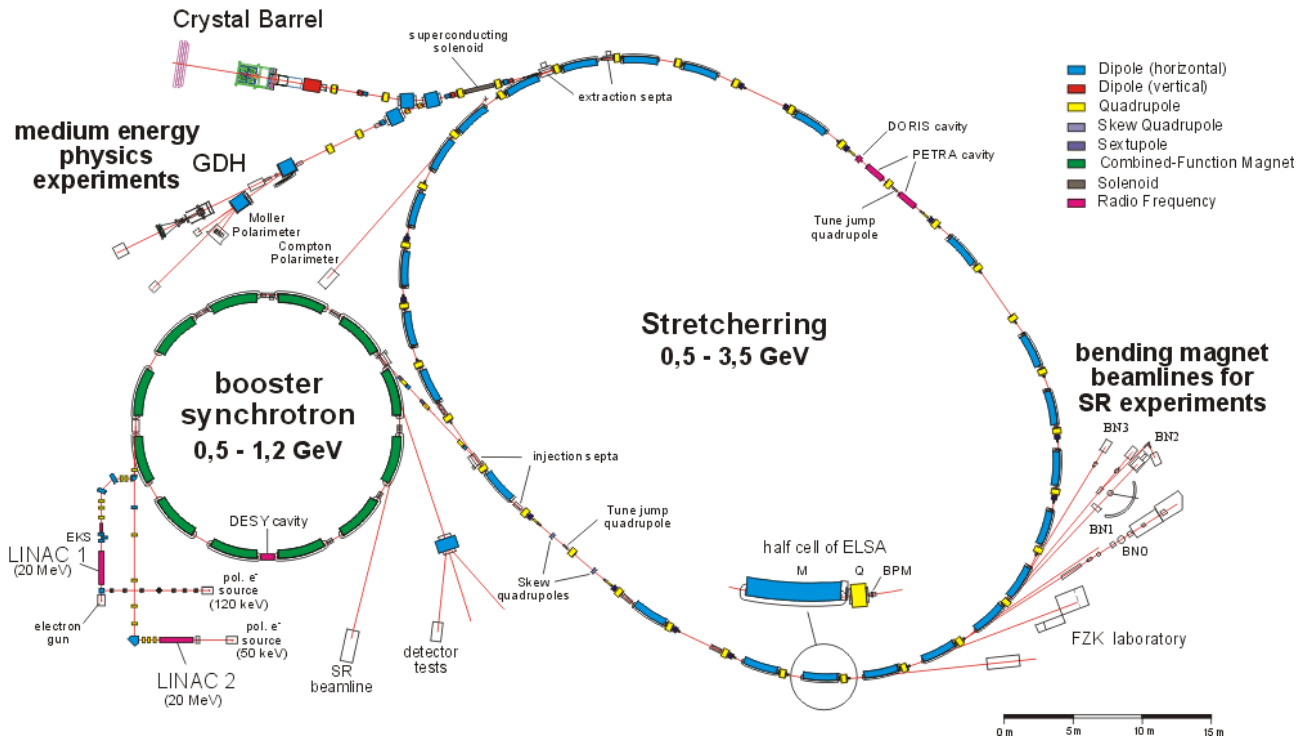


Abbildung 4.1: Die Bonner Elektronen-Beschleunigeranlage und die verschiedenen Experimentierplätze.

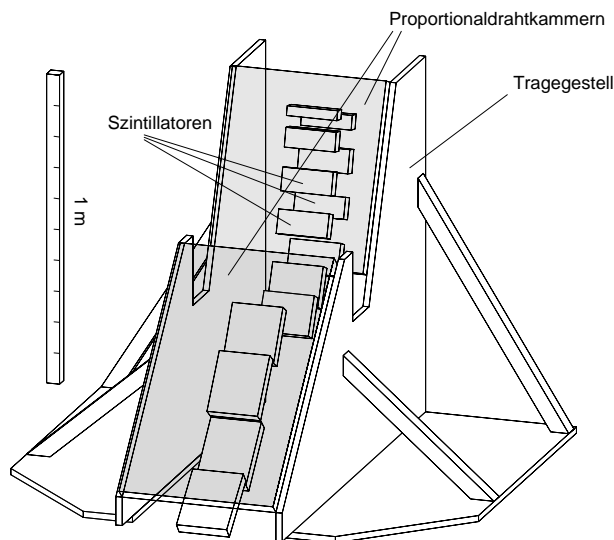
4.2 Das Tagging-System

Zur Untersuchung von photoinduzierten Reaktionen an Nukleonen muß zuerst ein Photonenstrahl erzeugt werden. Die Elektronen aus ELSA gelangen auf ein Radiatortarget und erzeugen dort Bremsstrahlungsphotonen. Ein solches Photon fliegt in Strahlrichtung weiter, während das Elektron entsprechend seinem Impuls im Feld des Taggingmagneten abgelenkt wird. Die Energie des abgelenkten Elektrons wird mit dem Taggingssystem bestimmt, wodurch die Energie des Bremsstrahlphotons bei bekannter ELSA-Energie errechnet werden kann. Ist die ELSA-Energie E_0 , die Energie des abgelenkten Elektrons E_e , so berechnet sich die Energie des Photons E_γ zu:

$$E_\gamma = E_0 - E_e.$$

Der Nachweis des abgelenkten Elektrons geschieht mit Hilfe von 14 Szintillatoren, die senkrecht zur Elektronbahn angeordnet sind (siehe Abb. 4.2). Da das Energiespektrum der Bremsstrahlung einem $1/e$ -Verlauf folgt, sieht die oberste Latte (hohe Elektronenergie \rightarrow geringe Photonenergie) die höchste Rate. Aus diesem Grund sind die oberen Latten schmal und werden zu geringen Elektronenergien hin breiter. Mit diesen Szintillatoren läßt sich ein gutes Zeitsignal erzeugen und der Zeitnullpunkt eines Ereignisses festlegen. Dies spielt für den Hardwaretrigger eine wichtige Rolle und wird in Kapitel 8 genauer betrachtet. Da die Szintillatoren relativ breit sind, ist die damit erreichbare Energieauflösung recht gering. Um die Auflösung zu erhöhen, sind vor den Szintillatoren zwei Drahtkammern mit insgesamt 352 horizontal gespannten Drähten angebracht. Der abgedeckte Energiebereich dieses Systems beträgt 31.0 % – 94.4 % von E_0 , die

Energieauflösung der Kammern liegt zwischen 0.028 % und 2.6 %. Der Nachteil der Kammern ist, daß sie keine schnellen Signale liefern und damit für den Hardwaretrigger unbrauchbar sind. Zusätzlich begrenzen sie die maximale Taggingrate auf $< 10^7$ Hz.



- 14 Zeitähler, geringfügig überlappend, beidseitige Auslese
- Zwei Proportional-Drahtkammern mit 352 horizontal gespannten Drähten
- Energiebereich 31.0 % – 94.4 % von E_0
- Energieauflösung 0.028 % – 2.6 %

Abbildung 4.2: Das Tagging-System des ehemaligen SAPHIR-Experiments, bestehend aus 14 Zeitählern und zwei Proportional-Drahtkammern mit insgesamt 352 Drähten.

Das Tagging-System wurde vom ehemaligen Saphir-Experiment übernommen, jedoch einigen Reparaturen und Modifikationen unterworfen. Zunächst wurde die Taggerkammer ausgebaut und abgedichtet, da sie ein extrem schlechtes Vakuum aufwies. Die 14 Zeitähler wurden beim Saphir-Experiment nur einseitig ausgelesen und daher auf eine doppelseitige Auslese mit Photomultipliern umgebaut. Dies erhöht zum einen die Zeitauflösung um einen Faktor $\sqrt{2}$, zum anderen wird die Rate zufälliger Triggersignale aufgrund des Rauschens der Röhren auf die Rate der zufälligen Koinzidenzen heruntersgesetzt. Bei der oberen Drahtkammer hatte sich die Kathodenfläche im Bereich der oberen Drähte aufgelöst, so daß eine neue und dickere Aluminiumfolie aufgebracht wurde.

4.3 Der Innendetektor

Das Problem des Crystal-Barrel ist, daß nicht nur Photonen einen Cluster in den Kristallen erzeugen, sondern ebenso geladene Teilchen wie zum Beispiel e^\pm , π^\pm oder Protonen. Anhand der Cluster und der Energieverteilung in ihnen läßt sich aber keine Aussage darüber machen, ob dieser Cluster von einem neutralen oder einem geladenen Teilchen erzeugt wurde. Hinzu kommt noch, daß die Energiebestimmung für geladene Teilchen nicht funktioniert, da sie in der Regel durch den Kristall hindurchgehen und gemäß der Bethe-Bloch-Gleichung nur einen Teil ihrer Energie abgeben, also nicht komplett absorbiert werden.

Die Aufgabe des Innendetektors ist es, geladene Teilchen zu detektieren und ihren Durchstoßpunkt so genau zu bestimmen, daß unter Zuhilfenahme des Targetmittelpunktes der Auftrittsort des geladenen Teilchens im Barrel ermittelt werden kann. Somit lassen sich Cluster im Barrel geladenen Teilchen zuordnen. Eine Energiebestimmung des geladenen Teilchens ist mit dem Innendetektor nicht möglich.

Ereignisse, in denen ein geladenes Teilchen den Barrel trifft, sind nicht immer unerwünschte Ereignisse. In nicht schwellennaher Produktion wird das Proton zunehmend auch in rückwärtige Richtung produziert, wobei es dann nicht im Vorwärtsdetektor detektiert wird, sondern den Crystal-Barrel trifft. Obwohl die Energie des Protons in diesem Fall nicht bekannt ist, läßt sich zumindest die Richtung bestimmen und über die vollständige Kinematik schließlich die Energie des Protons errechnen.

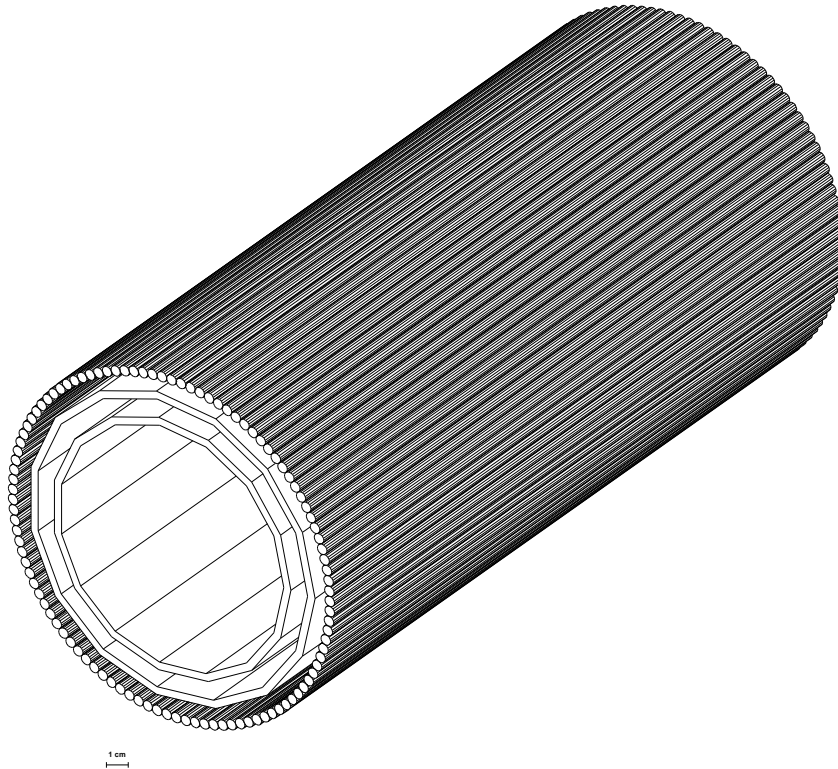


Abbildung 4.3: Der Innendetektor, bestehend aus drei Lagen szintillierender Fasern. Die inneren beiden Lagen sind nur schematisch angedeutet.

Der Innendetektor besteht aus drei Lagen mit insgesamt 528 runden, 2 mm dicken szintillierenden Fasern, die unter den Winkeln $+25^\circ$, -25° und 0° gewickelt sind. Die Fasern sind einzeln mit Lichtleitern verbunden und werden auf der Upstream-Seite aus dem Crystal-Barrel herausgeführt. Dort werden jeweils 16 Kanäle auf einen Vielsegment-Photomultiplier für eine individuelle Auslese gegeben. Dadurch ist gewährleistet, daß in Vorwärtsrichtung kein Material im Weg ist. Die Nachweiswahrscheinlichkeit des Innendetektors beträgt für geladene Teilchen $> 99.9\%$, und die Winkelrekonstruktion ist bei einem punktförmigen Target auf $\pm 1^\circ$ genau. Detailliertere Informationen über den Innendetektor können in der Dissertation von Angela Fösel [22] nachgelesen werden.

4.4 Die TOF-Wand

Die Time-Of-Flight-Wand besteht aus insgesamt vier Wänden mit jeweils 15 Szintillatorlatten, die beidseitig mit Photomultipliern ausgelesen werden (Abb. 4.4). Die Latten haben eine Länge von 3 m, eine Breite von 20 cm und eine Dicke von 5 cm. Damit ergibt sich für eine Wand eine Fläche von 3 m x 3 m. Die Latten der vier Wände sind abwechselnd waagrecht und senkrecht angebracht, wobei die dritte und vierte Wand jeweils um 10 cm (halbe Lattenbreite) gegenüber der ersten und zweiten Wand versetzt aufgestellt sind. Allein aus der Information, welche Latten getroffen wurden, läßt sich der Auftreffort auf eine Fläche von 10 cm x 10 cm genau bestimmen. Unter Zuhilfenahme der TDC-Informationen des rechten und des linken Photomultipliers ergibt sich eine Ortsauflösung von < 5 cm. Neben der Möglichkeit des Nachweises von Protonen und geladenen Pionen lassen sich auch Neutronen (mit einer Nachweiswahrscheinlichkeit von 5 % pro Wand) detektieren. Für jede Wand ist eine kreisrunde Öffnung für den Primärstrahl (Photonen, die nicht wechselgewirkt haben) vorgesehen. Da die Ausdehnung des Primärstrahles an dieser Stelle noch nicht genau ausgemessen ist, wurde in jeder Wand eine mittlere Latte entfernt. Weitere Informationen über den Aufbau und die Umbaumaßnahmen der TOF-Wand können in der Diplomarbeit [23] nachgelesen werden.

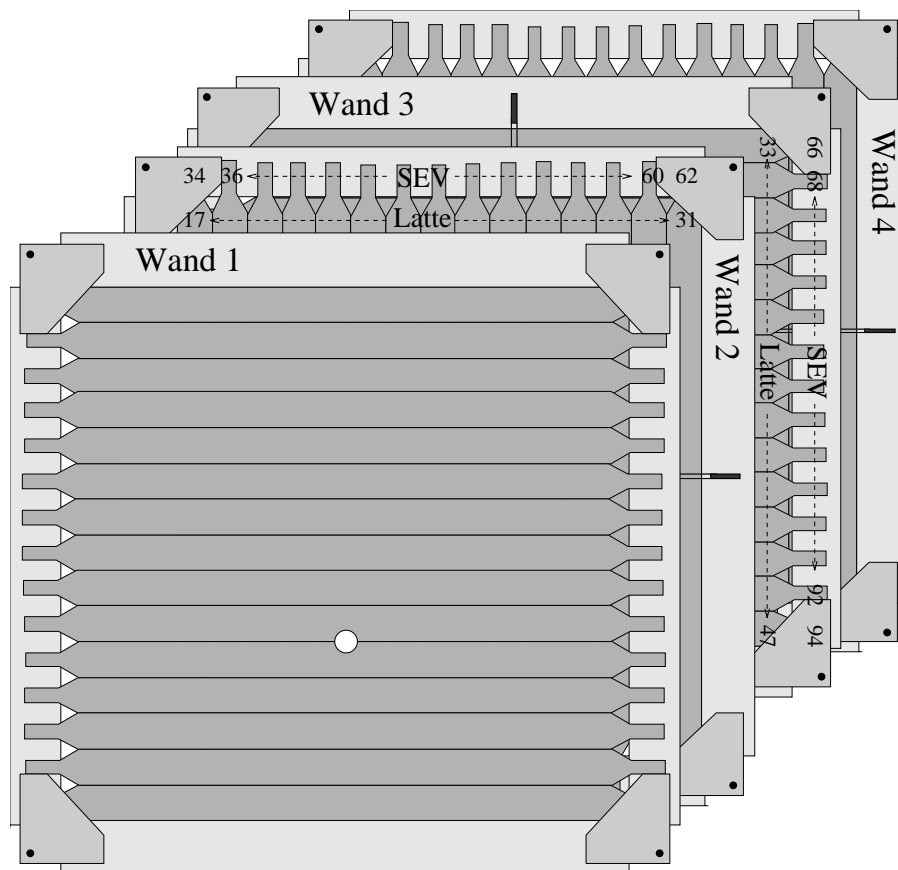


Abbildung 4.4: Die TOF-Wand, bestehend aus vier einzelnen Wänden mit jeweils 15 Szintillatorlatten. Die Wände sind abwechselnd mit waagrecht und senkrechten Latten bestückt sowie leicht gegeneinander versetzt, um eine möglichst hohe Ortsauflösung zu erhalten.

4.5 Der Gamma-Veto-Detektor

Der Gamma-Veto-Detektor dient zum Nachweis eines getaggtten Photons und wird im Hardwaretigger zur minimalen Definition eines Ereignisses benutzt. Die Funktionsweise des Gamma-Veto-Detektors beruht auf dem Cherenkov-Effekt in einem Blei-Mineralöl-Sandwich (siehe Abb. 4.5). Der Gamma-Veto besteht aus drei zylindrischen Modulen mit 15 cm Durchmesser und 10 cm Länge, die mit Mineralöl gefüllt sind. Jedes Modul ist aus zehn mit aluminisierter Mylarfolie beschichteten Bleischeiben aufgebaut. Diese Scheiben weisen eine Dicke von 1 mm auf und sind in festen Abständen von 10 mm montiert. Die Zwischenräume von jeweils 9 mm sind mit Mineralöl als Cherenkov-Radiator gefüllt. Im Mineralöl ist ein Wellenlängenschieber (POPOP) aufgelöst, der das gerichtete Cherenkov-Licht im Bereich von ca. 310 – 380 nm in isotropes Licht des Bereiches 390 – 450 nm umsetzt. Dadurch kann das Cherenkov-Licht, das in einem Winkel von 40° erzeugt wird, ohne eine große Anzahl von Reflexionen das Mineralöl/POPOP-Gemisch verlassen und auf die Photokathoden gelangen. Die Photomultiplier werden nicht über Fishtail-Lichtleiter angekoppelt, sondern sind direkt am Sandwich montiert.

Das von Elektron-Positron-Paaren der Gamma-Konversion produzierte Cherenkov-Licht wird von zwei Photomultipliern an den Seiten eines jeden der drei Module nachgewiesen. Die Signale der sechs Photomultiplier werden über ein Widerstandsnetzwerk analog aufsummiert und auf einen Diskriminator geführt. Durch Einstellen der Diskriminatorschwelle wird ein Schnitt auf die in allen drei Modulen deponierte Energie gemacht. Zusätzlich wird unter Verwendung von TDCs und ADCs das Timing sowie die Pulshöheninformation ausgelesen.

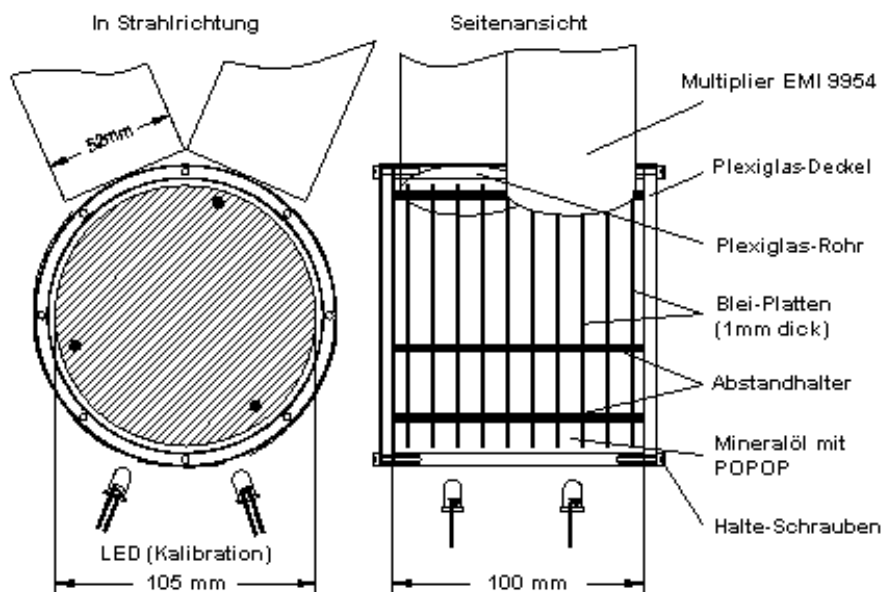


Abbildung 4.5: Aufbau des Blei-Mineralöl-Cherenkov-Detektors. Links: Querschnitt in Strahlrichtung, rechts: Querschnitt in Längsrichtung.

4.6 Alternative Vorwärtsdetektoren

Alternativ zur TOF-Wand stehen noch drei weitere Detektoren zur Messung von in Vorwärtsrichtung emittierten Teilchen zur Verfügung: Das modifizierte elektromagnetische Spektrometer vom vorherigen ELAN-Experiment, der TAPS-Detektor und eine Bleiglaswand, die z. T. bereits bei ELAN eingesetzt wurde. Diese drei Detektoren werden im folgenden kurz vorgestellt und es wird erläutert, für welche physikalischen Messungen sie sich eignen.

4.6.1 Das elektromagnetische Spektrometer

Bei schwelennaher Produktion von Mesonen wie η , ω und η' wird das Proton unter kleinen Winkeln in Vorwärtsrichtung emittiert. Für solche Messungen ist das elektromagnetische Spektrometer gut geeignet, da es nur einen relativ schmalen Öffnungswinkel abdeckt, dort aber eine präzise Impulsbestimmung des Protons ermöglicht. Dazu wird die Spur eines geladenen Teilchens mit Proportionaldrahtkammern vor und hinter einem Dipolmagneten bestimmt und mit Hilfe des bekannten Magnetfeldverlaufes des Dipolmagneten der Impuls des Teilchens errechnet.

Das Spektrometer besteht aus einem Dipolmagneten (SM), fünf Proportionaldrahtkammern (K0 – K4) zur Spurrekonstruktion, vier Szintillationsdetektoren (Z1 – Z4) und einem Gas-Schwellen-Cherenkov-Detektor. Die Anordnung der einzelnen Komponenten des Spektrometers ist in Abb. 4.6 wiedergegeben.

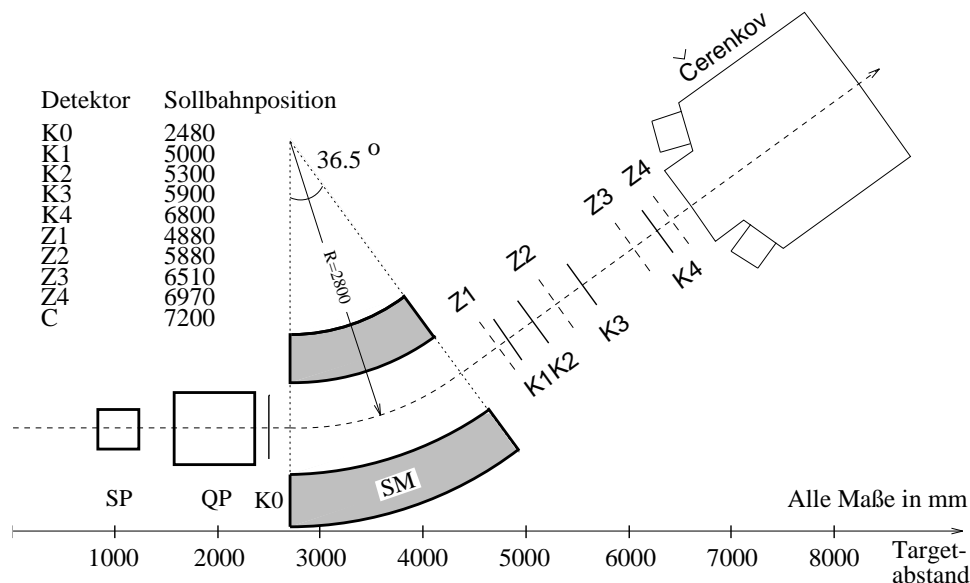


Abbildung 4.6: Aufbau des elektromagnetischen Spektrometers.

Die vier Szintillationszähler werden in Koinzidenz geschaltet und dienen der Erzeugung eines Triggersignals für die Kammern und den Hardwaretrigger. Zur Abtrennung niederenergetischen Untergrunds leichterer Teilchen gleicher Ladung und gleichen Impulses befindet sich am Ende ein Gas-Schwellen-Cherenkov-Detektor.

Um den Einsatz des Magnetspektrometers in Vorwärtsrichtung unter null Grad zu ermöglichen, wurde das Rückfließloch des Dipolmagneten zum Durchlaß des Primärstrahles geöffnet.

4.6.2 Der TAPS-Detektor

Für Untersuchungen der Photoproduktion von η^- , η'^- und ω -Mesonen oder von $\pi^0\pi^0-$ und $\pi^0\eta$ -Zuständen soll der Crystal-Barrel-Detektor zusammen mit TAPS als Vorwärtsdetektor betrieben werden.

Der TAPS-Detektor [24] besteht für diesen Aufbau aus 522 BaF_2 -Detektormodulen, die in einer hexagonalen Wand aufgebaut sind (siehe Abb. 4.7).

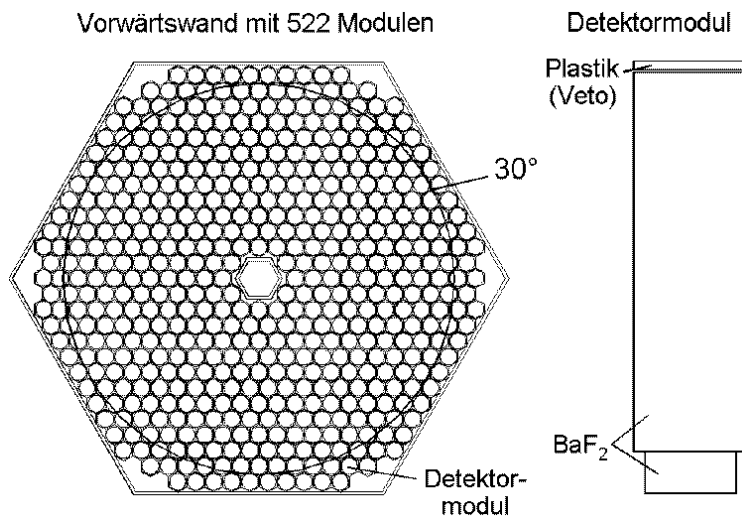


Abbildung 4.7: Links: Aufbau des TAPS-Detektors als Vorwärtswand. Eingezeichnet ist der einem Polarwinkel von 30° entsprechende Kreis; rechts: Schnitt durch ein TAPS-Detektormodul.

Vor jedem einzelnen BaF_2 -Modul befindet sich ein Plastikszintillator als Veto-System für geladene Teilchen. Diese Information steht sowohl *online* für den Hardwaretrigger als auch *offline* für die Rekonstruktion zur Verfügung.

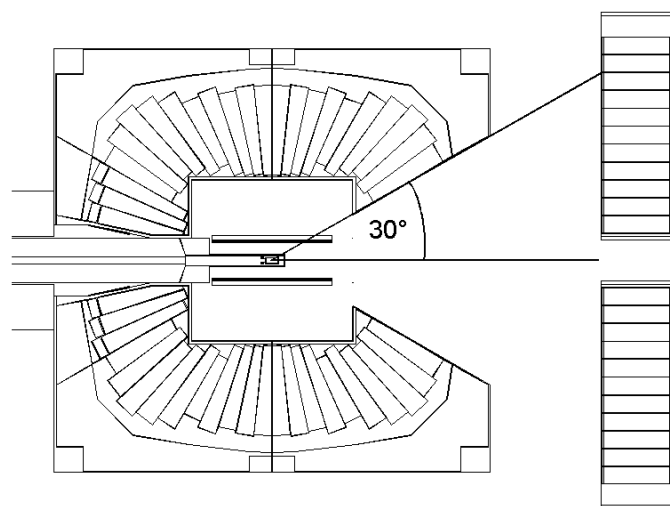


Abbildung 4.8: Experimenteller Aufbau des Crystal-Barrel-Detektors in Kombination mit TAPS als Vorwärtsdetektor.

Für die gemeinsame Messung von Crystal-Barrel und TAPS werden die vorderen drei Lagen von CsI(Tl)-Kristallen des Crystal-Barrel-Detektors (sowie deren Haltestrukturen) entfernt, da mit dem TAPS-Detektor in Vorwärtsrichtung eine höhere Granularität erreicht werden kann. Der experimentelle Aufbau dazu ist in Abb. 4.8 wiedergegeben.

4.6.3 Die Bleiglaswand

Die Bleiglaswand [25] besteht aus 960 Bleiglas-Einzelmodulen mit einer Abmessung von 3.5 cm x 3.5 cm x 46 cm. Von diesen 960 Modulen sind jeweils 16 zu einem sog. Supermodul zusammengefaßt (Abb. 4.9).

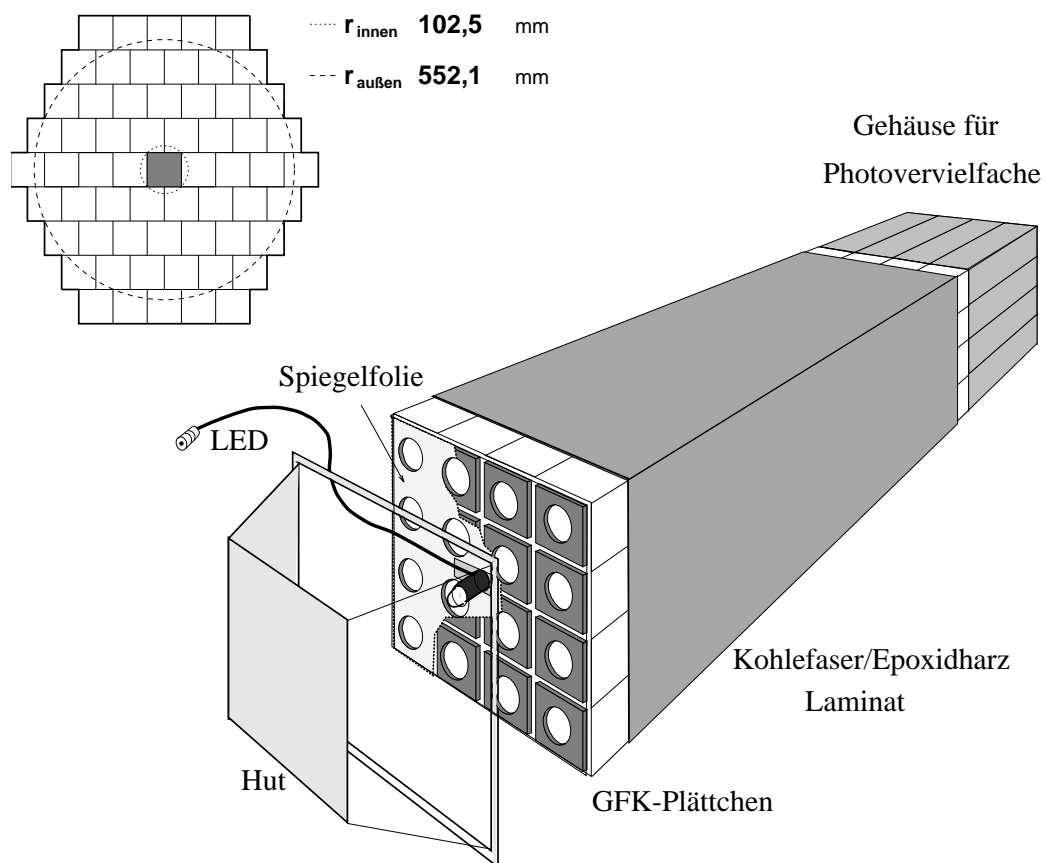


Abbildung 4.9: Aufbau der Bleiglaswand und eines Supermoduls.

Die einzelnen Bleiglasmodule werden über Photomultiplier ausgelesen und auf ADCs und TDCs geführt. Zusätzlich wird das Signal jeweils einer Dynode ausgekoppelt und als Information in den Hardwaretrigger eingebunden.

Die Bleiglaswand ist zum Nachweis von gestreuten Elektronen bei Messungen mit virtuellen Photonen vorgesehen.

4.7 Der Gesamtaufbau

Der Aufbau des CB-ELSA-Experiments in der ehemaligen SAPHIR-Zone begann Mitte 1999, nachdem auch der große Magnet des SAPHIR-Experiments abgebaut war. Da der Platz in der Saphir-Zone kleiner ist als im ELAN-Bereich, kam ein Aufbau mit dem elektromagnetischen Spektrometer als Vorwärtsdetektor (wie es zunächst als erster Setup geplant war) nicht in Frage. Stattdessen kam die Variante mit der TOF-Wand zum Einsatz. Der Gesamtaufbau umfaßt das Tagging-System, das Target mit flüssigem Wasserstoff, den Innendetektor, den Crystal-Barrel, die TOF-Wand und den Gamma-Veto-Detektor. Die räumliche Anordnung der einzelnen Detektoren ist in Abb. 4.10 wiedergegeben.

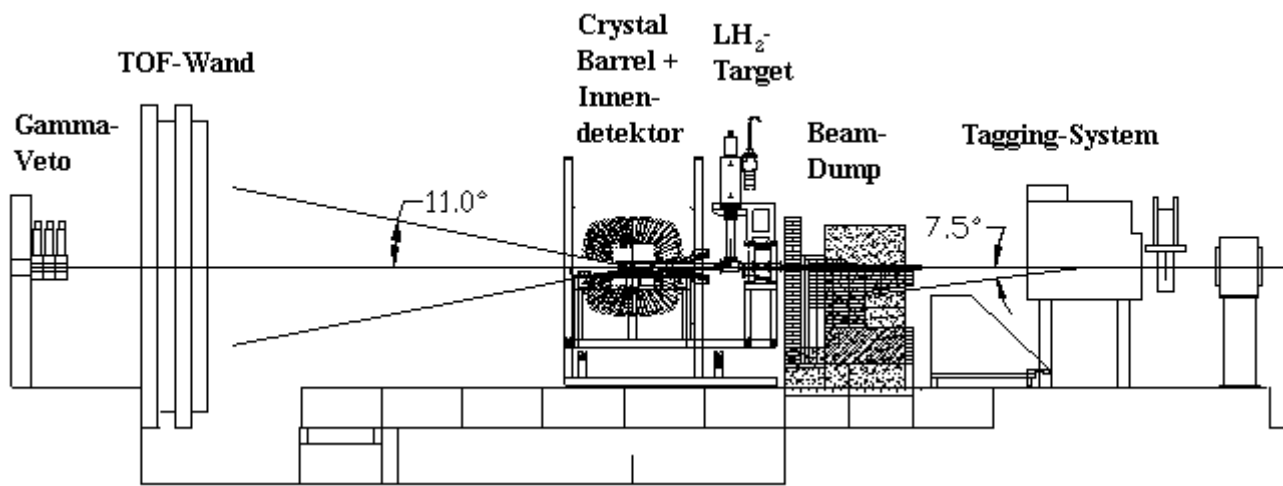


Abbildung 4.10: Der Aufbau des CB-ELSA-Experiments.

Die aus ELSA extrahierten Elektronen gelangen zunächst auf ein Radiator-Target mit $1/100$ oder $1/1000$ Strahlungslänge und erzeugen dort via Bremsstrahlung Photonen. Die Bremsstrahlelektronen werden vom Tagging-Magneten abgelenkt und von den Szintillatoren und den Kammern nachgewiesen. Elektronen, die keinem Bremsstrahlungsprozeß unterliegen, werden ebenfalls vom Magneten abgelenkt, gelangen aber durch ihren höheren Impuls nicht in das Nachweissystem, sondern werden im Beamdump, der sich zwischen Tagging-System und Crystal-Barrel befindet, vernichtet. Der Beamdump ist aus Schichten verschiedener Materialien aufgebaut, die so gewählt und positioniert wurden, daß gewährleistet ist, daß das Elektron und seine Sekundärprodukte im Beamdump komplett vernichtet werden. Dies ist ein wichtiger Aspekt für den Crystal-Barrel-Detektor, da er ein elektromagnetisches Kalorimeter ist und jedes den Beamdump verlassende Teilchen in ihm Energie deponieren würde.

Die Bremsstrahlphotonen gelangen auf ein Target aus flüssigem Wasserstoff, das sich genau in der Mitte des Crystal-Barrel-Detektors befindet. Der Nachweis geladener Reaktionsprodukte geschieht entweder mit dem Innendetektor oder in Vorwärtsrichtung mit Hilfe der TOF-Wand. Neutrale Reaktionsprodukte können bis auf die 12° -Öffnungen auf der Up- und Downstream-Seite mit dem Crystal-Barrel nachgewiesen werden. Hinter den Öffnungen in der TOF-Wand befindet sich noch der Gamma-Veto-Detektor, der Photonen nachweist, die zwar erzeugt wurden, aber auf dem Weg vom Radiortarget bis zum Gamma-Veto keine Reaktion eingegangen sind.

Kapitel 5

Die Frontend-Elektronik

Der Crystal-Barrel-Detektor ist ein elektromagnetisches Kalorimeter, und seine Hauptaufgabe besteht darin, die Energie von Photonen zu bestimmen. Dazu sind mehrere Schritte notwendig, die in den folgenden drei Kapiteln besprochen werden. Das Licht, welches von einem elektromagnetischen Schauer in einem (bzw. mehreren) CsI(Tl)-Kristall(en) erzeugt wird, gelangt auf die Photodiode und wird als elektrisches Signal an Hauptverstärker (sogenannte Shaper) übertragen. Diese erzeugen durch Differentiation und Integration eine unipolare Signalförmung und geben dieses Signal auf Analog Digital Converter (ADCs), die einen zur Fläche unter dem Signal (und damit zur im Kristall deponierten Energie) proportionalen Wert liefern. Der Signalweg von der Photodiode bis zu den ADCs wird hier als Frontend-Elektronik bezeichnet und ist Bestandteil dieses Kapitels. Die weiteren zwei Kapitel befassen sich zum einen mit den ADC-Modulen und zum zweiten mit der Auslese und Weiterverarbeitung der ADC-Werte.

5.1 Der Aufbau am LEAR

Der Aufbau der 1380 Module des Crystal-Barrel wurde in Kapitel 3 bereits vorgestellt. Hier soll noch einmal kurz auf das sogenannte Hütchen eines jeden Moduls eingegangen werden. Abb 5.1 zeigt den Aufbau eines Crystal-Barrel-Moduls:

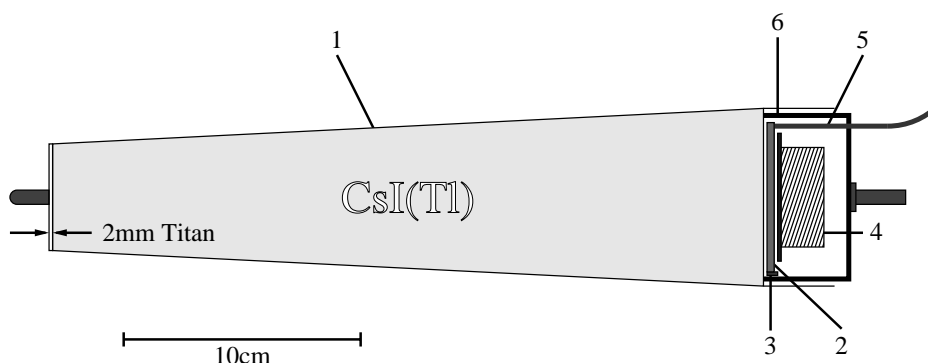


Abbildung 5.1: Querschnitt eines CsI(Tl)-Moduls: Titanfassung (1), Wellenlängenschieber (2), Photodiode (3), Vorverstärker (4), optische Faser (5), Gehäusedeckel (6).

Photonen (und auch andere Teilchen), die den Crystal-Barrel treffen, erzeugen einen elektromagnetischen Schauer, der sich über einen Zentralkristall und mehrere angrenzende Nachbarkristalle ausbreitet. Das Licht, das diese Schauer in einem Kristall erzeugt, gelangt auf einen Wellenlängenschieber (2), der sich am Ende des Kristalls befindet. Dieser erfüllt zwei Aufgaben. Das Licht aus dem CsI(Tl)-Kristall hat ein Maximum der Wellenlängenverteilung bei 550 nm und wird vom Wellenlängenschieber (WLS) zu größeren Wellenlängen hin verschoben, da die Photodiode (3) im Infrarotbereich die größte Empfindlichkeit aufweist. Des weiteren emittiert der Wellenlängenschieber sein Licht in alle Raumrichtungen gleichverteilt, was für die Photodiode bedeutet, daß sie nicht in Längsrichtung des Kristalls angebracht werden muß, sondern sich an einer beliebigen Stelle am Rand des WLS befinden kann. Die freien Ränder des WLS sind mit Farbe bestrichen, damit das Licht den WLS nicht verlassen kann.

Direkt hinter dem Wellenlängenschieber befindet sich ein ladungsempfindlicher Vorverstärker (4), der das Signal der Photodiode integriert und verstärkt. Dies geschieht durch Aufladen eines Kondensators, zu dem parallel ein hochohmiger Widerstand geschaltet ist, der dafür sorgt, daß der Kondensator wieder entladen wird. Das integrierte Signal erreicht sein Maximum nach 10 – 15 μs und fällt dann gemäß einem $1/e$ -Verlauf mit einer Entladekonstanten von ca. 220 μs ab (siehe auch Abb. 5.2). Die Maximalamplitude entspricht 1.5 V/GeV. Zusätzlich enthält die Vorverstärkerkarte noch die Treiber für die anschließende differentielle Übertragung der Signale über Twisted-Pair-Kabel.

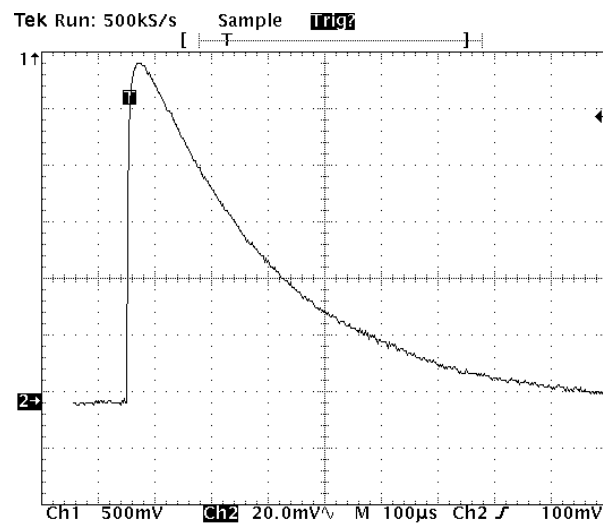


Abbildung 5.2: Signal am Ausgang des Vorverstärkers.

Diese Kabel waren 17 m lang und führten vom Detektor weg in die Elektronikhütte. Dort angekommen wurden die Signale auf sogenannte Shaper geführt. Diese schwächen das Signal zunächst ab und differenzieren es anschließend. Da die Energieinformation des CsI(Tl)-Kristalls nur in der ansteigenden Flanke des Vorverstärker-Signals liegt, ist es mit dem Shaper möglich, aus dem mehrere 100 μs langen Signal ein nur noch 6 μs langes Signal zu formen, dessen Fläche der deponierten Energie im Kristall entspricht (siehe Abb. 5.3). Dieses Signal wird mit unterschiedlichen Signalamplituden auf drei Ausgänge gegeben. Zwei der drei Ausgänge wurden

mittels 8-fach Koaxialkabel auf die beiden ADC-Systeme geführt (FERA/2282)¹. Der dritte Ausgang wurde mittels Lemo-Kabel auf Diskriminatoren geführt, deren Ausgangsinformationen (in Latches zwischengespeichert) der FACE (FAst Cluster Encoder) zur Auffindung von Clustern in der Kristallmatrix des Crystal-Barrel dienen (siehe auch Kapitel 8).

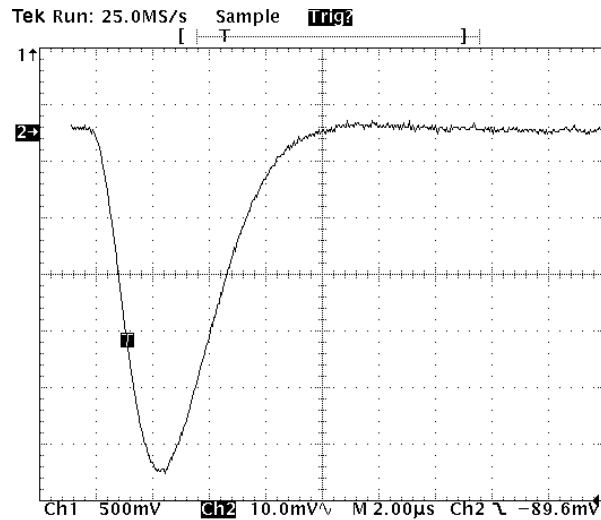


Abbildung 5.3: Signal am Ausgang des Shapers.

Abb. 5.4 gibt einen Überblick der verwendeten Module und Kabellängen vom LEAR-Aufbau. Nicht dargestellt ist die Verkabelung für die FACE.

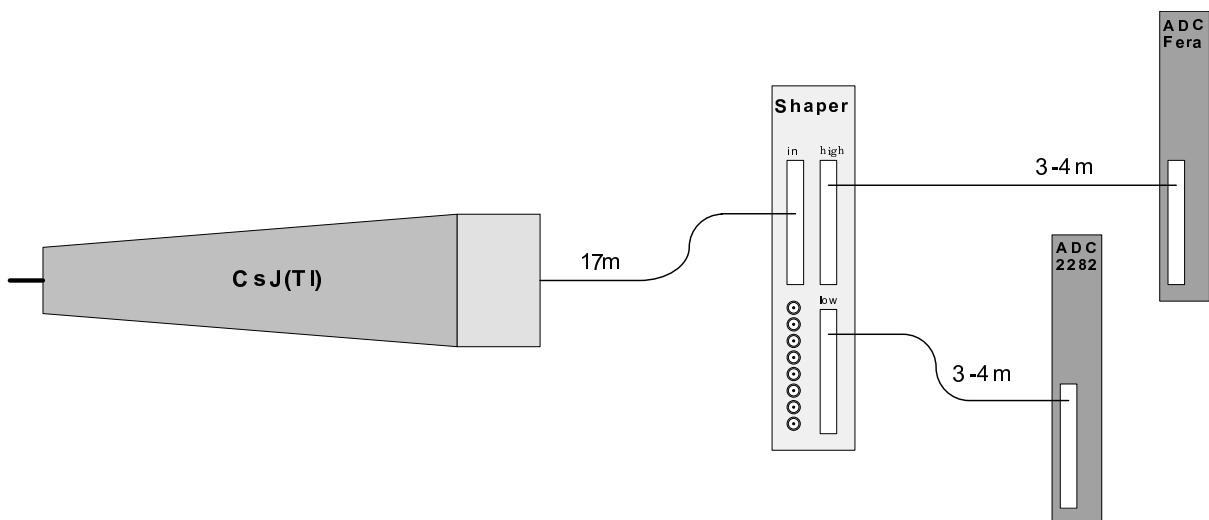


Abbildung 5.4: Signalweg vom Kristall zu den ADCs am CB-LEAR-Aufbau.

¹Die Eigenschaften und der Sinn eines doppelten ADC-Systems werden in Kapitel 6 *Das ADC-System* genauer diskutiert.

5.2 Der Aufbau an ELSA

Die Frontend-Elektronik des CERN-Aufbaus wurde für den Aufbau an ELSA soweit wie möglich übernommen, allerdings waren verschiedene Anpassungen erforderlich. Aufgrund der neuen räumlichen Gegebenheiten reichten die Signalkabel vom Detektor zu den Shaper-Modulen nicht mehr aus. Sie mußten neu beschafft und konfektioniert werden. Des Weiteren stand das ADC-System für den neuen Aufbau nicht mehr zur Verfügung und wurde durch ein neues System ersetzt (siehe Abb. 5.5).

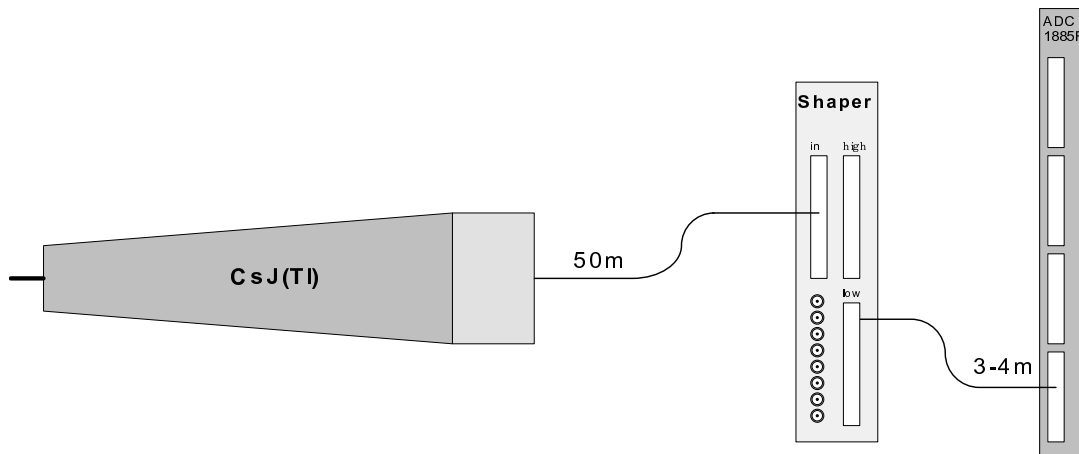


Abbildung 5.5: Signalweg vom Kristall zum ADC am CB-ELSA-Aufbau.

5.2.1 Die Signalkabel vom Detektor zu den Shaper-Modulen

Die Barrelkabel vom Aufbau am LEAR waren 17 m lang und damit nicht lang genug, um den Detektor, der u. a. am ehemaligen ELAN-Meßplatz stehen soll, mit den Shapern zu verbinden, die in der Phoenix-Halle (Süd-Halle) aufgestellt sind. Die Feuerschutzrichtlinien am CERN schrieben vor, daß die Kabel aus halogenfreiem Material bestehen mußten, was für die alten Barrel-Kabel bedeutet, daß sie sehr starr sind. Aus diesem Grund wurde beschlossen, einen neuen Kabeltyp mit einer Länge von 50 m zu beschaffen. Dieser sollte gleichzeitig für die TDC-Signale (Zeitmessung) des Innendetektors und der TOF-Wand verwendet werden, da für diese beiden Subdetektoren ebenfalls keine ausreichend langen Kabel zur Verfügung standen.

Unter Hinzunahme obiger Randbedingungen ergaben sich folgende Anforderungen an den neuen Kabeltyp:

- Wellenwiderstand von 110 Ω .
- Gutes Analogverhalten: geringe Dämpfung, geringe Verzerrung des Signals.
- Gutes Digitalverhalten für Zeitmessungen mit TDCs.
- Gute Abschirmung, um Störeinflüsse von außen zu minimieren.
- Flexibles Kabel mit 8 oder 16 *Twisted-pair*-Leitungen.

Nach Anfragen bei verschiedenen Firmen wurde ein 50 m langes Kabel zu Testzwecken beschafft. Dabei handelte es sich um ein Rundkabel mit 16 einzeln abgeschirmten *Twisted-pair*-Leitungen (*single shielded twisted pair*), die alle von einem gemeinsamen Metallgeflecht umgeben sind. Dadurch werden zum einen Übersprecher der Signalaare untereinander, zum anderen Störeinflüsse von außen auf das Kabel minimiert.

Um eine Aussagekraft über die Eigenschaften des neuen Kabeltyps (fortan als Testkabel bezeichnet) zu haben und diese mit bekannten Kabeltypen vergleichen zu können, wurden Testmessungen sowohl mit dem neuen Testkabel als auch mit folgenden vier Kabeltypen durchgeführt:

- Lemo-Kabel (16 m).
- Standard *unshielded twisted pair* (17 m).
- 8-fach *single shielded twisted pair* als Flachbandkabel ohne Gesamtabschirmung (17 m).
- Altes Barrel-Kabel: 8-fach *single shielded twisted pair* als Rundkabel mit Gesamtabschirmung (17 m).

Zur Untersuchung des Analogverhaltens der Kabel wurde mit Hilfe eines Testpulsers ein Signal erzeugt, das einem Photomultipliersignal ähnelt. Tabelle 5.1 vergleicht das generierte Signal ("ohne Kabel") mit jenen Signalen, die am Ende des alten Barrelkabels und des neuen Testkabels gemessen wurden.

Die beiden Kabel zeigen ungefähr gleiche Dämpfungseigenschaften. Die Vergrößerung der Anstiegszeit des Signals durch das Kabel stellt für die Barrel-Signale kein Problem dar, da die Signale aus den Vorverstärkern eine Anstiegszeit von mehr als 10 μs besitzen.

Kabeltyp	Länge [m]	Amplitude [V]	Dämpfung [V/m]	Anstiegszeit [nsek]
ohne Kabel	0	5.2	-	640
altes Barrelkabel	17	4.0	0.07	760
neues Testkabel	50	2.2	0.06	940

Tabelle 5.1: Analogverhalten des alten Barrel-Kabels im Vergleich mit dem neuen Testkabel.

Da das Kabel auch beim Innendetektor und der TOF-Wand für die Übertragung von TDC-Signalen (Zeitmessung) verwendet wird, ist ein gutes digitales Verhalten des Kabels sehr wichtig. Diese Eigenschaften wurden mit folgendem Testaufbau (Abb. 5.6) bestimmt:

Ein Signal, das zeitlich zufällig verteilt ist, wird genutzt, um einen TDC zu starten und über ein Delaykabel zu stoppen. Im Idealfall sollte der TDC immer den gleichen Wert (und damit die gleiche Zeit) liefern. Das Zeitspektrum besteht damit aus einer Deltafunktion. In der Realität zeigt sich ein etwas anderes Bild, da die vorhandene Elektronik sowie auch sämtliche verwendeten Kabel die Flanken der digitalen Signale verschlechtern und damit die Zeitauflösung einen nichtverschwindenden Wert annimmt.

Ein zentrales Element dieses Aufbaus ist die Trigger-Box, die in Abb. 6.1 etwas detaillierter dargestellt ist, hier aber nur in ihrer Funktion von Interesse ist. Als Startsignale für ein Ereignis stehen alternativ zwei Quellen zur Verfügung. Zum einem können mit Hilfe eines Szintillators, eines Photomultipliers und eines Diskriminators Höhenstrahlungsteilchen (Cosmics) zur Erzeugung von zeitlich zufällig verteilten Signalen benutzt werden, zum anderen können diese

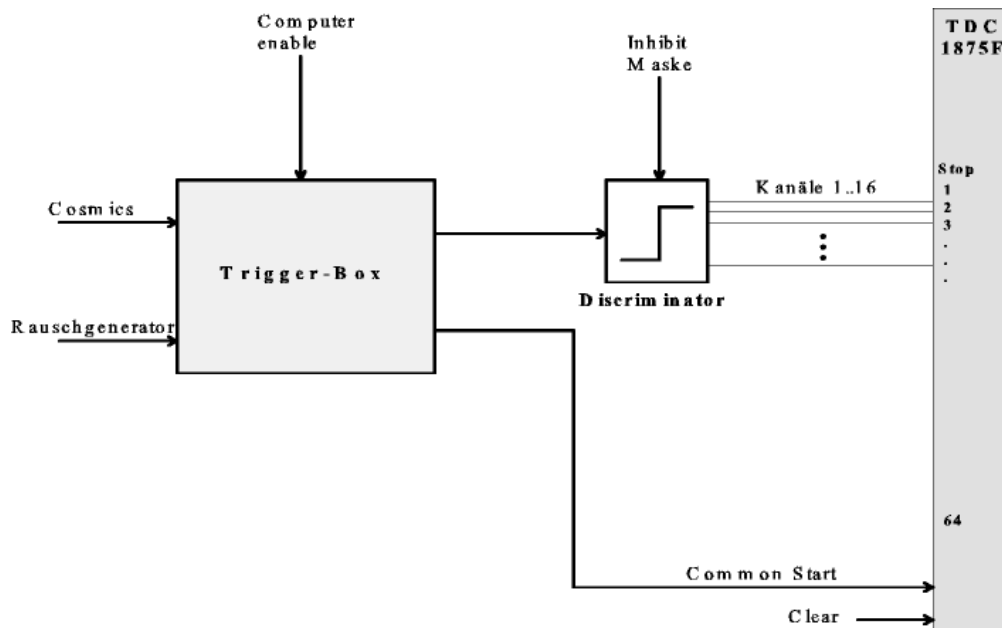


Abbildung 5.6: Testaufbau zur Bestimmung der digitalen Eigenschaften der Testkabel.

ebenfalls mit einem Rauschgenerator erzeugt werden. Durch den *Computer-Enable*-Eingang wird der Signal-Eingang aktiviert, und das nächste dort ankommende Signal gelangt in die Trigger-Box, wodurch der Signal-Eingang direkt wieder verriegelt wird. Gleichzeitig werden zwei identische Signale erzeugt, die auf den *Common-Start*-Eingang eines TDCs und auf den Test-Eingang eines Diskriminators geführt werden. Der Diskriminator generiert entsprechend den nicht gesetzten Bits der Inhibitmaske ein Signal auf seinen 16 Ausgängen. Diese werden über das jeweilige zu testende Kabel auf 16 Stop-Eingänge des TDCs gegeben. Die Inhibitmaske des CAMAC-Diskriminators wird per Computer gesetzt und erlaubt es damit, auf einfache Weise zu bestimmen, welche Leitungen des Kabels benutzt werden und welche nicht. Durch ein dauerndes Schreiben von Zufallszahlen in diese Inhibitmaske kann eine zufällige und sich zeitlich ändernde Signalverteilung auf den einzelnen Leitungen des Kabels simuliert werden. Eine Hauptaufgabe der Trigger-Box ist es, zu verhindern, daß nach einem Start-Signal für den TDC ein weiterer Start kommt, bevor der TDC komplett ausgelesen ist. Dies würde den TDC in einen Zustand versetzen, der die letzten Daten ungültig macht. Der in Abb. 5.6 gezeigte Testaufbau ist eine leichte Vereinfachung des benutzten Aufbaus. In dem dargestellten Fall wäre die Signalrate auf dem Testkabel genau so hoch wie die Ausleserate des TDCs (ca. 700 Hz). Da aber das Verhalten des Testkabels bei hohen Signalraten von Interesse ist, wurde eine Möglichkeit eingebaut, die Signalrate auf dem Testkabel unabhängig von der Ausleserate des TDCs zu variieren.

Die folgenden Messungen wurden mit einem Fastbus-TDC, Modell 1875A, der Firma LeCroy durchgeführt, wobei die Zeitbasis des TDCs auf 50 ps eingestellt war. Zur Untersuchung der gegenseitigen Beeinflussung der Signalleitungen untereinander und der Abhängigkeit des Zeitverhaltens der Signale von der Signalrate, wurden für jeden Kabeltyp vier verschiedene Messungen mit jeweils 2000 Ereignissen durchgeführt:

- Einzelner Kanal, geringe Signalrate (100Hz).
- Mehrere Kanäle (*random*), geringe Signalrate (100Hz).
- Einzelner Kanal, hohe Signalrate (500kHz).
- Mehrere Kanäle (*random*), hohe Signalrate (500kHz).

Eine nach Kabeltypen sortierte Auswahl der aufgenommenen Spektren ist in den Abbildungen 5.8, 5.9 und 5.10 wiedergegeben und wird in den folgenden Abschnitten diskutiert.

Abb. 5.8 zeigt die Spektren von einem Lemo- und einem *Unshielded-twisted-pair*-Kabel. Die Spektren für das Lemokabel unterscheiden sich nicht für geringe und hohe Raten, so daß nur die Abbildungen “*einzelner Kanal*“ und “*random*“ für hohe Signalraten dargestellt sind. Um ein Übersprechen zwischen den Lemo-Kabeln ermöglichen zu können, wurden acht Lemo-Kabel in einen Schlauch eingezogen, so daß gewährleistet ist, daß die einzelnen Kabel dicht beieinanderliegen. Eine gegenseitige Beeinflussung der Signale ist in den Spektren kaum erkennbar, zu beachten ist auch die Begrenzung der Zeitauflösung durch den TDC (Zeitbasis 50 ps).

Beim *Unshielded-twisted-pair*-Kabel ist, aufgrund der nicht vorhandenen einzelnen Abschirmung der Signalaare, deutlich ein Übersprechen der Signalaare untereinander feststellbar. Auch eine Abhängigkeit der Breite der Zeitverteilung von der Signalrate, die durch die kapazitiven und induktiven Eigenschaften des Kabels gegeben ist, zeigt sich erkennbar in den Spektren.

In Abb. 5.9 sind die Spektren für den Kabeltyp *single shielded twisted pair* als Flachkabel ohne zusätzliche Gesamtabschirmung (ehemaliges JDC-Kabel) wiedergegeben. Durch die einzelne Abschirmung der Signalaare ist im Vergleich zum Kabeltyp *unshielded twisted pair* eine deutlich geringere gegenseitige Beeinflussung der Signale erkennbar. Die Abhängigkeit der Breite des Zeitspektrums von der Signalrate ist auch bei diesem Kabeltyp sichtbar. Da diese Testmessungen im CB-Labor des ISKP durchgeführt wurden, waren die äußeren Störeinflüsse auf die Testkabel recht gering. Beim Einsatz des Kabels in der Beschleunigerhalle ELSA ist die Störstrahlung dementsprechend höher, so daß dieser Kabeltyp zwar zu Vergleichszwecken mitgetestet wurde, aber als ein Kabel ohne Gesamtabschirmung für den Einsatz am Experiment nicht in Frage kam.

Abb. 5.10 gibt die Spektren des alten Barrelkabels sowie des neuen Testkabels wieder. Das Übersprechen der Signalaare untereinander ist deutlich geringer, da die Signalaare einzeln abgeschirmt sind. Auch die Abhängigkeit der Zeitauflösung von der Signalrate fällt für diese beiden Kabeltypen wesentlich schwächer aus. Für das Testkabel sind die Spektren mit Signalen auf einzelnen Kanälen nicht wiedergegeben, da sie keinen sichtbaren Unterschied zu den Spektren mit *random*-verteilten Signalen erkennen lassen.

Eine Zusammenfassung der Breiten sämtlicher gemessener TDC-Verteilungen befindet sich in Tabelle 5.2. Unter Berücksichtigung der Zeitbasis des TDCs von 50 ps/count sind die Breiten in ps umgerechnet. Angegeben ist jeweils σ (FWHM = 2.35 σ).

	Lemo	Twisted Pair	JDC-Kabel	Barrel-Kabel	Testkabel	Kanäle	Signalrate
σ [ps]		51	46	41		einer	100 Hz
σ [ps]		170	80	99		random	100 Hz
σ [ps]	43	43	45	42	44	einer	500 kHz
σ [ps]	48	233	125	92	44	random	500 kHz

Tabelle 5.2: Breiten (σ) der TDC-Verteilungen der einzelnen getesteten Kabeltypen.

Die bei der Messung des Analogverhaltens des Kabels beobachtete Eigenschaft, daß sich die Flanken des Signals verschlechtern, zeigt sich bei dieser Messung um so deutlicher, da Digitalsignale in der Regel Anstiegszeiten im Bereich weniger Nanosekunden haben. Nach der Übertragung über das 50 m lange Testkabel sind deutlich die kapazitiven und induktiven Auswirkungen des Kabels auf die Signalform erkennbar (Abb. 5.7).

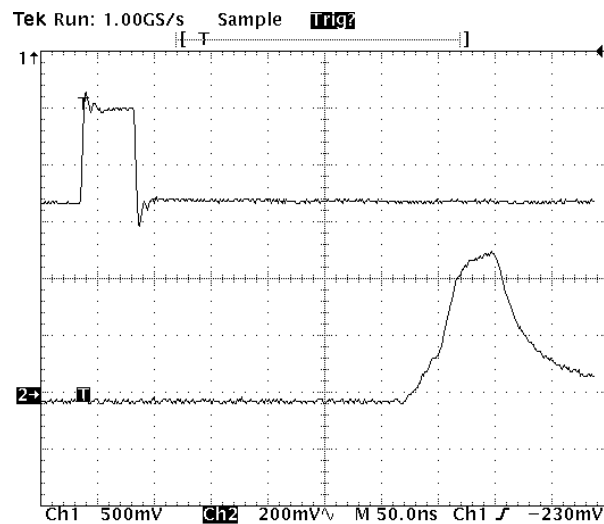


Abbildung 5.7: Veränderung der Form eines Rechtecksignals nach Übertragung über das 50 m lange Testkabel. Ein 50 ns langer Rechteckpuls wird in das Kabel eingespeist (Kanal 1), das Signal am Ende des Kabels auf Kanal 2 dargestellt.

Allerdings zeigten die TDC-Messungen, daß die zeitliche Variation des Anstiegsverhaltens so gering ist, daß sich die Veränderung der Signalform in den TDC-Spektren nicht erkennbar auswirkt und damit die Zeitauflösung nicht negativ beeinflußt. Ein Nachteil ergibt sich trotzdem aus der Signalform. Ist die digitale Pulslänge (ECL) deutlich kleiner als 50 ns, so reicht die maximale Signalamplitude am Ende des Kabels nicht mehr aus, die Eingangsreceiver der angeschlossenen Module (z.B. TDCs) zu triggern.

Anhand obiger Messungen und Ergebnisse fiel die Entscheidung zugunsten des getesteten Kabeltyps. Die dann bestellten Kabel unterscheiden sich nur dahingehend, daß sie aus verkabelungstechnischen Gründen jeweils 8 Signalleitungen enthalten und zusätzlich das Außengeflecht noch mit Aluminiumfolie abgeschirmt ist.

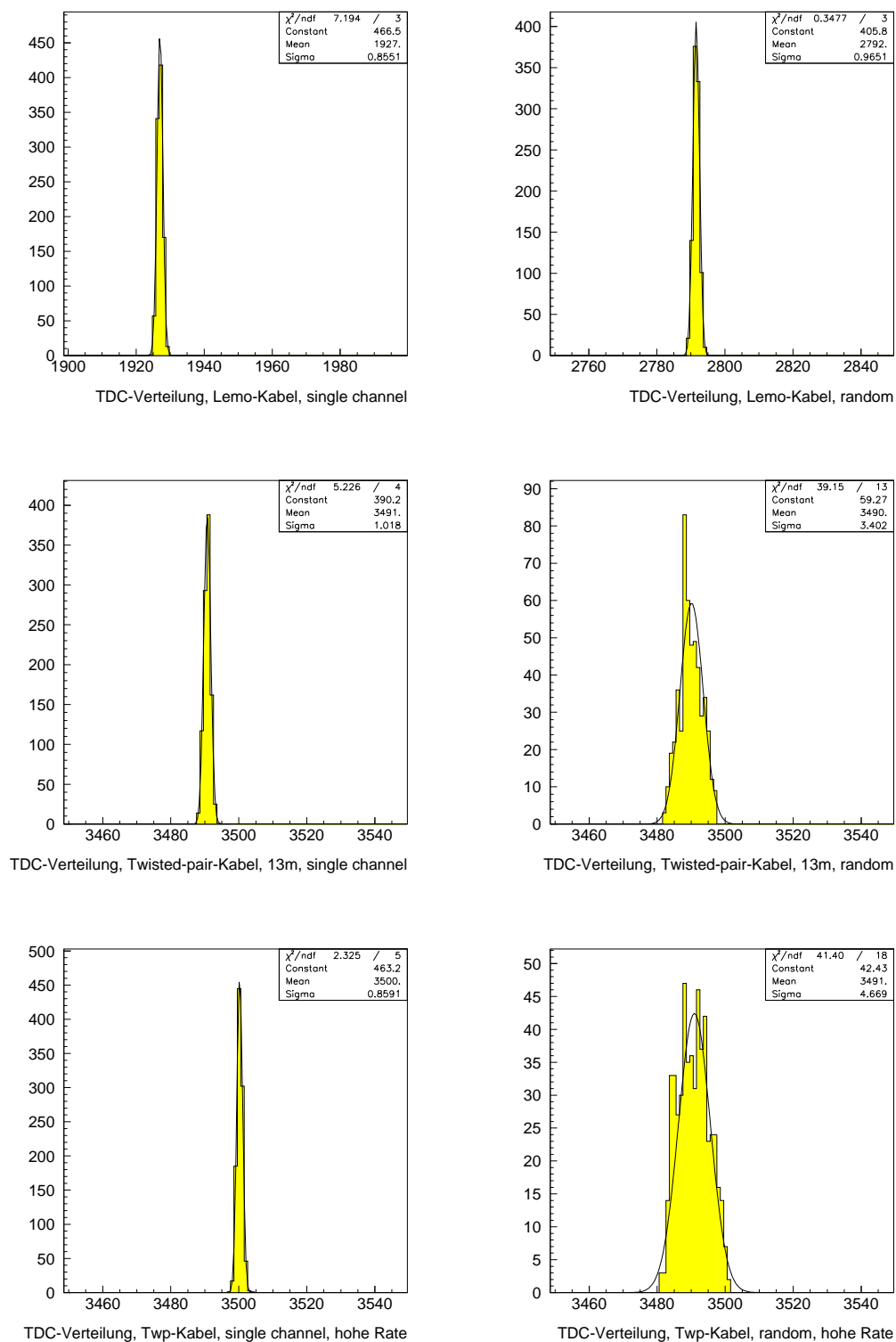


Abbildung 5.8: Kabeltests Lemo- und Standard *Twisted-pair*-Kabel. Aufgetragen ist die Häufigkeit gegen die gemessenen TDC-Werte.

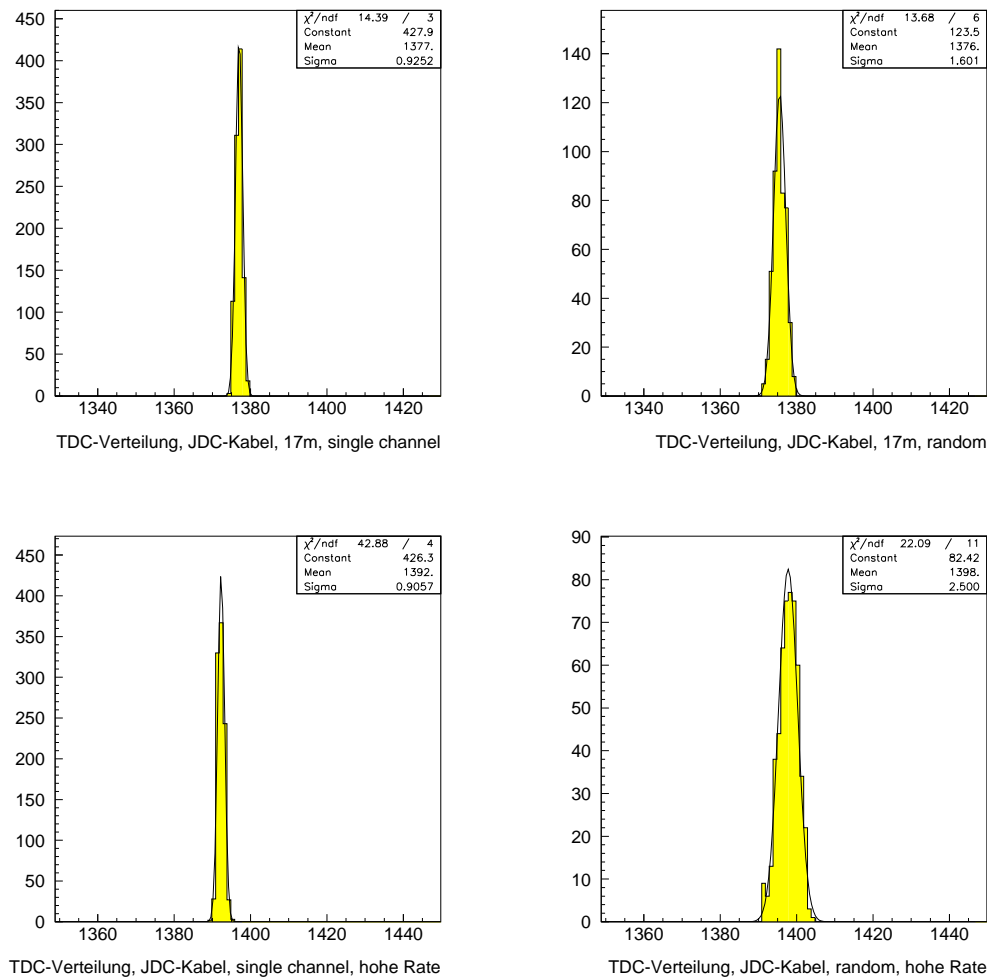


Abbildung 5.9: Kabeltests altes JDC-Kabel. Aufgetragen ist die Häufigkeit gegen die gemessenen TDC-Werte.

Bei den vorhandenen 1380 Kristallen (sowie ein paar Leer-Kanälen) ergab sich daraus eine Anzahl von 180 Kabeln. Hinzu kamen noch 70 Kabel für den Innendetektor, 18 Kabel für die TOF-Wand und eine kleine Menge Ersatzkabel, was bei einer Kabellänge von 50 m eine Gesamtlänge von über 14 Kilometern ergab.

An den Enden der Kabel befinden sich Adapterplatinen, in die die Kabelenden mittels spezieller Crimpkontakte befestigt und elektrisch verbunden werden. An die Stirnseite der Platinen sind besondere Flachbandbuchsen angebracht, die direkt auf Standard 34-pol Flachbandstecker passen. Die Konfektionierung der Kabel mit diesen Adapterplatinen übernahm eine Firma aus Dresden².

²GBS Elektronik GmbH, Bautzener Landstr. 45, 01454 Siedl. Rossendorf

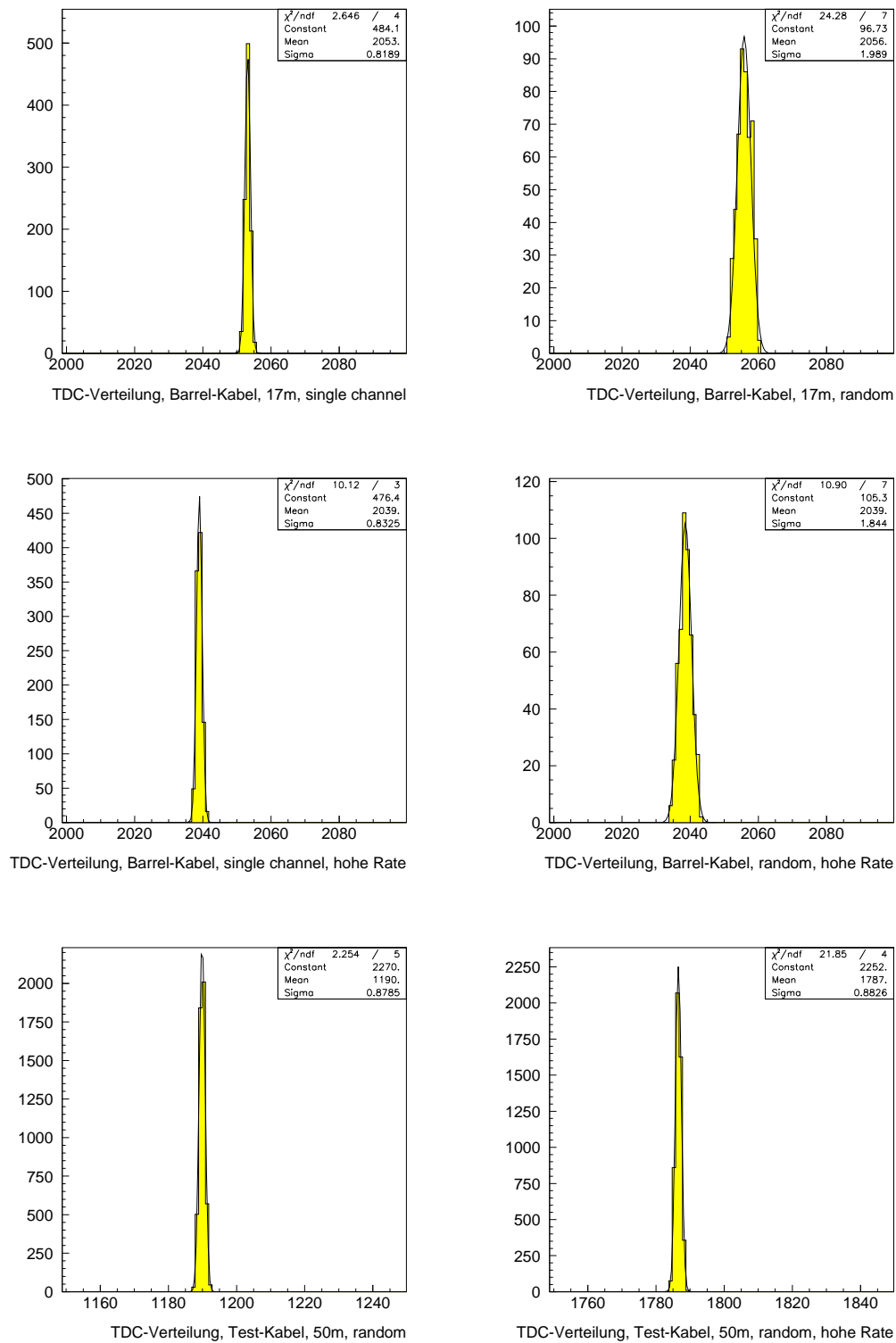


Abbildung 5.10: Kabeltests altes Barrel- und Testkabel. Aufgetragen ist die Häufigkeit gegen die gemessenen TDC-Werte.

5.2.2 Die Kabel von den Shapern zu den ADCs

Beim alten LEAR–Aufbau wurde ein doppeltes ADC–System verwendet, was bedeutet, daß das Signal eines jeden Kristalls auf zwei verschiedene ADCs gegeben wurde. Aus diesem Grunde besitzen die Shaper zwei Ausgänge, die mit *high* und *low* (entsprechend dem Energiebereich) bezeichnet sind. Die Signale sind bis auf den Unterschied, daß das *High*–Signal abgeschwächt ist, identisch. Für den neuen Aufbau ist dies nicht mehr erforderlich (siehe Kapitel *Das ADC–System*) und es wird nur der *Low*–Ausgang verwendet, da er das unabgeschwächte Signal liefert. Am Eingang der neuen ADCs befindet sich eine Adapterkarte, die die Signale so abschwächt, daß mit den ADCs der gewünschte Energiebereich abgedeckt wird. Diese Adapterkarte wurde so konstruiert, daß für die Verkabelung Shaper → ADC die existierenden Kabel der ehemaligen Verbindung Shaper → FERA–ADC verwendet werden können. Diese Flachbandkabel bestehen aus jeweils acht Signalleitungen mit einem Wellenwiderstand von 50Ω .

Um einen zweiten identischen Ausgang der Shaper zu erhalten, wurden sämtliche Abschwächer in den *High*–Ausgängen entfernt. Dies hat den Vorteil, daß bei voller Verkabelung die einzelnen Signale weiterhin kontrolliert werden können und im Vorwärtsbereich des Barrels, in dem bei hohen Photonenflüssen Pileup–Effekte zu erwarten sind, die Möglichkeit des Einsatzes eines weiteren schnellen ADC–Systems (FADC) vorbereitet ist.

Kapitel 6

Das ADC-System

6.1 Das ADC-System am LEAR

Das Auslesesystem des Crystal-Barrel am CERN bestand aus einem doppelten ADC-System (LeCroy FERA/2282). Dies hatte den Vorteil, daß hierdurch ein größerer Energiebereich abgedeckt werden konnte und gleichzeitig die Auflösung bei kleinen Energien wesentlich besser war als bei einem einfachen System. Das Äquivalentrauschen der Kristallelektronik liegt bei ~ 200 keV und der abzudeckende Energiebereich bei 0 – 2 GeV. Dies entspricht einem Faktor $10^4 \approx 2^{13}$. Zur damaligen Zeit gab es kein ADC-System mit 13 oder mehr Bit, so daß bei einer gewünschten Energieauflösung von ~ 200 keV nur die Wahl eines doppelten ADC-Systems blieb. Der Nachteil eines solchen Systems ist die Anschaffung und Verkabelung der doppelten Anzahl von Modulen (und Crates) sowie eine erforderliche elektronische Verdoppelung der Signale, die in den Shapern implementiert ist. Findet nicht direkt eine Datenreduktion und Unterdrückung von Leerkanälen statt, so erhöht sich zusätzlich die Datenmenge und damit die Auslesezeit/Ereignis, was eine Senkung der Gesamtdatenrate nach sich zieht. Tabelle 6.1 gibt einen Überblick über die Eigenschaften der beiden am CERN verwendeten ADC-Systeme.

ADC/Eigenschaften	FERA	2282
Anzahl Kanäle	16	48
Auflösung [Bit]	11	12
Ladung/Count [pC]	0.25	0.25
Gate [ns]	50-500	50-5000
Konversionszeit [μ s]	8.5	1000
Energie/Kanal [keV]	1000	100
Energiebereich [MeV]	0-2000	0-300
Pedestal [Kanäle]	80	520

Tabelle 6.1: Technische Daten der LeCroy ADC-Modelle FERA/4300B und 2282.

Die Abkürzung FERA steht für Fast Encoding and Readout ADC und zielt auf zwei Eigenschaften des FERA-Moduls ab. Zum einem ist die Konversionszeit mit 8.5μ s beachtlich klein, zum anderen verfügen die FERA-Module über einen schnellen ECL-Bus, der auf der Frontseite

der Module verkabelt wird. Dieser kann alternativ zum CAMAC-Bus zur Auslese der FERA-Module verwendet werden und bietet den Vorteil, daß er deutlich schneller ist. Dieser Bus wird an ein spezielles Modul (eine Art Readout-Prozessor) angeschlossen, welches die Auslese der FERA-Module vornimmt. Dieser Prozessor ist sowohl als CAMAC-Modul, als auch in einer moderneren VME-Version, welche beim Crystal-Barrel-Experiment verwendet wurde, erhältlich. Zusätzlich besitzen die FERA-Module eine Pedestal-Unterdrückung, so daß nur die Kanäle ausgelesen werden, deren ADC-Wert eine einstellbare Schwelle überschreitet. Diese Schwelle ist in Form einer über CAMAC schreibbaren Zahl für jeden Kanal individuell einstellbar.

Die ADC-Module 2282 besitzen ebenfalls eine Besonderheit. Zum einen ist die Anzahl der Kanäle pro Modul (48) recht hoch für ein CAMAC-Modul, zum anderen ist die Auslese der 2282-Module nur über einen speziellen Readout-Prozessor möglich, der sich im gleichen Crate wie die ADCs befinden muß. Die Konversionszeit ist mit ca. 1 ms allerdings recht hoch.

Diese ADC-Systeme standen für den Neuaufbau des Crystal-Barrel in Bonn nicht mehr zur Verfügung, so daß ein neues System angeschafft werden mußte.

6.2 Auswahl der neuen ADCs

Die neu zu beschaffenden ADCs sollten im wesentlichen folgende Eigenschaften erfüllen:

- Geeignet für ein Gate von 6 μ s Länge.
- Eine Auflösung von mind. 13 Bit.
- Hohe Anzahl von Kanälen pro Modul (senkt den Preis pro Kanal).
- Schnelles Bussystem für hohe Datenraten.

Die Forderung an den ADC, daß er für ein Gate von 6 μ s Länge spezifiziert ist, ergibt sich aus der Tatsache, daß die Signale aus den Shapern, welche von den ADCs digitalisiert werden sollen, 6 μ s lang sind. Es stellte sich jedoch schnell heraus, daß die in Frage kommenden ADCs diese Anforderung nicht erfüllten. Dieses Problem war nicht neu, sondern hatte sich schon am Aufbau im CERN gestellt. Die dort verwendeten FERA-Module waren für eine maximale Gate-Länge von 500 ns spezifiziert, ließen sich aber ohne Probleme auch mit einem Gate von 6 μ s Länge betreiben. Somit galt es als erstes, die nach Berücksichtigung der anderen Anforderungen noch in Frage kommenden ADCs auf diese Eigenschaft hin zu untersuchen.

Aufgrund der Spezifikationen und der hohen Anzahl von Kanälen pro Modul kamen zwei ADCs in die engere Wahl. Dabei handelte es sich um die Fastbus-Module 1881M und 1885F der Firma LeCroy.

6.2.1 Technische Daten der Modelle 1881M und 1885F

Das Modell 1881M besitzt 64 Kanäle und weist für jeden Kanal einen eigenen ADC-Chip mit 13 Bit Auflösung auf. Daraus ergibt sich eine geringe Konversionszeit von 12 μ s.

Demgegenüber verfügt das Modell 1885F über 96 Kanäle mit einem 12-Bit-ADC-Chip für alle

96 Kanäle. Die Konvertierung erfolgt im Multiplexing-Verfahren, d. h., daß nacheinander alle 96 Kanäle von diesem einen ADC-Chip digitalisiert werden. Daraus ergibt sich die relativ lange Konversionszeit von $265 \mu\text{s}$. Das Modell 1885F weist allerdings noch eine zusätzliche Eigenschaft auf. Zum Konvertieren wird die sog. Dual-Range-Technik verwendet. Dazu wird das eingehende Signal in drei Zweige aufgeteilt. $8/10$ des Stromes gehen in den *Low*-Kanal, $1/10$ in den *High*-Kanal und $1/10$ in einen Referenzkanal zur internen Pedestal-Korrektur. Die Ströme laden im *Low*- und *High*-Kanal jeweils einen Kondensator auf, dessen Spannungswert nach Ende des Gates digitalisiert wird und die (ungeeichte) Energie liefert. Mit Hilfe zweier Diskriminatoren entscheidet die ADC-interne Logik, welcher von den beiden Kanälen digitalisiert wird. Da ein Faktor acht genau drei Bit entspricht, wird das Modell 1885F auch häufig als 15-Bit-ADC bezeichnet. Durch diese Dual-Range-Technik kann mit einem ADC das erreicht werden, was beim alten Aufbau durch ein doppeltes ADC-System realisiert wurde: Die Abdeckung eines großen Energiebereiches und gleichzeitig eine hohe Energieauflösung bei kleinen Energien. Eine Auflistung der technischen Daten der beiden Modelle befindet sich in Tabelle 6.2.

Bezeichnung	1881M	1885F
Anzahl Kanäle	64	96
Auflösung [Bit]	13	12/15 (dual range)
Ladung/Count [fC]	50	50/400
Nominal Gate [ns]	50 - 500	50 - 2000
Konversionszeit [μs]	12	265
Pedestal-Unterdrückung	Ja	Nein

Tabelle 6.2: Technische Daten der LeCroy Fastbus-ADC-Modelle 1881M und 1885F.

Ebenso wie die FERA-ADCs besitzt das Modell 1881M die Möglichkeit einer hardwareseitigen Pedestal-Unterdrückung, so daß nur die Kanäle ausgelesen werden müssen, die auch einen Eintrag haben. Das Modell 1885F besitzt diese Eigenschaft nicht, so daß eine Unterdrückung von Pedestals softwaremäßig vorgenommen werden muß.

Zur Durchführung der erforderlichen Tests stellte uns die Firma LeCroy ein Modul vom Typ 1881M zur Verfügung. Ein Modul vom Typ 1885F konnte von der ELAN-Gruppe ausgeliehen werden.

6.2.2 Test der Gate-Längen

Der erste Punkt auf dem Testprogramm war die Untersuchung, ob die ADCs ohne Einbußen in der Funktionalität auch mit längeren Gate-Zeiten betrieben werden können. Der zugehörige Testaufbau ist in Abb. 6.1 wiedergegeben. Die Signale der Photodiode eines CsI(Tl)-Kristalls werden über ein Barrelkabel auf einen Shaper und anschließend auf den Test-ADC gegeben. Zum Triggern werden zwei Photomultiplier mit Szintillatoren verwendet, die an verschiedenen Stellen über und unter dem stehenden oder liegenden Kristall angebracht werden konnten. Aus der Koinzidenz der beiden Röhrensingale wird unter Berücksichtigung der bereits erwähnten Trigger-Box mit einem Gategenerator ein $6 \mu\text{s}$ langes Gatesignal für den ADC erzeugt. Dieses Gate wird mittels eines Delays so abgestimmt, daß es mit dem Signal aus dem Shaper zeitlich

überlappt. Hat ein Ereignis stattgefunden, wird der ADC ausgelesen und der Trigger wieder geöffnet. Mit diesem Aufbau wird das Energiespektrum der Höhenstrahlung aufgenommen. Zur Aufnahme von Pedestals¹ wird zum Triggern eine Clock oder ein Rauschgenerator verwendet, da dadurch höhere Triggerraten und damit höhere Ausleseraten möglich sind als mit Cosmics.

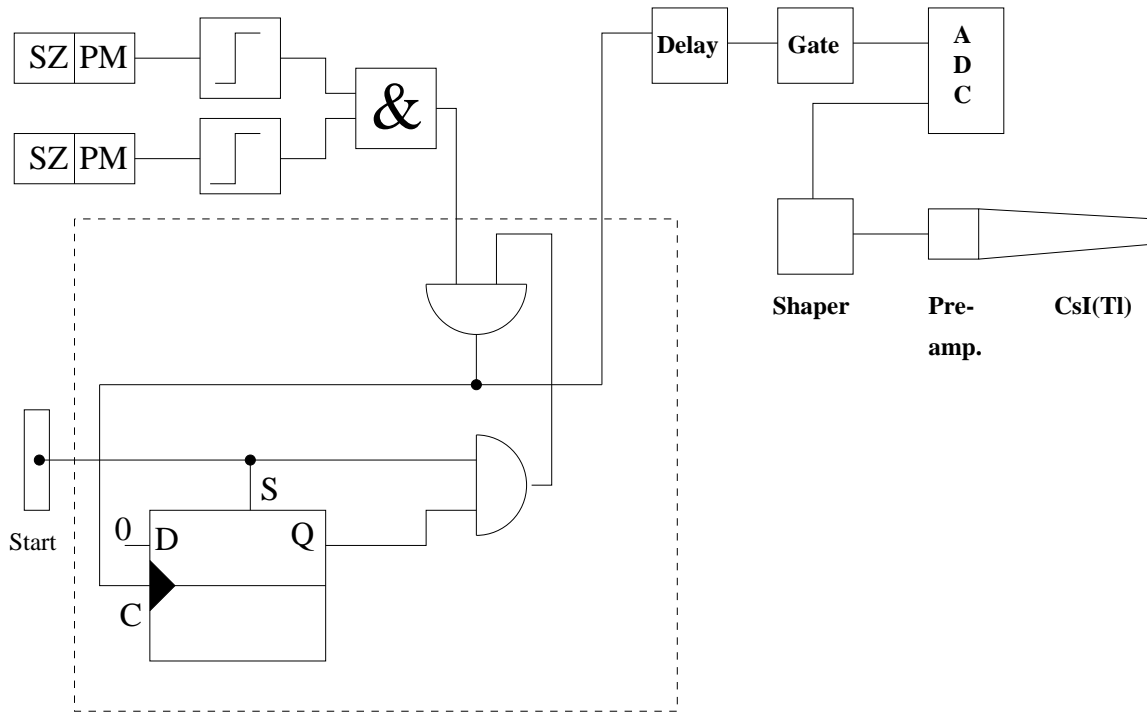


Abbildung 6.1: Testaufbau zur Bestimmung der Eigenschaften der Module 1881M und 1885F bei Gate-Längen außerhalb der Spezifikation. Der gestrichelt umrahmte Bereich stellt die Trigger-Box dar, die bereits im vorangegangenen Kapitel erwähnt wurde.

Für mehrere Kanäle wurden nun die Pedestals in Abhängigkeit von der Gate-Länge bestimmt. Dazu wurde das Gate von 500 ns bis 6 μ s (bzw. 7 μ s) in Schritten von 500 ns variiert und jeweils 2000 Ereignisse aufgenommen. Abb. 6.2 zeigt, wie sich Schwerpunkt und Breite der Pedestals in Abhängigkeit von der Gatelänge verändern.

Mit größer werdender Gatelänge verschieben sich die Pedestals zu höheren Werten hin und ihre Breite wird größer. Die Pedestals selber besitzen bei allen Gatelängen eine gaußförmige Verteilung.

Die Abhängigkeit des Schwerpunktes von der Gatelänge kann recht gut durch eine Gerade beschrieben werden. Vergleiche der einzelnen ADC-Kanäle untereinander zeigten, daß die Steigung dieser Geraden von Kanal zu Kanal stark variiert und bei manchen Kanälen sogar negativ ist. Dies führt dann zu dem Effekt, daß die Gerade einen Nulldurchgang haben kann. Das bedeutet, daß ab einer bestimmten Gatelänge das Pedestal immer null ist (negative ADC-Werte gibt es nicht). Da dies immer erst bei Gatelängen deutlich größer als 2 μ s auftrat, ist anzuneh-

¹Der Ausdruck Pedestal bezeichnet, was ein ADC mißt, wenn die zu messenden Signale fehlen, also das elektronische Rauschen des ADCs, der Photodiode und anderer zwischengeschalteter Module sowie alles, was über die Kabel eingefangen wird.

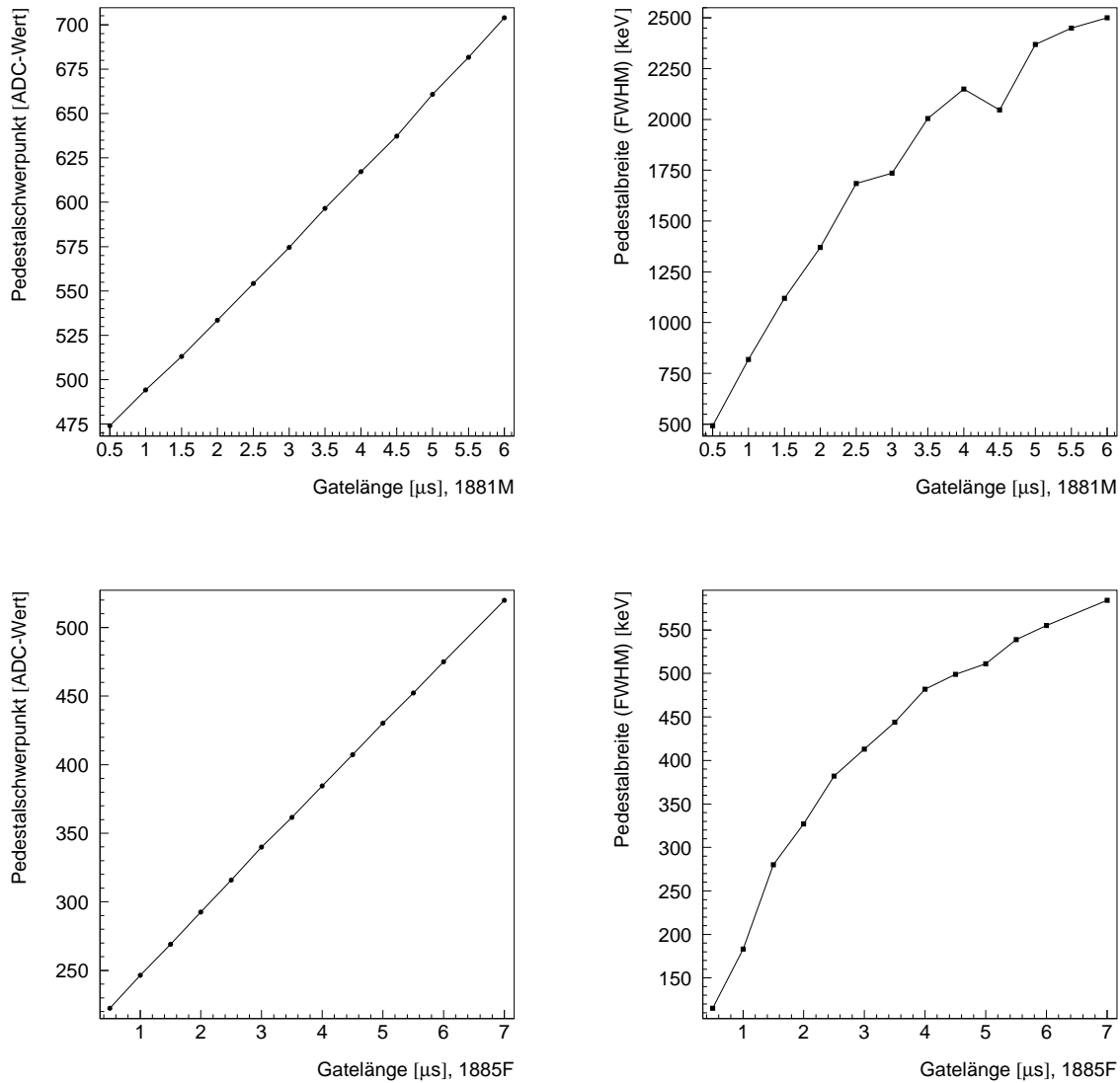


Abbildung 6.2: Breite und Schwerpunkt des Pedestals in Abhängigkeit von der Gate-Länge.

men, daß hier der Grund liegt, daß die ADCs für eine maximale Gatelänge von $2 \mu\text{s}$ spezifiziert sind.

Dies stellt allerdings für die Verwendung am Crystal-Barrel aus folgendem Grund kein Problem dar: Die Shaper besitzen für jeden Kanal ein Potentiometer, mit denen (innerhalb eines gewissen Bereiches) ein DC-Offset eingestellt werden kann. Damit ist es möglich, zum einen die Kanäle, für die das Pedestal immer null ist, auf einen Wert größer null einzustellen, zum anderen können so die Pedestals sämtlicher Kanäle auf einen gemeinsamen Wert eingestellt werden. Dieser gemeinsame Wert sollte sinnvollerweise möglichst klein sein, um nicht einen großen Energiebereich des ADCs zu “verschenken“. Liegt das Pedestal z. B. bei einem Wert von 1000 und hat der ADC 12 Bit Auflösung, das entspricht einem maximalen Wert von $2^{12} - 1 = 4095$, so ist nur der Bereich von 1000 bis 4095 nutzbar, da unterhalb des Pedestals niemals ein Wert liegen kann. Sämtliche Einstellungen der Pedestals haben bis jetzt gezeigt, daß der Regelbe-

reich der Potentiometer in den Shapern groß genug ist, um alle Kanäle auf einen gemeinsamen kleinen Wert einzustellen.

Obige Tests wurden mit den beiden geliehenen Modulen 1881M und 1885F durchgeführt. Diese Module haben ECL-Eingänge und damit einen Abschlußwiderstand von 110Ω . Da die Signalkabel von den Shapern zu den ADCs aber Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand von 50Ω sind, bedeutet dies eine Fehlanpassung. Um die Eingänge der ADCs auf 50Ω umzustellen, müssen auf den Platinen der ADCs Brücken eingelötet werden. Dies war aus verständlichen Gründen an den geliehenen Modulen nicht möglich. Nach Anschaffung der ADCs wurden die Module umgebaut und sämtliche Messungen wiederholt. Es zeigte sich, daß die alten Messungen reproduziert werden konnten, mit dem einzigen Unterschied, daß sämtliche Pedestals nun deutlich schmaler waren. Bei einer Gatelänge von $6 \mu\text{s}$ lag die Breite der Pedestals (σ) bei 2–3 ADC-Counts, was einer Energieauflösung von 120–180 keV entspricht. Nach Installation der Elektronik in der ELSA-Halle konnte keine Verbreiterung der Pedestals aufgrund von Störeinflüssen oder anderen Effekten festgestellt werden.

6.2.3 Stabilität der Pedestals und Temperaturverhalten

Das Ziel ist es, aus den ADC-Werten später durch eine Kalibration Energiewerte zu erhalten. Um dies zu erreichen, muß im ersten Schritt von jedem gemessenen ADC-Wert das zugehörige Pedestal abgezogen werden, da ein ADC-Wert, der den Wert des Pedestals hat, einer Energie von null entspricht. Daher ist es wichtig, für jeden Kanal das Pedestal zu kennen. Zu diesem Zweck gibt es spezielle *Pedestal-Runs*, die genau diese Aufgabe erfüllen. Es stellt sich nun die Frage, wie stabil diese Pedestals sind. Genügt es, einmal am Tag die Pedestals zu bestimmen, oder führen Effekte wie z. B. Temperaturschwankungen dazu, daß dies alle fünf Minuten durchgeführt werden muß?

Um diese Frage beantworten zu können, wurden zahlreiche Tests unter verschiedenen Bedingungen durchgeführt. Bei Messungen im CB-Labor des ISKP konnte eine starke Temperaturabhängigkeit der Pedestals festgestellt werden. So ist nach Einschalten der Fastbuscrates ein deutlicher Zusammenhang zwischen Drift der Pedestals und Erwärmung der Module zu erkennen. Nach einer Warmlaufphase von mehreren Stunden zeigte sich jedoch, daß selbst ohne Kühleinrichtung und Temperaturstabilisierung eine Veränderung der Pedestals von nur 2–3 ADC-Werten pro Stunde auftritt (Abb. 6.3). Vergleiche mehrerer ADC-Kanäle untereinander zeigten, daß sämtliche Schwankungen in allen gemessenen Kanälen gleichzeitig auftraten. Eine zusätzliche Tag-Nacht-Schwankung überlagerte sich diesen Messungen und hatte ihre Ursache darin, daß die Messungen im Sommer durchgeführt wurden. Tagsüber heizte sich der Raum durch die Sonnenbestrahlung auf und führte zu einer messbaren Tag-Nacht-Schwankung der Pedestals. Bei eingeschalteter Klimaanlage konnte dieser Effekt nicht mehr beobachtet werden. Um diese Schwankungen während des Einsatzes beim Experiment zu vermeiden, wurde das Rack, das die Fastbuscrates enthält, mit einer zentralen Rackkühlung ausgestattet. Dazu sitzt an der obersten Position im Rack ein mit Wasser gespeistes Kühlaggregat, das über einen Wärmetauscher die im Rack zirkulierende Luft kühlt. Ein großer Lüfter bläst die gekühlte Luft in die doppelten Wände des Racks, in denen sich Luftaustrittsöffnungen für die einzelnen Crates befinden. Dadurch wird sichergestellt, daß sämtliche Crates in einem Rack mit Kühlluft gleicher Temperatur versorgt werden. Ein Regelkreis im Kühlaggregat sorgt dafür, daß bei

schwankender Temperatur des bereitgestellten Kühlwassers die Temperatur der Kühlluft für die Crates konstant bleibt. Ein weiterer Vorteil dieser zentralen Kühlung ist, daß die Kühlluft nur innerhalb eines Racks zirkuliert und keine Luft von außen angesaugt wird. Dadurch ist die Verschmutzung der Elektronikmodule durch Staub sehr gering.

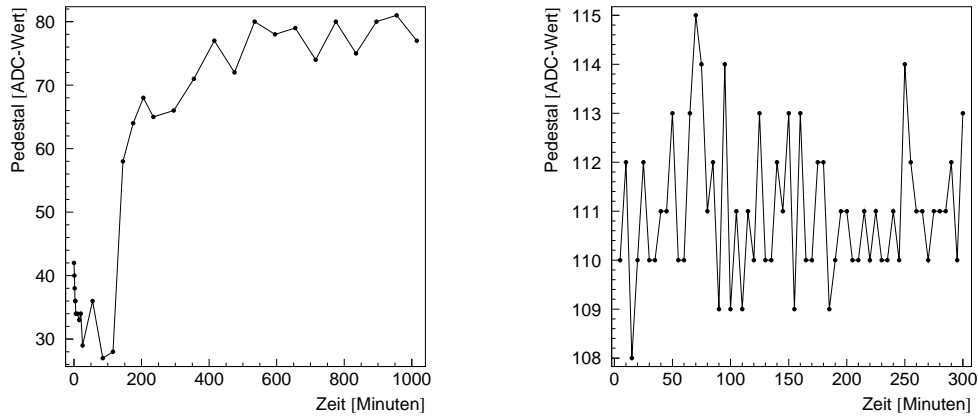


Abbildung 6.3: Temperaturverhalten des Moduls 1885F, gemessen im CB-ELSA-Labor. Links: Driftverhalten in der Warmlaufphase, rechts: Driftverhalten nach 6 Stunden Betrieb. Zu beachten ist die unterschiedliche Skalierung der y-Achse.

Nach der vollständigen Installation des Crystal-Barrel-Detektors, der Elektronik und der Kühleinheiten wurden die Messungen zur Pedestaldrift wiederholt. Dazu wurden sämtliche relevanten Elektronik- und Kühleinrichtungen am Abend vorher eingeschaltet, so daß davon ausgegangen werden kann, daß alle Geräte ihre Betriebstemperatur erreicht haben und sich ein Temperaturgleichgewicht eingestellt hat. Abb. 6.4 zeigt die Differenz zweier Pedestal-Messungen, die im Abstand von vier Stunden durchgeführt wurden.

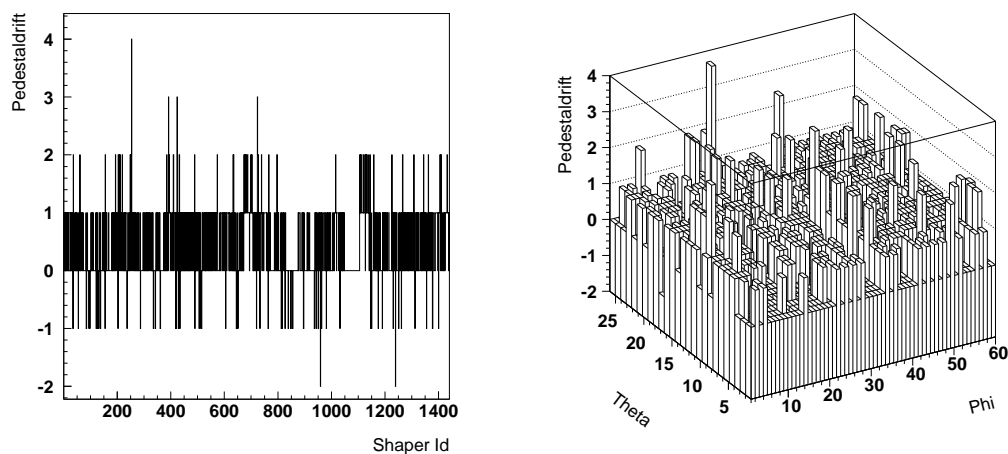


Abbildung 6.4: Temperaturverhalten der Pedestals aller Kanäle, gemessen in der Phoenix-Halle. Links: Lineare Darstellung in Abhängigkeit vom Shaper-Index, rechts: Darstellung als Kristallmatrix.

Die linke Abbildung zeigt die zeitliche Veränderungen des Pedestals als Funktion des Shaper-Index². In dieser Darstellung lassen sich Veränderungen, die durch ein Shaper-Modul oder durch ein Crate verursacht werden, leicht herausfinden, da immer eine ganze Gruppe nebeneinander liegender Kanäle davon betroffen ist. Die Barrelmatrix-Darstellung bietet den Vorteil, daß sie Veränderungen sichtbar macht, in denen einzelne Sektoren oder Gruppen von Kristallen beteiligt sind.

Die Messungen zeigen, daß die Pedestals unter den geschilderten Bedingungen so stabil sind, daß eine erneute Bestimmung mittels *Pedestal-Runs* in größeren Abständen ausreichend ist. Die Breite der Pedestals (Sigma) liegt zwischen zwei und drei ADC-Werten, was einer Energie von 120 – 180 keV entspricht. Das äquivalente Rauschen für den Aufbau am LEAR war mit $\sigma = 220$ keV angegeben.

6.2.4 Linearitätstest

Wichtig für die Kalibrierung der ADCs ist, daß der Zusammenhang zwischen ADC-Wert und Fläche des integrierten Signals (vom Photon im Kristall deponierte Energie) linear ist. Die Überwachung und Protokollierung der Linearität des Gesamtsystems wird während des Experiments vom Lichtpulsersystem [26] übernommen. Für die Auswahl der ADCs war es wichtig, daß sie auch bei einem Gate von $6 \mu\text{s}$ Länge linear sind. Um diese Frage zu klären, wurde der in Abb. 6.5 dargestellte Versuchsaufbau realisiert. Erste Voraussetzung für eine brauchbare Messung ist die Erzeugung eines gleichverteilten Energiespektrums. Ist dies nicht gewährleistet, so ist keine Aussage über das vom ADC gemessene Spektrum möglich.

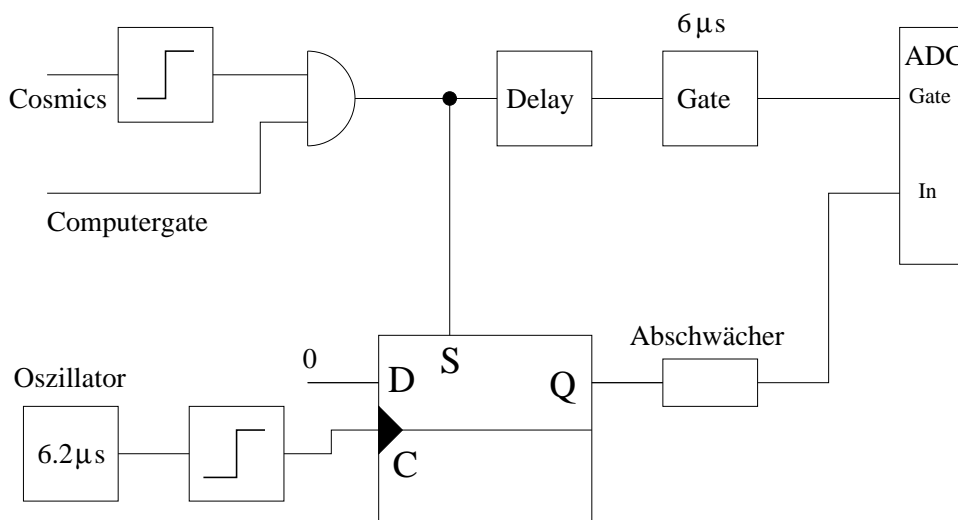


Abbildung 6.5: Prinzipieller Aufbau zum Test der Linearität der Module 1881M und 1885F.

Als Triggersignal wurden hier wiederum Cosmics verwendet, da sie den Vorteil haben, daß aufeinanderfolgende Ereignisse zeitlich absolut unkorreliert sind. Ist der Trigger mittels des *Computer-enable*-Eingangs freigegeben, so erzeugt er über eine Delay-Unit und einen Gate-Generator ein $6 \mu\text{s}$ langes Gate, das auf den ADC geführt wird. Zusätzlich setzt er über den

²Der Shaper-Index ist eine Durchnummerierung der einzelnen Kanäle des Crystal-Barrel entsprechend der Zuordnung zu den einzelnen Shaperkanälen.

Set-Eingang eines D-Flip-Flops den Q-Ausgang auf logisch *high*. Dieser Ausgang wird nun über einen Abschwächer, der die Signalamplitude auf den Energiebereich des ADCs anpaßt, auf den ADC gegeben. Die entscheidende Komponente ist ein Oszillator, der mit einer Frequenz läuft, die so eingestellt ist, daß die Schwingungsdauer leicht größer ist als die Gate-Länge. Dieses Oszillatorsignal wird diskriminiert und setzt über den *Clock*-Eingang das D-Flip-Flop zurück. Da dieser Oszillator zeitlich absolut unabhängig zu den Triggersignalen der Cosmics läuft, besteht keine zeitliche Korrelation zwischen dem Setzen und dem Zurücksetzen des Flip-Flops. Damit variiert die Länge des Signals am Q-Ausgang zwischen 0 und $6.2 \mu\text{s}$. Bedingt durch interne Laufzeiten des Flip-Flops und die Tatsache, daß nicht beliebig kurze Signale am Q-Ausgang erzeugt werden können, beträgt die minimale Signallänge nicht null, sondern einige Nanosekunden. Durch diesen Aufbau variiert das Signal, welches auf den ADC geht, zwar nicht in der Amplitude, aber in der Länge. Da der ADC ein ladungsintegrierender ADC ist, mißt er die Fläche unter dem Signal und damit ein gleichverteiltes Energiespektrum. Die mit diesem Aufbau gemachten Messungen sind in Abb. 6.6 wiedergegeben.

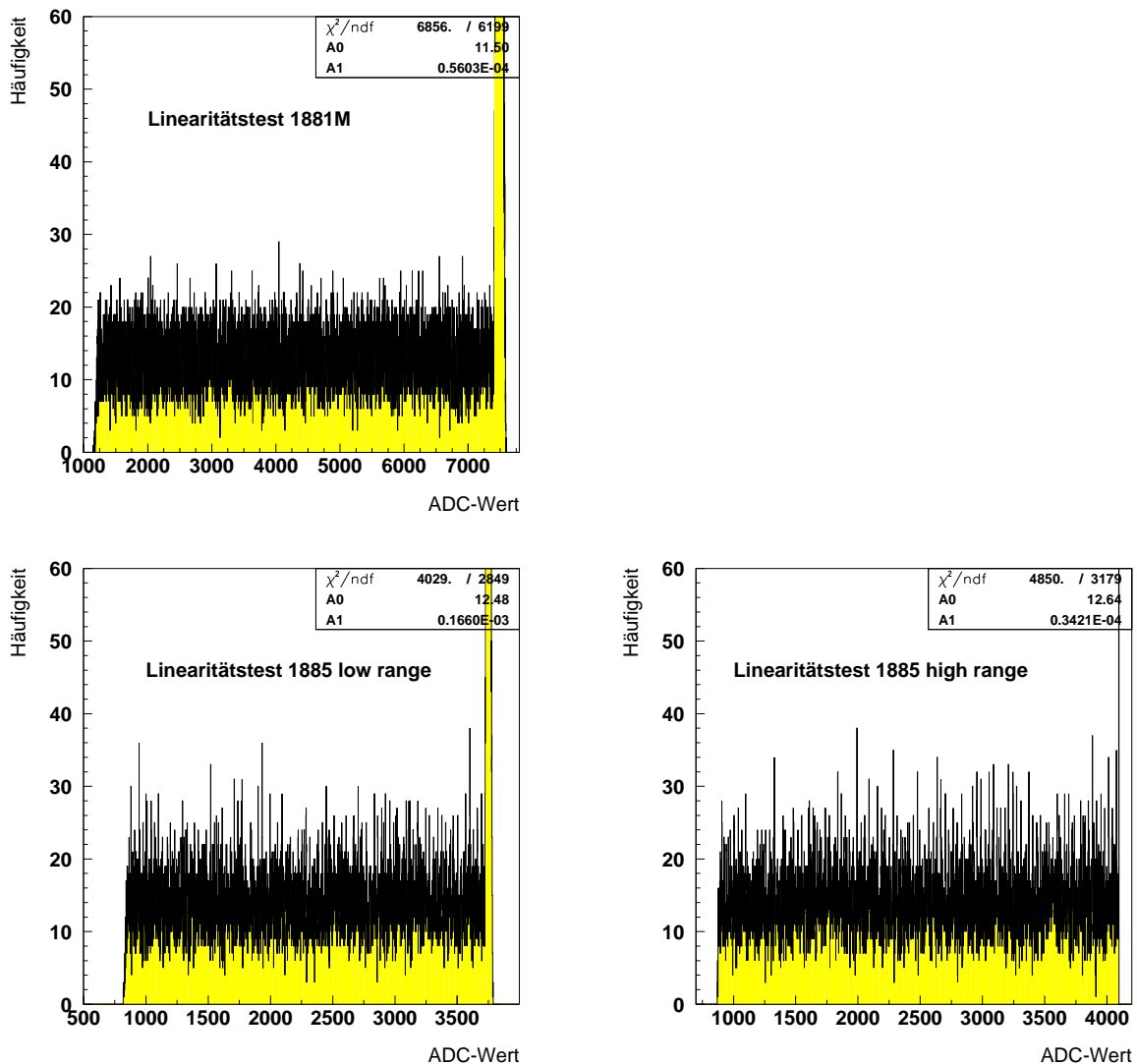


Abbildung 6.6: Test der Linearität der Module 1881M und 1885F.

Da das Modul 1885F eine Dual-Range-Technik verwendet, wurden die Messungen sowohl im *Low-Range* als auch im *High-Range* durchgeführt. Zur Überprüfung der Linearität wurden an die Verteilungen Anpassungen mit einem Polynom 1. Ordnung durchgeführt. Diese Geraden sind in den Abbildungen eingezeichnet, lassen sich aber aufgrund des feinen Binnings nicht erkennen. Der Peak am Ende der Plots kommt dadurch zustande, daß die Schwingungsdauer des Oszillators leicht größer ist als die Gate-Länge für den ADC. Dadurch häufen sich die Ereignisse, in denen während der Gatezeit das Flip-Flop nicht zurückgesetzt wird.

Die Ergebnisse der Anpassung sind in Tabelle 6.3 zusammengefaßt.

	1881M	1885F (low)	1885F (high)
a_0	11.5	12.5	12.6
a_1	$0.56 \cdot 10^{-4}$	$0.17 \cdot 10^{-3}$	$0.34 \cdot 10^{-4}$

Tabelle 6.3: Ergebnisse der Anpassung eines Polynoms erster Ordnung an die Messdaten.

Aufgrund der höheren Anzahl von Kanälen pro Modul und des dadurch erheblich günstigeren Preises sowie der Dual-Range-Technik, fiel die Entscheidung über den Kauf der ADCs zugunsten des Modells 1885F. Die längere Konversionszeit wurde dabei in Kauf genommen.

6.2.5 Bestimmung der Abschwächerwiderstände

Wie bereits im Kapitel *Frontend-Elektronik* erwähnt, werden die Signale aus den Shapern über eine Adapterkarte auf die ADCs geführt. Diese Adapterkarte steckt direkt auf den Eingängen der ADCs und erfüllt zum einen die Funktion, die Kabel in einer geordneten Weise auf die ADC-Anschlüsse umzusetzen, zum anderen sind auf dieser Adapterkarte Abschwächerglieder enthalten. Durch Wahl des Widerstandswertes der Abschwächer wird der vom ADC abgedeckte Energiebereich eingestellt. Zur Bestimmung dieser Werte, wurden mit Hilfe des in Abb. 6.1 gezeigten Versuchsaufbaus Messungen mit Cosmics durchgeführt. Ein Myon, das einen CsI(Tl)-Kristall in der vollen Länge (30 cm) passiert, deponiert in ihm eine Energie von 167 MeV. Daraus läßt sich der Energieverlust pro cm bestimmen. Durch Messung an einem stehenden und einem liegenden Kristall kann eine Eichung des ADCs vorgenommen werden. Da die Rate der Höhenstrahlung bei einem stehenden Kristall aufgrund des geringen abgedeckten Raumwinkels extrem klein ist, ergibt sich selbst bei einer Messung von mehreren Tagen eine zu geringe Statistik. Hilfreich hierbei ist, daß die Kristalle unterschiedliche Dicken zu Beginn und am Ende aufweisen. So kann an einem liegenden Kristall durch Messung an diesen beiden Stellen mit erträglichen Raten eine erste Energieeichung durchgeführt werden (siehe Abb. 6.7).

Zu diesem Zweck werden zwei Photomultiplier mit Szintillatorflächen von 1 cm x 2 cm über und unter dem liegenden Kristall angebracht und bei einer Koinzidenz der beiden diskriminierten Röhrensignale der Kristall mit dem ADC ausgelesen. Durch die unterschiedlichen Dicken an den beiden Positionen wird von den Myonen im Falle von 3.2 cm eine Energie von 17.8 MeV deponiert, im Falle von 5.5 cm eine Energie von 30.6 MeV. Die für diese beiden Dicken aufgenommenen Energie-Spektren sind in Abb. 6.8 wiedergegeben. Die Daten sind bereits pedestal-unterdrückt, so daß der Rausch-Peak bei null liegt und nur noch die rechte Hälfte der Gauß-Verteilung sichtbar ist.

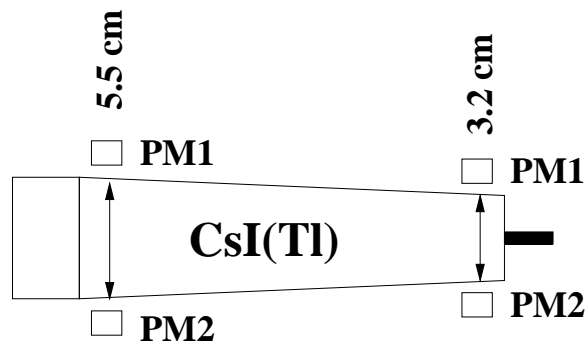


Abbildung 6.7: Messung von Cosmics an einem liegenden CsI(Tl)-Kristall. Als Trigger zur Auslese des Kristalls wird eine Koinzidenz von Photomultiplier 1 und Photomultiplier 2 verlangt.

Der zu bestimmende Abschwächerwiderstand sollte so gewählt werden, daß mit den ADCs ein Energiebereich bis 2 GeV abgedeckt wird. Die Messung mit Cosmics am Anfang und am Ende eines Kristall liefert zwei ADC-Werte für die Energien 17.8 MeV und 30.6 MeV, wodurch eine Gerade bestimmt ist, die auf eine Energie von 2 GeV extrapoliert werden muß. Der verwendete Widerstand muß nun so gewählt sein oder variiert werden, daß der zugehörige ADC-Wert dem Maximalwert von 4095 entspricht. Es ist klar, daß diese Methode nicht sehr genau ist, aber für eine grobe Einstellung des Energiebereiches reicht sie aus. Die ersten Messungen mit noch nicht kalibrierten Kristallen zeigten, daß der π^0 -Peak bei einer invarianten Masse von ungefähr 180 MeV (anstatt 135 MeV) liegt, so daß der Energiebereich mit dieser Methode recht gut eingestellt wurde.

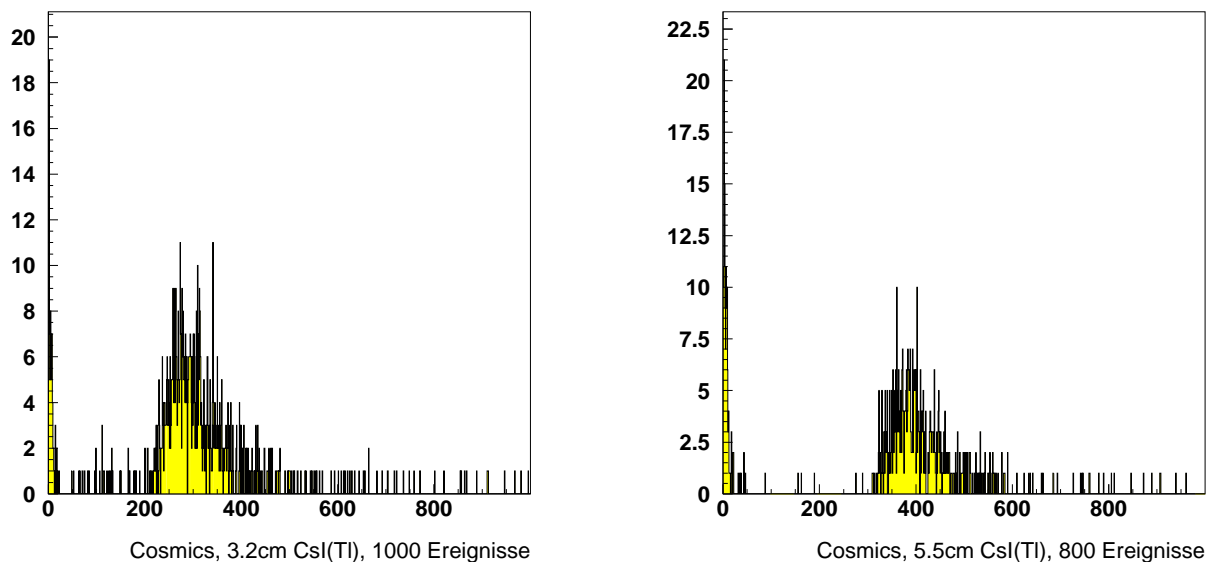


Abbildung 6.8: Energieverteilung von Cosmics bei Durchgang durch 3.2 cm CsI(Tl) (links) und 5.5 cm (rechts).

6.3 Aufbau des ADC-Systems

Da der Crystal-Barrel mechanisch in zwei Hälften (upstream und downstream) unterteilt ist, wurde beschlossen, die ADCs auf zwei Fastbuscrates, die je einer Barrelhälfte zugeordnet sind, zu verteilen. Dies hat den Vorteil, daß jeder zweite Slot im Fastbusrate freigelassen werden kann, wodurch eine bessere Kühlung der Module gewährleistet ist. Zusätzlich bleibt im Frontbereich der ADCs mehr Platz für die Kabelzuführungen. Ein weiterer Vorteil dieser Aufteilung ergibt sich daraus, daß die Auslese des Crystal-Barrel auf zwei Crates verteilt und damit parallelisiert wird. Dies verringert die Auslesezeit und erhöht damit die maximale Datenrate.

Für die 1380 Kristalle ergeben sich aufgrund einiger Leerkanäle in den Kabeln eine Anzahl von 1440 Kanälen. Somit sind, bedingt durch die Verteilung auf zwei Fastbus-Crates, insgesamt 16 ADCs erforderlich. Abb. 6.9 gibt den Aufbau des ADC-Systems zur Auslese einer Barrel-Hälfte wieder. Eingezeichnet sind die acht ADCs sowie die erforderliche Ausleseelektronik, die im nächsten Kapitel genauer besprochen wird.

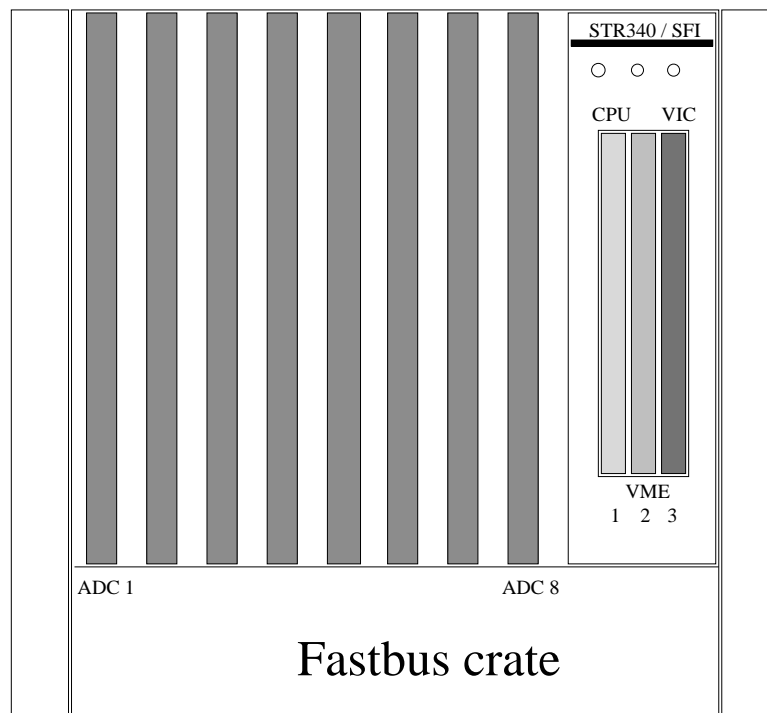


Abbildung 6.9: Aufbau des ADC-Systems zur Auslese einer Barrel-Hälfte.

Auf der Frontseite der ADCs aufgesteckt befinden sich die bereits erwähnten Adapterplatten. Diese sind über ein seitliches Blech mit dem ADC zu einer Einheit verschraubt. Um die Kabel auf die Adapterplatten zuführen zu können und die Platten vor mechanischen Beanspruchungen zu schützen, wurden im Rahmen einer Diplomarbeit auf die Zuleitungskabel angepasste Kabelhalter mit Zugentlastungsfunktion konstruiert. Diese Halter sind außerdem so beschaffen, daß im Falle eines defekten ADCs nur dieser abgekabelt werden muß, alle anderen Verbindungen aber bestehen bleiben können. Somit ist während des Experiments ein schneller Austausch eines defekten ADCs möglich.

Eine Zusammenfassung der wichtigsten Analogelektronikdaten vom Vorverstärker bis hin zu den ADCs ist in Tabelle 6.4 wiedergegeben.

Vorverstärker Gain	1900 Photoelektronen/MeV
Kabelabschwächung	3.7 dB
Shaper Timing	90% des Signals nach 6 μ s
Abschwächer (Adapter)	12 dB
Empf. des ADC (low/high)	50/400 fC/Count
Energieverhältnis (low range)	16.4 Kanäle/MeV
Energieverhältnis (high range)	2.05 Kanäle/MeV

Tabelle 6.4: Zusammenfassung der Analogelektronik-Daten.

Kapitel 7

Die Auslese des Crystal-Barrel

Die Auslese des Crystal-Barrel (oft Readout genannt) stellt die Verbindung zwischen den ADCs und der Datenakquisition (DAQ), die für die Weiterleitung und Speicherung der Daten zuständig ist, dar. Da das Konzept der DAQ in entscheidendem Maße die Auswahl der Komponenten zur Auslese der ADCs mitbestimmt, gibt das nächste Kapitel einen kleinen Überblick über die Datenakquisition.

7.1 Die Datenakquisition

Die Signale, die ein Detektor erzeugt, werden in der Regel auf Elektronik-Module gegeben, die diese auf verschiedene Arten digitalisieren. Als Beispiele seien ADCs für Energiemessungen, TDCs für Zeitmessungen oder Scaler für Ratenmessungen aufgeführt. Alle diese Informationen werden von der Datenakquisition gesammelt, zu einem Ereignis zusammengebaut und auf einem Medium abgespeichert. Abb. 7.1 zeigt den schematischen Aufbau der DAQ am CB-ELSA-Experiment. Da die Anzahl der auszulesenden Module und damit die Datenmenge pro Ereignis recht hoch ist, wird die Detektorauslese auf mehrere Rechner verteilt. Jeder Subdetektor (Tagger, Innendetektor, Crystal-Barrel 1, Crystal-Barrel 2, TOF-Wand) erhält einen eigenen Rechner, einen sog. **lokalen Eventbuilder**, der für die Auslese seiner Detektorkomponente zuständig ist. Dadurch wird die Auslese parallelisiert und die Auslesezeiten reduziert. Die Daten der lokalen Eventbuilder werden dann von einem weiteren Rechner, dem **globalen Eventbuilder**, gesammelt und zur Speicherung an den **Eventsaver** weitergeleitet. Dieser verpackt die Daten in ein bestimmtes Format, im Falle des CB-ELSA-Experiments ist dies das **Cebra-Format**, bevor sie auf Platte oder Band gespeichert werden. Der globale Eventbuilder ist das zentrale Element der DAQ und ist nicht nur für das Sammeln und die Weiterleitung der Daten zuständig, sondern übernimmt die komplette Steuerung der lokalen Eventbuilder sowie des Eventsavers. Für detaillierte Informationen über die DAQ sei auf die entsprechende Diplomarbeit hingewiesen [27].

Die lokalen Eventbuilder sind VME-Bus-CPU's (Motorola 68040) der Firma FORCE, die unter dem Realtime-Betriebssystem OS-9 betrieben werden. Damit können nicht nur VME-Bus-Module, sondern über einen CAMAC-Branch-Driver auch CAMAC-Module ausgelesen werden. Da die lokalen Eventbuilder auf einzelne Crates verteilt sind und es im VME-Bus keine direkte Möglichkeit einer vertikalen Verbindung (Verbindung von einem Crate zu einem anderen) gibt, geschieht der Datentransfer und die Kommunikation mit dem globalen Eventbuilder

über ein VME-Bus VIC-Modul der Firma CES. Dieses VIC-Modul besitzt einen 32 Bit breiten Datenbus und erlaubt es, von einem VME-Bus-Crate aus auf ein VIC-Modul, oder auch jedes andere Modul in einem anderen VME-Bus-Crate zuzugreifen. Außerdem besteht die Möglichkeit, über Interrupts und Mailboxen Signale und Nachrichten zu versenden.

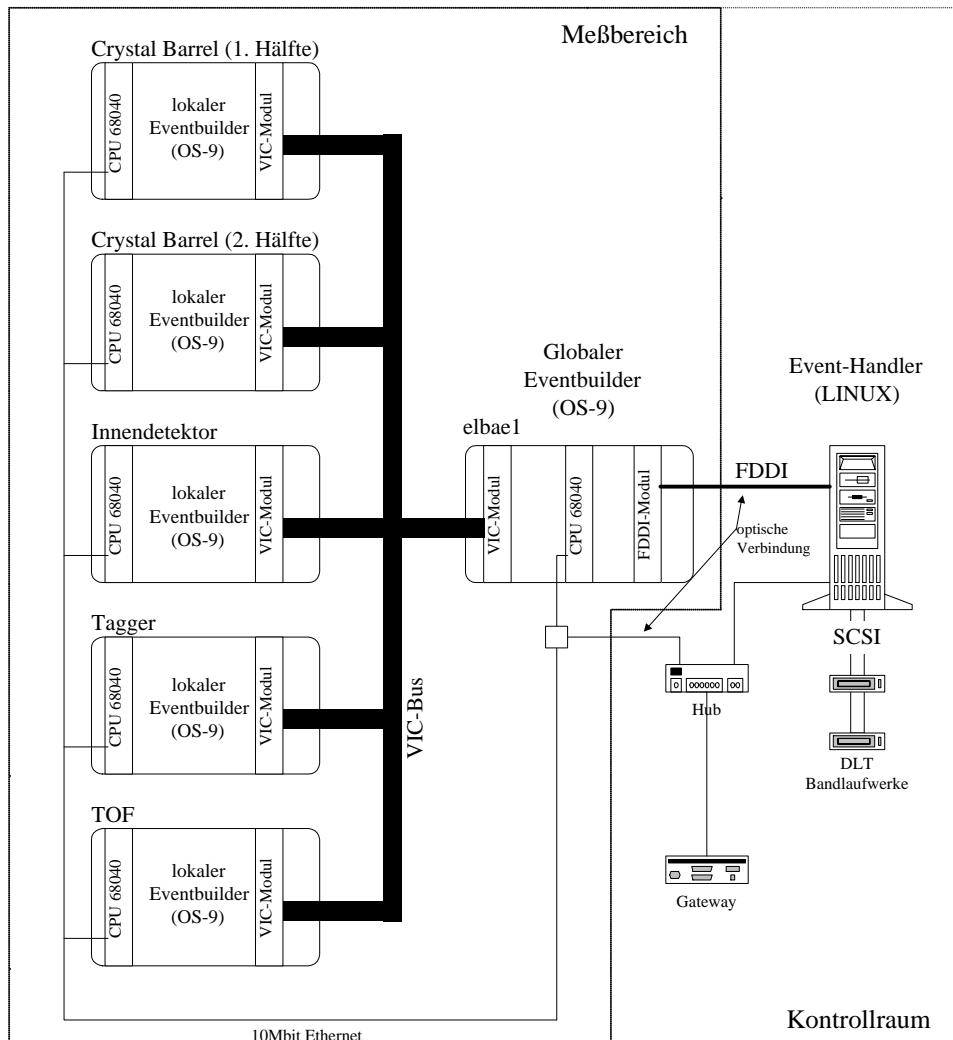


Abbildung 7.1: Aufbau der Datenakquisition des CB-ELSA-Experiments.

7.2 Das Fastbus-Interface SFI

Die VME-Bus-CPU's sowie die VIC-Module wurden vom alten Aufbau am LEAR übernommen. Da am LEAR-Aufbau keine Fastbus-Module verwendet wurden, war kein passendes Interface für eine Verbindung zwischen VME und Fastbus vorhanden. Zur Auslese der ADCs mit einer Standard VME-CPU wurden Fastbus-Sequencer des Typs STR340/SFI der Firma Struck als Fastbus Buffered Interconnect (**BI**) (siehe Anhang Bussysteme) beschafft. Diese werden als Module in das Fastbus-Crate eingesetzt und können ihrerseits nun wiederum drei VME-Bus-Module aufnehmen (siehe Abb. 6.9). Von einer VME-Bus-CPU aus kann dann über den

VME-Bus der Sequencer gesteuert werden. Dieser führt, entsprechend den übertragenen Befehlen, die zugehörigen Aktionen auf dem Fastbus oder auf sich selbst aus. Ein Blockschaltbild des Sequencers befindet sich in Abb. 7.2.

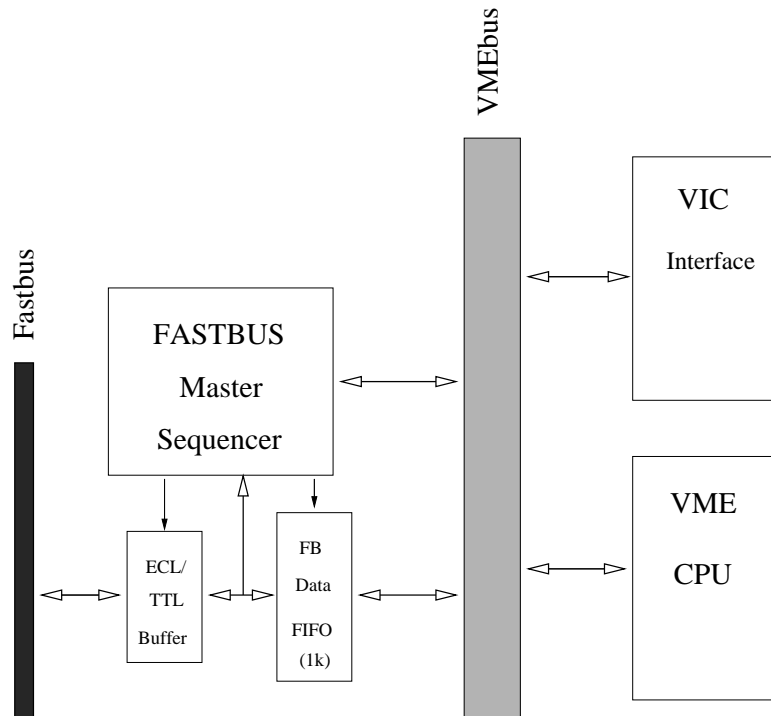


Abbildung 7.2: Blockdiagramm des Fastbus Interface SFI.

Dieser Fastbus-Sequencer besitzt eine Reihe von Eigenschaften, die in der folgende Liste erläutert werden:

- 'Key Address' Technik. Mit diesem Begriff wird eine bei VME-Bus-Modulen übliche Technik bezeichnet. Durch das Ansprechen vordefinierter Adressen führt das Modul die zugeordnete Funktion aus. Die Datenleitungen können beliebige Werte enthalten, da sie nicht interpretiert werden.
- Sequencer List RAM¹. Zur Ausführung einer bestimmten Aktion auf dem Fastbus (z.B. zur Auslese von acht ADCs) ist eine Reihe von Befehlen notwendig, die feststehen und sich nicht bei jedem erneuten Aufruf ändern. Zu diesem Zweck werden die Befehle als Liste in einem RAM auf dem Sequencer abgespeichert. Zur Ausführung dieser Liste ist dann nur noch ein Befehl notwendig.
- 'Decoupling' FIFO². Da Fastbus und VME zwei verschiedene asynchrone Bussysteme sind, kann es zu Wartezeiten kommen, wenn Zugriffe von VME nach Fastbus und umgekehrt durchgeführt werden. Aus diesem Grund enthält der Sequencer einen FIFO, der die Transfers zwischen den beiden Systemen entkoppelt.

¹Random Access Memory

²First In First Out

- DMA³-Controller mit 32- und 64-Bit-Blocktransfer. Der Sequencer besitzt einen eingebauten DMA-Controller und ist somit in der Lage, Datentransfers über VME als Master durchzuführen. Beispiel: Zur Auslese der ADCs wird zuerst dem Sequencer eine Adresse mitgeteilt, wo die Daten hinschreiben sind und anschließend die Liste "ADCs auslesen" aufgerufen. Der Sequencer liest dann die ADCs aus und transferiert selbständig die Daten über den VME-Bus an die angegebene Adresse. Die FORCE-CPU führt den Datentransfer also nicht selber durch und ist damit während dieser Zeit frei. Diese Zeit nutzt sie, um von den bereits transferierten ADC-Werten die Pedestals zu subtrahieren und die subtrahierten Daten ins VIC-Modul zu schreiben. Um den Datentransfer Fastbus → VME mit größtmöglicher Geschwindigkeit durchzuführen, unterstützt der DMA-Controller nicht nur den gewöhnlichen 32-Bit-Datentransfer, sondern auch die schnellen Blocktransfer-Modi mit 32 Bit (BLT) und 64 Bit (MBLT) (siehe auch Anhang Bussysteme).
- Mehrere Ein- und Ausgänge in NIM und ECL zur Synchronisation und externen Steuerung.
- VME Interrupt: Der Fastbus-Sequencer besitzt die Eigenschaft, VME-Interrupts erzeugen zu können. Mehrere verschiedene Quellen sind dafür implementiert: NIM/ECL-Eingänge, TTL-Hilfseingang, eine spezielle setzbare Sequencer-Flag und noch einige mehr. Besonders hilfreich sind die NIM/ECL-Eingänge, mit denen auf ein externes Signal hin ein Interrupt erzeugt werden kann. Auch die Sequencer-Flag läßt sich gewinnbringend einsetzen. Zum Beispiel könnte die Liste "ADCs auslesen" vor ihrer Beendigung diese Flag setzen, und die CPU würde über einen Interrupt benachrichtigt, daß die Daten ausgelesen wurden.

7.3 Subdetektor-Programmentwicklung

Durch die Umstellung auf eine neue Hardware für die Barrel-Auslese (Fastbus-ADCs, Fastbus-Sequencer) war es erforderlich, die Auslesesoftware für den Crystal-Barrel komplett neu zu entwickeln. Zu diesem Zweck wurde eine Bibliothek entwickelt, die die Initialisierung, Steuerung und Auslese von ADCs des Typs 1885F sowie TDCs des Typs 1875F mittels komfortabler Funktionen ermöglicht. Da die Auslese des Innendetektors und der TOF-Wand ebenfalls über Fastbus-Module (ADCs und TDCs) sowie einen Fastbus-Sequencer vorgesehen war, wurde diese Bibliothek so entwickelt, daß so viel Funktionalität des Sequencers wie möglich in dieser Bibliothek versteckt ist. Dem Benutzer stehen vorgefertigte Funktionen zur Verfügung, die eine komfortable Steuerung des Sequencers sowie eine einfache Auslese der gewünschten Module erlauben. Dadurch wird auch verhindert, daß identischer Programmcode in mehreren lokalen Eventbuildern vorkommt. Müssen Änderungen vorgenommen werden, so müssen diese nur einmal in der Bibliothek durchgeführt werden.

Die Aufgabe des Crystal-Barrel ist es, die Energie von Photonen zu bestimmen. Jedes Photon, das in den Crystal-Barrel fliegt, hinterläßt dort seine Energie in einem oder mehreren Kristallen. In der Regel wird nur in einem kleinen Anteil der 1380 Kristalle Energie deponiert. Werden die ADCs ausgelesen, so enthalten nur die Kanäle relevante Informationen, deren zugehörige Kristalle von einem Photon (oder anderen Teilchen) getroffen wurden. Sämtliche anderen Kanäle

³Direct Memory Access

haben nur Rauschen (Pedestals) gemessen. In den meisten Fällen sind diese Kanäle nicht von Interesse und es wäre unsinnig, diese Einträge zu speichern. Dies erhöht nur die Datenmenge pro Ereignis und senkt damit die Rate, mit der Ereignisse gemessen und abgespeichert werden können. Zu diesem Zweck enthalten die geschriebenen Auslesefunktionen die Möglichkeit, die Daten *pedestal-unterdrückt* wegzuschreiben. Dem Programm wird eine Tabelle zur Verfügung gestellt, die für jeden einzelnen ADC-Kanal ein Pedestal enthält. Bei einem Ereignis werden alle Kanäle einzeln mit dem zugehörigen Eintrag in der Pedestal-Tabelle verglichen. Ist der ADC-Wert größer als der Eintrag in der Tabelle, so wird der ADC-Wert an den globalen Eventbuilder weitergeleitet, ansonsten verworfen. Diese Pedestal-Unterdrückung wurde in Assembler geschrieben, um diesen Arbeitsschritt mit maximaler Geschwindigkeit durchzuführen. Ebenso wurde eine Unterdrückung von Leerkanälen für TDC-Module (ebenfalls in Assembler) implementiert. Dort werden nur die Kanäle weggeschrieben, die ein Stop-Signal erhalten haben, also nicht im Überlauf sind.

Um diese Pedestal-Tabelle zu erstellen, wurden Funktionen geschrieben, die automatisch Spektren für alle 1380 Kristalle messen, die Pedestals daraus bestimmen und die Ergebnisse in der gewünschten Form in einer Tabelle abspeichern. Die Bestimmung dieser Pedestals wird in speziellen *Pedestal-Runs* während der Strahlpausen durchgeführt. Ein Analyseprogramm erstellt ein Histogrammfile mit den einzelnen Spektren sämtlicher Kanäle sowie vieler verschiedener anderer Plots, an denen sich die zeitlichen Veränderungen aber auch Abnormalitäten einzelner Kanäle erkennen lassen.

Unter Zuhilfenahme obiger Bibliothek wurden Auslesefunktionen für den Crystal-Barrel, den Innendetektor und die TOF-Wand entwickelt, getestet und in der Datennahme bereits erfolgreich eingesetzt.

7.4 Auslesezeiten

Die mit obigem System erreichten Ausleseraten liegen zur Zeit bei 725 Ereignissen/sec. Diese Rate ist unabhängig davon, ob Leerkanäle unterdrückt werden oder nicht, da die Assembler-Routinen schneller arbeiten als der Datentransfer vom Sequencer in die VME-Bus-CPU.

Zur Untersuchung, ob und wo Möglichkeiten einer Optimierung vorhanden sind, wird die Auslesezeit für ein Ereignis in seine einzelnen Komponenten aufgespalten. Eine Rate von 725 Hz entspricht einer mittleren Eventzeit von 1379 μs , die sich gemäß Tabelle 7.1 zerlegen läßt.

7 μs	Delay und Gate
10 μs	Measure Pause Interval (MPI)
265 μs	Konversion
1040 μs	Datentransfer
57 μs	Kommunikation

Tabelle 7.1: Aufspaltung eines Ereignisses in seine zeitlichen Anteile.

Nach einer Pause von 1 μs nach jedem Ereignis erhält der ADC ein 6 μs langes Gate. Der ADC beginnt nun nicht direkt mit der Konvertierung, sondern wartet eine über ein Potentiometer

einstellbare Zeit, die standardmäßig auf $10 \mu\text{s}$ eingestellt ist und als Measure Pause Interval (MPI) bezeichnet wird. Innerhalb dieser Zeit kann ein Clear-Signal den ADC zurücksetzen und damit die Konversion verhindern. Dies hat den Vorteil, daß ein *Second Level Trigger* (siehe auch Kapitel Hardwaretrigger) innerhalb des MPI ein bereits verteiltes Gate-Signal rückgängig machen kann, ohne daß der ADC konvertiert. Ansonsten müßte die komplette Konversionszeit des ADCs ($265 \mu\text{s}$) abgewartet werden, bis das Modul in seinen Grundzustand zurückgesetzt werden kann. Dies würde eine große Totzeit für den Trigger bedeuten und damit die Datenrate drastisch reduzieren.

Nach Beendigung der Konversion werden die Daten via DMA vom Sequencer auf die VME-CPU transferiert. Etwa $57 \mu\text{s}$ gehen für die Kommunikation zwischen CPU und SFI verloren. Abb. 7.3 stellt diese Aufteilung graphisch dar.

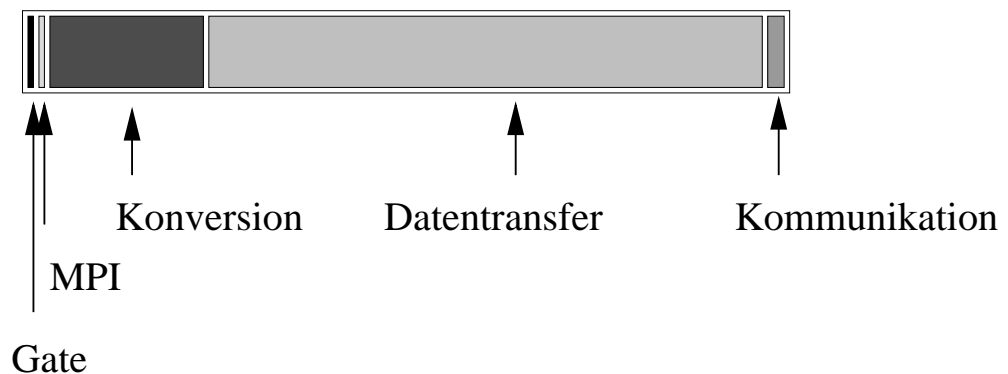


Abbildung 7.3: Graphische Darstellung der zeitlichen Anteile eines Ereignisses.

Die Zeiten für Gate, MPI und Konversion sind fest und können nicht optimiert werden. Die Kommunikation ist bereits auf das nötige Minimum beschränkt und vom Timing her optimiert. Damit bleibt als letzter Punkt nur der Datentransfer, der auch den größten Anteil ausmacht. Die Auslese der ADCs via Fastbus ist sehr schnell. Der Flaschenhals ist der Transfer vom Sequencer in die FORCE-CPU. Das liegt daran, daß die CPU nur den normalen *32 bit data access* unterstützt. Aus diesem Grund können die schnellen Blocktransfer-Modi (die der Sequencer unterstützt) nicht verwendet werden. Um eine Abschätzung dafür zu bekommen, wieviel der Blocktransfer an Geschwindigkeit bringt, wurde die Auslesesoftware dahingehend geändert, daß der DMA des Sequencers die Daten nicht in den Speicher der CPU schreibt, sondern in ein externes Memory, welches sowohl den 32- als auch den 64-Bit-Blocktransfer unterstützt. Tabelle 7.2 gibt einen Überblick über die mittlere Zeit eines Transferzyklus sowie die Übertragungsrate.

	32 bit data access	32 bit block transfer	64 bit block transfer
Mittlere Transferzeit	$0.32 \mu\text{s} / 4 \text{ Byte}$	$0.09 \mu\text{s} / 4 \text{ Byte}$	$0.09 \mu\text{s} / 8 \text{ Byte}$
Übertragungsrate [MB/s]	12	42	84

Tabelle 7.2: Übertragungsraten des SFI, getestet mit einem externen Memory (MMI 6390). Die mittlere Transferzeit wurde durch Messung von 100 Zyklen bestimmt.

Beim Übergang vom gewöhnlichen 32-Bit-Datentransfer zum 32-Bit-Blocktransfer ist eine

Erhöhung der Transferrate um mehr als einen Faktor drei zu erkennen. Der 64-Bit-Blocktransfer beschleunigt die Übertragung nochmals um den Faktor zwei. Diese Raten sind allerdings nicht direkt mit den Zykluszeiten der FORCE 040 zu vergleichen. Dies liegt daran, daß der Zugriff des Sequencers über VME auf das externe Memory direkt erfolgen kann, hingegen eine Übertragung in den Hauptspeicher der FORCE-CPU erst über das VME-Interface und den internen Bus der FORCE gehen muß. Diese beiden Busse sind aber nicht synchronisiert, so daß ein einzelner Schreibzyklus deutlich länger dauert. Die mittlere Transferzeit vom Sequencer in den Hauptspeicher der FORCE 040 dauert $\sim 1.3\mu\text{s}/4$ Byte. Wird davon ausgegangen, daß ein Übergang vom 32-Bit-Datentransfer zum 64-Bit-Blocktransfer auch bei Übertragung in den Hauptspeicher einer CPU eine Beschleunigung um einen Faktor sechs bringt, ergäbe sich daraus eine Gesamttransferzeit von $\sim 170\mu\text{s}$ für acht ADCs. Bei Hinzunahme von Konversionszeit, Kommunikation, MPI und Gate ergibt sich die Auslesezeit für ein Ereignis zu $512\mu\text{s}$, was einer Rate von knapp 2 kHz entspräche.

Zur Überprüfung dieser Abschätzungen wurden die Messungen der Transferzeiten mit einer Eltec E17 wiederholt. Dieser VME-Bus-Rechner verfügt über eine Motorola 68040 CPU, die mit 33 MHz getaktet ist. Das VME-Bus-Interface unterstützt sowohl den normalen 32-Bit-Datenzyklus, als auch den 32-Bit-Blocktransfer. Die mittlere Übertragungszeit beim Blocktransfer beträgt $\sim 0.19\mu\text{s}/4$ Byte. Unter Einbeziehung der Zeiten aus Tabelle 7.1 ergibt sich damit eine Ausleserate von ca. 2 kHz. Messungen zeigten, daß jedoch nur eine Rate von 1670 Hz erreicht wurde, was daran liegt, daß die CPU-Leistung nicht in gleichem Maße wie die Übertragungsrate gestiegen ist. Während des Datentransfers der ADC-Werte vergleicht das Ausleseprogramm die bereits transferierten ADC-Werte mit einer Pedestal-Tabelle und schreibt nur die Kanäle weg, deren Werte größer als die Einträge in der Tabelle sind. Messungen mit der FORCE 040 zeigten, daß diese Routine durch Umschreiben in Assembler so optimiert werden konnte, daß sie schneller arbeitet als der Datentransfer. Soll die Ausleserate erhöht werden, so ist dabei zu beachten, daß nicht nur der Datentransfer schneller wird, sondern die CPU-Leistung in gleichem Maße mitsteigt. In obigem Test mit der Eltec E17 verringerte sich die Transferzeit um einen Faktor sieben. Dabei blieb die CPU dieselbe (Motorola 68040), nur die Taktfrequenz stieg von 25 MHz auf 33 MHz.

Um das Maximum an Ausleserate aus dem System herauszuholen, müßte die FORCE 040 durch eine CPU mit einer Motorola 68060 mit 50 oder besser 66 MHz Taktrate und einem VME-Interface, das den 64-Bit-Blocktransfer unterstützt, ersetzt werden. Damit wären Raten deutlich über 2 kHz zu erreichen. Da die Firma Motorola die Weiterentwicklung der 68000-Serie eingestellt hat, wird dieser Zweig im Laufe der Jahre aussterben. Die zur Zeit an CB-ELSA eingesetzte Hardware der DAQ wird in der nächsten Zeit auf ein neues System umgestellt. Die FORCE-CPU's werden durch schnellere Rechner und der VIC-Bus durch eine schnellere Verbindung ersetzt. Daher würde sich die Anschaffung zweier neuer CPU's auf Basis des 68060 nicht lohnen.

Kapitel 8

Der Hardwaretrigger

Der Hardwaretrigger ist neben der DAQ das zentrale Element zur Steuerung der Datennahme. Er erhält Informationen von den einzelnen Subdetektoren und entscheidet anhand derer, ob ein Ereignis stattgefunden hat und ob dieses Ereignis ausgelesen und gespeichert oder verworfen werden soll. Mit ihm wird eine auf unterem Niveau angesiedelte Vorselektion der Daten durchgeführt. Er ist außerdem zuständig für die Verteilung von Gate-, TDC-Start- und einigen weiteren Signalen sowie für die Benachrichtigung der DAQ, daß ein Ereignis stattgefunden hat und ausgelesen werden soll.

8.1 Allgemeines

Der Aufbau des Triggersystems für das CB-ELSA-Projekt greift hauptsächlich auf die vorhandenen Hardwarekomponenten des CERN-Setups zurück. Das Konzept basiert auf schnellen programmierbaren CAMAC-Speichereinheiten (60 MHz Taktrate), die als zentrale Koinzidenz- und Selektionseinheiten benutzt werden können. Somit ist es möglich, verschiedene Triggerkonfigurationen unter Einbeziehung der unterschiedlichen Subdetektoren vom Datenakquisitionssrechner zu laden und auszuführen, ohne daß die Verkabelung der Triggereinheiten geändert werden muß. Dies erlaubt den schnellen Wechsel der Triggerkonditionen (unterschiedliche Detektorkombinationen, Testtrigger, Kalibrationstrigger, etc.) mit vorbereiteten und getesteten Konfigurationen, so daß die Fehleranfälligkeit beim Triggerwechsel drastisch gesenkt wird.

8.2 Programmable Lookup Unit, PLU

Die oben erwähnten CAMAC-Speichereinheiten sind Module der Firma LeCroy mit der Bezeichnung LRS4508, *Programmable Lookup Unit*, auch als PLU bezeichnet. Sie enthalten einen schnellen 256 Byte großen ECL-Speicher, der via CAMAC geschrieben und gelesen werden kann. Eine PLU besitzt je acht ECL Ein- und Ausgänge und funktioniert nach folgendem Schema:

Die acht digitalen Eingänge werden als Acht-Bit-Adresse des ECL-Speichers interpretiert, und der Inhalt (1 Byte) der angesprochenen Adresse wird auf die acht Ausgänge gelegt.

Beispiel 1: Liegt auf dem ersten Eingang ein Signal logisch '1', so soll an dem ersten und dritten Ausgang der PLU ein Signal logisch '1' erzeugt werden. Damit muß jede ungerade Adresse des ECL-Speichers mit einer fünf beschrieben werden.

Beispiel 2: Bei einer Koinzidenz von Eingang 1 und 2 soll auf dem Ausgang 4 ein Signal erzeugt werden. Damit sind die Speicheradressen 0x3, 0x7, 0xB, 0xF, 0x13, 0x17, ... mit einer acht zu beschreiben.

Für dieses einfache Beispiel ließ sich der Speicherinhalt ohne Probleme im Kopf ausrechnen. Werden die Triggerbedingungen komplizierter, steigt der Rechenaufwand erheblich. Aus diesem Grund wird diese Arbeit von einem zentralen Triggerprogramm, welches für das Laden sämtlicher Module des Hardwaretriggers zuständig ist, übernommen. Dieses Programm erlaubt die Eingabe der Triggerbedingungen in Form von Gleichungen gemäß der Booleschen Algebra und errechnet die PLU-Inhalte daraus selbständig. Beim Erstellen von Gleichungen für eine PLU ist allerdings darauf zu achten, daß die Gleichungen sich nicht gegenseitig beeinflussen, d. h., daß sie linear unabhängig sein müssen.

8.3 Die Triggerquellen erster Stufe (Level 0)

Das Triggersystem des CB-ELSA-Experiments ist in zwei Stufen aufgeteilt. In die erste Stufe gehen sämtliche Detektoren ein, die eine schnelle Information liefern, da die Entscheidungszeit der ersten Stufe kleiner als 300 ns sein muß. Dazu zählen der Tagger, der Gamma-Veto, der Innendetektor und die TOF-Wand. Die Signale der einzelnen Subdetektoren werden zum einen über die schon vorgestellten 50 m langen Kabel (das entspricht 300 ns) auf ADCs, TDCs und andere Registrier-Module geführt. Zusätzlich wird ein Teil (oder auch alle Signale) für den Hardwaretrigger abgezweigt. Dieser hat nun 300 ns Zeit, Triggerentscheidungen zu fällen und die Gate- bzw. TDC-Start-Signale auf sämtliche Module zu verteilen. Die Laufzeit der Signale auf den Kabeln ist somit der begrenzende Faktor für die erste Stufe des Hardwaretriggers. Diese 300 ns sind ein Kompromiß, denn es ist zu bedenken, daß für längere Zeiten sämtliche Kabel länger sein müssen, wobei die digitale und analoge Signalqualität beeinträchtigt würde. Bei 1440 Kanälen für den Crystal-Barrel, über 530 Kanälen für den Innendetektor und über 250 Kanälen der TOF-Wand ist dies nicht nur eine finanzielle Frage, sondern auch eine Frage des Stauraums.

8.3.1 Der Tagger und der Gamma-Veto

Der Tagger stellt den Zeitnullpunkt eines Ereignisses dar. Damit überhaupt eine Reaktion im H_2 -Target stattfinden kann, muß ein Photon erzeugt worden sein. Der Nachweis des Photons geschieht über das Bremsstrahlungselektron. Dieses fliegt durch einen oder zwei der insgesamt 14 Zeitähler (Szintillatoren), die beidseitig mit Photomultipliern ausgelesen werden, und deponiert dort Energie. Um auf ein solches Elektron triggern zu können, werden die diskriminierten Signale der 14 linken und 14 rechten Photomultiplier auf eine Koinzidenzeinheit geführt (siehe Abb. 8.1). Diese Einheit bildet das logische 'Und' des rechten und des linken Signals getrennt für alle 14 Latten. Anschließend wird ein inklusives 'Oder' aus allen 14 Und-Signalen gebildet. Dieses Signal trägt die Bezeichnung 'Tagger-Or' und bedeutet, daß mindestens ein Szintillator

von einem Elektron getroffen wurde. Dies impliziert, daß die Diskriminatorschwellen so eingestellt sind, daß nur auf Elektronen getriggert wird. Da die 14 Szintillatoren, um Lücken zu vermeiden, leicht mit ihren Nachbarn überlappen, ist das Tagger-Or ein inklusives und kein exklusives 'Oder', da sonst Ereignisse, in denen zwei Szintillatoren getroffen werden, nicht akzeptiert würden.

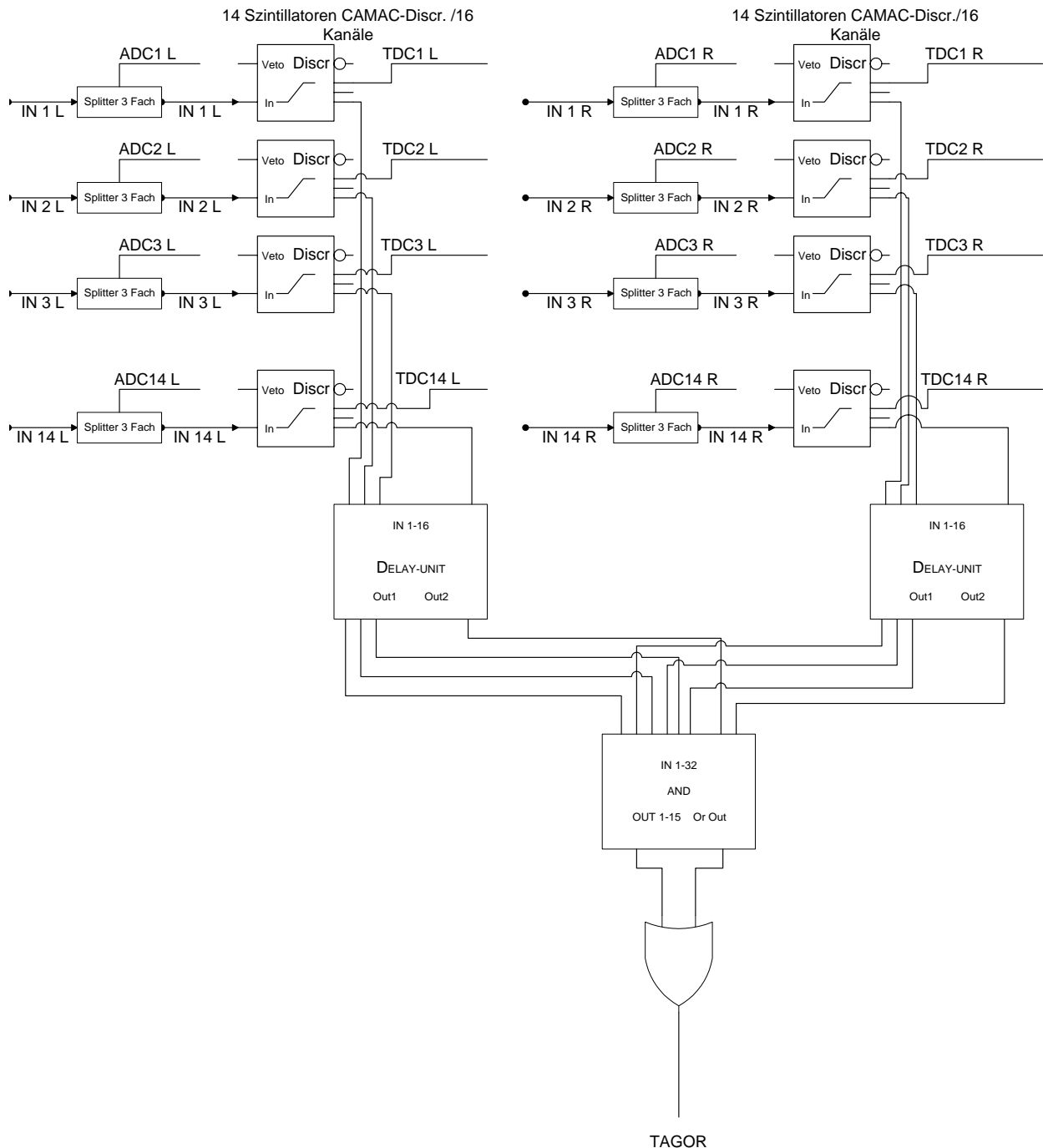


Abbildung 8.1: Verschaltung der 14 Zeitähler des Tagging-Systems zur Bildung des Signals 'Tagger-Or'.

Die oben angesprochene Koinzidenzeinheit hat den Nachteil, daß sie nicht als ein Modul verfügbar ist, sondern aus mehreren einzelnen Modulen aufgebaut ist. Mit einem Modul LRS4516 werden die 14 Kanäle 'geundet' und anschließend 'geodert'. Allerdings liefert dieses Modul ein 'Oder' für die ersten acht und eins für die zweiten acht Kanäle. Von diesen beiden 'Oder' muß nun noch in einem weiteren Modul das Gesamt-Oder gebildet werden. Da dieses aber in NIM vorliegt und die anschließend folgende PLU ECL-Eingänge hat, muß dieses Signal noch mit einem NIM-ECL-Wandler konvertiert werden.

Die Durchlaufzeit durch die Kette 'Und', 'Oder', 'Gesamt-Oder' und Konverter beträgt mit den verwendeten Modulen ca. 30 ns. Um diese Zeit und die Gesamtkette zu optimieren, wurde im Rahmen dieser Arbeit ein Modul entwickelt, das sämtliche oben aufgeführten Funktionen in einem Modul einfacher CAMAC-Breite implementiert. Die Eigenschaften dieses Moduls sind in folgender Tabelle zusammengefaßt (Anhang B enthält die Schaltpläne und das Platinenlayout):

- Zweimal 16 Eingänge, die paarweise 'geundet' werden.
- Gesamt-Oder aller 16 Unds in ECL und NIM.
- Zweimal 16 Ausgänge der Und-Signale.
- Verwendung von ECL-Gatter der H-Serie in SMD.
- Durchlaufzeit < 5 ns.
- Anstiegszeit des OR-Ausgangs < 2 ns.
- Grenzfrequenz > 250 MHz.

Der Aufbau des Gamma-Veto-Detektors wurde bereits im Kapitel *Das CB-ELSA-Experiment* vorgestellt. Jedes der drei Module enthält zwei Photomultiplier zur Detektierung des Cherenkov-Lichts. Zum Nachweis eines getaggtten Photons werden die Signale der sechs Photomultiplierrohren analog aufsummiert und mit der Schwelle eines dahinter geschalteten Diskriminators ein Schnitt auf die Summe der deponierten Energien gemacht. Die Funktion, die dieser Detektor für den Hardwaretrigger erfüllt, ist die, daß er für Ereignisse, in denen das getaggte Photon vom Gamma-Veto nachgewiesen wurde, ein Veto-Signal erzeugt und damit anzeigt, daß keine Reaktion stattgefunden hat.

8.3.2 Der Innendetektor

Der Innendetektor kann für verschiedene Zwecke benutzt werden. Zum einen liefert er für geladene Teilchen einen Durchstoßpunkt, so daß der von diesem Teilchen im Barrel erzeugte Cluster identifiziert werden kann. Zum anderen bietet er die Möglichkeit, auf eine verschiedene Anzahl von geladenen Teilchen zu triggern. Die Photomultipliersignale der szintillierenden Fasern werden auf Diskriminatoren gegeben (siehe Abb. 8.2) und anschließend über die bereits erwähnten 50 m langen Signalkabel auf TDCs geführt. Da die Information der TDCs erst nach der Auslese der Module zur Verfügung steht, ist sie für Triggerzwecke nicht brauchbar. Aus diesem Grund werden die Diskriminatorensignale auf sog. Multiplizitäts-Module (MALU) abgezweigt. Diese Module haben viele verschiedene Funktionen, u.a. liefern sie einen Strom, der proportional zur Anzahl der Signale mit logisch '1' an den 32 Eingängen ist. Dieser Strom ist somit

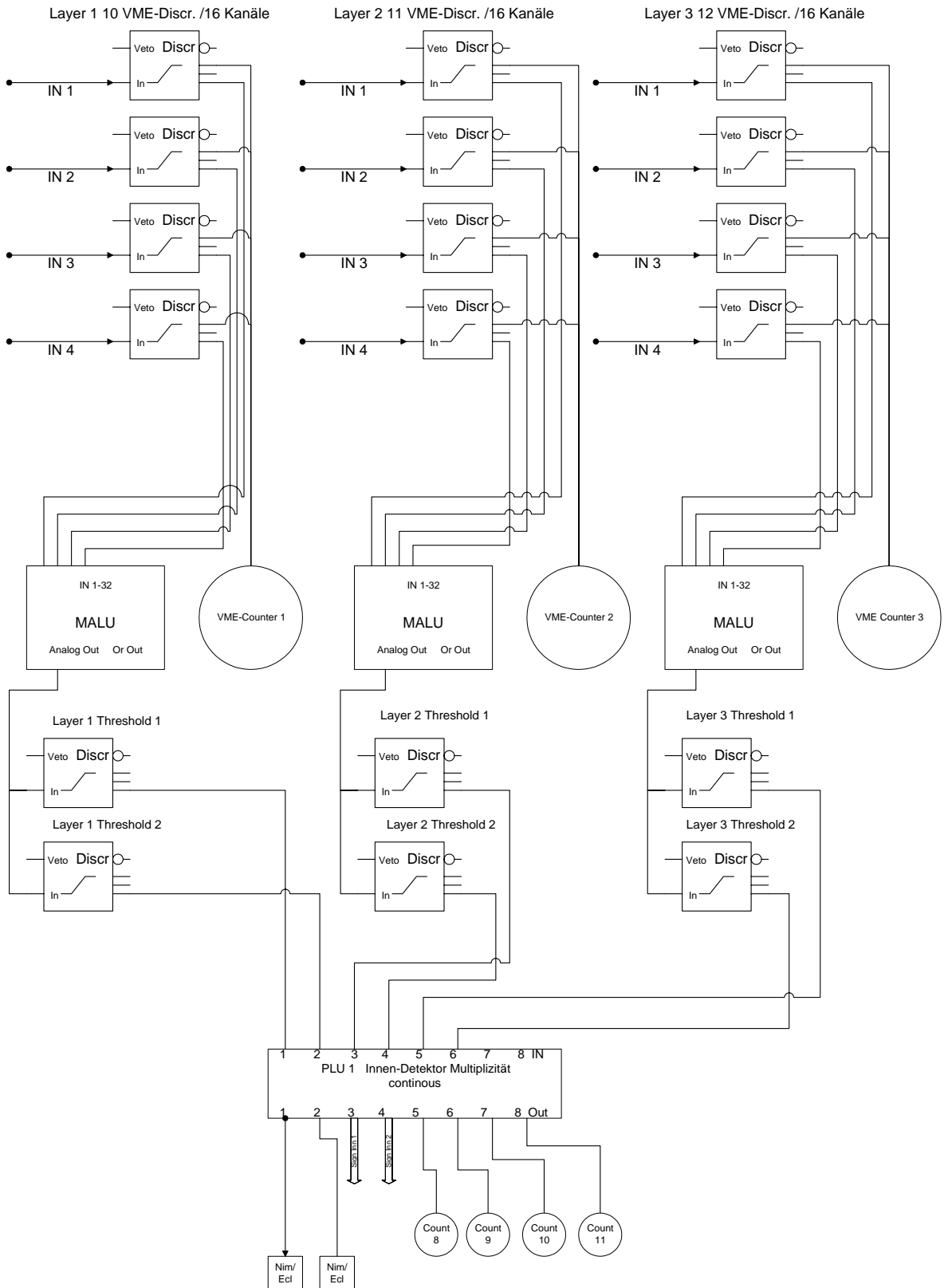


Abbildung 8.2: Bildung des Innendetektor-Trigger.

proportional zur Anzahl der getroffenen Fasern dieser MALU. Der Stromausgang ist kaskadierbar und wird in unserem Fall nach Splittung des Signals auf zwei Diskriminator-Eingänge gegeben. Durch Gruppierung der MALUs entsprechend der drei Lagen des Innendetektors ergibt dies drei (nach Splittung sechs) Signale. Durch Setzen der Diskriminatorschwellen wird ein Schnitt auf die Größe des Stroms aus den MALUs und damit ein Schnitt auf die Anzahl der getroffenen Fasern durchgeführt. Der Strom jeder Lage wird in zwei Signale gesplittet und auf zwei verschiedene Eingänge des (16-fach-) Diskriminators gegeben, um einen Bereich für die Anzahl der getroffenen Fasern einstellen zu können. Die Funktionsweise ist, daß die beiden Diskriminatorschwellen einer jeden Lage mit unterschiedlichen Werten gesetzt werden und in der anschließenden PLU verlangt wird, daß der eine Diskriminator kanal gefeuert hat, der andere aber nicht. Mit Hilfe dieser Antikoinzidenz und durch Variation der Diskriminatorschwellen läßt sich für jede Lage einstellen, wieviele Fasern minimal und maximal angesprochen haben dürfen.

8.3.3 Die TOF-Wand

Die TOF-Wand beinhaltet in ihrer mechanischen Struktur eine eingebaute Elektronik, die ähnlich wie beim Tagger eine Links-Rechts-Koinzidenz einer Latte und ein Gesamt-Oder aller Latten einer Wand (siehe Abb. 8.3) bildet. Abweichend davon befinden sich hinter jeder Röhre zwei Diskriminatoren. Durch Einstellen verschiedener Schwellen und Kombination der Informationen der Diskriminatoren ist es möglich, einen Trigger für Protonen und Neutronen zu bilden. Jede Wand liefert dem Hardwaretrigger je eine Leitung *Proton-Trigger* und eine Leitung *Neutron-Trigger*, was insgesamt acht Signale ergibt.

8.4 Die Triggerquellen zweiter Stufe (Level 1)

In den Trigger zweiter Stufe gehen sämtliche Triggerquellen ein, die aufgrund ihrer zu späten Entscheidung zeitlich nicht mehr in die erste Stufe eingebunden werden konnten. Anhand der Informationen, die dem Trigger erster Stufe zur Verfügung standen, wurde entschieden, ob ein gewünschtes Ereignis vorliegt oder nicht. Im ersten Fall erhalten sämtliche Module ihre Gate-, Start- oder Strobe-Signale. In der zweiten Stufe wird nun anhand der zusätzlichen Information entschieden, ob dieses Ereignis noch den Kriterien entspricht. Ist dies der Fall, so erhält der globale Eventbuilder das Signal zur Auslese, und das Ereignis wird ausgelesen und abgespeichert. Ansonsten erhalten sämtliche Module ein Clear-Signal und der Trigger wird für ein neues Ereignis geöffnet. Hier kommt dem Trigger eine Eigenschaft der verwendeten Fastbusmodule zugute. Diese besitzen ein sog. Measure Pause Interval (MPI). Dies ist eine per Potentiometer einstellbare Zeit (hier $10 \mu\text{s}$), die das Modul nach einem Gate oder Common-Start wartet, bevor es mit der Konvertierung beginnt. Erhält das Modul in dieser Zeit ein Clear-Signal, so wird der Zyklus abgebrochen, es erfolgt keine Konvertierung und das Modul geht in seinen Grundzustand zurück. Wichtig ist dabei, daß diese Zeit so eingestellt ist, daß der Trigger zweiter Stufe seine Entscheidung vor Ablauf dieser Zeit gefällt hat. Wurde mit der Konvertierung begonnen, so muß die komplette Konversionszeit abgewartet werden, bevor das Modul ein Clear-Signal erhalten darf. Im Falle der ADCs (1885F) beträgt diese Zeit $265 \mu\text{s}$ und der komplette Trigger wäre für diese Dauer blockiert. Dies gilt ebenso für alle anderen verwendeten Module.

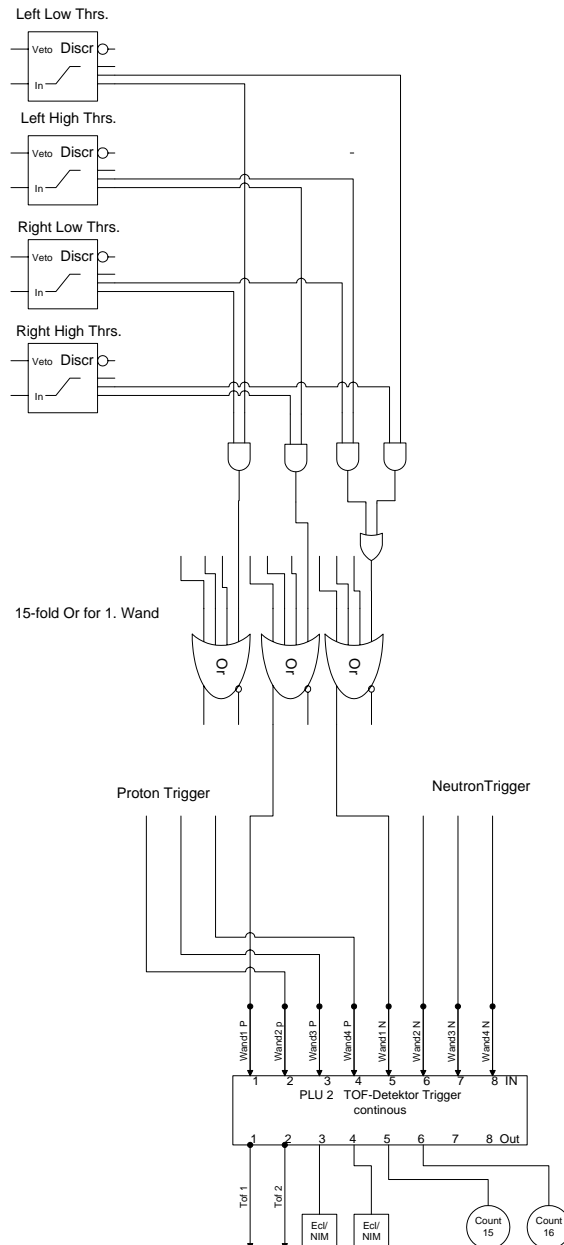


Abbildung 8.3: Bildung des TOF-Triggers.

8.4.1 Der Fast Cluster Encoder (FACE)

Wenn ein Photon den Crystal-Barrel trifft, so hinterläßt es seine Energie in der Regel nicht in einem einzelnen Kristall, sondern erzeugt einen elektromagnetischen Schauer, der sich über mehrere Kristalle ausbreitet. Die Idee der FACE ist es, eine Möglichkeit zu haben, auf die Anzahl der Photonen im Crystal-Barrel triggern zu können. Zu diesem Zweck sucht die Triggerlogik nach zusammenhängenden Gebieten, sog. "Cluster", mit Einträgen über einer einstellbaren Schwelle. Diese Cluster sind allerdings nicht direkt Photonen gleichzusetzen. Zu bedenken ist auf jeden Fall, daß sich Cluster überlappen können, wenn zwei oder mehrere Photonen nahe beieinanderliegende Kristalle treffen. Der FACE liegen aber nur die Information vor, ob in

einem Kristall eine Energie oberhalb der Diskriminatorschwelle deponiert wurde oder nicht. Da eine Energieinformation fehlt, kann sie nur die Anzahl von Clustern, aber nicht die von Photonen bestimmen. Soll z. B. auf Ereignisse mit genau zwei Photonen getriggert werden, müssen Ereignisse mit zwei, aber auch Ereignisse mit einem Cluster akzeptiert werden. Hinzu kommt noch, daß nicht nur Photonen, sondern auch andere geladene Teilchen Kristalle treffen. Im obigen Beispiel müßte zusätzlich gefordert werden, daß der Innendetektor kein geladenes Teilchen registriert hat. Sollen Ereignisse mitgeschrieben werden, bei denen das Proton in den Barrel gegangen ist, so wird die Kombination der Triggerbedingungen deutlich komplizierter. Die Hardware der FACE basiert auf einem von der Universität Bochum entwickelten Zellularlogik-Chip, wobei jeder Kristall durch eine logische Zelle, die mit jedem Nachbarn in der Kristallmatrix verbunden ist, dargestellt wird. Über diese Verbindungen werden Informationen übertragen, ob der benachbarte Kristall getroffen wurde oder nicht. Mit einer sequentiellen Abfrage durch die Zellularlogik findet der Hardware-Sequencer die Anzahl aller Cluster und stellt sie dem Hardwaretrigger zur Verfügung. Zusätzlich läßt sich die Liste der getroffenen Kristalle über VME auslesen, so daß die korrekte Funktion der FACE überprüft werden kann [28].

8.4.2 TAPS

Der TAPS-Detektor besitzt bereits eine eigene Triggerlogik, die viele Unterscheidungen, z. B. zwischen geladenen und neutralen Treffern, ermöglicht. Diese Informationen sind aufgrund ihrer Komplexität zeitlich nicht mehr in die erste Stufe einbindbar und werden daher genauso wie die FACE in der zweiten Stufe berücksichtigt.

8.5 Der Zentraltrigger

Bisher wurden hauptsächlich die Informationen und Triggermöglichkeiten der einzelnen Subdetektoren besprochen. Anhand der FACE wurde aber bereits klar, daß zur Definition eines 'guten' Ereignisses diese Informationen nicht getrennt, sondern nur in Kombinationen mit anderen Sinn machen. Die Aufgabe des Zentraltriggers ist, diese Informationen zu sammeln, geschickt zu kombinieren, daraus Triggerentscheidungen zu fällen sowie noch einige andere Funktionen auszuführen. Die Hauptkomponente des Hardwaretriggers ist die weiter oben besprochene PLU. Da diese aber nur acht Eingänge hat, können nicht alle Informationen aller Subdetektoren auf eine einzige PLU gegeben werden. Stattdessen werden mehrere PLUs in sinnvollen Gruppen kaskadiert. Die Signale, die zur Verfügung stehen, sind im einzelnen:

Detektor	# Signale
Tagger	1
Gamma-Veto	1
Innendetektor	6
TOF	8
FACE	4-7
TAPS	4-7

Zunächst werden die sechs Signale des Innendetektors und die acht Signale der TOF-Wand in je einer PLU auf jeweils zwei Signale reduziert. Diese insgesamt vier Signale gehen dann zusammen mit dem Tagger-Or und dem Gamma-Veto-Signal auf eine PLU, die hier *Main Coincidence*

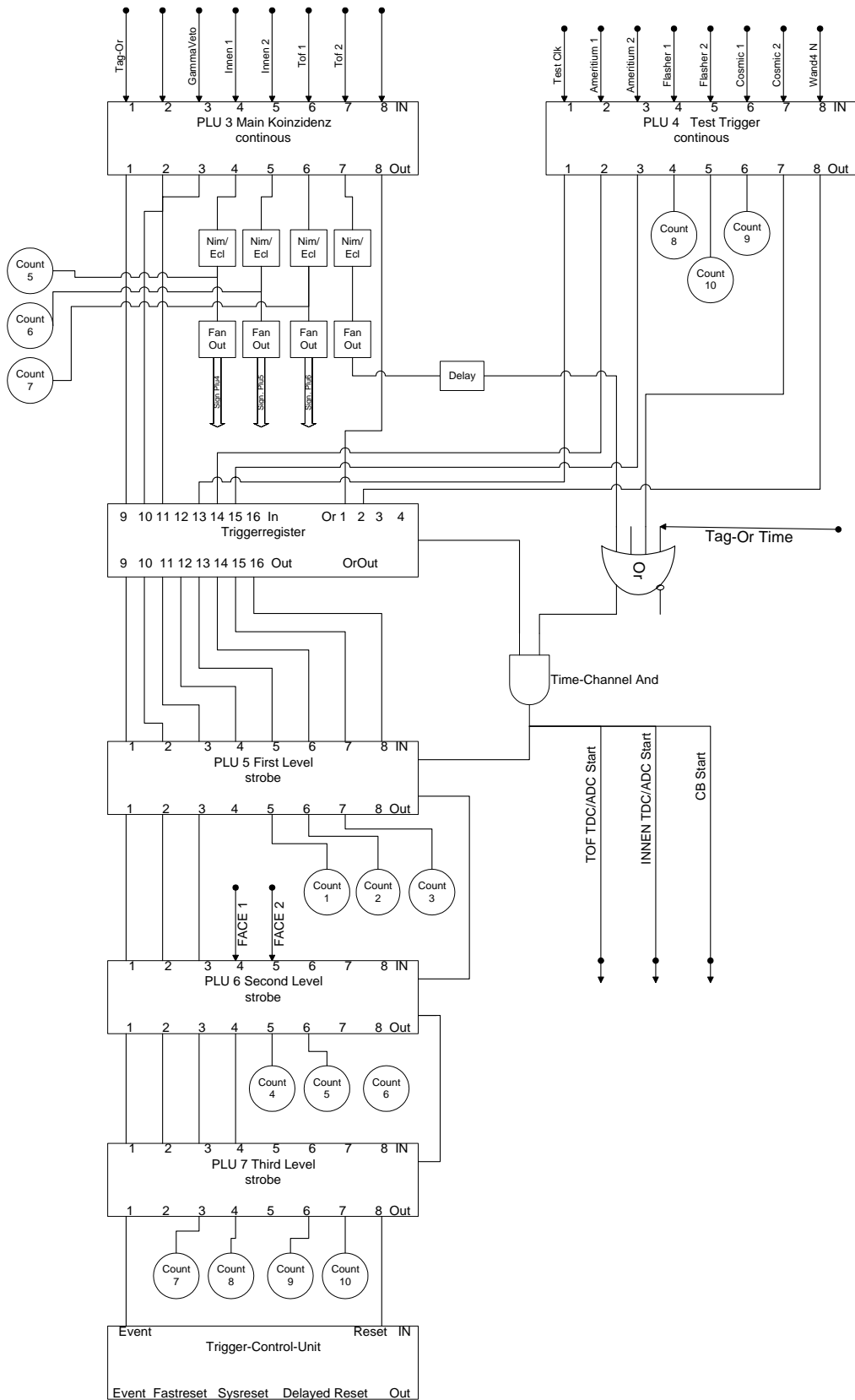


Abbildung 8.4: Der Zentraltrigger des CB-ELSA-Experiments.

genannt wird. Parallel dazu existiert eine Test-Trigger-PLU, über die verschiedene Test-Trigger eingestellt werden können. Dies sind z. B. Cosmics, Quellenmessungen, der Lichtpulser, eine Clock oder ein Rauschgenerator. Diese beiden PLUs laufen im *Overlap Mode*, was bedeutet, daß eine Koinzidenz erfüllt ist, wenn sich die Signale um mehr als 5 ns überlappen.

Jeweils drei Signale dieser beiden PLUs werden auf ein sog. Trigger-Register geführt. Dieses Trigger-Register besitzt vier OR-Eingänge. Ein Signal (Strobe) an einem dieser vier Eingänge führt dazu, daß die aktuelle Information der acht Signal-Eingänge gespeichert und die Eingänge gesperrt werden. Diese gespeicherte Information liegt statisch an den acht Ausgängen an, bis das Trigger-Register über einen Reset-Eingang wieder geöffnet wird. Dadurch wird erreicht, daß bei einem akzeptierten Trigger kein weiterer Trigger erzeugt werden kann, bis das Trigger-Register wieder freigegeben ist.

Die acht Ausgänge des Trigger-Registers werden auf eine weitere PLU gegeben und dort auf drei Leitungen umcodiert. Diese PLU trägt den Namen *Level 0*, da hier der Trigger erster Stufe endet.

Ein Ausgang des Trigger-Registers wird als Gate- und Start-Signal auf sämtliche Elektronik-Module verteilt. Allerdings hat dieser Ausgang einen Nachteil, der kurz beleuchtet werden soll. Für TDC-Messungen ist es wünschenswert, ein Start-Signal zu haben, daß zeitlich konstant ist und eine möglichst steile Anstiegsflanke hat. Dadurch wird der Time-Jitter so klein wie möglich gehalten, und die Zeitauflösung der TDCs wird besser. Eine gute Quelle für dieses Signal ist das Tagger-Or. Allerdings durchläuft dieses Signal eine Reihe von Elektronik-Modulen (Bildung von Koinzidenzen in der ersten PLU, Speicherung im Triggerregister), so daß es am Ausgang des Trigger-Registers nicht mehr die Flankensteilheit hat wie vorher. Aus diesem Grund wurde ein Zeitkanal aufgebaut. Das Tagger-Or wird am Gesamt-Oder-Ausgang abgezweigt, auf ein Verzögerungskabel gegeben und schließlich mit dem Ausgang des Trigger-Registers geundet. Die Zeitverzögerung des Zeitkanals muß so eingestellt sein, daß die ansteigende Flanke des Zeitkanals immer nach dem Ausgang des Trigger-Registers kommt, so daß diese das Und triggert und nicht umgekehrt. Dieses System hat allerdings den Nachteil, daß der Trigger nicht ohne das Tagger-Or läuft, dies aber durchaus (z.B. bei Testtriggern) gewünscht sein kann. Aus diesem Grund ist ein zusätzliches Oder eingebaut, das dieses Problem löst.

Die Signale der FACE und später auch die von TAPS werden in weiteren PLUs nach dem gleichen Schema wie in Level 0 eingebunden. Die letzte PLU besitzt zwei wichtige Ausgänge mit den Namen *Event* und *Reset*, die dann auf die Trigger Control Unit (TCU) gegeben werden. Die TCU ist das zentrale Steuerelement des Hardwaretriggers. Hat die letzte PLU ein Reset-Signal erzeugt, so verteilt die TCU ein Reset auf alle Elektronikmodule (*Fast-Reset*) sowie nach einer eingestellten Zeit ein *Delayed-Reset*, welches auf das Trigger-Register geführt wird. Erst durch dieses Signal wird das Trigger-Register wieder geöffnet und ein neuer Trigger ermöglicht. Erzeugte die letzte PLU das Signal *Event*, so verteilt die TCU auf den globalen Eventbuilder sowie alle lokalen Eventbuilder ein Signal, daß ein Ereignis stattgefunden hat und die Daten ausgelesen werden sollen. Der globale Eventbuilder sammelt daraufhin die Daten der lokalen Eventbuilder ein und benachrichtigt die TCU, wenn die Auslese abgeschlossen wurde. Diese erzeugt daraufhin ein *System-Reset*, um sämtliche Module zurückzusetzen und ein *Delayed-Reset*, damit der Trigger wieder geöffnet wird.

8.6 Beispiel für einen Trigger

Die Datenrate der DAQ beträgt je nachdem, ob Leerkanaäle unterdrückt werden oder nicht, zwischen 100 und 400 Hz. Die Triggerrate liegt jedoch teilweise deutlich darüber. Die Taggingrate z. B. liegt je nach Größe des Elektronenstroms aus ELSA und der Dicke des verwendeten Radiators zwischen 10^6 und 10^8 Photonen. Durch die Benutzung von Triggerbedingungen aus mehreren Detektorkomponenten wird versucht, nur auf die kleine Anzahl von 'guten Ereignissen' zu triggern, damit die von der DAQ gespeicherten Daten so viele brauchbare Ereignisse wie möglich enthalten. Ausgehend von einer Tagging-Rate von $10^6/s$ wird die Rate um einen Faktor 10 durch eine Antikoinzidenz zwischen Tagger-Or und Gamma-Veto verringert. Die hadronische Rate liegt jedoch nur im Bereich von 10 Hz, so daß der Großteil der aufgezeichneten Daten nicht die gewünschten Reaktionen enthält. Eine Möglichkeit, dieses Verhältnis zu verbessern, ist die Einbeziehung des erzeugten Protons in den Trigger. Dies kann sowohl mit der TOF-Wand für den Vorwärtsbereich als auch mit dem Innendetektor geschehen. Erste Messungen mit der TOF-Wand zeigten, daß bei einer Koinzidenz des Tagger-Or mit der ersten und zweiten Wand und unter Verwendung eines Radiators mit der Dicke von $1/1000$ Strahlungslänge eine Triggerrate von 10-20 Hz erreicht wird.

Kapitel 9

Erste Ergebnisse

Anfang Oktober 1999 fand die erste Strahlzeit des CB-ELSA-Experiments statt und die Hauptarbeit konzentrierte sich darauf, das Tagging-System einzumessen. Mit Hilfe eines Oszilloskops sowie der ADC- und TDC-Spektren mußten die Diskriminatorschwellen für alle 28 Photomultipliersignale eingestellt werden. Zudem wurde auch der zeitliche Abgleich der einzelnen Signale zueinander durchgeführt. Die weiteren Strahlzeiten bis Ende des Jahres 1999 wurden hauptsächlich dazu verwendet, die Strahlführung, das Tagging-System und den Gamma-Veto-Detektor einzustellen und zu optimieren.

Gegen Ende des Jahres wurde damit begonnen, als weiteren Detektor die TOF-Wand einzumessen, die HV-Spannungen der Photomultiplerröhren und die Schwellen der Diskriminatoren einzustellen. Eine funktionierende TOF-Wand war die Grundvoraussetzung, um im Crystal-Barrel π^0 -Mesonen sehen zu können. Das liegt daran, daß bei einer Tagging-Rate von $10^6/s$ die hadronische Rate in der Größenordnung von 10 Hz liegt und damit bei einem Trigger aus Tagger in Antikoinzidenz mit dem Gamma-Veto-Detektor in realistischer Zeit keine ausreichende Anzahl an Ereignissen mit π^0 -Mesonen gemessen werden können. Eine große Anzahl von Ereignissen mit π^0 -Mesonen ist für die Kalibration des Crystal-Barrel erforderlich, da die einzelnen Kristalle über die bekannte π^0 -Masse kalibriert werden. In der Strahlzeit Anfang Februar 2000 konnte dann als zusätzliche Bedingung ein Proton in der Flugzeitwand in den Hardwaretrigger mit eingebunden werden. Mit dieser Konstellation wurden in einer Teststrahlzeit insgesamt 670.000 Ereignisse aufgenommen und analysiert. Zu diesem Zeitpunkt bereitete ein kleiner Teil der Kanäle des Crystal-Barrel noch Schwierigkeiten. Diese Kanäle wurden bei den Analysen nicht mitverwertet, wirken sich jedoch negativ auf das Gesamtspektrum aus, da ein durch ein Photon hervorgerufener Schauer sich über mehrere Kristalle erstreckt und dadurch bei der Energiemessung ein Teil verloren geht, wenn einer der Nachbarkristalle keine Energieinformation liefert. Da die einzelnen Kanäle des Crystal-Barrel noch nicht kalibriert waren, wurde als Kalibrationskonstante ein einheitlicher Wert genommen, der (wie in Kapitel *Bestimmung der Abschwächerwiderstände* beschrieben) aus Messungen mit Höhenstrahlung bestimmt wurde.

Die Analyse der in der Strahlzeit Anfang Februar 2000 genommenen Daten ergab eine $\gamma\gamma$ -invariante Massenverteilung, die in Abb. 9.1 wiedergegeben ist. Dabei wurde ein Schnitt auf zwei rekonstruierten Photonen verwendet. Der π^0 -Peak tritt deutlich aus dem Untergrund heraus und zeigt mit einer invarianten Masse von 180 MeV anstatt 135 MeV, daß die Vorkalibrierung mit Cosmics besser als erwartet gelungen ist.

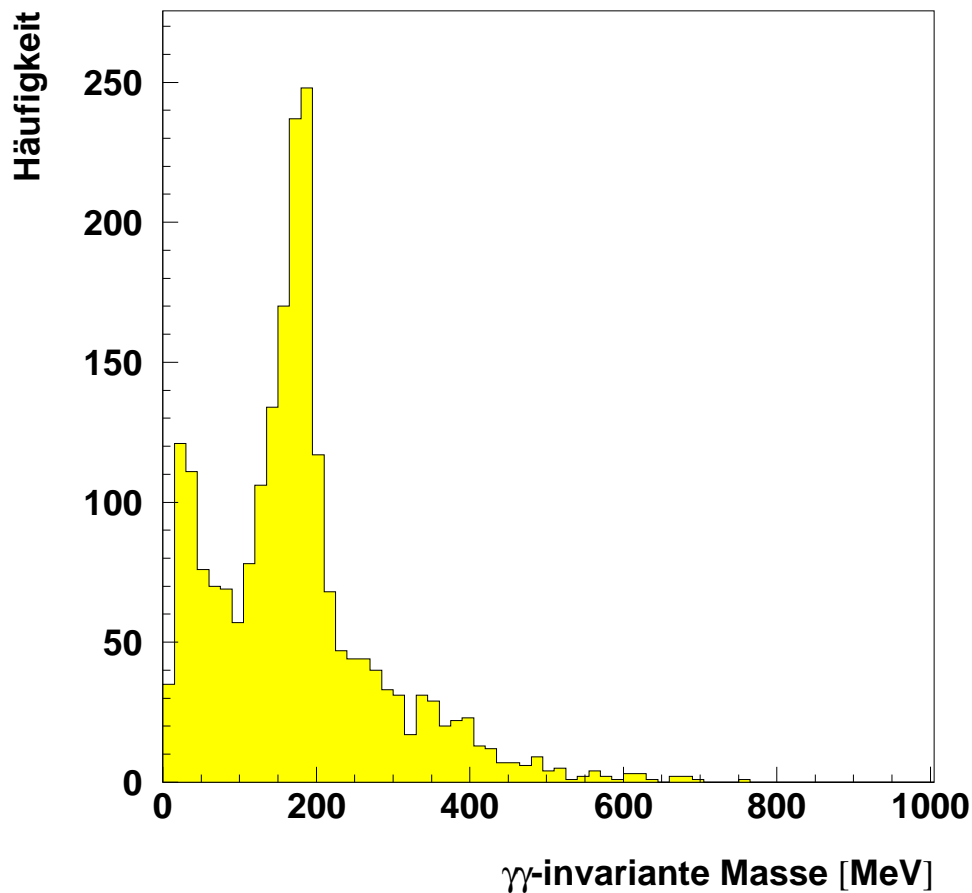


Abbildung 9.1: $\gamma\gamma$ -invariante Massenverteilung aller Ereignisse mit zwei rekonstruierten Photonen im Crystal-Barrel. Deutlich zu erkennen ist der π^0 -Peak, der ohne Kalibration noch bei einer Masse von ~ 180 MeV liegt.

Ein mit Sicherheit erheblicher Anteil des Untergrunds kommt durch geladene Teilchen zustande. Da zu diesem Zeitpunkt die Elektronik des Innendetektors noch nicht komplett einsatzbereit war, ist eine Unterscheidung zwischen Clustern von Photonen und geladenen Teilchen nicht möglich. In Abb. 9.1 sind somit auch Ereignisse mit eingezeichnet, bei denen ein oder zwei Cluster durch geladene Teilchen hervorgerufen wurden.

Trotz der aufgeführten Nachteile tritt der π^0 -Peak doch deutlich aus dem Untergrund hervor und ist für die gemachten Näherungen relativ schmal.

Im März 2000 begannen Messungen mit dem Innendetektor als Trigger für das Proton. Dazu wurde gefordert, daß in jeder Lage mindestens eine Faser getroffen wurde. Mit diesem Trigger wurden in einem Testrun 1.4 Millionen Ereignisse aufgezeichnet und analysiert. Abb. 9.2 zeigt die $\gamma\gamma$ -invariante Massenverteilung aller Ereignisse mit zwei rekonstruierten Photonen im Crystal-Barrel. Auch hier ist deutlich der π^0 -Peak zu erkennen.

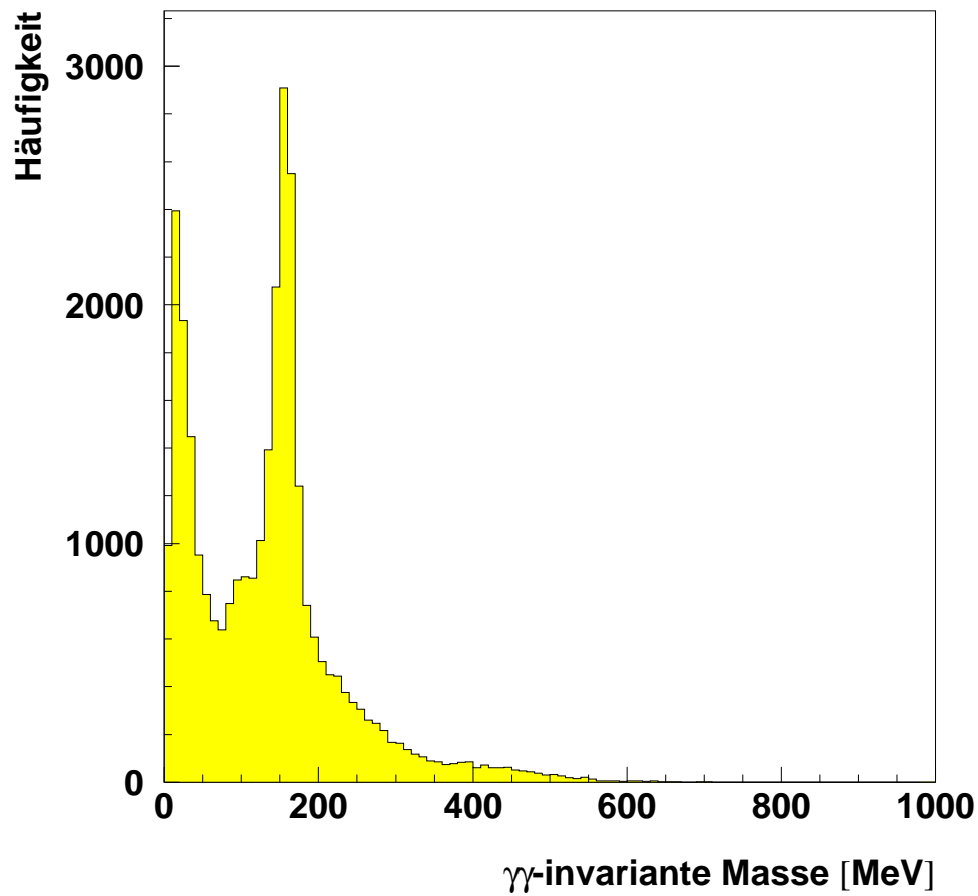


Abbildung 9.2: $\gamma\gamma$ -invariante Massenverteilung aller Ereignisse mit zwei rekonstruierten Photonen im Crystal-Barrel. Getriggert wurde auf mindestens ein geladenes Teilchen im Innendetektor.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß das neue ADC-System erfolgreich aufgebaut und implementiert werden konnte. Es liefert vergleichbare oder bessere Eigenschaften als das alte ADC-System und ist für die geplanten Messungen mit dem Crystal-Barrel voll einsatzfähig.

Kapitel 10

Zusammenfassung

Nachdem Ende 1996 das Crystal-Barrel-Experiment am LEAR eingestellt wurde, begannen die Arbeiten zum Neuaufbau des Crystal-Barrel-Detektors in Bonn. Dort sind im Rahmen des CB-ELSA-Experiments Messungen zur Photo- und Elektroproduktion am Proton und am Neutron geplant. Durch den Umzug vom CERN nach Bonn stand das ADC-Auslesesystem nicht mehr zur Verfügung. Hierfür mußte ein geeignetes neues System gefunden und implementiert werden. Zu diesem Zweck wurden technische Informationen von vielen verschiedenen ADCs beschafft und letztendlich die Menge der in Frage kommenden ADCs auf zwei Modelle reduziert. Von diesen beiden Fastbus-Modellen konnte jeweils ein Exemplar zu Testzwecken ausgeliehen werden. An den Modulen wurden umfangreiche Tests durchgeführt, die Aufschluß über das Verhalten der ADCs bei verschiedenen Gate-Längen, bei schwankender Umgebungstemperatur und bzgl. ihrer Linearität gaben. Aufgrund der hohen Kanalzahl pro Modul fiel die Entscheidung zugunsten des Fastbus-ADCs 1885F der Firma LeCroy.

Daraufhin wurden sowohl die ADCs wie auch Fastbus-Crates und Fastbus-VME-Interfaces beschafft und das Gesamtsystem mechanisch und elektrisch aufgebaut. Parallel dazu wurden Programme entwickelt, die zum einen das Testen der ADCs, zum anderen die Auslese der ADCs in Zusammenarbeit mit der Datenakquisition erlauben. Diese Softwarepakete wurden weiterhin auf eine möglichst hohe Datenrate optimiert, damit in Strahlzeiten eine größtmögliche Menge an Daten aufgezeichnet werden kann. Das Gesamtsystem wurde erfolgreich aufgebaut und implementiert und hat seine Zuverlässigkeit bereits in mehreren Strahlzeiten bewiesen. Die ersten Strahlzeiten, in denen Daten genommen wurden, waren darauf ausgelegt, möglichst viele Ereignisse mit π^0 -Mesonen zu sammeln, da mit ihnen der Crystal-Barrel-Detektor kalibriert wird. Die vorgestellten Spektren zeigen deutlich, daß das neue ADC-System den gestellten Anforderungen gerecht wird und vergleichbare und zum Teil bessere Eigenschaften als das zuvor eingesetzte System aufweist.

Anhang A

Bussysteme

Im Gegensatz zu Experimenten, die sich in einem Labor aufbauen lassen, haben Experimente in der Kern- und Teilchenphysik häufig wesentlich größere Dimensionen. Dies betrifft sowohl die räumlichen Dimensionen der Detektoren, als auch die Anzahl der Kanäle oder Einzelmodule eines Detektors. Diese Kanäle werden entsprechend ihrem Meßzweck mit verschiedenen Modulen, wie z.B. ADCs, TDCs oder Scalern ausgelesen. Da die Anzahl der Kanäle pro Elektronikmodul beschränkt ist, ergeben sich nicht selten mehrere hundert erforderliche Module, um eine Detektorkomponente auslesen zu können. Für die Übertragung der Daten aus den Elektronikmodulen in einen Rechner, existieren viele verschiedene Bussysteme mit unterschiedlichen Eigenschaften. Für diese Arbeit sind insbesondere die drei Bussysteme CAMAC, Fastbus und VME von größerer Bedeutung und werden daher in den folgenden Kapiteln vorgestellt. Den Anfang bildet ein Kapitel, das allgemeine Eigenschaften der Bussysteme und häufig verwendete Begriffe erläutert. Am Ende des Kapitels werden die Eigenschaften der drei Bussysteme CAMAC, Fastbus und VME in einer Tabelle noch einmal gegenübergestellt.

A.1 Allgemeines

A.1.1 Standards

Die sich häufig verändernden Aufbauten in der Kern- und Teilchenphysik fordern eine hohes Maß an Flexibilität bezüglich der Verwendung und Kombination verschiedener Elektronikmodule. Um dies zu ermöglichen, wurden verschiedene Standards geschaffen, die sowohl elektrische als auch mechanische Eigenschaften festlegen. Dies soll am Beispiel des NIM¹-Standards kurz erläutert werden.

Der NIM-Standard ist seit den 60er Jahren ein weit verbreiteter Standard in der experimentellen Kern- und Teilchenphysik. Er definiert sowohl elektrische als auch mechanische Eigenschaften der NIM-Module und der NIM-Crates. Ein NIM-Crate ist ein Überrahmen, der zwölf NIM-Module aufnehmen kann und selber in ein Standard 19“-Rack paßt. Jedes der zwölf Module wird über einen im Crate integrierten Stecker mit Spannungen versorgt, wobei sowohl der Steckertyp als auch die Spannungen durch den NIM-Standard festgelegt sind. Dadurch ist sichergestellt, daß Module, die dem NIM-Standard entsprechen (egal von welcher Firma sie hergestellt wurden), in ein NIM-Crate passen und dort betrieben werden können.

¹ Nuclear Instrumentation Modules

Das NIM-System zählt nicht zur Gruppe der Bussysteme, da es die NIM-Module nur mit Spannungen versorgt, aber keine Möglichkeit einer Kommunikation oder eines Datenaustausches bietet. Dementsprechend enthalten die Standards der Bussysteme zusätzliche Definitionen bezüglich der verwendeten Busse, der Leitungsbelegungen, der eingesetzten Protokolle und vieler weiterer Eigenschaften.

A.1.2 Synchroner und asynchroner Bussysteme

Es gibt zwei verschiedene Gruppen, in die sich die Bussysteme einteilen lassen. Dies sind zum einen die synchronen Busse und zum anderen die asynchronen Busse. Ein synchroner Bus besitzt einen Taktgeber (Clock), der mit einer konstanten, vom Standard festgelegten Frequenz betrieben wird. Von Takt zu Takt kann jeweils nur ein Zyklus stattfinden. Diese Zykluszeit muß von allen Modulen, die dem zugehörigen Standard entsprechen, garantiert werden. Der Vorteil dieses Systems ist, daß Kommunikation und Datentransfer relativ einfach zu implementieren sind und feste Zeiten und damit feste Übertragungsraten garantiert sind. Der Nachteil besteht darin, daß es keine Möglichkeit gibt, die Taktzeit zu ändern, ohne Kompatibilitätsprobleme mit älteren Modulen zu bekommen. Beispiele für einen synchronen Bus sind CAMAC aber auch modernere Systeme wie der PCI-Bus, der z. Zt. der Standardbus in jedem PC ist.

Asynchrone Busse haben keinen Taktgeber, sondern koordinieren und synchronisieren ihre Kommunikation über sog. Handshake-Protokolle. Das bedeutet, daß zwei Module, die miteinander kommunizieren wollen, sich über verschiedene Leitungen mitteilen, ob sie z. B. einen Zyklus beginnen wollen, ob sie bereit sind, die Daten zu empfangen oder ob die Daten erfolgreich erhalten wurden und die Übertragung beendet werden kann. Der Vorteil des asynchronen Busses besteht darin, daß entsprechend der Weiterentwicklung der Technik auch schnellere Module mit höheren Übertragungsraten eingesetzt werden können, ohne das bestehende System ändern zu müssen. Auch die Übertragung zwischen einem langsamen und einem schnellen Modul wird durch einen asynchronen Bus ermöglicht. Der Nachteil besteht darin, daß solche Handshake-Protokolle einen wesentlich höheren Aufwand bei der Implementierung der Module erfordern. Beispiele für asynchrone Busse sind Fastbus und VME.

A.1.3 Multi-Master-Systeme

An einer Kommunikation sind in der Regel immer zwei Module beteiligt: Ein Master, der aktiv den Datentransfer einleitet und ein Slave, der vom Master beschrieben oder gelesen werden kann. Im CAMAC-System gibt es nur einen Master, der zudem noch an einem bestimmten Slot sitzen muß. Sog. Multi-Master-Systeme wie Fastbus und VME erlauben mehrere Master, die an beliebigen Slot-Positionen im Crate sitzen können. Die Anzahl an Master-Modulen ist nur durch die Menge an maximalen Modulen pro Crate begrenzt.

Da niemals zwei Master gleichzeitig den Bus benutzen können, besitzen die Multi-Master-Systeme eine Arbitrierungseinheit, deren Aufgabe es ist, die Vergabe des Busses an die verschiedenen Master zu regeln. Jeder Master besitzt eine eindeutig vergebene Priorität, die er mit angibt, wenn er auf den Bus zugreifen will. Die Arbitrierungseinheit entscheidet dann anhand dieser Prioritäten, welcher Master den Bus zugewiesen bekommt.

A.1.4 Bus–Multiplexing

In der Regel besitzen Bussysteme mehrere Unter–Busse. Dies sind z. B. der Adressbus und der Datenbus. Über den Adressbus wird zuerst die Adresse übertragen, an der im darauffolgenden Datenzyklus die Daten geschrieben oder gelesen werden sollen. Daraus ergibt sich, daß in der Regel nie beide Busse gleichzeitig benutzt werden. Im Fastbus–System wurde aus diesem Grund ein Bus–Multiplexing eingebaut. Das bedeutet, daß 32 Leitungen vorhanden sind, die während der Adressierung als Adressleitungen und beim Datentransfer als Datenleitungen benutzt werden. Für welche Aktion die 32 Adress–/Datenleitungen aktuell benutzt werden, wird durch zusätzlich vorhandene Signalleitungen angezeigt. Der Vorteil dieses Multiplexings ist die Ersparnis von 32 Leitungen im Crate und auf den Fastbusmodulen. Der Nachteil dieses Verfahrens ist, daß aus dem Vorhandensein getrennter Adress– und Datenleitungen in manchen Systemen Vorteile gezogen werden. Ein Beispiel dafür ist das VME–Bus–System. Um die Datenübertragung schneller zu machen, benutzen einige Mikroprozessoren eine Technik, die *Address Pipelining* genannt wird. Dabei wird die neue Adresse schon auf die Adressleitungen gelegt, bevor der letzte Datenzyklus abgeschlossen wurde. Ein weiterer Vorteil ergibt sich bei sog. Block–Transfers. Oft liegen die zu übertragenden Daten in einem Adressbereich hintereinander oder sollen an aufeinanderfolgende Adressen übertragen werden. Für solche Fälle bietet sich ein Blocktransfer an, bei dem der Master die Anfangsadresse überträgt und dann nur noch Datenzyklen durchführt. Das angesprochene Slave–Modul erhöht automatisch bei jedem Datenzyklus die Adresse. Die Blockgröße ist allerdings auf 256 Byte begrenzt, um den Bus nicht zu lange zu blockieren. Da beim Blocktransfer die 32 Adressleitungen während der Datenübertragung nicht gebraucht werden, gibt es einen speziellen Blocktransfer–Modus, der die Adressleitungen zum Datentransfer mitbenutzt und damit in einem Zyklus nicht nur 32 Bit, sondern 64 Bit überträgt.

A.2 CAMAC

Das im vorherigen Kapitel vorgestellte NIM–System war in den 60er Jahren in der experimentellen Kern– und Teilchenphysik weit verbreitet und etabliert. In dieser Zeit kamen die ersten Minicomputer auf den Markt, und durch die zunehmende Komplexität der Experimente mit mehreren hundert Kanalzahlen entstand der Wunsch, die Module nicht nur auf der Frontseite miteinander verkabeln zu können, sondern auch auf der Rückseite (Backplane) eine Verbindung für alle Module in einem Crate zu haben. Es sollte ein Bus entwickelt werden, der die Möglichkeiten bot, Daten, Kontroll– und Statusinformationen zwischen einem Rechner und mehreren Ein– und Ausgabegeräten in einem (oder mehreren) Crates austauschen zu können. Dies führte zur Entwicklung von CAMAC².

CAMAC (Computer Automated Measurement And Control) ist ein internationaler Standard, der sowohl elektrische als auch mechanische Spezifikationen der Module, des Crates und der Backplane festlegt. Die Aufgabe des CAMAC–Standards ist es, einen weiten Bereich von modularen Instrumenten zur Verfügung zu stellen, die alle über eine standardisierte Backplane, genannt *Dataway*, verbunden sind. Diese Backplane wird dann mit einem Computer verbunden. Auf diese Weise können Datenerfassungs– und Kontrollsysteme einfach erweitert werden,

²Zu diesem Zeitpunkt gab es in NIM die Möglichkeit, über eine Zusatzverbindung Module auszulesen. Diese beinhaltete aber keine Übertragung von Status- oder Kontrollinformationen.

indem weitere Module in das CAMAC-Crate eingefügt werden.

Ein CAMAC-Crate hat 25 Stationen und kann somit maximal 25 Module einfacher Breite aufnehmen. Die Stationen werden von links nach rechts mit 1 – 25 durchnummeriert, wobei die Stationen 1 – 24 normale Stationen sind, die für CAMAC-Module (Slave) benutzt werden können. Die Station 25 ist reserviert für den sogenannten CAMAC-Controller (Master). Gewöhnlich wird die Station 24 ebenfalls vom CAMAC-Controller belegt, der darüber auf den Dataway zugreift. Die Aufgabe dieses Controllers ist es, Befehle an die Module zu schicken und Daten zwischen den Modulen und dem angeschlossenen Computer (oder einem anderen digitalen Gerät) auszutauschen. Bis zu sieben Controller können über einen sog. Branch Highway miteinander verbunden werden. An dessen Ende befindet sich ein Branch Driver, der direkt mit einem Computer verbunden ist. Viele Computersysteme können mehrere Branch Driver erhalten, wodurch viele CAMAC-Module von einem einzigen Rechner ausgelesen und gesteuert werden können.

Die Backplane (Dataway) beinhaltet die Spannungsversorgung der Module, einen Adressbus, einen Kontrollbus und einen Datenbus. Bei einer typischen Aktion auf dem Dataway führt der Controller einen CAMAC-Befehl aus, der die Stationsnummer (N), die Subadresse (A) auf dem Modul und den Funktionscode (F) enthält. Als Antwort erzeugt das Modul einen X-Response (gültiges Kommando akzeptiert). Bedeutet das Kommando einen Datentransfer, so werden die Read- oder Write-Leitungen benutzt. Dabei beziehen sich die Bezeichnungen Read und Write auf den Controller und nicht auf das Modul.

Allgemeine Eigenschaften des CAMAC-Systems:

Datenleitungen	24 Bit Read/Write parallel
Datentransferzeit	1.4 μ s
Transferart	synchron
Interruptfähig	Ja

A.2.1 Adressierung und Kommandos

Stationsnummer N

Zur Adressierung eines Moduls, führt vom Controller (Station 25) zu jeder normalen Station (1–24) eine getrennte Leitung (N). Will der Controller beispielsweise mit dem Modul in Station 6 kommunizieren, so setzt er die N-Leitung, die zur Station 6 führt, auf logisch '1'. Diese Konstruktion ist der Grund dafür, daß in einem CAMAC-Crate nur ein einziger Controller vorhanden sein darf, der außerdem immer in der Station 25 sitzen muß. Nur dieser Controller darf Aktionen auf dem Bus ausführen (Master), die Module selber (Slaves) haben nur die Möglichkeit, dem Controller durch Setzen der LAM-Leitung (Look-at-me) auf sich aufmerksam zu machen (siehe weiter unten). Der Vorteil dieses Verfahrens ist, daß kein Mechanismus vorhanden sein muß, der die Vergabe des Busses an einen bestimmten Master regelt, wenn mehrere Master gleichzeitig den Bus benutzen wollten.

Subadresse A8, A4, A2, A1

Verschiedene Sektionen eines Moduls können durch Signale auf den vier A-Leitungen adressiert werden. Diese Signale werden vom Modul zur Auswahl einer der 16 Subadressen dekodiert.

Beispiel: Ein CAMAC-Modul enthält zwölf ADC-Kanäle. Die zwölf ADC-Werte können nach der Konversion ausgelesen werden, indem die Subadressen A0 bis A11 selektiert werden.

Funktionscode F16, F8, F4, F2, F1

Die Funktion, die an der angegebenen Subadresse in dem ausgewählten Modul ausgeführt werden soll, wird durch die fünf F-Busleitungen spezifiziert. Beispiel: Wenn der ADC aus obigem Beispiel ausgelesen werden soll, so muß als Funktionscode F0 (lesen) oder F2 (lesen mit anschließendem Clear) übertragen werden. Die 32 möglichen F-Kommandos sind nicht beliebig wählbar, sondern in Gruppen eingeteilt und teilweise festgelegt. Tabelle A.1 enthält eine Auflistung der vordefinierten Funktionen. Welche Funktionen für ein bestimmtes Modul vorhanden sind und ihre genaue Bedeutung, muß dem zugehörigen Handbuch entnommen werden.

Lese-Kommandos (Funktionscodes 0-7)	
0	Read Group 1 Register
1	Read Group 2 Register
2	Read and Clear Group 1 Register
3	Read and Clear Group 2 Register
4-7	frei
Kontroll-Kommandos (Funktionscodes 8-15)	
8	Test Look-at-me
9	Clear Group 1 Register
10	Clear Look-at-me
11	Clear Group 2 Register
12-15	frei
Schreibe-Kommandos (Funktionscodes 16-23)	
16	Overwrite Group 1 Register
17	Overwrite Group 2 Register
18	Selective Overwrite Group 1 Register
19	Selective Overwrite Group 2 Register
20-23	frei
Kontroll-Kommandos (Funktionscodes 24-31)	
24	Disable
25	Increment Preselected Registers
26	Enable
27	Test Status
28-31	frei

Tabelle A.1: Allgemeine Bedeutung der CAMAC-F-Kommandos

Strobe-Signale S1 und S2

Auf der Backplane existieren zwei getrennte Leitungen, auf denen die Strobe-Signale S1 und S2 erzeugt werden. Diese Signale werden beim Datentransfer sowie zum Erzeugen verschiedener Operationen in den CAMAC-Modulen benötigt und sind die Zeitreferenz im synchronen Datentransfer.

A.2.2 Daten

Die Backplane (Dataway) enthält jeweils 24 Leitungen zum Lesen und Schreiben. Damit können 24 Bit in beide Richtungen parallel übertragen werden.

Die Write-Leitungen W1 – W24

Beim Schreiben legt der Controller die Datensignale auf die W-Leitungen, setzt S1 und hält die Signale bis zum Ende der Operation oder bis zum Setzen von S2 auf ihrem Level.

Die Read-Leitungen R1 – R24

Wenn ein Modul das Read-Kommando erhält, muß es seine Daten auf die R-Leitungen setzen, bevor S1 gesetzt ist und solange halten, bis die Operation abgeschlossen ist oder S2 vom Controller gesetzt wird. Der Controller liest die Daten von den R-Leitungen bei Beginn von S1.

A.2.3 Statusinformationen

Statusinformationen werden durch Signale auf den Look-at-me- (LAM), Busy- (B), Command accepted- (X) und Response- (Q) Leitungen übermittelt.

Look-at-me (LAM)

Diese Leitung ist (ebenso wie die N-Leitung) eine individuelle Verbindung jeder Station zu einem eigenen Pin am Crate-Controller. Wenn der Bus nicht in Benutzung ist (B-Leitung nicht gesetzt), kann jedes Modul durch Setzen seiner LAM-Leitung dem Controller anzeigen, daß es Aufmerksamkeit erfordert oder zum Datentransfer bereit ist.

Dataway busy (B)

Während der Controller Aktionen auf dem Bus ausführt, setzt er die B-Leitung. Solange die B-Leitung gesetzt ist, werden alle LAM-Signale auf den Leitungen ignoriert.

Command accepted (X)

Wenn ein adressiertes Modul (N-Leitung gesetzt) ein Kommando erhält, muß es als Bestätigung die X-Leitung setzen.

Response (Q)

Die Q-Leitung wird während einer Aktion auf dem Bus dazu benutzt, den Status der ausgewählten Aktion des Moduls anzuzeigen. Bei allen Lese- und Schreibeoperationen bleibt die Q-Leitung statisch vom Erhalt des Kommandos bis S2 gesetzt wird. Für alle anderen Kommandos kann sich die Q-Leitung zu jeder Zeit ändern.

A.2.4 Allgemeine Kontrollkommandos

Die allgemeinen Kontrollkommandos dienen dazu, bestimmte Aktionen auf allen Modulen auszuführen, ohne jedes Modul einzeln adressieren zu müssen. Um einen Schutz gegen unechte Signale zu gewährleisten, müssen die Kommandos Initialize (Z) und Clear (C) immer von einem Signal auf S2 begleitet sein.

Initialize (Z)

Das Initialize-Signal hat Priorität über alle anderen Kommandos. Mit ihm werden alle Module durch Löschen der Register in ihren Grundzustand versetzt sowie alle LAM-Signale gelöscht.

Inhibit (I)

Das Vorhandensein dieses Signals verhindert sämtliche Aktionen.

Clear (C)

Das Clear-Signal löscht die Register aller Module eines Crates, sofern die einzelnen Module auf ein solches Signal reagieren. Welche Register eines Moduls davon betroffen sind, muß dem zugehörigen Handbuch entnommen werden.

A.3 Fastbus

Der CAMAC-Standard hat eine weite Verbreitung gefunden. Er ist robust, einfach zu konfigurieren und leicht zu benutzen. Weltweit gibt es viele Firmen, die CAMAC-Module herstellen. In der Forschung wird CAMAC noch häufig eingesetzt, was zum einen daran liegt, daß in den vergangenen Jahren viele Module angeschafft wurden und zum zweiten, daß das CAMAC-System für einige Anwendungen ausreichend ist. Allerdings zeichnete sich Ende der 70er und Anfang der 80er Jahre ab, daß die Detektoren immer größer und komplexer wurden und auch die Datenraten immer mehr anwuchsen. In vielen physikalischen Experimenten spielt es eine immer größere Rolle, seltene Ereignisse aus der Vielzahl der Untergrundereignisse herauszufiltern. Daraus ergab sich die Notwendigkeit, die Daten zu filtern, bevor sie vom Computer auf einen Datenträger geschrieben werden.

Dies führte zur Entwicklung von Fastbus, einem ersten Draft 1980 und zur endgültigen Spezifikation 1983. Der Fastbus-Standard spezifizierte ebenso wie der CAMAC-Standard die logischen und elektrischen Aspekte des Busses genauso, wie die mechanischen Eigenschaften der Module und Crates. Die Vorteile des Fastbus-Systems gegenüber CAMAC werden im folgenden kurz vorgestellt:

- Der Adress- und Datenbus ist 32 Bit breit.
- Es gibt verschiedene Arten der Adressierung: Eine positionsabhängige Adressierung wie in CAMAC, eine positionsunabhängige logische Adressierung und ein spezieller Broadcast-Modus, mit dem mehrere Module zur gleichen Zeit adressiert werden können.
- Sowohl in einem Crate als auch auf den Verbindungskabeln zwischen zwei (oder mehreren) Crates ist das Kommunikationsprotokoll identisch.
- Fastbus ist ein Multi-Master-System. Mehrere Master können sich in einem Segment (z.B. Crate) befinden.
- Das Fastbus-System ist segmentiert. In jedem Segment kann ein Master die volle Bandbreite benutzen.
- Variable Geschwindigkeit, hohe Bandbreite. Im Fastbus-System können Master und Slave mit unterschiedlichen Übertragungsgeschwindigkeiten miteinander kommunizieren, da beide die Datenübertragung kontrollieren (asynchroner Bus).
- Fastbus unterstützt einen synchronen Blocktransfer mit hoher Geschwindigkeit. Das erspart eine andauernde erneute Adressierung, wenn zusammenhängende Adressbereiche übertragen werden und verringert Verzögerungen bedingt durch den Handshake, was sich besonders bei Übertragungen über lange Leitungen bemerkbar macht.
- Mehrere verschiedene Statusmeldungen ermöglichen es den Modulen, besondere Bedingungen oder ungültige Aktionen anzuzeigen.

In Fastbus kann jedes Modul sowohl als Master als auch als Slave arbeiten, und die 26 Positionen in einem Crate sind alle identisch. Ein Bussegment ist entweder ein Crate mit einem Backplane-Bus oder ein Kabel-Bus, der Crates miteinander verbindet. Die Art der Kommunikation ist in beiden identisch. Module können sich in Crates befinden oder an einen Kabel-Bus angeschlossen sein. Die Verbindung zwischen Backplane-Bus und Kabel-Bus wird durch ein sog. **Segment Interconnect (SI)** hergestellt. Die Anbindung des Fastbus an einen Rechner geschieht durch ein **Processor Interface (PI)**, über den der Fastbus kontrolliert wird und über den auf ihn zugegriffen werden kann. Um eine Verbindung zwischen Fastbus und einem Bus mit anderem Protokoll (z.B. VME-Bus) herzustellen, wird ein sogenannter **Buffered Interconnect (BI)** verwendet.

Ein Master in einem bestimmten Segment kann eine Verbindung zu einem Slave in einem beliebigen Segment im System herstellen. Die Fastbus-Module können entweder in ECL³ oder TTL⁴ implementiert sein, die Signale auf dem Bus sind ECL-Signale, was eine Bandbreite bis zu 150 MB/s ergibt. Fastbus ist ein asynchroner Bus, d.h. daß die Handshake-Protokolle sowohl langsame als auch schnelle Übertragungen optimieren. Der Bus ist 32 Bit breit und wird sowohl für Adress- als auch für Datenübertragungen genutzt (Bus-Multiplexing).

³Emitter Coupled Logic

⁴Transistor Transistor Logic

Jede Backplane (oder Kabel-Segment) benötigt eine Ancillary Logic, die sich in den Crates auf der Rückseite der Backplane befindet. Sie ist zuständig für **Arbitration Timing and Arbitration Control (ATC)** und **Geographical Address Control (GAC)**, den Handshake bei Broadcast-Übertragungen und für Bus-Halt-Anweisungen. Ein Master muß eine Arbitrierungslogik enthalten, um mit anderen Mastern in einem Segment die Verteilung des Busses aushandeln zu können. Außerdem muß ein Master auch als Slave arbeiten können, damit er vom Rechner aus initialisiert werden kann.

Die Register eines Fastbusmoduls sind in zwei Bereiche unterteilt: **Data Space (DSR)** und **Control/Status Space (CSR)**. Dies hat den Vorteil, daß ein unbeabsichtigtes Überschreiben eines Kontrollregisters beim Datenaustausch vermieden wird. Der CSR-Bereich ist unterteilt in vier Sektionen für Funktion, Programm, Parameter und benutzerspezifische Anwendungen. Der Verwendungszweck und die Größe des DSR-Bereichs sind beliebig und können vom Designer der Module festgelegt werden.

Das Fastbussystem enthält insgesamt 130 Signalleitungen, die aufgeteilt sind in Adress-/Daten-, Timing-, Kontroll-, Informations-, Power- und Groundleitungen. Da Fastbus im Gegensatz zu CAMAC für die Adress- und Datenleitungen das sog. Bus-Multiplexing benutzt, existieren drei Leitungen mit dem Namen **Mode Select (MS)**, die anzeigen, für welche Aktion die 32 Leitungen aktuell benutzt werden. Ein weiterer Unterschied zu CAMAC besteht darin, daß Fastbus keine Funktionsleitungen besitzt. Funktionen werden in Fastbus ausgeführt, indem bestimmte Bits in Kontrollregistern (CSR) gesetzt werden. Ein Modul, das nur als Slave fungiert, hat in Fastbus die Möglichkeit, über drei Leitungen mit dem Namen **Slave Status (SS)** Informationen über seinen Zustand zu liefern oder ungültige Aktionen anzuzeigen.

A.3.1 Bus-Arbitrierung in Fastbus

Dadurch, daß Fastbus, im Gegensatz zu CAMAC, ein Multi-Master-System ist, kann ein Master in einem Segment nicht von sich aus direkt auf den Bus zugreifen. Wenn ein Master die Verbindung zu einem Slave aufbauen will, muß er zuerst die Kontrolle über das Segment erlangen. Dazu stellt der Master, wenn der Bus frei ist, eine Anfrage (arbitration request) an oben erwähnte Einheit mit dem Namen **Arbitration Timing and Arbitration Control**. Diese Einheit schaut nun nach, ob auch noch andere Master eine Anfrage gestellt haben und vergibt den Bus an den Master mit der höchsten Priorität. Dieser Vorgang wird als **Bus Arbitration** bezeichnet und soll im folgenden mit Hilfe von Abb. A.1 kurz erläutert werden.

Die Master, die auf den Bus zugreifen wollen, setzen die **Arbitration Request (AR)**-Leitung des Busses. Ist die **Grant Acknowledge (GK)**-Leitung nicht gesetzt, leitet der **Arbitration Timing Controller (ATC)** den Arbitrierungszyklus ein, indem er die **Arbitration Grant (AG)**-Leitung setzt. Alle Master, die zu diesem Zeitpunkt den Bus zugewiesen bekommen wollen, setzen bei Erhalt des AG-Signals ihr Arbitrierungslevel auf die sechs **Arbitration Level (AL)**-Leitungen. Eine schnelle Komparatorlogik auf jedem Master vergleicht das eigene Arbitrierungslevel mit den Bits auf dem Bus und nimmt seine eigenen Bits von der Leitung, wenn sie einem geringeren Level entsprechen. Nach einer bestimmten Zeit, die **Arbitration Delay Time** genannt und vom ATC festgesetzt wird, liegt nur noch das höchste Arbitrierungslevel auf dem Bus, und jeder Master weiß, ob er derjenige ist, der den Bus bekommt, oder nicht.

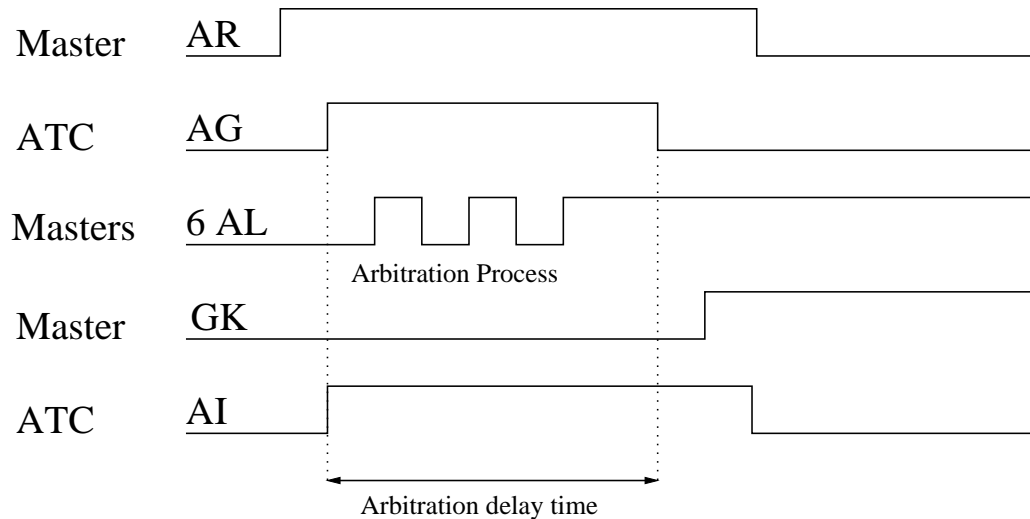


Abbildung A.1: Zeitlicher Ablauf einer Arbitrierung in Fastbus

Wenn der Bus frei ist, setzt der ATC die AG-Leitung zurück und der Gewinner setzt daraufhin die **Grant Acknowledge (GK)**-Leitung, entfernt AR und beginnt mit Adress- und Datenzyklen. Der Master hält die GK-Leitung solange gesetzt, bis er eine neue Arbitrierung ermöglichen will. Dies geschieht in der Regel nach dem letzten Adressierungszyklus, so daß der neue Master bestimmt werden kann, bevor der letzte Datenzyklus zu Ende ist. Die Zeit, in der GK gesetzt ist, wird **Arbitration Lock Period** genannt.

Die Arbitrierungslevel innerhalb eines Segments müssen den einzelnen Mastern eindeutig zugewiesen sein, während die Level in verschiedenen Segmenten mehrfach vorkommen dürfen.

A.4 Der VME-Bus

Die Abkürzung VME steht für VERSA Module Eurocard und bezeichnet ein Bussystem, das im Gegensatz zu CAMAC und Fastbus ein reiner Industriestandard ist.

A.4.1 Historische Entwicklung

VERSAbus wurde 1979 von der Motorola Corporation für ihre 68000 Mikroprozessoren definiert. Eurocard ist die Bezeichnung für Karten, die bestimmte (mechanische) Bedingungen erfüllen. Somit ist VME-Bus eine Kombination aus dem elektronischen Standard VERSAbus und dem mechanischen Standard Eurocard. Der VME-Bus-Standard wurde 1980 von den Firmen Motorola, Mostek und Signetics gemeinsam definiert.

Folgende Ziele wurden bei der Entwicklung dieses Busses verfolgt:

- Eine prozessorunabhängige Struktur.
- Einfache Aufrüstung von 16-Bit- auf 32-Bit-Datenleitungen.
- Festlegung eines mechanischen Standards.

- Keine Erhebung von Lizenzen oder Gebühren für die Entwicklung von VME-Modulen durch andere Firmen.

Da schon viel Arbeit in die Entwicklung des VERSAbus investiert worden war, wurde er als Rahmen für den neuen Standard verwendet. Für den mechanischen Standard fiel die Wahl auf das Eurocard⁵-Format, da es zur Zeit der Entwicklung von VME in Europa bereits seit einigen Jahren etabliert war und daher die mechanischen Bauteile wie Crates, Platinenhalterung, Verbinder, etc. leicht verfügbar waren.

Die Verbindung der elektrischen Spezifikation VERSAbus und dem Eurocardformat resultierte 1981 in VME-Bus Revision A.

Die VME-Bus-Spezifikation ist seitdem mehrfach erweitert worden durch Revision B, C, C.1, IEC821, IEEE 1014-1987 und ANSI/VITA 1-1994.

Seit seiner Einführung hat der VME-Bus weite Verbreitung in vielen Gebieten gefunden. Einige der bekanntesten sind (ohne Anspruch auf Vollständigkeit):

- Industrielle Kontrollsysteme: Automatisierte Fertigung, Roboter.
- Militär: Kommando- und Kontrollsysteme, Luft- und Bodenradar.
- Luft- und Raumfahrt: Avionik, Fly-by-wire-Systeme. Die Marssonde PATHFINDER wurde über einen VME-Bus-Rechner gesteuert.
- Transportsysteme: Zugsteuerungen, Verkehrsleitsysteme.
- Telekommunikation: Handy-Funkstationen, Satellitenverbindungen.
- Simulation: Flugsimulatoren, militärische Simulatoren.
- Medizin: Visuelle und akustische Systeme.
- Hochenergiephysik: Beschleuniger und Detektoren.

A.4.2 Der original VME-Bus (IEEE-1014-1987)

Die original VME-Bus-Spezifikation (IEEE-1014-1987) umfaßt viele Eigenschaften, von denen einige kurz vorgestellt werden sollen:

- Master/Slave Architektur (wie in Fastbus).
- Asynchroner Bus (Koordination des Busses geschieht ohne Taktgeber).
- Handshake-Protokolle mit verschiedenen Geschwindigkeiten.
- Adress- und Datenleitungen sind nicht multiplexed (im Gegensatz zu Fastbus).
- Adressierung mit 16, 24 und 32 Bit.

⁵Eurocard ist ein Begriff für eine Familie von Produkten, die durch DIN 41612 und IEC 603-2 für Standard-Verbinder, durch IEEE 1101 für PC-Platinen und durch DIN 41494 und IEC 297-3 für Racks definiert werden.

- Datentransfer mit acht, 16 oder 32 Bit.
- Übertragungsraten bis 40 MByte/s.
- Multiprozessorsystem.
- Interruptfähig.
- 21 Module pro Crate.

Diese Eigenschaften sollen kurz erläutert werden:

VME-Bus benutzt eine Master-Slave-Architektur. Das bedeutet, daß ein Modul (Master) Daten zu und von einem anderen Modul (Slave) transferieren kann. Da sich mehrere Master in einem VME-Bus-Crate befinden können, wird VME ein *multiprocessing bus* genannt. Bevor ein Master Daten transferieren kann, muß ihm der Bus zugewiesen werden. Dies geschieht durch einen Arbitrator, der sich in einem Modul mit dem Namen System-Controller befindet. Seine Aufgabe ist es, festzulegen, welchem Master der Zugriff auf den Bus gewährt wird (ähnlich wie in Fastbus).

VME-Bus ist ein asynchroner Bus. Für die Kontrolle des Datentransfers existiert kein zentraler Taktgeber (Clock), stattdessen werden Handshake-Signalen zur Koordination des Transfers eingesetzt. Die Geschwindigkeit eines Zyklus wird dadurch immer vom langsamsten Modul bestimmt.

Wieviele der 32 Adress- und Datenleitungen bei einem Zyklus verwendet werden, kann dynamisch entschieden werden und hängt davon ab, was auf den benutzten Modulen implementiert ist. Die Bezeichnungen lauten entsprechend der Anzahl der benutzten Adress- (A) und Datenleitungen (D): A32, A24, A16, D32, D16 und D8. A24/D32 würde damit bedeuten, daß ein Master mit 24 Bit adressiert und zum Transfer der Daten 32 Bit (Leitungen) verwendet. Welchen Modus ein Master ausführen will, zeigt er dem Slave durch Angabe des Address Modifiers an. Die Tabelle A.3 enthält die Address Modifier der Revision C.1.

A.4.3 Die VME-Bus-Architektur

Die Architektur des VME-Bus wird im allgemeinen mit Hilfe sogenannter *functional modules* beschrieben. Diese *functional modules* sind konzeptionelle Werkzeuge, die in einigen Fällen konkrete Hardware darstellen. Dazu zählen z. B. Master, Slave, Bus-Timer, Interrupt Handler, Arbitrator und System-Controller. Die Aufgaben und Funktionen dieser Module werden im weiteren Verlauf dieses Kapitels genauer erläutert.

Diese *functional modules* kommunizieren über fünf verschiedene Sub-Busse, die in Tabelle A.2 zusammen mit ihrer Funktion aufgelistet sind, miteinander. Dies sind der *Data Transfer Bus (DTB)*, der *Data Transfer Arbitration Bus*, der *Priority Interrupt Bus*, der *Utility Bus* und der *Serial Bus*. Von diesen fünf Bussen sind in erster Linie die ersten drei von größerer Bedeutung, daher wird in den folgenden drei Abschnitten genauer auf sie eingegangen.

Sub-Bus	Funktion
Data Transfer Bus (DTB)	Übertragung von Adressen und Daten
Data Transfer Arbitration Bus	Arbitrierung des VME-Bus
Priority Interrupt Bus	Übertragung von Interrupts zwischen Modulen
Utility Bus	Verschiedene Zusatzfunktionen wie z.B. Reset-Signal oder eine utility clock
Serial Bus	Serieller Bus bestehend aus zwei Leitungen

Tabelle A.2: Die fünf VME-Sub-Busse und ihre Funktionen.

A.4.4 Der Data Transfer Bus (DTB)

Die Leitungen des Data Transfer Bus (DTB) können wie folgt in die drei Gruppen Adress-, Daten- und Kontrolleitungen aufgeteilt werden⁶:

Adressleitungen	Datenleitungen	Kontrolleitungen
A01–A31	D00–D31	AS*
AM0–AM5		DS0*
DS0*		DS1*
DS1*		BERR*
LWORD*		DTACK*
		WRITE*

Während die Bedeutung der Adressleitungen A01–A31 und der Datenleitungen D00–D31 klar ist, sollen die restlichen Signale kurz erklärt werden.

Da die beiden *Data-Strobe*-Leitungen DS0* und DS1* zwei verschiedene Funktionen erfüllen, gehören sie sowohl zur Gruppe der Adress- als auch der Kontrolleitungen. Als Kontrolleitungen koordinieren sie den Datentransfer zwischen Master und Slave, als Datenleitungen entscheiden sie mit, auf welche(s) Byte(s) beim Datenzyklus zugegriffen wird. Dies soll kurz erläutert werden.

Die kleinste adressierbare Einheit ist ein Byte mit einer eindeutigen binären Adresse. Jedes Byte kann entsprechend den letzten beiden Bits seiner Adresse zu einer von vier Gruppen zugeteilt werden.

Kategorie	Byte-Adresse
BYTE(0)	XXX...XXX00
BYTE(1)	XXX...XXX01
BYTE(2)	XXX...XXX10
BYTE(3)	XXX...XXX11

⁶Der hochgestellte Stern bedeutet, daß das Signal mit dem vorangestellten Namen true oder gültig ist, wenn das entsprechende Signal low ist (invertierte Logik).

Eine Gruppe von Bytes, deren Adressen sich nur in den beiden letzten Bits unterscheiden, wird eine 4-Byte-Gruppe oder eine BYTE(0-3)-Gruppe genannt. Auf beliebige (oder alle) Bytes einer solchen Gruppe kann durch einen einzigen DTB-Zyklus zugegriffen werden.

Master benutzen die Adressleitungen A02-A31, um die 4-Byte-Gruppe zu selektieren, auf die zugegriffen werden soll. Mit Hilfe vier weiterer Leitungen (DS0*, DS1*, A01 und LWORD*) wird dann bestimmt, auf welche(s) Byte(s) innerhalb dieser Gruppe beim nächsten Datentransfer zugegriffen wird. Mit dieser Methode kann ein Master auf 1, 2, 3 oder 4 Byte mit einem einzigen Datenzyklus zugreifen.

Die Signale AM0-AM5 bezeichnen die sechs *Adress-modifier*-Leitungen, die bereits weiter oben erwähnt wurden. Mit ihrer Hilfe zeigt ein Master dem adressierten Slave an, welcher Art der nachfolgende Datenzyklus ist. Tabelle A.3 zeigt die in Revision C.1 definierten Codes. Die nicht aufgeführten Codes sind z. T. benutzerdefiniert oder für zukünftige Modi reserviert. Dies erlaubt, entsprechend der technischen Weiterentwicklung, die Einführung neuerer Buszyklen (z.B. für VME64) in das bestehende VME-Bus-System, ohne Kompatibilitätsprobleme mit älteren Modulen zu bekommen.

Hex Code	Address Modifier	Funktion
3F	111111	Standard Supervisory Block Transfer
3E	111110	Standard Supervisory Programm Access
3D	111101	Standard Supervisory Data Access
3B	111011	Standard Non-Privileged Block Transfer
3A	111010	Standard Non-Privileged Programm Access
39	111001	Standard Non-Privileged Data Access
2D	101101	Short Supervisory Access
29	101001	Short Non-Privileged Access
0F	001111	Extended Supervisory Block Transfer
0E	001110	Extended Supervisory Programm Access
0D	001101	Extended Supervisory Data Access
0B	001011	Extended Non-Privileged Block Transfer
0A	001010	Extended Non-Privileged Programm Access
09	001001	Extended Non-Privileged Data Access

Tabelle A.3: In VME-Bus Revision C.1 definierte Address Modifier. VME-Bus bietet die Möglichkeit, Zugriffsprivilegien zu verteilen (Supervisory/Non-Privileged) um z. B. Systembereiche zu schützen. Die Bezeichnungen Extended/Standard/Short entsprechen Adressierungen als A32/A24/A16.

Die einzelnen Bedeutungen der Kontrolleitungen des DTB sollen hier nur kurz aufgelistet werden (die Bezeichnungen 'schreiben' und 'lesen' beziehen sich immer auf den Master):

- AS* (Adress Strobe): Die abfallende Flanke dieser Leitung signalisiert allen Slaves, daß die Adresse auf den Adressleitungen anliegt.
- DS0* und DS1* (Data Strobe Zero/One): Bei Schreibzyklen zeigt die erste fallende Flanke des Data Strobe an, daß der Master gültige Daten auf den Datenbus gelegt hat. Bei Lese-

zyklen zeigt die erste ansteigende Flanke dem Slave an, daß er die Daten vom Datenbus wegnehmen kann⁷.

- DTACK* (Data Transfer Acknowledge): Ein Slave setzt in einem Schreibzyklus DTACK* auf *low*, um anzuzeigen, daß die Daten erfolgreich empfangen wurden. Bei einem Lesezyklus setzt der Slave DTACK* auf *low*, um anzuzeigen, daß er die Daten auf den Datenbus gesetzt hat.
- BERR* (Bus Error): Die BERR*-Leitung wird von einem Slave oder dem Bus-Timer auf *low* gesetzt, um dem Master anzuzeigen, daß der Datentransfer nicht erfolgreich war. Wenn zum Beispiel der Master versucht, in eine Read-Only-Speicheradresse zu schreiben, erzeugt der Slave ein BERR*-Signal. Versucht ein Master auf eine Adresse zuzugreifen, die von keinem Slave zur Verfügung gestellt wird, so setzt der Bus-Timer nach einer festgelegten Zeit die BERR*-Leitung auf *low*.
- WRITE* (Read/Write): Die WRITE*-Leitung wird von einem Master benutzt, um die Richtung des Datentransfers anzuzeigen. Wenn die WRITE*-Leitung *low* ist, werden die Daten vom Master zum Slave übertragen (*write*), im Zustand *high* vom Slave zum Master (*read*).

A.4.5 Der Data Transfer Arbitration Bus

Die Grundidee in einem Multiprozessor-System ist, daß mehrere Prozessoren über einen Datenbus auf mehrere gemeinsame Ressourcen zugreifen können. Um zu verhindern, daß zwei Master gleichzeitig versuchen, den Bus zu benutzen, ist ein effizienter Mechanismus, der die Vergabe des Busses an einen Master regelt, erforderlich. Im VME-Bus-System ist dies durch ein Arbitrierungs-System realisiert, das aus Geschwindigkeitsgründen als Hardware implementiert ist. Die Arbitrierung im VME-Bus funktioniert ähnlich wie in Fastbus und soll daher hier nur kurz erklärt werden.

Will ein Master auf den Data Transfer Bus zugreifen und ist der Bus frei (BBSY* *high*), so startet er den Arbitrierungsprozeß, indem er die Bus-Request-Leitungen BR0* bis BR3* entsprechend seinem *Request Level* belegt. Der Arbiter erkennt den Request (oder auch mehrere) und vergibt den Bus an den Master mit der höchsten Priorität⁸ unter Verwendung der Bus-Grant-Leitungen BG0* bis BG3*. Dieser Master setzt nun BBSY* solange, bis er alle Aktionen auf dem DTB beendet hat und den Bus wieder freigeben will. Erst dann kann eine erneute Arbitrierung beginnen. Falls in dieser Zeit ein *Arbitration Request* mit einem höheren Level eingehen sollte, zeigt der Arbiter dem aktuellen Master dies an, indem er die BCLR*-Leitung (Bus Clear Line) setzt. Der Master muß dann nicht nach einer bestimmten Zeit den Bus freigeben, sondern kann selbst bestimmen, wann ein angemessener Punkt zur Unterbrechung seines Transfers erreicht ist.

⁷Die im Kapitel Bus-Multiplexing erwähnte Möglichkeit des address pipelining wird erst dadurch ermöglicht, daß der VME-Bus zwei getrennte Strobe-Leitungen für Adress- und Datenzyklen besitzt.

⁸Aufgrund der Konstruktion der Bus-Grant-Leitungen (Daisy-Chain) und der Position des Arbiters (immer Slot 1) erhält bei gleichen Prioritäten der Master mit der kleineren Slot-Nummer (der weiter links sitzende) den Bus.

A.4.6 Der Priority Interrupt Bus

Der VME-Bus enthält einen Priority Interrupt Bus, der die Erzeugung und Bearbeitung von Interrupts ermöglicht. Ein *Interrupter* erzeugt einen *Interrupt Request*, indem er entsprechend der Priorität eine der sieben Interruptleitungen IRQ1* bis IRQ7* auf *low* setzt. Der *Interrupt Handler* bemerkt die gesetzte Leitung und überprüft zunächst, ob der Data Transfer Bus frei ist. Ist dies nicht der Fall, so wird der aktuelle Master durch Setzen der BCLR*-Leitung aufgefordert, den DTB freizugeben. Ist dies erfolgt, startet der *Interrupt Handler* einen *Interrupt Acknowledge Cycle*, indem er einen 3-Bit-Code (die binäre Darstellung der Zahl der vorher gesetzten Interruptleitung) auf die unteren drei Adressleitungen sowie zusätzlich IACK* (Interrupt Acknowledge) und AS* setzt. Der *Interrupter* bemerkt die abfallende Flanke der IACK*-Leitung und liest daraufhin die unteren drei Adressleitungen. Stimmt dieser 3-Bit-Code mit der von ihm gesetzten Interrupt-Request-Leitung überein, so weiß er, daß der von ihm gestellte *Interrupt Request* nun bearbeitet werden kann. Sobald er die gesetzte AS*-Leitung bemerkt, plaziert er einen Wert, der Status/ID genannt wird, auf den Datenleitungen und setzt als Bestätigung, daß die Daten anliegen, die DTACK*-Leitung (Data Acknowledge). Der *Interrupt Handler* bemerkt die gesetzte DTACK*-Leitung und liest daraufhin den Status/ID. Dieser Wert stellt die Identifikationsnummer der nun zu bearbeitenden *Interrupt Service Routine* (was in der Regel eine Assembler-Routine ist) dar. Die Zuordnung von Status/ID zur entsprechenden Routine ist in einer Tabelle mit dem Namen *Interrupt Vector Table* abgespeichert und muß eindeutig vergeben sein.

A.4.7 Buszyklen

Auf den drei vorgestellten Bussen (Data Transfer Bus, Data Arbitration Bus und Priority Interrupt Bus) können verschiedene Zyklen, die z. T. schon vorgestellt wurden, stattfinden. Eine Zusammenfassung dieser Zyklen befindet sich in Tabelle A.4.

Wie in einem vorangegangenen Abschnitt bereits erwähnt wurde, erlaubt die VME-Bus-Spezifikation die Benutzung verschiedener Adress- und Datenbreiten entsprechend der gewünschten Anwendung und der verwendeten Hardware. Obwohl alle Kombinationen erlaubt sind, werden manche häufiger benutzt als andere. Gewöhnlich wird A16/D8 für einfache I/O⁹-Karten benutzt, hingegen A32/D32 oder A32/D64 für High-Performance-Karten, bei denen es auf einen schnellen Datentransfer ankommt. A24 findet sich gewöhnlich bei älteren 6U-Karten, dies sind Karten mit der doppelten Eurocard-Höhe, wird aber immer mehr durch A32 ersetzt.

Im Laufe der Jahre hat der VME-Bus verschiedene Erweiterungen erfahren (siehe VME64 und VME64x), bei denen auch neue Zyklen eingeführt wurden. Dies ist durch die Verwendung der *Address Modifier* zur Kennzeichnung der verschiedenen Zyklen möglich. Wenn neue Zyklen entwickelt werden, bekommen sie einen neuen *Address modifier* und die Kompatibilität zu anderen Modulen bleibt gewährleistet.

Im Gegensatz zu CAMAC und Fastbus besitzt der VME-Bus keine Möglichkeit einer geographischen Adressierung (erst in der Erweiterung VME64x). Stattdessen werden Module und Register auf den Modulen über ihre Adressen angesprochen. Dies hat den Vorteil, daß die Slot-

⁹Ein- und Ausgabekarten

Bus-Zyklus	Beschreibung
Data Transfer Bus Zyklen	
Read/Write-Zyklus	Basis-Datentransferzyklus
Read-modify-write-Zyklus	Ein nicht-teilbarer Buszyklus, um Semaphore Informationen in einem Multiprozessor-System auszutauschen
Block-Transfer-Zyklus (BLT)	Daten werden in einem Block transferiert Nur ein Adress-Zyklus zu Beginn des Blocks nötig
Multiplexed-Block-Transfer-Zyklus (MBLT)	Ähnlich wie BLT, nur werden die Adress-Leitungen zum Datentransfer mitbenutzt
Two-Edge-Zyklus	Ähnlich wie MBLT, benutzt aber steigende und fallende Flanken zum Handshake
Address-Only-Zyklus	Adressierungszyklus ohne Datentransfer
Data Transfer Arbitration Bus Zyklen	
Arbitration-Zyklus	Gewährt Zugriff auf den Bus
Priority Interrupt Bus Zyklen	
IACK*-Zyklus	Methode, um Interrupts über die Backplane auszutauschen

Tabelle A.4: Mögliche VME-Bus-Zyklen auf den Bussen *Data Transfer Bus*, *Data Arbitration Bus* und *Priority Interrupt Bus*.

nummer eines Moduls nicht bekannt sein muß oder sich ändern kann, ohne daß die Software angepaßt werden muß. Allerdings muß der Benutzer sicherstellen, daß jede Adresse nur einmal vergeben und damit eindeutig ist. VME-Bus-Module besitzen daher in der Regel mehrere Schalter (DIP-Switches o.ä.), mit denen die Basisadresse des Moduls festgelegt wird. Die auf dem Modul implementierten Register und Speicherbereiche besitzen eine Offsetadresse relativ zu dieser Basisadresse. Mehrere identische Module können dann innerhalb eines Crates benutzt werden, indem auf ihnen verschiedene Basisadressen eingestellt werden. Funktionen werden auf Modulen ausgeführt, indem bestimmte Adressen oder bestimmte Bits in Registern auf ihnen angesprochen werden.

Beispiel: In einem Crate befinden sich vier ADCs mit jeweils 16 Kanälen. Die 16 verschiedenen Kanäle werden über die relativen Adressen 0x0, 0x2, 0x4, ... 0x1E angesprochen. Die Basisadressen der vier ADC-Module werden auf 0x1000, 0x2000, 0x3000 und 0x4000 eingestellt. Soll der Inhalt des zweiten Kanals auf dem dritten Modul ausgelesen werden, so müßte die Adresse 0x3002 gelesen werden.

Der Aufruf von Funktionen auf VME-Bus-Modulen geschieht in der Regel über das Beschreiben von festgelegten Registern. In einigen Fällen sollen Funktionen ausgeführt werden, die parameterlos sind, z. B. die Initialisierung eines Moduls. Dazu wird oft ein Verfahren eingesetzt, das als *Key-Address-Technik* bezeichnet wird. Verschiedenen Adressen werden bestimmte Funktionen zugeordnet, die dann aufgerufen werden, wenn auf die zugehörige Adresse zugegriffen

wird. Diese Adresse muß nicht einer Speichereinheit oder einem Register zugeordnet sein, das Modul erkennt die anliegende Adresse und führt die zugehörige Funktion aus. Der Inhalt der Datenleitungen ist in diesem Fall unwichtig, da sie nicht interpretiert werden.

Beispiel: Der zur Auslese der Fastbus-ADCs verwendete Sequencer besitzt eine Reihe von festgelegten Key-Adressen. Drei davon sind:

0xE02020 Sequencer Enable
0xE02024 Sequencer Disable
0xE02030 Sequencer Reset

Bei einer Adressierung von 0xE02030 wird der Sequencer unabhängig von den Signalen auf den Datenleitungen initialisiert.

A.4.8 VME64

Eine bedeutende Überarbeitung des VME-Bus-Systems stellt die Version ANSI/VITA 1-1994, auch besser bekannt als VME64, dar. Seit seiner Einführung 1995 sind bereits einige Karten und Chips entwickelt worden, die diesen Standard unterstützen. VME64 ist eine Erweiterung des original VME-Bus IEEE-1014-1987 Standards und besitzt folgende zusätzliche Eigenschaften:

- 64-Bit-Datenbus für 6U-Karten.
- 64-Bit-Adressbus für 6U-Karten.
- 32-Bit-Daten- und 40-Bit-Adressbus für 3U-Karten.
- Bis zu 80 MB/s Übertragungsrate¹⁰.
- Weitere mechanische und Plug-and-play-Eigenschaften.

Diese Eigenschaften sind optional, d. h. sämtliche VME64-Module funktionieren auch zusammen mit älteren Modulen (sie sind abwärtskompatibel). Allerdings können die neuen Eigenschaften dann nicht verwendet werden. Ebenso können Module der original VME-Bus-Spezifikation in Crates des VME64-Standards betrieben werden.

A.4.9 VME64x

Die Erweiterung VME64x beinhaltet hauptsächlich neue Steckverbindungen, eine höhere Bandbreite (bis zu 160 MB/s), die Möglichkeit, Module unter Spannung ein- und ausbauen zu können (life-insertion) und die Möglichkeit einer geographischen Adressierung (wie in CAMAC und Fastbus).

¹⁰Diese Rate kann auch mit dem original VME-Bus unter Verwendung des Multiplexed-Blocktransfer-Modus (MBLT) erreicht werden. Dabei werden die bei einem Blocktransfer unbenutzten Adressleitungen mitverwendet und damit 64-Bit-Datentransfer erreicht.

A.4.10 VME320

1997 wurde von Arizona Digital Inc. eine veränderte VME-Bus-Architektur vorgestellt, die VME320 genannt wird. Die VME320-Backplane verwendet eine sternartige Struktur und ein neues Protokoll mit dem Namen 2eSST. Damit werden Übertragungsraten von mehr als 320 MB/s und Spitzenraten von über 500 MB/s erreicht.

A.5 Gegenüberstellung der Eigenschaften von CAMAC, Fastbus und VME

Tabelle A.5 enthält zum direkten Vergleich der drei hier vorgestellten Bussysteme CAMAC, Fastbus und VME eine Gegenüberstellung verschiedener Eigenschaften.

Eigenschaften	CAMAC	Fastbus	VME
Adressbus [Bit]	- *)	32	16/24/32/40/64
Datenbus [Bit]	16/24	32	8/16/24/32/64
Multi-Master	nein	ja	ja
synchron/asynchron	synchron	asynchron	asynchron
Interruptfähig	ja	ja	ja
Busmultiplexing	nein	ja	möglich
Transferrate [MByte/s]	~ 2	bis 150	40 - 320+
Blocktransfer	nein	ja	ja
Adressierung	geographisch	geographisch	geographisch
	-	logisch	über Adressen
	-	Broadcast	-
Crate-zu-Crate Kommunikation **)	nein	ja	nein

Tabelle A.5: Gegenüberstellung einiger Eigenschaften der drei vorgestellten Bussysteme.

*) CAMAC benutzt zur Adressierung einzelne Leitungen zu den Stationen sowie 4 Leitungen als Subadresse.

***) Die Möglichkeit einer Kommunikation zwischen zwei Crates eines Systems wird häufig auch als vertikaler Link bezeichnet.

Anhang B

Schaltpläne und Layout AND-OR16

Im Kapitel *Hardwaretrigger* wurde das Modul AND-OR16 zur Bildung des Signals 'Tagger-Or' vorgestellt. Die Schaltpläne sowie die vier Ebenen des Platinenlayouts sind auf den folgenden Seiten abgebildet.

Der erste Schaltplan enthält den Eingangsreiverteil für zweimal 16 Signale. Die zweite Seite enthält den Teil zur Bildung des 16fach logischen UNDs und des Gesamt-Oders. Plan Nr. drei gibt die Ausgangstreiberstufe für die UND-Signale wieder und der vierte Plan enthält den CAMAC-Stecker, sowie diverse Teile wie Entkopplungskondensatoren u. ä.

Die Platine wurde als Vierfach-Multilayer realisiert, wobei die Leiterbahnen soweit wie möglich auf der oberen (Top) und unteren Ebene (Bottom) verlegt wurden. Der Layer zwei enthält einige Leitungen, die sich nicht mehr auf Top und Bottom unterbringen ließen. Die Ebene drei ist die Versorgungsebene. Sie enthält in kammförmiger Struktur die Zuleitungen für die -5.2 V (V_{EE}) und die Masse.

Um möglichst kurze Durchlaufzeiten und eine hohe Grenzfrequenz zu erreichen, wurde beim Design der Platine darauf geachtet, die Leiterbahnen so kurz wie möglich zu halten und die Bauteile auf kleinem Raum unterzubringen. Die gemessenen Zeiten bestätigen dieses Konzept.

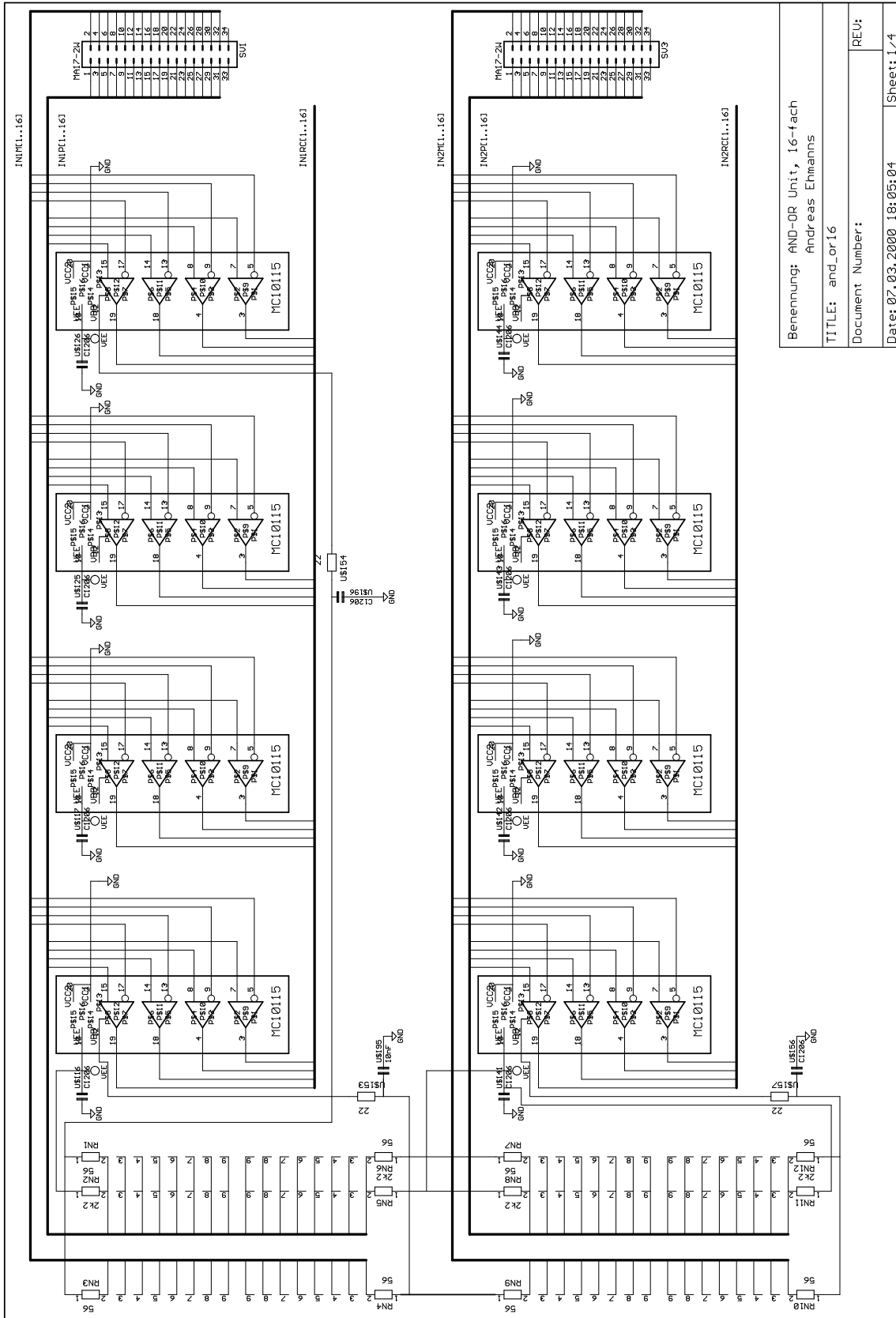
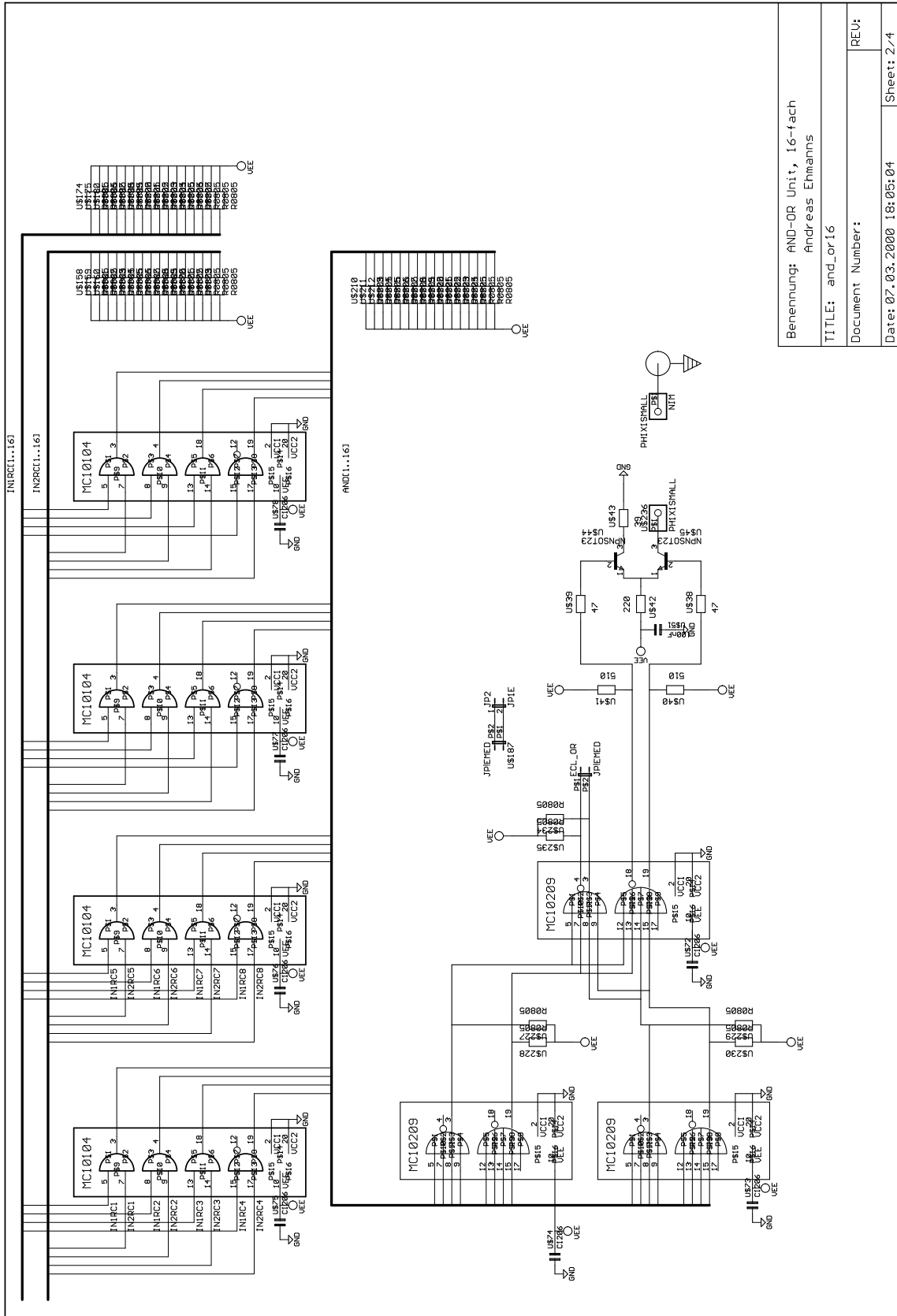
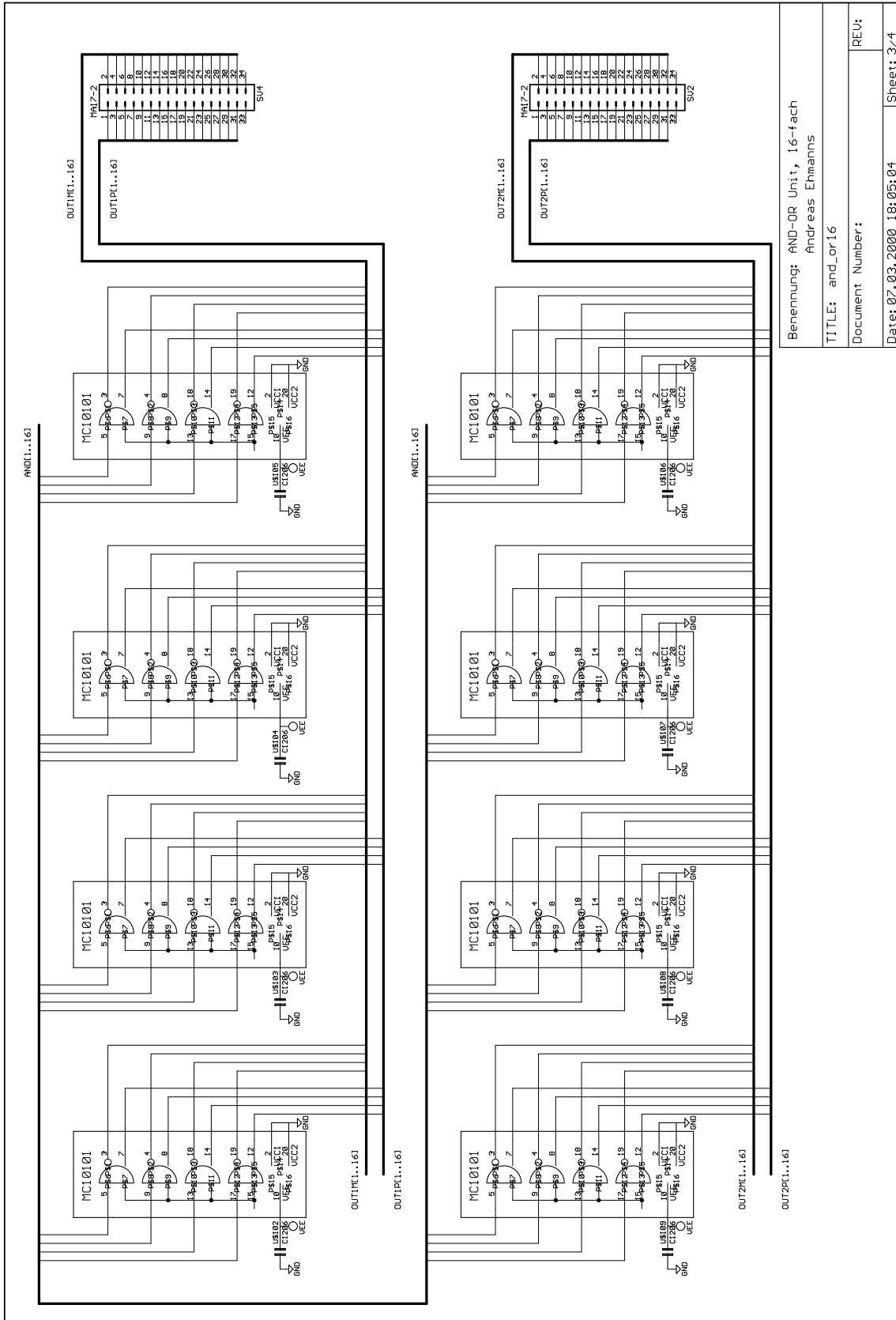


Abbildung B.1: Schaltplan AND-OR16 Seite 1, Eingangsreceiver.



Benennung: AND-OR Unit, 16-fach Andreas Ehmanns	
TITLE: and_or16	
Document Number:	REV:
Date: 07.03.2000 18:05:04	Sheet: 2/4

Abbildung B.2: Schaltplan AND-OR16 Seite 2, Bildung von 16-fach UND und Gesamtoder.



Benennung:	AND-OR Unit, 16-fach
TITLE:	and_or16
Document Number:	
Date:	07.03.2000 18:05:04
REV:	
Sheet:	3/4

Abbildung B.3: Schaltplan AND-OR16 Seite 3, Ausgangstreiber der UND-Signale.

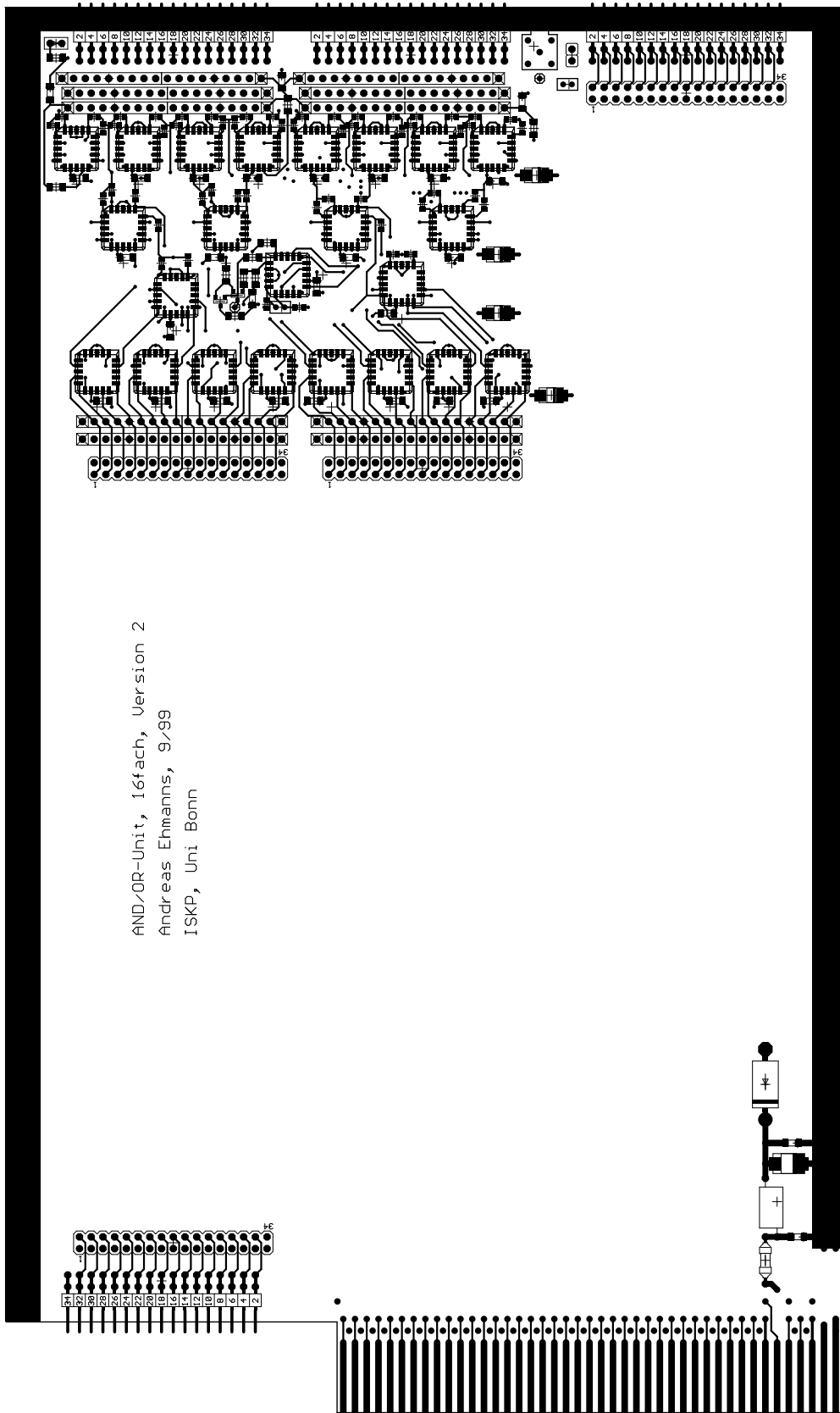


Abbildung B.5: Layout AND-OR16 Layer 1 (Top).

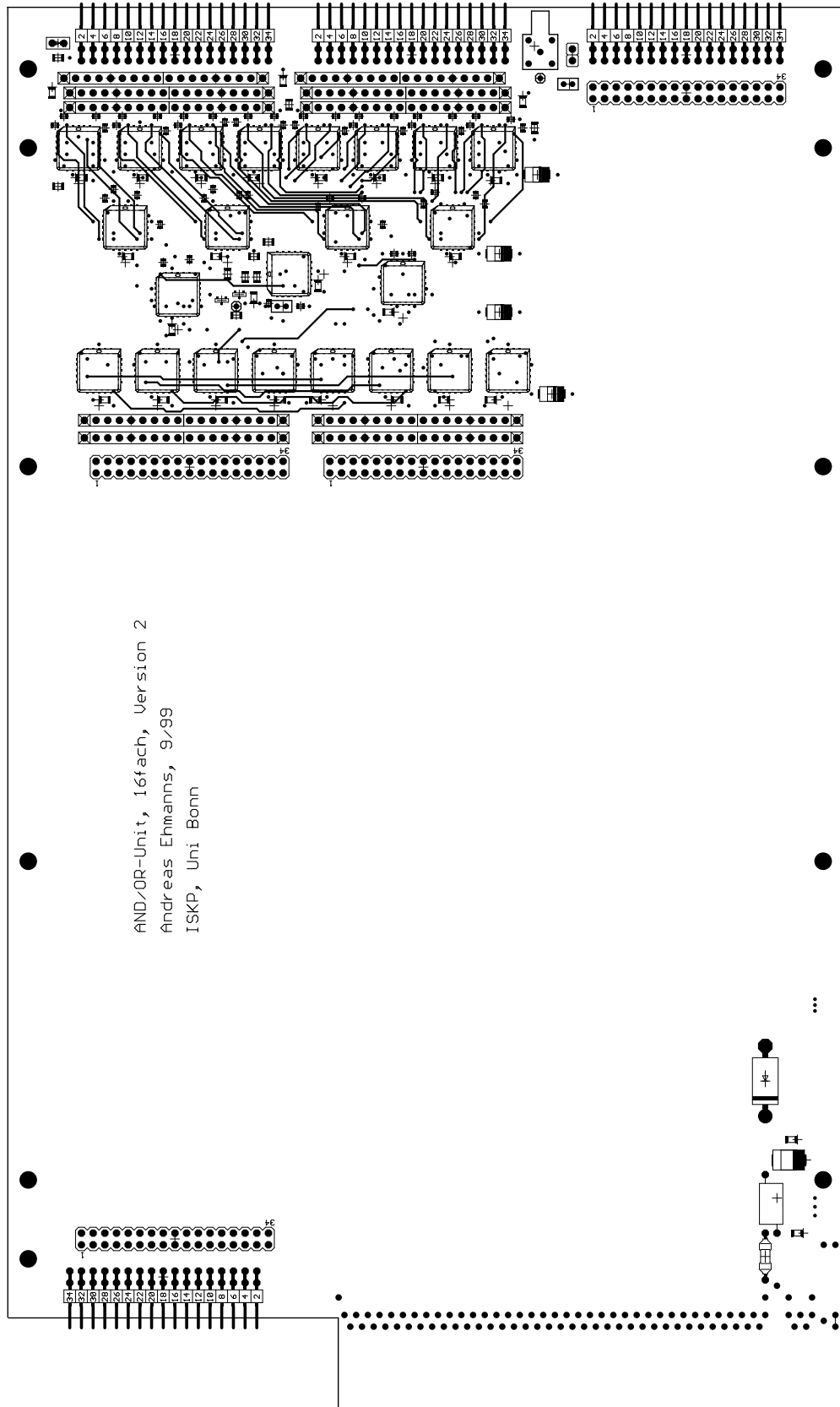


Abbildung B.6: Layout AND-OR16 Layer 2.

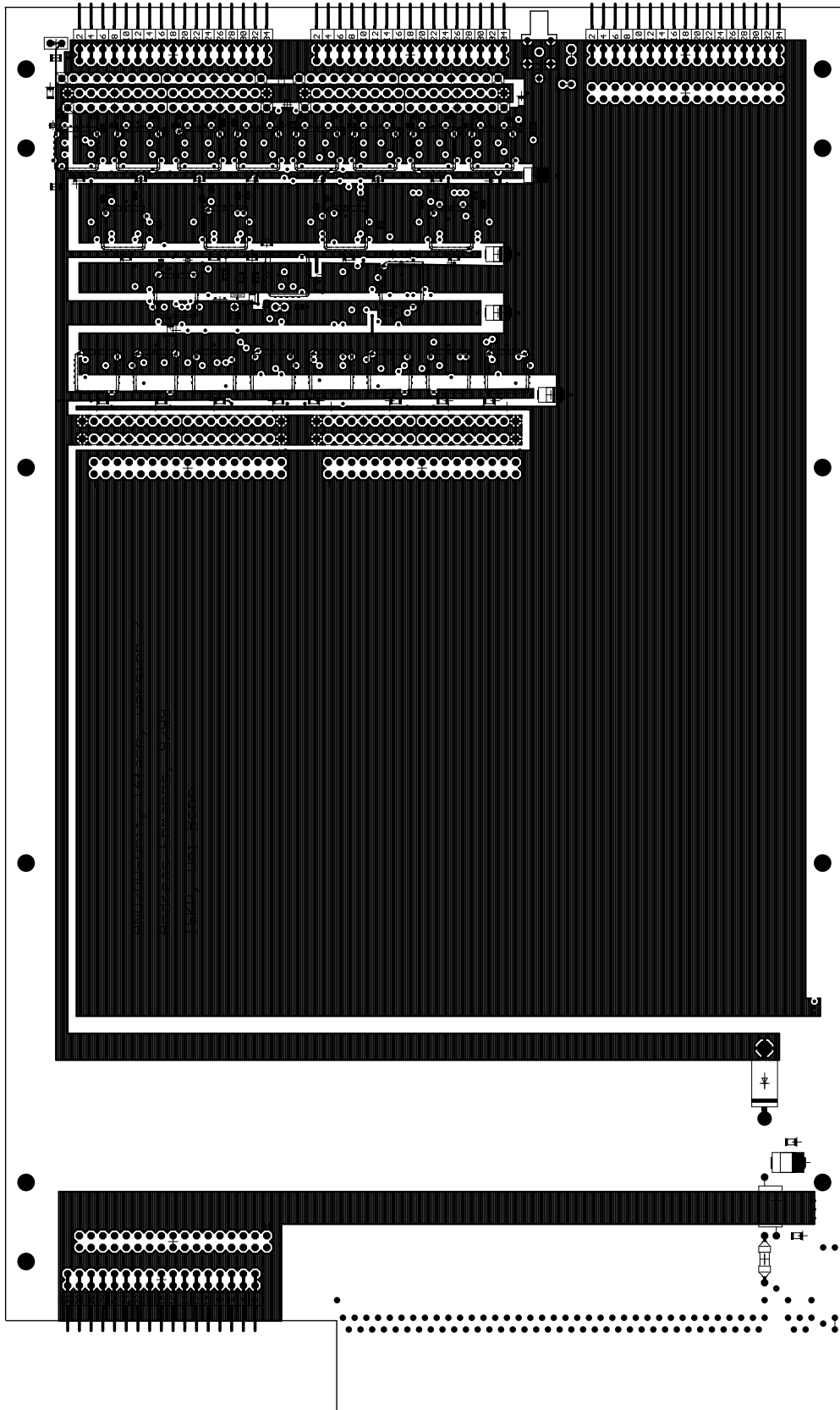


Abbildung B.7: Layout AND-OR16 Layer 3 (Spannungsversorgungen und Masse).

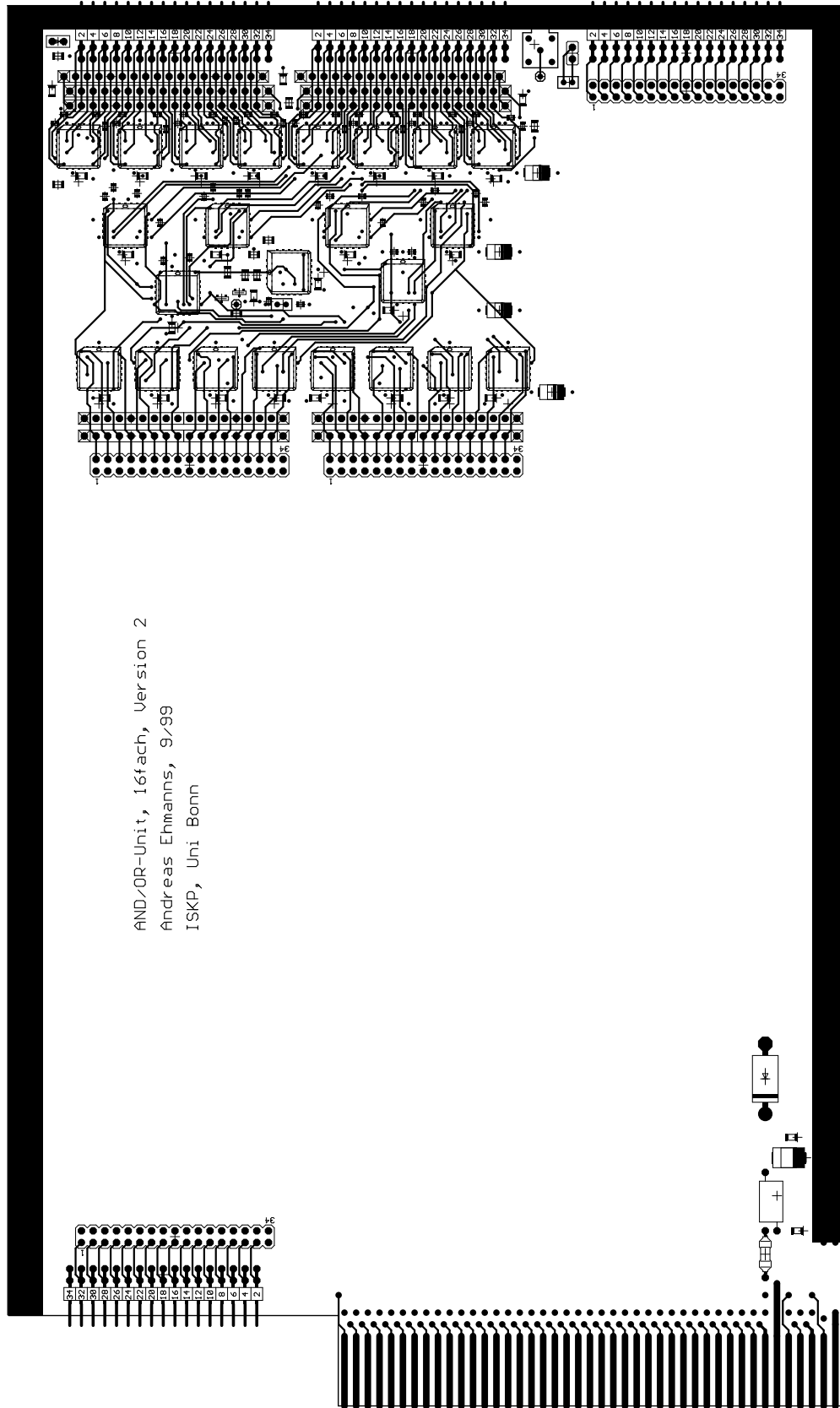


Abbildung B.8: Layout AND-OR16 Layer 4 (Bottom).

Abbildungsverzeichnis

2.1	Links die $\pi^+\pi^-$ - und rechts die $p\pi^+$ -invariante Massenverteilung produziert in Photoproduktion für verschiedene Photonenergie-Intervalle (SAPHIR-Daten [10]). Die gepunktete Linie deutet den Phasenraum an, die gestrichelte Linie den Phasenraum plus den Anteil des Δ^{++} , die strichgepunktete Linie den Phasenraum plus ρ -Anteil.	7
2.2	Links: Dalitzplot $\bar{p}p \rightarrow \pi^+\pi^-\pi^0$, rechts: Dalitzplot $\bar{p}p \rightarrow \pi^0\pi^0\pi^0$. In beiden Datensätzen liegt eine hohe Statistik von etwa 700.000 Ereignissen vor.	8
2.3	Wirkungsquerschnitt für die Photoproduktion eines exotischen ($J^{PC} = 1^{-+}$) Mesons für eine Masse von 1.4, 1.8 und 2.2 GeV, als Funktion der Photonenergie. Das Maximum des Wirkungsquerschnittes von $0.8 \mu\text{b}$ wird für eine Photonenergie von $\sim 3 \text{ GeV}$ erwartet.	9
2.4	Qualitative Darstellung der Anteile der Resonanzen bei Pion- und Eta-Photoproduktion. Links: $\gamma p \rightarrow \pi^+n$, rechts: $\gamma p \rightarrow \eta p$. Die gestrichelten Beiträge anderer Resonanzen sind stark überschätzt.	11
3.1	Front- und Seitenansicht des Crystal-Barrel-Detektors mit Eisenjoch (1), Magnetspule (2), CsI(Tl)-Kalorimeter (3), Jet-Driftkammer (4), Vieldraht-Proportional-kammer (5), Target (6) und Magnettür mit Lichtpulsersystem (7).	13
3.2	Querschnitt eines CsI(Tl)-Moduls: Titanfassung (1), Wellenlängenschieber (2), Photodiode (3), Vorverstärker (4), optische Faser (5), Gehäusedeckel (6).	14
3.3	Anordnung der 1380 CsI(Tl)-Kristalle im Kalorimeter	16
4.1	Die Bonner Elektronen-Beschleunigeranlage und die verschiedenen Experimentierplätze.	18
4.2	Das Tagging-System des ehemaligen SAPHIR-Experiments, bestehend aus 14 Zeitählern und zwei Proportional-Drahtkammern mit insgesamt 352 Drähten.	19
4.3	Der Innendetektor, bestehend aus drei Lagen szintillierender Fasern. Die inneren beiden Lagen sind nur schematisch angedeutet.	20
4.4	Die TOF-Wand, bestehend aus vier einzelnen Wänden mit jeweils 15 Szintillatorlatten. Die Wände sind abwechselnd mit waagerechten und senkrechten Latte bestückt sowie leicht gegeneinander versetzt, um eine möglichst hohe Ortsauflösung zu erhalten.	21
4.5	Aufbau des Blei-Mineralöl-Cherenkov-Detektors. Links: Querschnitt in Strahlrichtung, rechts: Querschnitt in Längsrichtung.	22
4.6	Aufbau des elektromagnetischen Spektrometers.	23

4.7	Links: Aufbau des TAPS–Detektors als Vorwärtswand. Eingezeichnet ist der einem Polarwinkel von 30° entsprechende Kreis; rechts: Schnitt durch ein TAPS–Detektormodul.	24
4.8	Experimenteller Aufbau des Crystal–Barrel–Detektors in Kombination mit TAPS als Vorwärtsdetektor.	24
4.9	Aufbau der Bleiglaswand und eines Supermoduls.	25
4.10	Der Aufbau des CB–ELSA–Experiments.	26
5.1	Querschnitt eines CsI(Tl)–Moduls: Titanfassung (1), Wellenlängenschieber (2), Photodiode (3), Vorverstärker (4), optische Faser (5), Gehäusedeckel (6).	27
5.2	Signal am Ausgang des Vorverstärkers.	28
5.3	Signal am Ausgang des Shapers.	29
5.4	Signalweg vom Kristall zu den ADCs am CB–LEAR–Aufbau.	29
5.5	Signalweg vom Kristall zum ADC am CB–ELSA–Aufbau.	30
5.6	Testaufbau zur Bestimmung der digitalen Eigenschaften der Testkabel.	32
5.7	Veränderung der Form eines Rechtecksignals nach Übertragung über das 50 m lange Testkabel. Ein 50 ns langer Rechteckpuls wird in das Kabel eingespeist (Kanal 1), das Signal am Ende des Kabels auf Kanal 2 dargestellt.	34
5.8	Kabeltests Lemo– und Standard <i>Twisted–pair</i> –Kabel. Aufgetragen ist die Häufigkeit gegen die gemessenen TDC–Werte.	35
5.9	Kabeltests altes JDC–Kabel. Aufgetragen ist die Häufigkeit gegen die gemessenen TDC–Werte.	36
5.10	Kabeltests altes Barrel– und Testkabel. Aufgetragen ist die Häufigkeit gegen die gemessenen TDC–Werte.	37
6.1	Testaufbau zur Bestimmung der Eigenschaften der Module 1881M und 1885F bei Gate–Längen außerhalb der Spezifikation. Der gestrichelt umrahmte Bereich stellt die Trigger–Box dar, die bereits im vorangegangenen Kapitel erwähnt wurde.	42
6.2	Breite und Schwerpunkt des Pedestals in Abhängigkeit von der Gate–Länge.	43
6.3	Temperaturverhalten des Moduls 1885F, gemessen im CB–ELSA–Labor. Links: Driftverhalten in der Warmlaufphase, rechts: Driftverhalten nach 6 Stunden Betrieb. Zu beachten ist die unterschiedliche Skalierung der y–Achse.	45
6.4	Temperaturverhalten der Pedestals aller Kanäle, gemessen in der Phoenix–Halle. Links: Lineare Darstellung in Abhängigkeit vom Shaper–Index, rechts: Darstellung als Kristallmatrix.	45
6.5	Prinzipieller Aufbau zum Test der Linearität der Module 1881M und 1885F.	46
6.6	Test der Linearität der Module 1881M und 1885F.	47
6.7	Messung von Cosmics an einem liegenden CsI(Tl)–Kristall. Als Trigger zur Auslese des Kristalls wird eine Koinzidenz von Photomultiplier 1 und Photomultiplier 2 verlangt.	49
6.8	Energieverteilung von Cosmics bei Durchgang durch 3.2 cm CsI(Tl) (links) und 5.5 cm (rechts).	49
6.9	Aufbau des ADC–Systems zur Auslese einer Barrel–Hälfte.	50
7.1	Aufbau der Datenakquisition des CB–ELSA–Experiments.	53
7.2	Blockdiagramm des Fastbus Interface SFI.	54
7.3	Graphische Darstellung der zeitlichen Anteile eines Ereignisses.	57

8.1	Verschaltung der 14 Zeitzähler des Tagging-Systems zur Bildung des Signals 'Tagger-Or'	61
8.2	Bildung des Innendetektor-Triggers.	63
8.3	Bildung des TOF-Triggers.	65
8.4	Der Zentraltrigger des CB-ELSA-Experiments.	67
9.1	$\gamma\gamma$ -invariante Massenverteilung aller Ereignisse mit zwei rekonstruierten Photonen im Crystal-Barrel. Deutlich zu erkennen ist der π^0 -Peak, der ohne Kalibration noch bei einer Masse von ~ 180 MeV liegt.	71
9.2	$\gamma\gamma$ -invariante Massenverteilung aller Ereignisse mit zwei rekonstruierten Photonen im Crystal-Barrel. Getriggert wurde auf mindestens ein geladenes Teilchen im Innendetektor.	72
A.1	Zeitlicher Ablauf einer Arbitrierung in Fastbus	83
B.1	Schaltplan AND-OR16 Seite 1, Eingangsreceiver.	94
B.2	Schaltplan AND-OR16 Seite 2, Bildung von 16-fach UND und GesamtoDER.	95
B.3	Schaltplan AND-OR16 Seite 3, Ausgangstreiber der UND-Signale.	96
B.4	Schaltplan AND-OR16 Seite 4, Spannungsversorgungen und Diverses.	97
B.5	Layout AND-OR16 Layer 1 (Top).	98
B.6	Layout AND-OR16 Layer 2.	99
B.7	Layout AND-OR16 Layer 3 (Spannungsversorgungen und Masse).	100
B.8	Layout AND-OR16 Layer 4 (Bottom).	101

Tabellenverzeichnis

2.1	Status der Baryonresonanzen N^* und Δ in ihrem $\Delta\pi$ -Zerfall.	5
2.2	Berechnete Partialbreiten der erwarteten S_{11} -Resonanzen im Bereich von 2 GeV.	5
3.1	Eigenschaften des CsI(Tl)-Szintillators	15
5.1	Analogverhalten des alten Barrel-Kabels im Vergleich mit dem neuen Testkabel.	31
5.2	Breiten (σ) der TDC-Verteilungen der einzelnen getesteten Kabeltypen.	34
6.1	Technische Daten der LeCroy ADC-Modelle FERA/4300B und 2282.	39
6.2	Technische Daten der LeCroy Fastbus-ADC-Modelle 1881M und 1885F.	41
6.3	Ergebnisse der Anpassung eines Polynoms erster Ordnung an die Messdaten.	48
6.4	Zusammenfassung der Analogelektronik-Daten.	51
7.1	Aufspaltung eines Ereignisses in seine zeitlichen Anteile.	56
7.2	Übertragungsraten des SFI, getestet mit einem externen Memory (MMI 6390). Die mittlere Transferzeit wurde durch Messung von 100 Zyklen bestimmt.	57
A.1	Allgemeine Bedeutung der CAMAC-F-Kommandos	78
A.2	Die fünf VME-Sub-Busse und ihre Funktionen.	86
A.3	In VME-Bus Revision C.1 definierte Address Modifier. VME-Bus bietet die Möglichkeit, Zugriffsprivilegien zu verteilen (Supervisory/Non-Privileged) um z. B. Systembereiche zu schützen. Die Bezeichnungen Extended/Standard/Short entsprechen Adressierungen als A32/A24/A16.	87
A.4	Mögliche VME-Bus-Zyklen auf den Bussen <i>Data Transfer Bus</i> , <i>Data Arbitration Bus</i> und <i>Priority Interrupt Bus</i>	90
A.5	Gegenüberstellung einiger Eigenschaften der drei vorgestellten Bussysteme.	92

Literaturverzeichnis

- [1] D. B. Lichtenberg, Phys. Rev. **178** (1969) 2197
- [2] S. Capstick and W. Roberts, Phys. Rev. **D47** (1993) 1994
- [3] S. Capstick and W. Roberts, Phys. Rev. **D49** (1994) 4570
- [4] S. Capstick, Phys. Rev. **D46** (1992) 2864
- [5] S. Capstick and N. Isgur, Phys. Rev. **D34** (1986) 2809
- [6] G. Höhler et al., Handbook of Pion-Nucleon Scattering, Physics Data 12-1 (1979)
- [7] R. E. Cutkosky et al., Phys. Rev. **D20** (1979) 2839
- [8] D. M. Manley and E. M. Saleski, Phys. Rev. **D45** (1992) 4002
- [9] The SAPHIR Collaboration (R. Plötzke et al.), Phys. Lett. **B444** (1998) 555
- [10] F. J. Klein, Untersuchungen zur Photoproduktion von Vektormesonen mit dem SAPHIR Detektor, Doktorarbeit, Bonn, 1996
- [11] G. S. Adams et al. (E852 Collaboration), Phys. Rev. Lett. **81** (1998) 5760
- [12] A. Abele et al. (Crystal Barrel Collaboration), Phys. Lett **B423** (1998) 175
- [13] A. Abele et al. (Crystal Barrel Collaboration), Phys. Lett **B446** (1999) 349
- [14] A. Afanasev and P. R. Page, Phys. Rev. **D57** (1998) 6771
- [15] C. Amsler and F. E. Close, Phys. Lett. **B353** (1995) 385
- [16] C. Amsler and F. E. Close, Phys. Rev. **D53** (1996) 295
- [17] M. Atkinson et al. (Omega Photon Collaboration), Phys. Lett. **138B** (1984) 459
- [18] P. Lebrun (E687 Collaboration), Observations of the scalar Meson $f_0(980)$ in the photoproduction experiment E687 at FERMILAB. *7th International Conference on Hadron Spectroscopy (Hadron 97)*, Upton, NY (1997) 353
- [19] N. Isgur and G. Karl, Phys. Lett. **72B** (1977) 109
- [20] N. Kaiser, P.B. Siegel and W. Weise, Phys. Lett **B362** (1995) 23

-
- [21] E. Aker et al. (Crystal Barrel Collaboration), Nucl. Instrum. Meth. **A 321** (1992) 69
- [22] Angela Fösel, Entwicklung und Bau eines Innendetektors für das Crystal-Barrel-Experiment an ELSA/Bonn, Dissertation in Vorbereitung, Universität Erlangen, 2000
- [23] Stefan Höffgen, Einbindung eines großflächigen Flugzeitspektrometers als Vorwärtsdetektor für Experimente mit CB-ELSA, Diplomarbeit, Physikalisches Institut, Universität Bonn, 2000
- [24] The BaF₂ Photon Spectrometer TAPS, TAPS Collaboration (R. Novotny et al.) Published in IEEE Trans. Nucl. Sci. **Vol. 38** (1991) 379
- [25] Swen Sewerin, Aufbau und Erprobung eines modularen Bleiglas Detektors, Diplomarbeit, Universität Münster, 1997
- [26] Olivia Batholomy, Test und Modifikation des Lichtpulsersystems für den CB-ELSA-Detektor, Diplomarbeit, Institut für Strahlen- und Kernphysik, Universität Bonn, 2000
- [27] Christoph Schmidt, Optimierung des Datenakquisitions-Systems des Crystal Barrel Experimentes an ELSA, Diplomarbeit, Institut für Strahlen- und Kernphysik, Universität Bonn, 1999
- [28] Holger Flemming, Dissertation in Vorbereitung, Universität Bochum, 2000

Danksagung

Zum Abschluß nutze ich die Gelegenheit, allen, die zur Entstehung dieser Arbeit beigetragen haben, meinen Dank auszusprechen.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr. Eberhard Klempt für die interessante Aufgabenstellung und seine ausgezeichnete Betreuung während meiner Promotion. Seine vielen Anregungen und Diskussionen sowie sein stetes Interesse an den Fortschritten meiner Arbeit ermöglichten wesentlich das Gelingen dieser Dissertation.

Herrn Dr. Hartmut Kalinowsky danke ich für seine ständige Bereitschaft und Unterstützung bei allen auftretenden Fragen. Mit seinem Fachwissen und seiner Kompetenz hat er in erheblichem Maße zur Lösung vieler Hard- und Softwareprobleme beigetragen.

Bei allen Mitgliedern der Arbeitsgruppe bedanke ich mich für die vielfältigen Anregungen, die zahlreichen Diskussionen und die angenehme Atmosphäre.

Weiterhin geht mein Dank an die gesamte CB-ELSA-Kollaboration für die freundliche Zusammenarbeit während meiner Promotion.

Meinen Eltern danke ich für das Verständnis und die Unterstützung während meines gesamten Studiums. Insbesondere bin ich meinem Vater dankbar, der mir durch den Bau diverser Elektronik-Module und die Beratung in verschiedensten Fragen geholfen hat.