

Entwicklung, Bau und erste Ergebnisse eines totzeitfreien
Spurfinders als Trigger für das H1-Experiment am HERA
Speicherring

Abhandlung
zur Erlangung des Titels
Doktor der Naturwissenschaften

vorgelegt dem
Institut für Teilchenphysik
der
Eidgenössischen Technischen Hochschule
Zürich

von
Thomas Wolff ✓
Dipl. Phys. der Universität Hamburg
aus Hamburg/Deutschland
geboren 1. September 1962

angenommen auf Antrag von
Prof. Ralph Eichler, Referent
und
Prof. Hans Hofer, Korreferent

November 1993

Für Monika

Danke!

Ich möchte mich bei R. Eichler für die intensive Betreuung dieser Arbeit bedanken, Die vielen Gespräche und Ratschläge führten zu einer stetigen Konvergenz.

J. Riedlberger möchte ich für die gute Zusammenarbeit und die vielen Diskussionen danken, die weit über das rein berufliche Maß hinaus gingen und dem Trigger die Form und die Gestalt gaben, mit der er jetzt erscheint. Mein weiterer Dank richtet sich an C. Grab. Die vielen guten Ratschläge und Anregungen halfen mir bei der Analyse über einige Tiefs hinweg. M. Arpagaus und R. Bernet möchte ich für ihre die tatkräftige Hilfe beim Testen und bei der Installation des Triggers danken.

Den Kollegen Katharina Müller, Hp. Beck, S. Eichenberger, P. Robmann, U. Straumann und P. Truöl von der Universität Zürich möchte ich für das angenehme Arbeitsklima im Büro am DESY danken. Vom Elektroniklabor des IMP möchte ich K. Szeker und U. Meier für ihre Unterstützung bei der Entwicklung von Leiterplatten danken.

Diese Arbeit entstand im Rahmen eines großen Experimentes. Mein besonderer Dank ist deshalb an die H1-Kollaboration gerichtet, die, bestehend aus vielen Mitarbeitern aus verschiedenen Instituten, die Basis dieser Arbeit bot.

Ich möchte Annette, Doris und Stefan danken, die diese Arbeit auf ihre Weise unterstützten.

Diese Arbeit wurde durch die finanzielle Unterstützung des schweizerischen Nationalfonds ermöglicht, dem mein Dank gebührt.

Inhaltsverzeichnis

| | |
|--|-----|
| Zusammenfassung..... | 8 |
| Abstract | 9 |
| Kapitel 1 Physik und Experimente am HERA-Speicherring | 11 |
| 1.1 HERA-Physik | 11 |
| 1.2 Motivation für einen Spurtrigger, der Driftkammersignale benutzt..... | 16 |
| 1.3 Der HERA-Speicherring | 18 |
| 1.4 Der H1-Detektor | 20 |
| 1.5 Geometrie und Eigenschaften der zentralen Driftkammer..... | 25 |
| Kapitel 2 Das Triggerkonzept von H1 | 29 |
| 2.1 Die Triggerstufen und die zentrale Datennahme des H1-Experimentes...29 | |
| 2.2 Die verschiedenen Trigger der ersten Stufe | 32 |
| 2.3 Das Prinzip des DCR Φ -Triggers | 35 |
| 2.4 Die Einbindung des Algorithmus in ein Experiment mit 'pipeline'- Strukturen | 40 |
| 2.5 Der zentrale H1-'First-Level'-Trigger (CTL1) | 48 |
| Kapitel 3 Die Triggerhardware..... | 51 |
| 3.1 Der Aufbau der DCR Φ -Trigger Hardware..... | 51 |
| 3.2 Die Diskriminatoren und die Adapterkarten | 57 |
| 3.3 Die Receiverkarten..... | 62 |
| 3.4 Die Signalverteilung im Trigger (Backplanes und Busse)..... | 65 |
| 3.5 Der Aufbau von Datenprozessor und Datenspeicher auf der SRL1-Karte..... | 66 |
| 3.6 Die endgültige Triggerentscheidung und die Triggerablaufsteuerung | 73 |
| 3.7 Die Verteilung des Taktes und die Steuerung des Triggers | 79 |
| 3.8 Verbesserungsvorschläge und noch nicht benutzte Möglichkeiten des DCR Φ -Triggers | 80 |
| Kapitel 4 Die Triggersoftware..... | 83 |
| Kapitel 5 Die Analyse des DCR Φ -Triggers und erste Resultate..... | 88 |
| 5.1 Die Messung der Funktionstüchtigkeit des DCR Φ -Triggers mit Hilfe von Testvektoren..... | 88 |
| 5.2 Die Analyse des Triggers unter Strahlbedingungen | 93 |
| Kapitel 6 Inklusive Teilchenverteilungen | 113 |
| 6.1 Motivation für inklusive Teilchenverteilungen | 113 |
| 6.1 Ereignisselektion und Korrekturen | 114 |

| | |
|---|-----|
| 6.2 KNO-Skalierung und inklusive Teilchenspektren | 126 |
| 6.3 Das Transversalimpulsspektrum | 129 |
| 6.4 Interpretation der inklusiven Verteilungen..... | 130 |
| Kapitel 7 Schluß | 131 |
| Anhang 1 Xilinx Gate Arrays..... | 133 |
| Anhang 2 Die benutzten VME-Schnittstellen | 135 |

Zusammenfassung

In dieser Arbeit werden die Entwicklung und die ersten Ergebnisse des DCR Φ -Triggers, eines totzeitfreien Spurfinders, der Signale der zentralen Driftkammer (CJC) des H1-Experimentes am HERA-Speicherring (Hadronen Elektronen Ring Anlage) des DESY (Deutschen Elektronen Synchrotrons) benutzt, beschrieben. Der Trigger ist eine programmierbare Elektronik, die die Aufgabe hat, Spuren aus der Vertexregion des Experimentes in der r Φ -Projektion zu erkennen und die Datenauslese zu starten.

HERA stellt besondere Ansprüche an die *'first level Trigger'* der Experimente. Die Strahlkreuzungszeit ist mit 96ns wesentlich kürzer als die typischen Reaktionszeiten der verschiedenen Detektorkomponenten. Die maximale Driftzeit der zentralen Driftkammer, die von dem hier beschriebenen DCR Φ -Trigger benutzt wird, liegt bei etwa 1 μ s. Aus der Tatsache heraus, daß bei HERA Elektronen mit Protonen zur Kollision gebracht werden, ergibt sich die ungünstige Situation, daß man den großen Wirkungsquerschnitt der Protonen mit dem schlechten Vakuum der Elektronenmaschine paart und deswegen große Untergrundraten von Ereignissen aus nicht ep-Kollisionen unterdrücken muß, so daß besondere Anforderungen an die Trigger der Experimente gestellt werden. H1 hat deswegen ein vierstufiges Triggerkonzept.

Der hier vorgestellte Spurfinder ist Teil des *'first level Triggers'* des Experimentes. Er benutzt zur Spurensuche diskriminierte Signale von 10 konzentrischen Lagen Signaldrähten der zentralen Jetkammern, 7 Lagen aus der inneren und 3 Lagen aus der äußeren Jetkammer. Die Signale werden mit 10MHz bzw. mit 20MHz, um eine bessere Vertexschärfe zu erzielen, digitalisiert.

Diese Signale werden in einem Datenspeicher, der aus Schieberegistern mit seriellem Eingang und parallelem Ausgang besteht, abgespeichert und spannen eine *'bit map'* auf, in der der Datenprozessor des Triggers mit dem *'football Algorithmus'* nach Spuren sucht. Diese *'bit map'* ändert alle 96ns ihren Inhalt. Die Eingangsdatenrate in den Ereignisspeicher ist 20GBit/s. Der Datenprozessor des Triggers benötigt, trotz Parallelverarbeitung der Daten, 500ns für die vollständige Spurensuche. Deswegen werden die verschiedenen Operationen hintereinander ausgeführt. Jede einzelne Operation dauert weniger lang als 96ns. Dieses Verfahren nennt man *'pipelining'*. Zu jeder Strahlkreuzungszeit wird ein Triggerergebnis geliefert, das jedoch um 500ns zeitlich versetzt ist. Das Triggersignal des DCR Φ -Triggers wird zur zentralen Triggerlogik des Experimentes weitergeleitet, die aus den Signalen aller *'first level*

Subdetektortrigger' das Triggersignal des Experimentes erzeugt, welches die Datennahme anhält und die Auslese der Detektordaten startet.

Der DCR Φ -Trigger kam während der HERA Laufperiode 1992 nach zweieinhalbjähriger Entwicklungs- und Bauzeit zum Einsatz. Der erste Teil der vorliegenden Arbeit beschreibt das Design der Triggerhardware und die Implementation des Triggeralgorithmusses. Im zweiten Teil der Arbeit wird die Leistung des Triggers analysiert. Dazu wird die Vertexverteilung und die Triggereffizienz für einzelne geladene Spuren bestimmt. Zum Schluß wird noch gezeigt welche Physik mit Hilfe dieses Triggers meßbar wird. Es wird die Transversalimpulsverteilung und die Multiplizität geladener Teilchen in γp -Reaktionen bestimmt und mit $p\bar{p}$ und pp Streuung verglichen. Dabei wird gezeigt, daß sich das Photon bei hohen Energien wie ein Hadron verhält.

Abstract

This thesis presents the design and first results of the DCR Φ trigger at the HERA collider experiment H1 at DESY in Hamburg. The trigger is a dead time free track finder that uses signals of the central drift chamber of the experiment. It is a programmable electronic device that identifies tracks in the $r\Phi$ projection originating in the vertex region.

Conditions at HERA are very demanding for first level triggers. The bunch crossing time of 96ns is a lot shorter than the typical reaction time of the detector components. For example the maximal drift time in the central jet chamber is $1.0\mu s$. As a result of HERA being an electron proton collider, the large cross section of protons on nuclei together with the bad vacuum of an electron machine causes large background rates of non ep collisions that the triggers have to be able to deal with. A four level trigger concept was chosen for H1 to be able to separate physics from background adequately.

The track finder presented here is part of the first level trigger of the experiment and is thus not allowed to cause dead time. To identify tracks the information from the discriminated chamber signals of 10 concentric layers of signal wires is processed. Seven layers of the inner central jet chamber and three layers of the outer CJC are

used. Digitisation takes place at a rate of 10MHz , some layers are digitised at 20MHz to improve the vertex resolution.

The signals are stored in shift registers with serial inputs and parallel outputs. The bit map on the parallel outputs is available to the data processor of the trigger to run the football algorithm. The bit map changes every 96ns as new data is entered. The data processor needs 500ns for a full track search, even though parallel processing is used. The algorithm is broken down into single operations that are performed sequentially and each takes less than 96ns to execute. This method is called pipelining. At each bunch crossing time the trigger produces a result which refers to the state of the bit map 500ns ago. The output signals of the trigger are passed to the central trigger where the first level decision to halt data taking and start the detector readout is produced, using the output from all the first level triggers.

The $\text{DCR}\Phi$ trigger was put into operation during the HERA run period in 1992. The development and design had taken place during the two and a half preceding years. The first part of this thesis describes the design of the hardware and the implementation of the track finding algorithm. In the second part the performance of the trigger is analysed. For this purpose the radius of the vertex distribution and the trigger efficiency for single charged tracks is determined. The last chapter shows parts of the physics which can be measured with the trigger. The distributions of the transverse momentum and the multiplicity of charged particles in γp reactions are shown and compared with previous results from $p\bar{p}$ and pp experiments. The result that is derived from the analysis is that the photon behaves like a hadron at high energy.

Kapitel 1 Physik und Experimente am HERA-Speicherring

1.1 HERA-Physik

Im HERA-Speicherring werden Elektronen auf 26.7GeV und Protonen auf 820GeV beschleunigt und zur Kollision gebracht. Die Energie, die bei der Kollision zur Verfügung steht, um neue Teilchen zu produzieren, ist limitiert durch die Schwerpunktsenergie des Elektron-Proton Systems von $\sqrt{s} \approx 4E_e E_p = 294\text{GeV}$. Die folgenden Absätze sollen einen kurzen Einblick in die Physik der tiefinelastischen Elektron-Proton Streuung geben, die in diesem Energiebereich auftreten kann [HERA91].

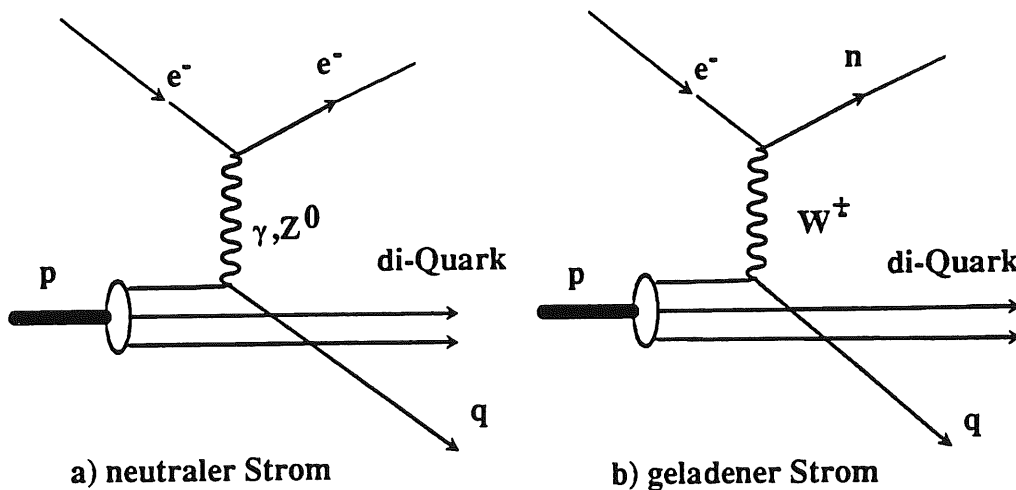


Abb. 1: Der tiefinelastische Elektron-Proton Streuprozeß.

Der inelastische Streuprozeß kann durch drei kinematische Variablen vollständig beschrieben werden, z.B. durch die Schwerpunktsenergie \sqrt{s} , dem Quadrat des Viererimpulsübertrages vom Quark auf das Elektron q^2 und dem relativen Impulsanteil des streuenden Quarks am Protonimpuls x . Je nach Austauschteilchen unterscheidet man zwei Arten von Reaktionen: Wechselwirkungen durch neutrale oder durch geladene Ströme. Abbildung 1 zeigt, wie man sich den Ablauf beider Prozesse im Quark-Parton-Modell vorstellt. Dabei vereinfacht man den Prozeß zu einem elastischen Stoß zwischen einem der Quarks im Proton und dem Elektron.

Die beiden verschiedenen Arten der Ströme charakterisieren sich folgendermaßen :

1. Wechselwirkung durch einen neutralen Strom (NC): Die Wechselwirkung zwischen Quark und Elektron findet durch ein ungeladenes Austauschteilchen, γ oder Z^0 , statt und das Elektron bleibt erhalten. Diese Wechselwirkung ist elektromagnetisch oder schwach.
2. Wechselwirkung durch einen geladenen Strom (CC): Die Wechselwirkung mit geladenen Strömen findet durch den Austausch von W^\pm -Eichbosonen statt. Das Elektron geht bei diesem Prozeß in seinen neutralen Partner, das Neutrino, über.

Bei großen Impulsüberträgen wird das Proton meistens zerstört, das heißt die Streuung ist inelastisch. Das an der Reaktion beteiligte Quark wird herausgeschlagen und produziert einen Jet aus Hadronen, die im Detektor meßbar sind. Auch die verbleibenden Quarks fragmentieren zu Hadronen und formen ebenfalls Jets, die jedoch aufgrund des geringen transversalen Impulses vornehmlich in Richtung der auslaufenden Protonen im Strahlrohr verschwinden.

Die bei den Reaktionen meßbaren kinematischen Größen sind in Abbildung 2 dargestellt. Die Viererimpulse der einlaufenden Teilchen sind $k = (E_e, \mathbf{k})$ für das Elektron und $p = (E_p = \sqrt{p^2 + M^2}, \mathbf{p})$ für das Proton, diejenigen für die auslaufenden Teilchen sind k' für das Lepton und p' für den Jet.

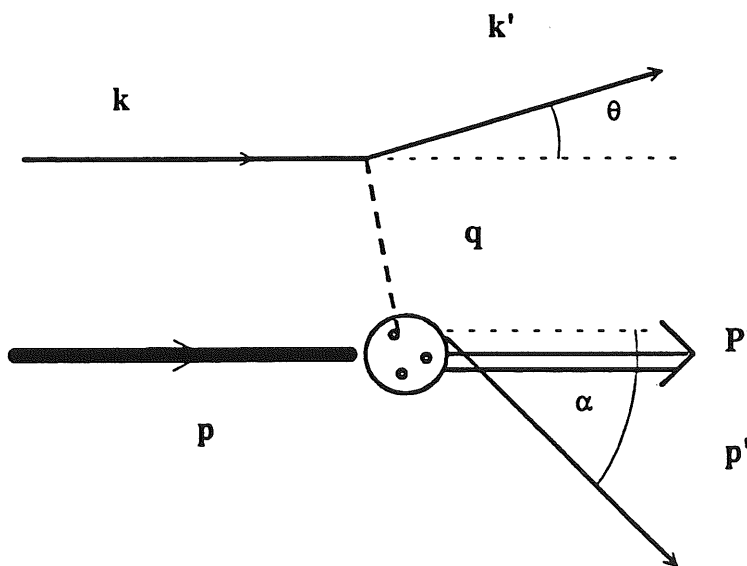


Abb.2: Kinematische Variablen des ep-Prozesses in niedrigster Ordnung.

Zur Beschreibung der Prozesse werden die im folgenden erläuterten Parameter Q^2, x, y, W^2 eingeführt, die sich aus den experimentell meßbaren Größen $\theta, \alpha, E_e', E_{jet}$ ableiten lassen. Die Bedeutung der verschiedenen Größen und Parameter ist in Tabelle 1 zusammengefaßt. Abbildung 3 zeigt den kinematischen Bereich in dem HERA arbeitet.

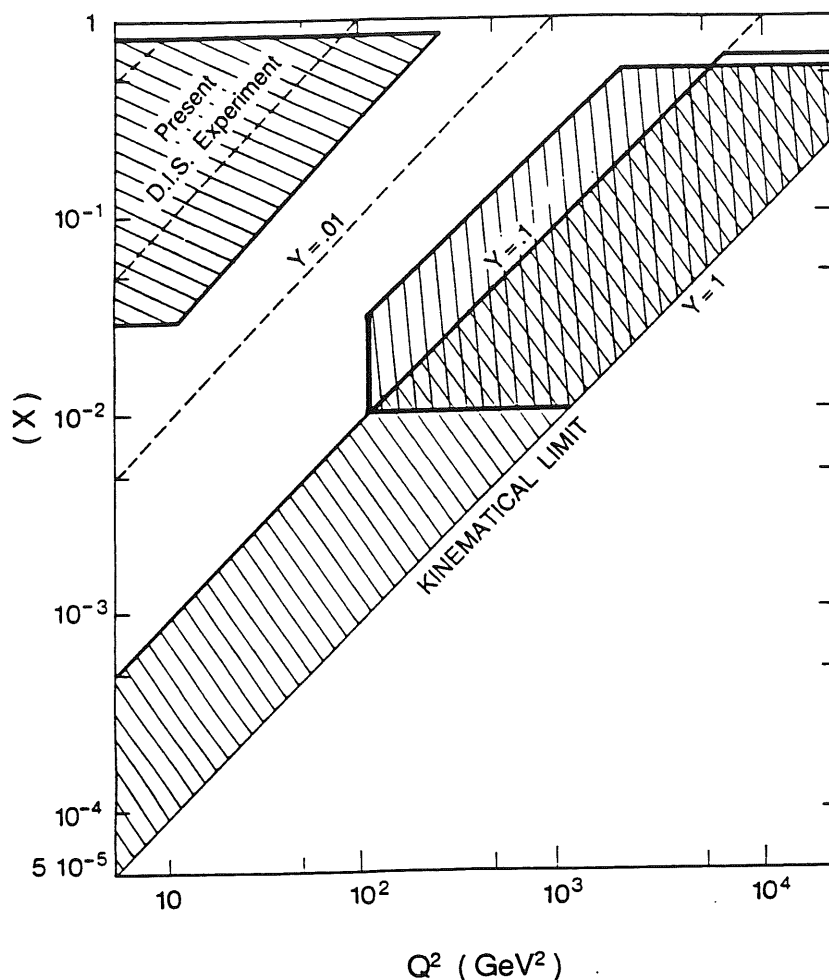


Abb.3: x, Q^2 Bereich von HERA im Vergleich mit anderen Experimenten, aus [HERA87, J. Feltesse, S. 57].

Die schraffierten Bänder zeigen den Arbeitsbereich von H1, in dem die systematischen Fehler der Elektronenmessung bzw. der Messung des hadronischen Flusses kleiner als 10% sind. Es ist deutlich sichtbar, daß es keinen Überlapp zwischen HERA und anderen Experimenten gibt. Um trotzdem HERA-Resultate mit denen vorheriger Experimente vergleichen zu können, d.h. um Anschlußpunkte zu erhalten, ist vorgesehen, HERA zeitweise mit geringerer Energie zu betreiben.

| | |
|--|---|
| M | Proton Masse |
| Θ | Streuwinkel des Leptons im Laborsystem |
| α | Streuwinkel des Jets im Laborsystem |
| E_{Jet} | Jet-Energie |
| E_e | Energie des gestreuten Elektrons |
| $q = k - k'$ | Viererimpulsübertrag zwischen Elektron und Quark |
| $Q^2 = -q^2$ | Quadrat des Viererimpulsübertrages, $Q^2 > 0$ |
| $x = \frac{-q^2}{2Pq}$ | Bjorkens SkalenvARIABLE, Energie des streuenden Quarks / Protonenergie |
| $y = \frac{pq}{pk}$ | relativer Energieübertrag (Energieübertrag / maximalen Energieübertrag) |
| $W^2 = Q^2 \left(\frac{1}{x} - 1 \right) = (p + q)^2$ | Invariante Masse des hadronischen Systems |

Tabelle 1: Zusammenfassung der Meßgrößen und kinematischen Variablen bei HERA-Experimenten.

Mit den beschriebenen Größen läßt sich der Wirkungsquerschnitt für Prozesse des neutralen Stromes in niedrigster Ordnung der elektroschwachen Theorie bei Vernachlässigung der Elektronenmasse folgendermaßen schreiben [HERA91]:

$$\frac{d^2 \sigma_{nc}(e^\mp)}{dx dQ^2} = \frac{4\pi\alpha^2}{xQ^4} \left\{ y^2 x F_1(x, Q^2) + (1-y) F_2(x, Q^2) \pm \left(y - \frac{y^2}{2} \right) x F_3(x, Q^2) \right\}$$

$$\text{Callan-Gross} \quad 2xF_1 = F_2$$

$$= \frac{4\pi\alpha^2}{xQ^4} \left\{ \left(1 + (1-y)^2 \right) F_2(x, Q^2) \pm \left(1 - (1-y)^2 \right) F_3(x, Q^2) \right\}$$

Wobei F_1, F_2 und F_3 die Strukturfunktionen des Protons sind. Unter Vernachlässigung der Massen der Teilchen und unter der Beschränkung auf Spin 1/2 Teilchen darf man die Callan-Gross Näherung anwenden. Nimmt man für das Proton das Quark-Parton-Modell, mit 3 punktförmigen Ladungen im Proton an, so kann man die Strukturfunktionen als Summe über alle 'flavours' folgendermaßen entwickeln [HERA91]:

$$F_2(x, Q^2) = \sum_f A_f(Q^2) [xq_f(x, Q^2) + \bar{q}_f(x, Q^2)]$$

$$xF_3(x, Q^2) = \sum_f B_f(Q^2) [xq_f(x, Q^2) - \bar{q}_f(x, Q^2)]$$

Dabei sind q_f die Quarkdichten im Proton. Die Koeffizienten A_f und B_f beschreiben die Kopplungen der Quarks an elektrische und schwache Ströme.

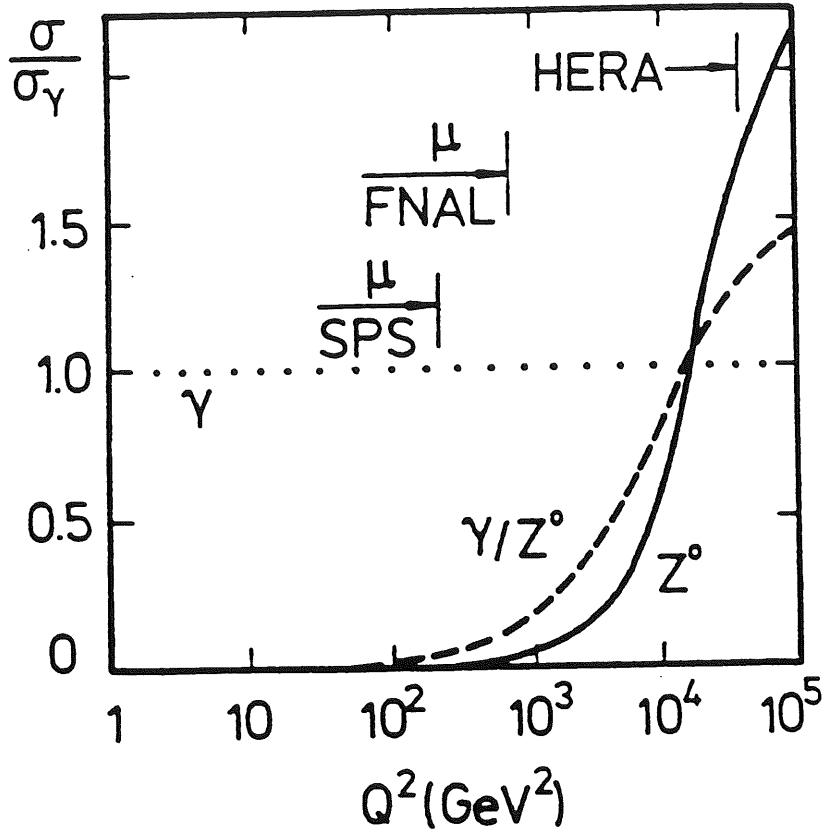


Abb.4: Vergleich der Wirkungsquerschnitte von γ - bzw. Z^0 -Austausch als Funktion des Impulsübertrages. Die Meßbereiche anderer Experimente sind eingezeichnet, aus [HERA87, G. Ingelman et.al., S.8].

Die Berechnung der Koeffizienten im Standard Modell der elektroschwachen Wechselwirkung zeigt, daß für die Wirkungsquerschnitte neutraler Ströme bei großem Impulsübertrag der reine Z^0 -Austauschterm dominant wird. Abbildung 4 illustriert die Dominanz des Z^0 -Austausches gegenüber dem γ -Austausch als Funktion des Impulsübertrages. Frühere Experimente erkundeten die Protonenstruktur mit Hilfe von hochenergetischen Myonen und festen Targets. Bei HERA läßt sich die experimentelle Erforschung der Strukturfunktionen in neuen kinematischen Bereichen fortführen.

1.2 Motivation für einen Spurtrigger, der Driftkammersignale benutzt

Die zentrale Driftkammer ist ein Meßgerät für Spuren geladener Teilchen im Polarwinkelbereich von 25° bis 155° . Der Driftkammertrigger rekonstruiert Spuren aus den Signalen der Jetkammer und fällt aufgrund dieser Information die Triggerentscheidung. Der Trigger kann eine einzelne Spur von einem Teilchen mit einem Transversalimpuls größer als $450\text{MeV}/c$ und einer dca^1 kleiner als 1cm erkennen².

Die Aufgabe eines Triggers bei HERA-Experimenten ist immer zweigeteilt. Zum einen sollen Ereignisse aus ep-Kollisionen sicher gefunden werden, zum anderen sollen Untergrundereignisse aus Wechselwirkungen des Protons mit dem Restgas oder des Protons mit dem Strahlrohr unterdrückt werden.

Im Bereich der ep-Kollisionen liegt die Motivation für den Spurtrigger in der Physik der kleinen Multiplizitäten und kleinen Energien. Ereignisse die wenig Energie im Kalorimeter deponieren, oder eine zu kleine Multiplizität haben, um das statistische Kriterium³ des z-Vertex Proportionalkammertriggers zu erfüllen, sind die Zielgruppe des DCR Φ -Triggers. Die Koinzidenz mit dem Kalorimetertrigger erlaubt es die Energieschwelle für diesen zu senken, ohne von Triggersignalen, die durch das Kalorimeterrauschen erzeugt wurden dominiert zu sein. Zu den Prozessen, die mit dem Driftkammertrigger gut gemessen werden können, gehören:

- die Boson-Gluon-Fusion (BGF), durch die schwere Quarks erzeugt werden können,
- die ρ -Produktion, bei der zwei Pionen mit einem mittleren Transversalimpuls⁴ von $300\text{MeV}/c$ erzeugt werden,
- die Jetphysik in γp -Ereignissen und
- die zwei-Photon Physik.

Die Domäne des DCR Φ -Triggers ist der Bereich bei kleinem x und kleinem Q^2 . Das Studium schwerer Quarks ist ein wichtiges Forschungsgebiet heutiger Hochenergieex-

¹distance of closest approach

²Plateaubreite der dca -Verteilung

³Die Funktionsweise des z-Vertex Triggers ist in Kapitel 3 beschrieben.

⁴ $300\text{ MeV}/c$ liegt zwar etwas unter der Transversalimpulsschwelle des DCR Φ -Triggers, aber die Triggereffizienz ist bei diesem Transversalimpuls noch nicht Null, da oft eine Spur in den Akzeptanzbereich des Triggers fällt.

perimente in der Teilchenphysik. Bei Hadron-Beschleunigern, wie z.B. HERA, stellt die Boson-Gluon-Fusion die dominante Produktionsquelle für schwere Quarks dar. Abbildung 5 zeigt die Feynman Diagramme führender Ordnung für diesen Mechanismus. Im Vergleich zum BGF-Mechanismus spielt die Produktion via geladene schwache Ströme nur eine untergeordnete Rolle. Die Untersuchung solcher Prozesse ist ein Test der QCD-Theorie [EK88]. Gerade für solche Prozesse, bei denen ein Jet im zentralen Bereich meßbar ist, bietet der DCR Φ -Trigger eine hohe Effizienz.

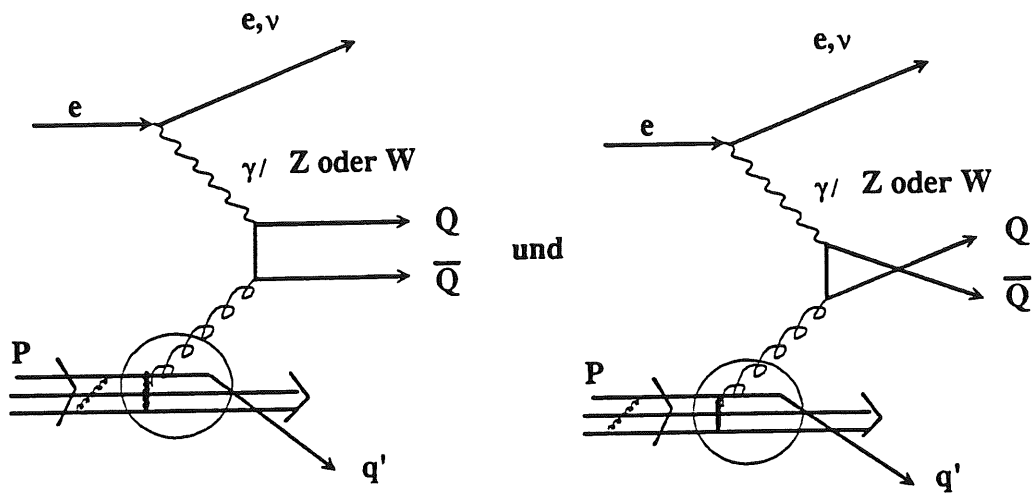


Abb.5: Feynman Diagramme führender Ordnung für den BGF Mechanismus.

Der Untergrund aus Wechselwirkungen des Protons mit dem Restgas oder des Protons mit dem Strahlrohr wird im Driftkammertrigger durch einen Schnitt auf den Wechselwirkungspunkt in der $r\Phi$ -Ebene unterdrückt. In Koinkidenz mit dem z-Vertex Trigger ist der Wechselwirkungspunkt auf einen zylindrischen Bereich von 50cm Länge und 4cm Radius⁵ eingeschränkt⁶.

Ein weiterer wichtiger Aufgabenbereich für den Driftkammertrigger liegt in technischen Anwendungen. Dazu gehört die Kalibration der Driftkammer, und die Effizienzbestimmung von anderen Triggern.

⁵Fußbreite der dca-Verteilung

⁶Ohne z-Vertex Trigger ist die Einschränkung des Wechselwirkungsbereiches aufgrund der Geometrie der Jetkammer 5.5m.

1.3 Der HERA-Speicherring

Der HERA-Speicherring ist aus zwei unabhängigen Teilchenbeschleunigern aufgebaut, um Elektronen und Protonen zu beschleunigen und zu speichern. In vier Experimentierarealen werden die Strahlen zusammengeführt. Die Experimentierareale liegen in der Mitte der vier geraden Strecken des 6.3km langen Beschleunigers. Die wesentlichen Parameter von HERA sind in Tabelle 2 zusammengefaßt. Abbildung 6 oben zeigt einen Lageplan von HERA. Die beiden HERA-Experimente H1 und Zeus sind in der Nord- bzw. Südhalle untergebracht. Die Elektronenvorbeschleuniger basieren auf den am DESY vorhandenen Maschinen. Elektronen werden von einem 500MeV Linearbeschleuniger in einen kleinen Speicherring, der 60mA Strahlstrom akkumuliert, eingeschossen und dann aus dem Speicherring nach DESY-II ausgeschossen. Dort werden die Elektronen auf 7GeV beschleunigt und nach PETRA-II weitergeleitet. Dies wird solange wiederholt bis PETRA-II mit 70 Teilchenpaketen gefüllt ist. Der Abstand der Teilchenpakete beträgt 28.8m, den gleichen Abstand den sie auch in HERA haben. Diese 70 Teilchenpakete werden auf 11GeV beschleunigt und nach HERA übertragen. Um HERA mit 210 Teilchenpaketen zu füllen ist diese Prozedur drei mal zu wiederholen.

| | Protonring | Elektronring | Einheit |
|------------------------------|---------------------|---------------------|-----------------|
| Nominelle Energie | 820 | 30 | GeV |
| Luminosität | $1.5 \cdot 10^{31}$ | $1.5 \cdot 10^{31}$ | $cm^{-2}s^{-1}$ |
| Umfang | 6336 | 6336 | m |
| Magnetisches Feld | 4.96 | 0.165 | T |
| Anzahl Teilchen | 2.1 | 0.8 | 10^{13} |
| Anzahl Pakete | 210 | 210 | |
| Einschußenergie | 40 | 11 | GeV |
| σ_x / σ_y am WWP | 0.29/0.07 | 0.26/0.02 | mm |
| σ_z am WWP | 110 | 8.0 | mm |
| HF - Frequenz | 52.0/208.3 | 499.8 | MHz |

Tabelle 2: Zusammenfassung der wichtigsten HERA-Designparameter.

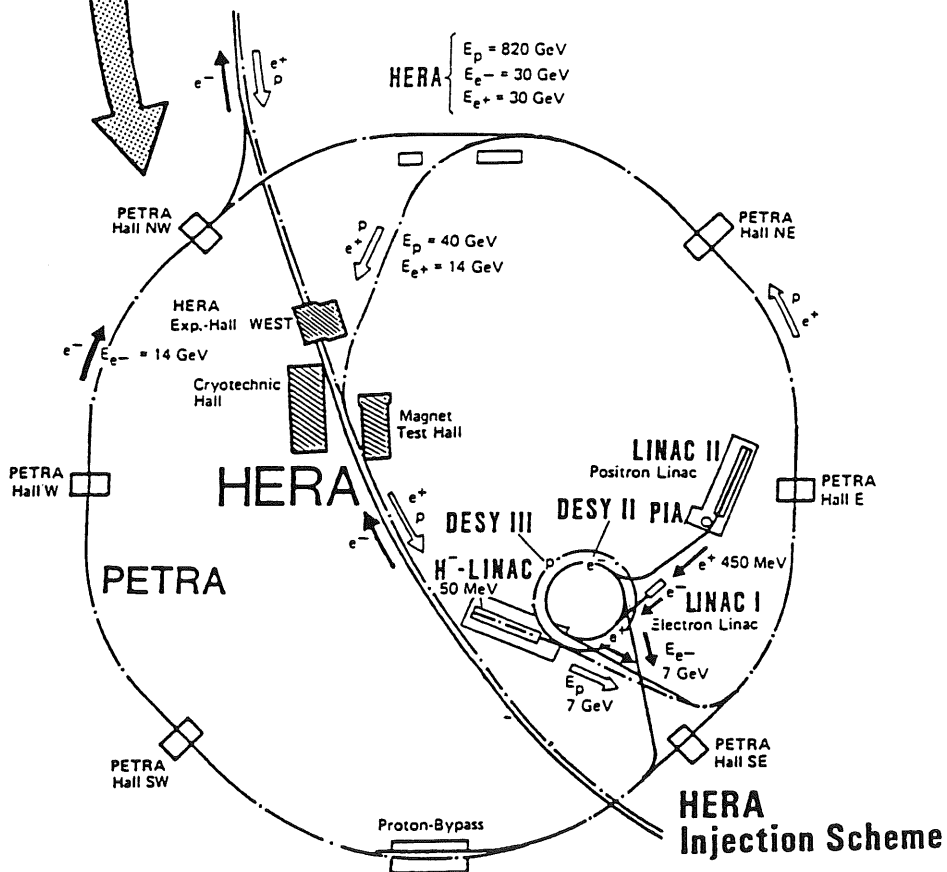
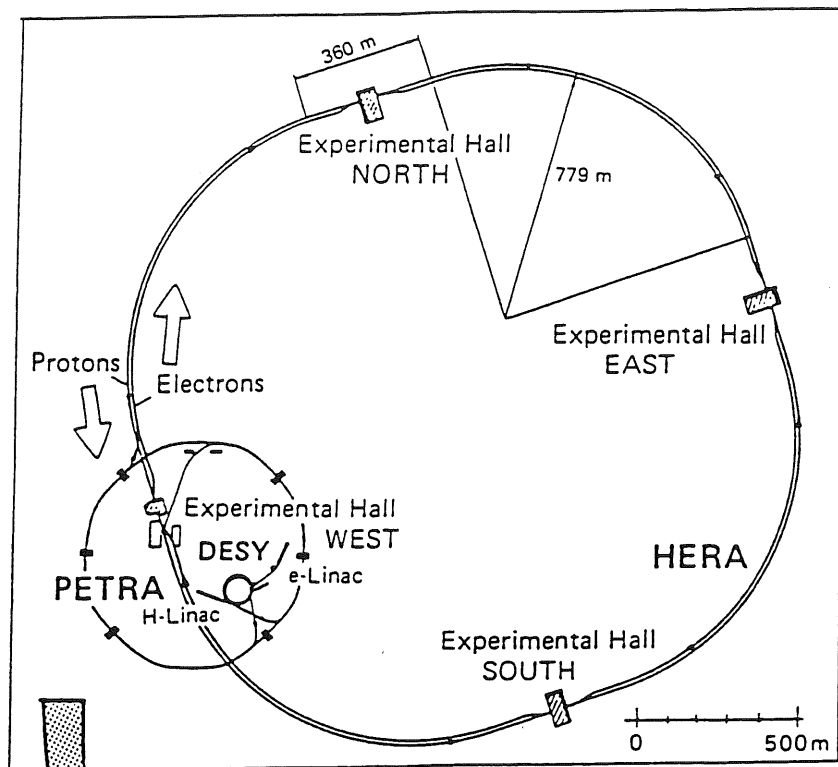


Abb.6: Oben: Aufbau von HERA. Unten: Aufbau der HERA-Vorbeschleuniger [HERA91].

Für die Beschleunigung von Protonen mußte am DESY eine neue Kette von Vorbeschleunigern aufgebaut werden. Ein 50MeV Linearbeschleuniger liefert einen 6mA Strahl negativ geladener Wasserstoffionen. Die Elektronen werden bei dem Einschub nach DESY-III abgestreift. Dieser Prozeß geschieht quasi kontinuierlich. Nach einigen Umläufen in DESY-III bilden sich 11 Teilchenpakete in einem Abstand von 28.8m , wie in HERA, die auf 7.5GeV beschleunigt werden und nach PETRA-II transferiert werden. In PETRA-II werden, wie auch beim Elektronenstrahl, 70 Teilchenpakete gesammelt und mit einer Energie von 40GeV nach HERA eingeschossen. In Abb. 6 unten ist der Weg der Elektronen und Protonen von den Linearbeschleunigern bis zum Einschub nach HERA illustriert.

Aus dem geringen Abstand von 28.8m zwischen zwei Teilchenpaketen resultiert eine Zeitdauer von 96ns zwischen zwei Strahlkreuzungen bzw. eine Strahlkreuzungsfrequenz von 10.4MHz . Daraus folgt, daß der kürzest mögliche Ereignisabstand bei HERA ebenfalls 96ns ist. Diese kurze Zeit zwischen zwei möglichen Ereignissen erzwingt eine neue Strategie der Datennahme bei den HERA-Experimenten, die 'pipelining' genannt wird. Diese Strategie wird weiter unten im Text erläutert.

1.4 Der H1-Detektor

Im vorhergehenden Abschnitt wurde gezeigt, daß das physikalische Programm bei HERA breit gestreut ist. Um diesem umfangreichen Spektrum gerecht zu werden, muß der Detektor folgende Kriterien erfüllen:

- Große Hermetizität, um Neutrinos oder andere nur sehr schwach mit Materie wechselwirkende Teilchen aufgrund fehlender Energie im Detektor rekonstruieren zu können.
- Gute Auflösung in Energie und Winkel. Hierfür wird eine feine Granularität und eine möglichst genaue Kalibrierung des hadronischen und elektromagnetischen Kalorimeters benötigt.
- Hochauflösende Spurenkammern, um Bündel nebeneinanderliegender Teilchen (Jets) auflösen zu können. Durch die Ablenkung geladener Teilchen im Magnetfeld kann aus der Krümmung der Teilchenspuren der Impuls der einzelnen Teilchen bestimmt werden.
- Leptonidentifikation (Elektron und Myon) und Energiebestimmung für alle Prozesse in denen hochenergetische Myonen auftreten.

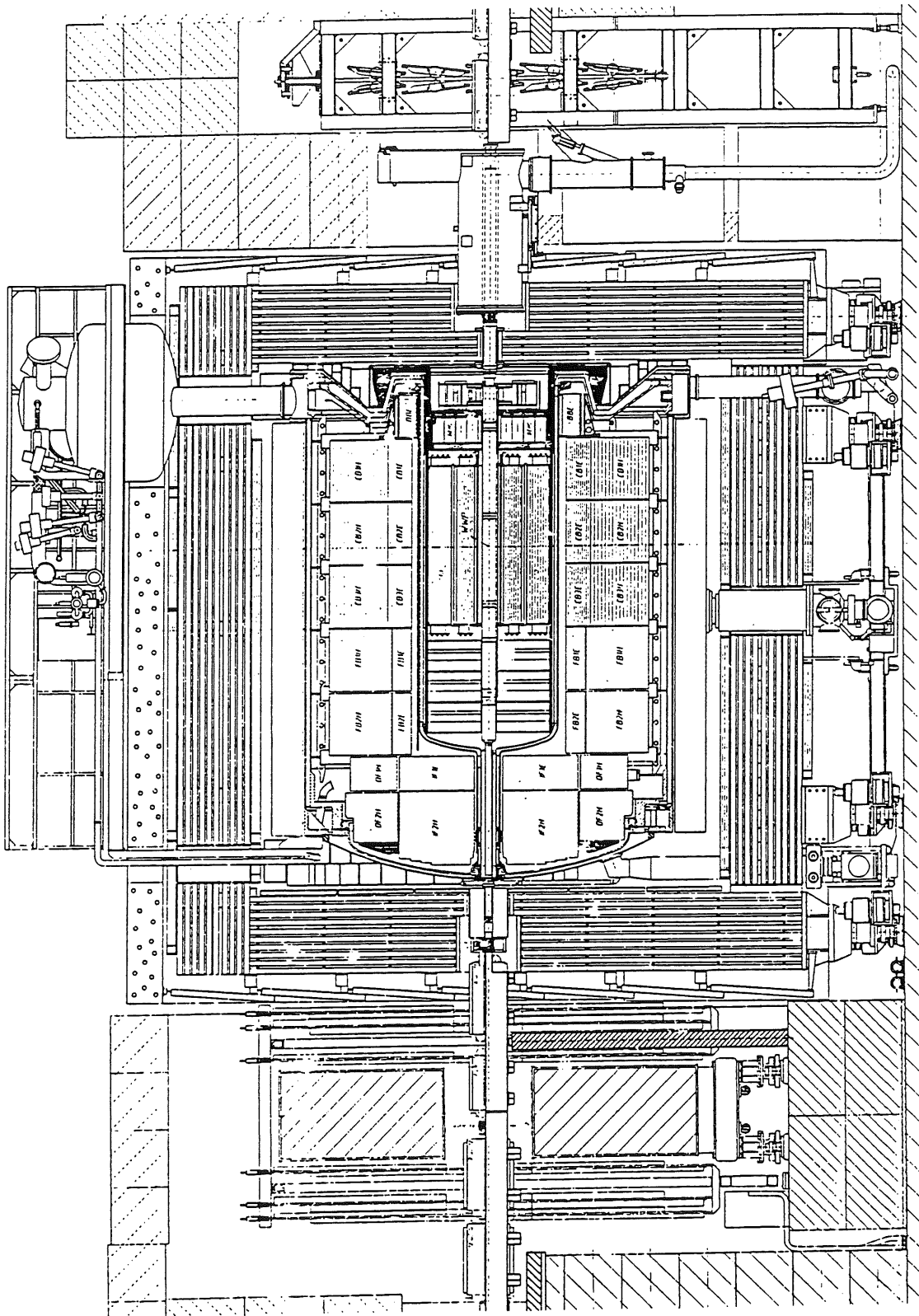


Abb.7: rz-Schnitt durch den H1-Detektor [H1Prop].

- Die Hauptrolle an HERA-Experimenten spielen ohne Zweifel die Elektronen. Deswegen muß besonderer Wert auf die Identifizierung der Elektronen, sowie deren Energie-, Impuls- und Winkelmessung gelegt werden.

In Abb.7 ist schematisch der Aufbau von H1 dargestellt. In den folgenden Absätzen wird der Aufbau der einzelnen Komponenten kurz beschrieben. Für weitergehende Informationen sei auf die entsprechende Literatur verwiesen [H1-93]. Der H1-Detektor ist schalenförmig um den Wechselwirkungspunkt aufgebaut. Vom Wechselwirkungspunkt aus beginnend besteht das H1-Experiment aus folgenden vier verschiedenen Hauptkomponenten :

- **Der Spurendetektor:** Mit ihm werden Spuren geladener Teilchen, die im Magnetfeld Helices als Bahnen haben, gemessen. Aus der gemessenen Bahninformation kann der Impuls, die Ladung und die Teilchenart bestimmt werden. Der Spurendetektor ist aus dem vorwärts- und dem zentralen-Spurendetektor (*forward and central tracker*), sowie aus der Rückwärtsvieldrahtproportionalkammer (BPC) aufgebaut.
- **Das Kalorimeter:** Es hat die Aufgabe die Gesamtenergie, der bei den ep-Reaktionen entstandenen Teilchen, zu messen. Die Teilchen werden dazu durch Vielfachwechselwirkungen zerstört. Es besteht aus dem elektromagnetischen und dem hadronischen Kalorimeter und aus dem elektromagnetischen Rückwärtskalorimeter (BEMC).
- **Die supraleitenden Spule:** Sie erzeugt in ihrem Inneren ein homogenes Magnetfeld von 1.2 Tesla in +z-Richtung.
- **Das Myonensystem (*tail catcher*):** Es hat die Aufgabe, die das Kalorimeter verlassende Energie zu messen und Myonen, die das Kalorimeter passieren nachzuweisen.

Diese Komponenten sind ihrerseits wieder aus einer Vielzahl von Subkomponenten aufgebaut. Der Spurendetektor ist aus Drift- und Proportionalkammern aufgebaut. Er soll zu einem späteren Zeitpunkt um einen Silizium Vertexdetektor erweitert werden. Der Spurendetektor ist räumlich in zwei große Gruppen von Meßkammern aufgeteilt, die ihrerseits aus einer Vielzahl von verschiedenen Kammern aufgebaut sind. Er besteht aus dem vorwärts und dem zentralen Teil, siehe Abb.8.

Der zentrale Teil besteht aus zwei Vieldrahtproportionalkammern (CIP und COP), zwei Driftkammern (CIZ und COZ), bei denen die Driftrichtung längs der z-Achse ist, und der inneren und äußeren zentralen Driftkammer (CJC1 und CJC2). Die Hauptauf-

gabe der zentralen Driftkammer ist, die Spuren geladener Teilchen in der $r\Phi$ -Ebene zu bestimmen, und aus der Krümmung der Spuren den Impuls der Teilchen zu rekonstruieren. Die zentrale Driftkammer liefert auch Informationen über die rz -Projektion der Spur. Dazu wird eine Methode, die Ladungsteilung ('charge division') genannt wird, benutzt. Bei dieser Methode wird aus der Differenz, der an den beiden Enden des Drahtes gemessenen Ladungen, die z -Position der Spur berechnet. Es ist die Aufgabe der z -Kammern die Spuren in der rz -Ebene genauer zu bestimmen, als dies durch die Ladungsteilungsmethode mit den Signalen der Jetkammern möglich ist. Der Akzeptanzbereich des zentralen Spurendetektors liegt bei einem Polarwinkel zwischen $25^\circ < \theta < 150^\circ$, die Vertexauflösung ist $\sigma_{zjc} = 800\mu m$ [H1 93].

Die Aufgabe der Proportionalkammern besteht ausschließlich darin, Signale für den Trigger des Experimentes bereitzustellen. Da der an die Proportionalkammern angeschlossene z -Vertex Trigger aus den Signalen dieser Kammern den Ereigniszeitpunkt bestimmt, wurden die Proportionalkammern so konzipiert, daß sie eine Driftzeit, die kleiner als $50ns$ ist, haben. Durch diese kurze Driftzeit ist es möglich, die Signale der Proportionalkammern eindeutig einer Strahlkreuzungszeit zuzuordnen und daraus einen Trigger abzuleiten, der ebenfalls eindeutig zu einer Strahlkreuzung gehört. [SE93]

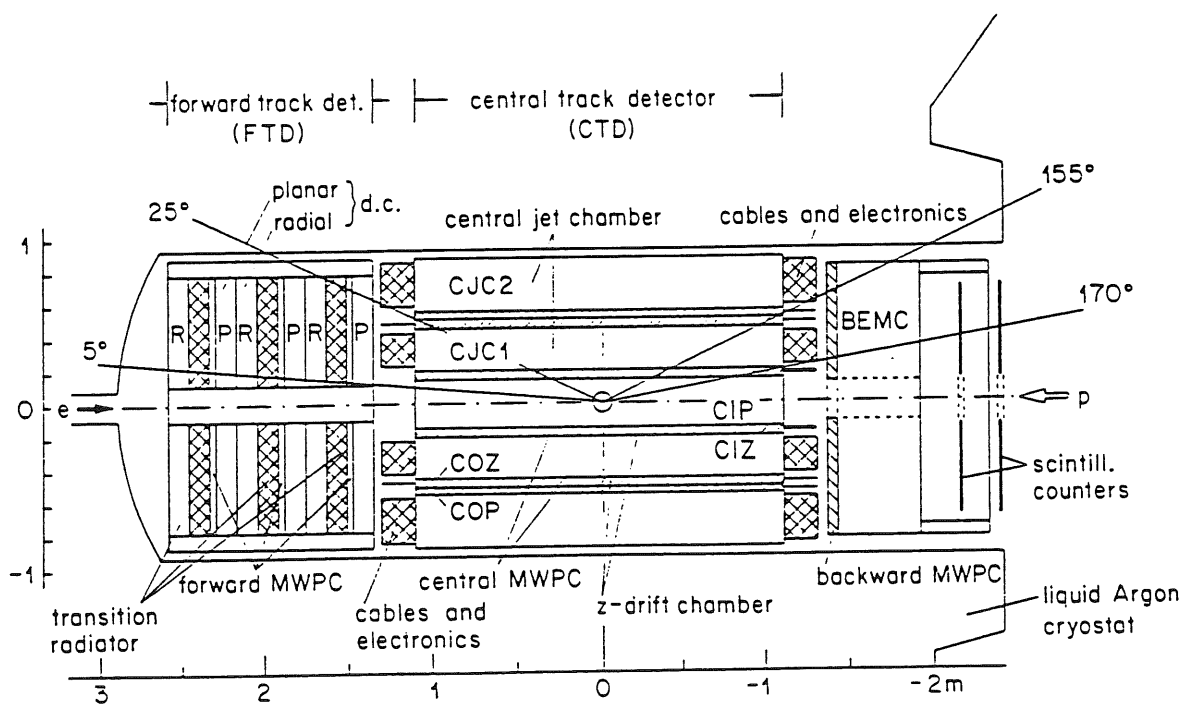


Abb.8: Längsschnitt durch den H1-Spurendetektor [H1-93].

Der Vorwärtsspurendetektor besteht aus drei hintereinander angeordneten Modulen, von denen jedes aus einer planaren Driftkammer, einer Vieldrahtproportionalkammer, einer radialen Driftkammer und einem Übergangsstrahlungsdetektor zusammengesetzt ist. Die Driftkammern liefern Spurparameter und die Übergangsdetektoren ermöglichen eine Elektron-Pion Trennung im Polarwinkelbereich $5^\circ < \theta < 15^\circ$. Die Vorwärtsvieldrahtproportionalkammern dienen, genau wie die Proportionalkammern im zentralen Bereich des Detektors, ausschließlich zum Triggern des Experimentes.

Die Rückwärtsproportionalkammer (BPC), die in Richtung der auslaufenden Elektronen an den zentralen Spurendetektor anschließt, identifiziert Spuren geladener Teilchen, die in das rückwärtige elektromagnetische Kalorimeter (BEMC) hineinlaufen. Sie ist wichtig zur Messung des Streuwinkels des Elektrons und zur Bestimmung des Eintrittspunktes der Teilchenspur in das Kalorimeter.

Das elektromagnetische Kalorimeter im Zentral- und im Vorwärtsbereich besteht aus alternierenden Lagen von 2.4mm dicken Bleiplatten als Absorbermedium und 3.0mm dickem flüssigem Argon als Auslesemittel. Der Rückwärtsbereich wird vom einem Blei-Szintillator 'Sandwich' Kalorimeter (BEMC) abgedeckt. Es kann für Elektronen eine relative Energieauflösung von $\frac{\sigma(E)}{E} = \frac{10\%}{\sqrt{E}} \oplus 2\%$ erreicht werden.

Das hadronische Kalorimeter ist aus Edelstahl als Absorbermaterial aufgebaut, während als Auslesemittel identisch wie beim elektromagnetischen Kalorimeter flüssiges Argon verwendet wird. Die relative Energieauflösung beträgt für Hadronen $\frac{\sigma(E)}{E} = \frac{55\%}{\sqrt{E}} \oplus 3\%$. Für hadronische Spuren mit sehr kleinem Winkel $0.7^\circ < \theta < 4^\circ$ ist ein Kupfer-Silizium Sandwich (Plug Kalorimeter) installiert. Es soll den Gesamttransversalimpuls der Hadronen, die nahe des Strahlrohrs emittiert werden, möglichst genau messen. Dabei wurde mehr Wert auf die Winkelauflösung von $\sigma_\theta < 0.3^\circ$, als auf die Energieauflösung von $\frac{\sigma(E)}{E} = \frac{150\%}{\sqrt{E}}$ gelegt.

Der durch die supraleitenden Spule erzeugte magnetische Fluß wird durch das instrumentierte Eisen zurückgeführt. Das instrumentierte Eisen dient zudem als äußerste Absorbionsschicht des hadronischen Kalorimeters. Die im instrumentierten Eisen befindlichen 'Streamer'-kammern sind in der Lage geladene Teilchen nachzuweisen. Bis auf den Vorwärtsbereich handelt es sich um 16 Lagen 'Streamer'-Kammern. Im Vorwärtsbereich sind zusätzlich 6 Lagen Driftkammern installiert.

Das e-tag Kalorimeter und der Photonendetektor sind zwei Komponenten von H1 die 30m bzw. 100m in Richtung der auslaufenden Elektronen direkt am Strahlrohr angeordnet sind. Die Aufgabe des e-tag Kalorimeters und des Photonendetektors ist es

die Luminosität im H1-Detektor zu messen und das gestreute Elektron bei γp -Ereignissen nachzuweisen. Das e-tag Kalorimeter wird auch als Trigger benutzt. Die Energieauflösung des e-tag Kalorimeters ist $\sigma(E)/E = 1\% \oplus 10\% / \sqrt{E}$ (E in GeV), die Ortsauflösung ist $0.3mm-1.2mm$.

1.5 Geometrie und Eigenschaften der zentralen Driftkammer

Die beiden Kammern CJC1 (innere Jetkammer) und CJC2 (äußere Jetkammer) sind zylindrisch um die Strahlachse aufgebaut und decken den gesamten Azimuthwinkelbereich und den Polarwinkelbereich von 39° bis 141° beziehungsweise von 22.5° bis 157.5° (nur innere Jetkammer) ab. Die CJC1 besteht aus 30 Zellen (in Φ) mit je 24 radialen Lagen, in der CJC2 sind es 60 Zellen mit jeweils 32 Drähten. Die Drähte sind parallel zur Strahlachse gespannt. Die Signaldrahtebenen sind um einen Winkel von 35° gegenüber der radialen Richtung geneigt, siehe Abb.9. Diese Neigung hat folgende Vorteile:

- Wegen des Magnetfeldes von 1.2 Tesla driften die Elektronenlawinen nicht parallel zu den elektrischen Feldlinien, sondern gedreht um einen Winkel, der aus der Wechselwirkung des Magnetfeldes mit den Elektronen herrührt. Dieser Winkel (*Lorentzwinkel*) wird durch die Neigung der Zellen kompensiert, so daß die Drift der Elektronen fast senkrecht zur Spur ist. Dies führt zu einer besseren Ortsauflösung in der $r\Phi$ -Ebene und erleichtert die Spurrekonstruktion [JB89].
- Spuren von Teilchen mit einem Transversalimpuls größer $400MeV/c$ kreuzen wenigstens einmal die Signaldrahtebenen von CJC1 und CJC2. Die Driftzeit zu diesen Drähten ist kleiner als $50ns$, d.h. kleiner als die Strahlkreuzungszeit von HERA. Durch diese Eigenschaft ist es möglich, einer Spur eine Strahlkreuzung zuzuordnen. Der DCR Φ -Trigger benutzt diese Eigenschaft zur t_0 -Bestimmung⁷ eines Ereignisses.
- Hochenergetische Spuren schneiden nicht nur die Signaldrahtebenen einmal, sie haben auch mindestens einen Zellübergang. Somit hat man die Möglichkeit die rechts/links Mehrdeutigkeit der Jetkammer aufzulösen, da die Spiegelspuren keine Fortsetzung in ihren Nachbarzellen finden.

⁷Siehe auch Kapitel 2.3.

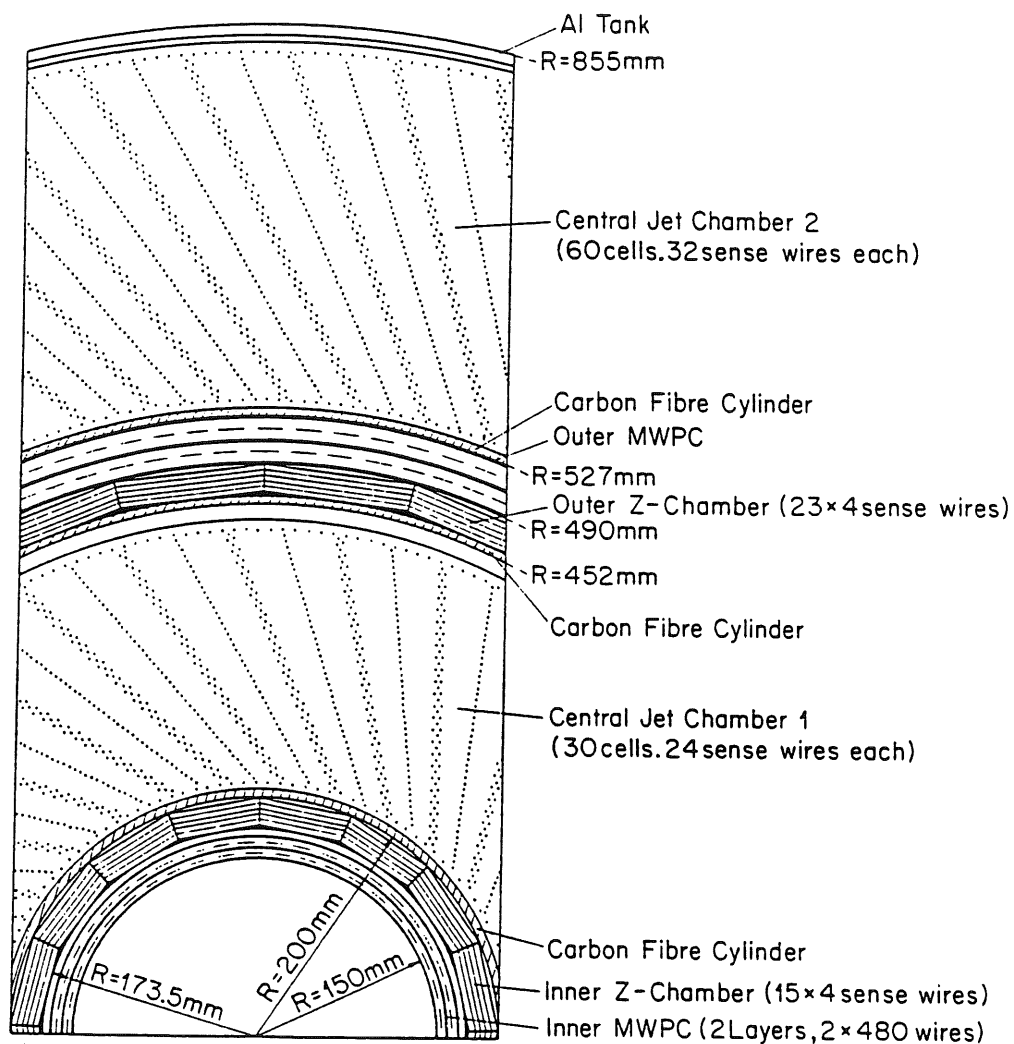


Abb.9: Radialer Schnitt durch die zentrale Jetkammer [H1-93].

Um auch für kurze Spurstücke die rechts/links Mehrdeutigkeit auflösen zu können, sind die Signaldrähte um $150\mu\text{m}$ alternierend aus der Signaldrahtebene verschoben (*staggering*). Dies führt zu einem Versatz von $300\mu\text{m}$ der rekonstruierten Punkte von benachbarten Drähten für die Spiegelspur. Dieser Versatz hat weiter den Vorteil, daß die Signaldrahtposition genauer bestimmt ist. Die Signaldrähte stoßen sich wegen der gleichen Ladung elektrostatisch in Richtung der Versetzung ab und verstärken diese

noch. Ohne Versatz der Signaldrähte wäre die Richtung der Abstoßung nicht bekannt, beim Einschalten der Spannung würden die Drähte zufällig in eine Position fallen.

In der CJC gibt es vier Arten von Drähten: Signal-, Potential-, Feld- und Kathodendrähte. Die Signaldrähte bestehen aus goldplattiertem Wolfram mit einem Anteil von 3% Rhenium. Bis auf den ersten und letzten Draht in jeder Zelle ist ihr Durchmesser $20\mu\text{m}$. Die beiden Randdrähte haben einen Durchmesser von $25\mu\text{m}$ und damit einen geringeren Widerstand und eine kleinere Gasverstärkung. Die resultierenden Feldveränderungen führen zu kleineren Pulsen an diesen Drähten und an ihren Nachbarn.

Zwischen benachbarten Signaldrähten befinden sich zwei Potentialdrähte, so daß die Oberflächenfeldstärke der Signaldrähte reduziert wird und der Verschleiß der Kammer durch Ablagerungen auf den Drähten (*ageing*) gemindert wird. Weiter schirmen die Potentialdrähte die Signaldrähte voneinander ab. Das Übersprechen zwischen zwei Signaldrähten ist um etwa einen Faktor zwei gedämpft [JB89].

| Parameter | CJC1 | CJC2 | CJC1+2 |
|--------------------------|-------|-------|--------|
| Signaldrähte | 720 | 1920 | 2640 |
| Potentialdrähte | 1500 | 3660 | 5160 |
| Felddrähte | 300 | 600 | 900 |
| Kathodendrähte | 1470 | 3900 | 5370 |
| Summe aller Drähte | 3990 | 10380 | 14370 |
| Zellen | 30 | 60 | |
| Signaldrähte pro Zelle | 24 | 32 | |
| innerer Radius [cm] | 20.35 | 52.70 | |
| äußerer Radius [cm] | 45.40 | 84.30 | |
| aktive radiale Länge[cm] | 22.45 | 29.60 | 52.05 |
| max. Driftlänge [cm] | 44.5 | 43.1 | |
| Länge in z-Richtung[cm] | 220.0 | 220.0 | |
| mittlere Zellneigung | 0.524 | 0.524 | |

Tabelle 3: Zusammenfassung der wichtigsten Jetkammerparameter.

Die CJC wurde 1992 wegen eines Leckes in der Gaszuführung der Kammer mit dem nichtbrennbaren Kammergas $\text{Ar}/\text{CO}_2/\text{CH}_4$ (89:10:1) betrieben. Dieses Gas zeichnet sich durch eine kleinere Driftgeschwindigkeit und einen größeren Lorentzwinkel verglichen

mit dem vorgesehenen Gas $\text{Ar}/\text{C}_2\text{H}_6$ (50:50) aus. Die Driftgeschwindigkeit für das Gas, das 1992 eingesetzt wurde, ist $49\mu\text{m}/\text{ns}$, der Lorentzwinkel ist 42° . In Tabelle 3 sind die wichtigsten Kammerparameter zusammengefaßt.

Der $\text{DCR}\Phi$ -Trigger benutzt diese beiden Kammern um Spuren in der $r\Phi$ -Ebene zu rekonstruieren. Im nächsten Kapitel wird das Triggerkonzept von H1 und der Triggeralgorithmus zur Spurerkennung, der im Datenprozessor des $\text{DCR}\Phi$ -Trigger abläuft, beschrieben.

Kapitel 2 Das Triggerkonzept von H1

Wie vorher erwähnt, stellt HERA besonders hohe Anforderungen an die Trigger der Experimente. Deshalb wird in diesem Kapitel das Triggerkonzept des H1-Experimentes vorgestellt. Im ersten Abschnitt werden die verschiedenen Stufen des H1-Triggers beschrieben, im zweiten Abschnitt wird detailliert auf die Trigger der ersten Stufe eingegangen. Der Rest des Kapitels beschäftigt sich mit dem DCR Φ -Trigger, mit dem benutzten Triggeralgorithmus und dessen Einbettung in die H1-Umgebung.

2.1 Die Triggerstufen und die zentrale Datennahme des H1-Experimentes

Die Aufgabe der Trigger bei H1 ist, Ereignisse von ep-Kollisionen aus einem signifikant verschiedenen Untergrund zu selektieren. Untergrundereignisse aus Wechselwirkungen von Protonen mit Restgasatomen, sowie Wechselwirkungen von Teilchen aus dem Strahlhalo in der Nähe des Detektors, können mehr Energie im Detektor deponieren als viele Klassen von ep-Ereignissen und das bei größeren Raten. Die Forderung, mit weniger als 10% Totzeit und einer maximalen Ereignisrate von 5Hz, die auf Magnetbänder abgespeichert werden kann, einen sicheren Nachweis von ep-Ereignissen bei gleichzeitiger Unterdrückung von Untergrundereignissen zu haben, führte bei H1 zu einem fünfstufigen Triggerkonzept, das in Tabelle 4 zusammengefaßt ist.

Das Experiment arbeitet im sogenannten '*common stop*' Betrieb, das heißt es werden die Daten von allen Meßzellen des Experimentes in Datenspeicher geschrieben, bis das Triggersignal des Triggers der ersten Stufe⁸, falls durch die Triggerlogik ein Ereignis erkannt wurde, gesetzt wird und die Datennahme anhält. Datenspeicher können analoge Verzögerungsleitungen oder digitale Speicherbausteine, im speziellen auch Schieberegister sein. Alle drei genannten Varianten der Signalaufbewahrung werden im H1-Experiment benutzt. Zum Zeitpunkt der Triggerentscheidung des zentralen Triggers, die 2.3 μ s⁹ nach dem Ereigniszeitpunkt gefällt wird, stehen noch sämtliche Detektordaten in den Datenspeichern des Experimentes. Dies ist insofern wichtig, da die Reaktionszeit der verschiedenen Detektorkomponenten im Bereich von einer Mikrosekunde

⁸Level-1 Trigger

⁹24 Strahlkreuzungszeiten [H1 93]

liegen, ein Triggersignal jedoch alle $96ns$ erzeugt werden muß. Das Triggersignal wird zu jeder Paketkreuzung, daß heißt alle $96ns$, erzeugt und steht in einer festen Phasenbeziehung zu dem Ereigniszeitpunkt t_0 . Gleichzeitig werden die Signale des Detektors in die verschiedenen Speichermedien, je nach Detektorkomponente, eingelesen. Diese Methode, Daten gleichzeitig und in einer festen Phasenbeziehung zu verarbeiten und zu bewegen, nennt man '*pipelining*'. Im Kapitel 2.3 ist diese Methode am Beispiel einer einfachen Triggerlogik genauer erläutert.

| Triggerstufe | L1 | L2 | L3 | L4 | L5 |
|-----------------------------|--|-------------------------------------|--|---|--|
| Totzeit/[μs] | 0 | 20 | 800 | | |
| Ereignisrate/[Hz] | 1000 (20) | 200 | 50 | 5 | 1 |
| Datenrate/[s] | 3 TByte | | | 1 MByte | 0.3 MByte |
| Komponenten, Implementation | Subdetektor Hardware Trigger | Frontend, Hardware | Frontend, Software | Filter Farm aus 15 RISC VME Prozessoren R3000, mit 300 MIPS. | 2 SGI Unix Server Rechner mit je 6 Irix Prozessoren, 240 MIPS. |
| Aufgabe | Hält die Daten Pipeline an. | Startet die Detektor Auslese. | Startet das Aufbauen der Ereignis- nisse. | Filtert die Ereignis- nisse, schreibt die Daten zur SGI und liefert Ereignis- statistiken. | Schreiben der Daten auf Bänder: DST und POT Datenbänder. |
| Arbeitsweise | ToF.....Veto MWPC....Vertex DCR ΦVertex e-tag.....Ee Calo.....Et,Eg Myon.....mu | Befindet sich noch im Bau. | Ist instal- liert und wird in Betrieb genom- men. | Stückweise Er- eignisrekonstruk- tion der zentralen Spurenkam- mern und der Kalorimeterclu- ster. Vertexselektion und Energie- schnitte. | Ereignisrekon- struktion. |

Tabelle 4: Überblick des H1-Triggersystems.

Die Länge der Datenspeicher liegt im H1-Experiment zwischen $2.45\mu s$ und $3.1\mu s$. Der Triggerzeitpunkt wurde bei $2.3\mu s$ nach dem Ereigniszeitpunkt t_0 festgelegt. Abhängig von der jeweiligen Reaktionszeit der benutzten Detektorkomponente bietet die Wahl dieses Zeitpunktes den Triggerlogiken der ersten Stufe zwischen $400ns^{10}$ und

¹⁰24 Strahlkreuzungszeiten - (Speichertiefe der Kammer + Kabelllaufzeiten)

1.8 μ s Zeit eine Triggerentscheidung zu fällen. Es ist der letzte mögliche Triggerzeitpunkt ohne Daten aus den verschiedenen Datenspeichern zu verlieren.

Die erste Triggerstufe ist aus 13 verschiedenen Subdetektortriggern aufgebaut, die bis zu 32 Signale, die Triggerelemente genannt werden, liefern (siehe Abb. 10). Diese Arbeit beschreibt einen dieser Subdetektortrigger, der Signale der zentralen Jetkammern benutzt und 8 Triggerelemente zu jeder Strahlkreuzung liefert. Die Triggerelemente werden in der zentralen Triggerlogik der Stufe 1 (CTL1) zunächst zusammengefaßt. Danach wird hier das eigentliche Stufe-1 Triggersignal erzeugt, mit dem die Datennahme angehalten wird [HK92].

Die Aufgabe der **zweiten Triggerstufe** ist es, die Triggerentscheidung der ersten Triggerstufe zu verfeinern. Mit diesem Signal wird die Datenauslese aus den Ereignisspeichern in die *'front end processors'* (FEP) begonnen. Diese Triggerstufe hat 20 μ s Zeit, um ihre Triggerentscheidung zu fällen.

Die zweite Triggerstufe besteht aus zwei Triggern, die sich beide noch im Bau befinden. Der eine Trigger basiert auf einem neuronalen Netzwerk, der andere Trigger ist eine programmierbare Logik. Als Eingangsdaten benutzen diese beiden Trigger die prozessierten Daten der Trigger der ersten Stufe, sowie weitere Daten von verschiedenen Subdetektoren. Zum Datentransfer von den Subdetektoren und Triggern der ersten Stufe zu den Triggern der zweiten Stufe wurde ein spezielles Bussystem bei H1 entwickelt. Über dieses Stufe-2 Bussystem soll auch der DCR Φ -Trigger an den Trigger der zweiten Stufe angeschlossen werden [JF91], [JB92] und [RB93].

Die **dritte Triggerstufe** benutzt einen Mikroprozessor (RISC 29000 von AMD), der über den *'quick bus'* an die Kalorimeterdatennahme, sowie an die Triggerdatennahme angeschlossen ist. Diese Triggerstufe ist ebenfalls noch nicht in Betrieb. Frühestens nach dem Signal der dritten Triggerstufe kann das sogenannte *'eventbuilding'*, das Zusammenfügen der Daten der verschiedenen Detektorkomponenten, begonnen werden. Die Signale der Triggerstufen zwei und drei werden zur Zeit durch Zeitschaltuhren (*'timer'*) erzeugt. Der Zeitpunkt des Triggersignals der dritten Stufe liegt 800 μ s nach dem Ereigniszeitpunkt. H1 besitzt eine doppelt gepufferte Datennahme. Sowohl die Komponenten, die auf Stufe-3 als auch die Komponenten die auf Stufe-4 arbeiten, besitzen Datenspeicher. Daher kann der zentrale Trigger die Datennahme schon wieder starten, obwohl der L4-Trigger das Ereignis noch nicht fertig abgearbeitet hat. Die Verarbeitungsdauer auf Stufe-4 hängt stark von der Anzahl erzeugter Spuren, die im Detektor gemessen wurden, ab. Diese Zwischenspeicher ermöglichen eine kontinuierliche Datennahme. [EB88]

Die vierte Triggerstufe besteht aus einer Prozessorfarm, die aus 16 VME-Prozessormodulen¹¹ aufgebaut ist. Als Prozessoren wurden RAID R3000 bzw. die neueren und schnelleren R4000 verwendet. Diesen Prozessoren verarbeiten einen Teil der H1-Ereignisrekonstruktion und außerdem laufen spezielle Filteralgorithmen auf ihnen. Die maximale Rate mit der Ereignisse in den Speicher der VME-Module geschrieben werden können ist 50Hz. Diese 50Hz sind die Beschränkung für die Triggerrate des jetzigen Triggers der ersten Stufe, solange die Trigger der zweiten und dritten Stufe noch nicht einsatzbereit sind. Die Ereignisrate nach dieser letzten Triggerstufe, vor der Aufzeichnung der Ereignisse auf Magnetbänder, soll ca. 5Hz betragen. Mit einer mittleren Ereignisgröße von 100kByte/Ereignis erhält man die Datenrate von 500kByte/s. Das ist die maximale Datenrate die über die 'Ethernet' Leitung¹² auf die Festplatte der DESY-IBM bzw. der SGI (ein Unix Super-Mini-Computer) übertragen werden kann. Auf der DESY-IBM werden gleichzeitig die Daten von den Festplatten auf Magnetbänder kopiert. [AC91]

Auf dem SGI-Computer läuft die Ereignisrekonstruktion und die Ereignisklassifikation. Dieser Computer wird als fünfte Triggerstufe bezeichnet.

2.2 Die verschiedenen Trigger der ersten Stufe

Besondere Beachtung muß der ersten Triggerstufe beikommen, da durch ihr Signal die Totzeit des Experimentes eingeleitet wird. Nach einem Signal des Triggers der ersten Stufe kann die Datennahme erst wieder durch ein Signal der vierten Triggerstufe¹³ aufgenommen werden. Bis dahin vergeht minimal etwa 1ms. Außerdem wird Zeit benötigt, um alle Datennahmekomponenten zurückzusetzen. Dabei handelt es sich um Mikroprozessoren und um Ereignisspeicher. Im Falle der Mikroprozessoren heißt zurücksetzen aus einem Interrupt zurückzuspringen, bei den Ereignisspeichern müssen die Speicherelemente geleert werden, damit zu Beginn der neuen Datennahme nicht Daten in ihnen stehen, die zu Fehlinformationen führen.

¹¹30 im Jahre 1993.

¹²Physikalisch wird als Verbindung der Halle-Nord mit dem DESY-Rechenzentrum ein Glasfaserkabel benutzt. Als Protokoll zum Übertragen der Daten wird das Ethernet Protokoll benutzt.

¹³Die Trigger der Stufen zwei und drei waren 1992 nicht installiert.

Um eine breite Abdeckung des physikalischen Spektrums der HERA-Physik zu erzielen, sowie eine hohe Robustheit gegen Untergrund zu erreichen, besteht der H1-Trigger der ersten Stufe aus verschiedenen Subtriggerlogiken, siehe Abb. 10, von denen die wesentlichen im folgenden kurz beschrieben sind:

- Der TOF¹⁴ Trigger erzeugt aus den Signalen eines Flugzeithodoscopes, das aus zwei Szintillatorebenen aufgebaut ist, die hinter dem BEMC lokalisiert sind, ein globales Vetosignal. Die Meßgröße ist die Zeitdifferenz zwischen dem HERA-Takt und den Teilchendurchgängen durch die Szintillatorebenen. So werden Teilchen bestimmt, die sich in verkehrter Richtung, also nicht vom Vertex, sondern in Richtung auf den Vertex, durch den Detektor bewegen [H1-93].
- Der Elektronentrigger besteht aus verschiedenen einzelnen Komponenten. Er benutzt die Informationen der Clusterenergie des BEMC, des flüssig Argon Kalorimeters und dem Signal des Elektronen-Taggers. Der Elektronen-Tagger ist ein kleines Kalorimeter, das sich direkt am Strahlrohr, 30m vom Experiment entfernt, in Richtung der auslaufenden Elektronen befindet.
- Der MWPC-Trigger erzeugt aus den Signalen der Vieldrahtproportionalkammern, die einen Polarwinkelbereich von $25^\circ < \Theta < 155^\circ$ überdecken, seine Triggerelemente. Dieser Trigger erzeugt auch die t_0 -Information für das H1-Experiment, entscheidet also zu welcher Paketkreuzung ein Ereignis gehört. Er baut ein Vertex-histogramm auf und sucht in diesem eine signifikante Spitze, so daß ein Schnitt auf die Vertexposition längs der Strahlachse über das Triggerresultat entscheidet [SE92].
- Der 'forward ray'-Trigger benutzt die Proportionalkammern des vorwärts Spurendetektors, sowie Signale der CIP. Diese Signale werden in einer RAM-Logik verarbeitet, in der Spuren, die in die nominelle Vertexregion zeigen, gesucht werden [RE87].
- Der Kalorimetertrigger berechnet verschiedene Energiesummen und stellt diese dem zentralen Trigger zur Verfügung. Er berechnet in verschiedenen räumlichen Bereiche separat die im elektromagnetischen und hadronischen Kalorimeter deponierten Energien [EB90].
- Der Myonentrigger benutzt die Signale der Myonkammern. Er bildet in Speicherbausteinen 7 aus 8 Majoritätslogiken, die gerade Spuren, die aus der Vertexregion

¹⁴'time of flight'

kommen, erkennen. Die Vertexakzeptanz dieses Triggers beträgt etwa 30cm in der r - Φ -Ebene und 2m in der rz -Ebene [JT90].

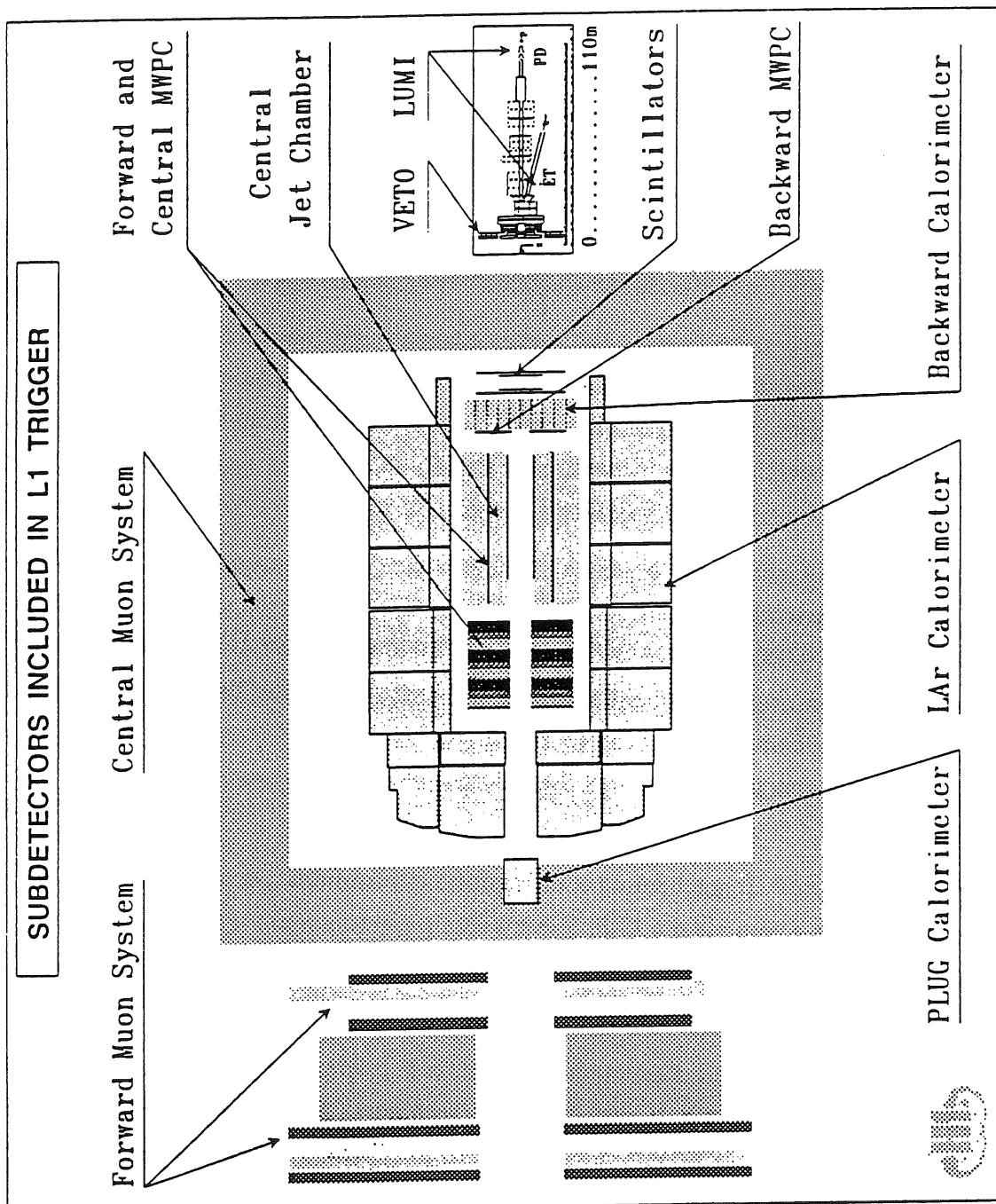


Abb.10: Die in den Level 1 Trigger verwendeten Detektorkomponenten [H1-93].

- Der Driftkammertrigger rekonstruiert aus den Signalen der zentralen Driftkammern den Impuls und die Vertexposition von geladenen Teilchen in der $r\Phi$ -Ebene. Das

Triggersignal ist ein Schnitt auf die Anzahl der Spuren, die aus dem Wechselwirkungspunkt kommen. Ebenso wie der Proportionalkammertrigger liefert auch der Driftkammertrigger eine Information über den Ereigniszeitpunkt [TW89].

Im Vollausbaustadium soll die Ereignisrate der ersten Triggerstufe bei etwa 1kHz liegen. Solange die Triggerstufen zwei und drei fehlen, muß sie jedoch auf 50Hz , der maximalen Eingangsereignisrate der vierten Triggerstufe, reduziert sein. Die Ereignisraten am Eingang der jeweiligen Triggerstufen sind in Tabelle 4 dargestellt.

2.3 Das Prinzip des DCR Φ -Triggers

Die Idee des DCR Φ -Triggers ist es, Spuren in der Azimuthebene der zentralen Driftkammer auf der ersten Triggerstufe mit einer Genauigkeit am Wechselwirkungspunkt von besser als 4cm zu rekonstruieren. Um dieses Ziel zu erreichen benutzt der Trigger die Signale von sieben Meßlagen der inneren Jetkammer sowie drei Meßlagen der äußeren Jetkammer. Unter einer Meß- oder Signallage versteht man Signaldrähte gleichen Abstandes vom Wechselwirkungspunkt. Als Signale stehen dem DCR Φ -Trigger die diskriminierten Jetkammerpulse, die mit 10.4MHz oder 20.8MHz abgetastet werden können, zur Verfügung. Diese Signale entsprechen Flächenbereichen oder Driftintervallen von 5mm bzw. 2.5mm ¹⁵ in einer Driftzelle der Jetkammer, siehe Abb. 11.

Der Trigger baut aus den diskriminierten Signalen der Jetkammer alle 96ns ein digitalisiertes Abbild der Driftkammer auf, in dem jedes Bit einem Driftintervall einer Driftzelle entspricht. Über die Beziehung $d = v_{\text{drift}} t_{\text{drift}}$ kann in erster Näherung jeder Driftzeit eine Driftstrecke d und zusammen mit der Drahtnummer zwei mögliche Orte in der Driftkammer zugeordnet werden. Da für die Spurrekonstruktion nur eine Mikrosekunde zur Verfügung steht und alle 96ns ein Triggersignal abgeliefert werden muß, eignen sich nur Algorithmen zur Spurensuche, die die Signale aus den Jetkammern parallel verarbeiten können. In [TW89] wurden verschiedene solche Algorithmen verglichen. Der DCR Φ -Trigger verwendet einen 'Football'-Algorithmus und erzeugt durch Schnitte auf die gesamte Multiplizität der rekonstruierten Spuren, auf die Multiplizitäten von Spuren in vier Impulsintervallen, sowie auf die Topologie der rekonstruierten Spuren acht Triggerelemente. In diesem Abschnitt wird im ersten Teil der vom DCR Φ -Trigger benutzte Algorithmus beschrieben. Im zweiten Teil wird die Implementation des Triggers in die H1-Umgebung dargestellt.

¹⁵Bei einer typischen Driftgeschwindigkeit von $50\mu\text{m} / \text{ns}$.

Geometrische Driftzelle der zentralen Jetkammer

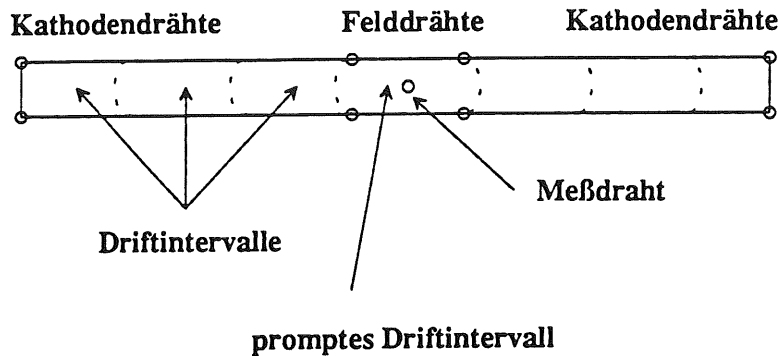


Abb.11: Driftzelle der zentralen Jetkammer mit Driftintervallen.

A) Das Prinzip des 'Football'-Algorithmus

Die Algorithmen zur Spurerkennung, die in Triggern der ersten Stufe, die Jetkammerinformationen verarbeiten, verwendet werden, teilen die $r\Phi$ -Ebene der Jetkammer in Bereiche auf und prüfen, ob Spuren vollständig in einem solchen Bereich liegen. Diese Bereiche nennt man Triggerstraßen. Der Driftkammer $r\Phi$ -Trigger benutzt zur Erzeugung der Triggerstraßen den sogenannten 'Football'-Algorithmus. Dieser Algorithmus teilt die $r\Phi$ -Ebene in Flächenstücke auf, die von Kreisbögen durch den Wechselwirkungspunkt und den sogenannten Referenzpunkt, sowie zwei Punkten in einem festen Abstand vom Wechselwirkungspunkt begrenzt werden, siehe Abb.12.

Die Triggerstraßen müssen so erzeugt werden, daß die $p_T\Phi$ -Ebene vollständig zwischen den transversalen Grenzimpulsen mit Triggerstraßen überdeckt ist. Um diese Forderung zu erfüllen werden die Triggerstraßen durch vier Kreisbögen in der $r\Phi$ -Ebene begrenzt. Die Triggerstraße ist der von diesen vier Kreisbögen eingeschlossene Bereich. Die Lage und die Krümmung dieser Kreisbögen wird durch folgende Punkte definiert:

- Dem Wechselwirkungspunkt.

- Zwei Punkte, die aus der Driftintervallgröße¹⁶ in Meßlage¹⁷ 8 abgeleitet werden. Meßlage 8 ist willkürlich gewählt. Der Abstand zwischen den beiden Punkten liegt in der Größenordnung von 1.5 Driftintervallen, der Abstand zwischen zwei benachbarten Intervallen ist typischerweise klein verglichen mit einem Driftintervall, siehe Abb. 12. Die Variation dieser Parameter führt zu unterschiedlichen Überlappbereichen der Triggerstraßen.
- Einem Intervall um den **Referenzpunkt**. Bei dem Referenzpunkt handelt es sich um den dritten Punkt, durch den die, die Triggerstraßen begrenzenden, Kreise definiert sind. Seine besondere Eigenschaft ist, daß er mit einem Signaldraht zusammenfällt. Dadurch ist die Driftzeit zum Referenzpunkt immer kleiner als $96ns$, im allgemeinen sogar kleiner als $50ns$. Diese Drähte werden im weiteren als Referenzdrähte bezeichnet. Die Intervallbreite am Referenzpunkt wird benötigt um die $p_T\Phi$ -Ebene besser zu überdecken. Das Intervall ist ebenfalls, wie der Abstand zwischen den Intervallen in Meßlage 8, klein verglichen mit der Driftintervalllänge.

Für die prompten Driftintervalle der Referenzdrähte ist die Driftzeit der Kammer-signale bis zum zugehörigen Referenzdraht kleiner als eine Paketkreuzungszeit. Die Geometrie der Jetkammer garantiert, daß jede geladene Spur mit mehr als $400MeV/c$ transversalem Impuls mindestens einmal in der inneren Jetkammer die Signaldrahtebene schneidet. Um keine Spur zu verlieren, das heißt um die $p_T\Phi$ -Ebene vollständig zu überdecken, müssen die Signaldrähte der Lagen 2 bis 22 jeder Zelle der Jetkammer als Referenzdrähte benutzt werden. In Abb. 12 wird eine so erzeugte Triggerstraße gezeigt. Um zu überprüfen, ob eine Spur in einer Triggerstraße liegt, wird die Koinzidenz über die entsprechenden Driftintervalle der Meßlagen gebildet. Die Koinzidenz aus einem Referenzsignal und einem zugehörigen Triggerstraßensignal bestimmt den Ereigniszeitpunkt t_0 .

¹⁶Unter einem Driftintervall versteht man den Bereich in der Jetkammer, den die Lawine in einem Abtastintervall ($96ns$ bzw. $48ns$) zurücklegt.

¹⁷ Bei mit Null beginnender Zählung der vom Trigger verwendeten Lagen.

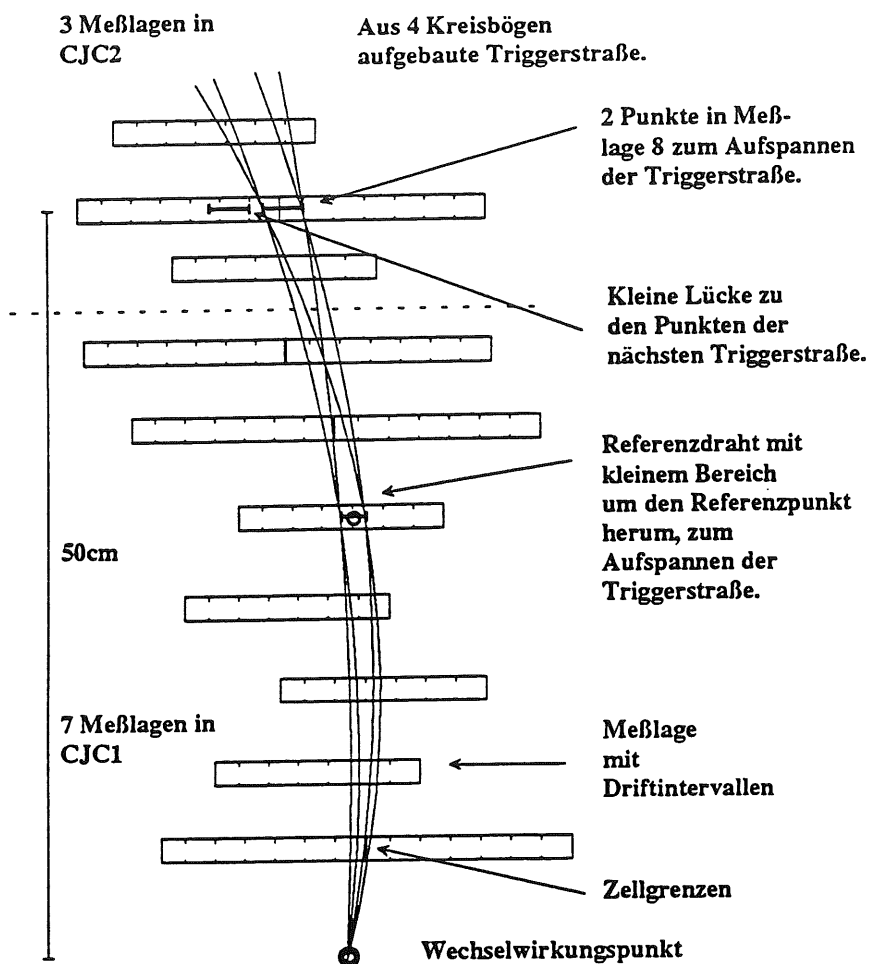


Abb.12: Erzeugung einer Triggerstraße.

Zu jedem Referenzpunkt wird ein Büschel¹⁸ von 15 bis 20 Triggerstraßen erzeugt. Die Anzahl der Triggerstraßen hängt von dem Abstand des Referenzdrahtes zum Wechselwirkungspunkt ab. Je weiter außen der Referenzdraht liegt, desto weniger fächert das Büschel von Triggerstraßen auf und desto weniger Triggerstraßen werden benötigt, um den Impulsraumbereich, der zu dem Referenzdraht gehört, abzudecken. Dies hat allerdings zur Folge, daß die Akzeptanz nicht gleichmäßig ist, sondern von der Kreuzung der Spur mit der Signaldrahtebene schwach abhängt. In Abb.13 ist solch ein Büschel von Triggerstraßen, das zu einem Referenzdraht gehört, gezeigt.

¹⁸Deswegen auch der Name 'Football'-Algorithmus, weil der Teil des Büschels, der zwischen Wechselwirkungspunkt und Referenzpunkt liegt, wie ein amerikanischer Football aussieht.

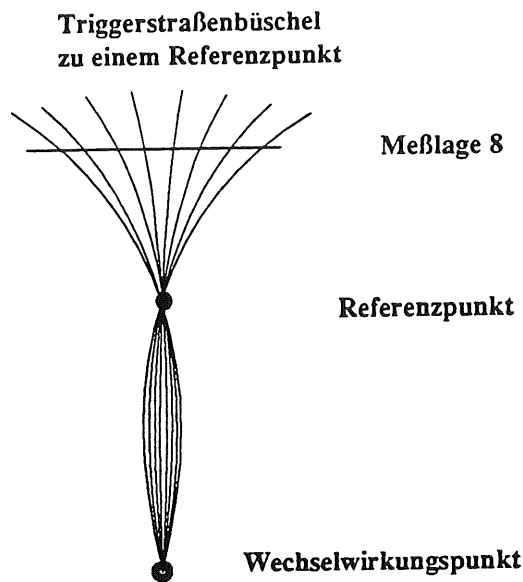


Abb.13: Bündel von Triggerstraßen, die zu einem Referenzdraht gehören.

B) Auswahl der Meßlagen und Referenzdrähte

Jede Triggerstraße wird in 10 Meßlagen und am Referenzpunkt gemessen. Der Verteilung der Meßlagen liegt die Aussage zugrunde, daß es für die Rekonstruktion eines Kreises ausreicht drei Punkte, zwei an den Enden und einen in der Mitte des Meßbereiches, sehr genau zu bestimmen. Die weiteren Meßpunkte benötigt man um sicherzustellen, daß der Kreis wirklich von einer Spur erzeugt wurde. Der Beitrag zur Genauigkeit der Messung ist jedoch klein. Für den Trigger wird folgendes Schema angewandt:

Die Abtastfrequenz ist für 5 der 10 Meßlagen doppelt so hoch und zwar für die 4 Meßlagen am Rande des Meßbereiches und für eine Meßlage in der Mitte. Als Signallagen werden die Lagen¹⁹ 2, 4, 8, 12, 16, 20, 22 der inneren Jetkammer und die Lagen 3, 5, 7 der äußeren Jetkammer benutzt. Als Referenzlagen werden alle Lagen der inneren Jetkammer zwischen Lage 2 und 22 benutzt. Es kann vorkommen, daß Meßlage und Referenzlage übereinstimmen. Die doppelte Abtastfrequenz haben die Meßlagen 2, 4, 20 innen und 5, 7 außen. Tabelle 5 faßt die Parameter der Meßlagen nochmals zusammen.

¹⁹Bei mit Null beginnender Zählung.

| Lage# | Radius vom Vertex [cm] | 1/Abtastfrequenz [ns] | Driftintervallgröße [mm] |
|-------|------------------------|-----------------------|--------------------------|
| 2 | 23.4 | 50 | 2.5 |
| 4 | 25.1 | 50 | 2.5 |
| 8 | 28.6 | 100 | 5.0 |
| 12 | 32.2 | 100 | 5.0 |
| 16 | 35.9 | 100 | 5.0 |
| 20 | 39.7 | 100 (50 2-fach oder) | 5.0 |
| 22 | 41.6 | 100 | 5.0 |
| 3 a | 57.0 | 100 | 5.0 |
| 5 a | 59.6 | 50 (50 2-fach oder) | 5.0 |
| 7 a | 60.4 | 50 (50 3-fach oder) | 7.5 |

Tabelle 5: Meßlagen des Driftkammertriggers.

Die Driftintervallgröße der verschiedenen Meßlagen ist durch die Abtastfrequenz und durch die weiteren logischen 'Oder' über benachbarte Driftintervalle, sowie der Driftgeschwindigkeit gegeben. Die Größe der Driftintervalle der verschiedenen Lagen ist ebenfalls in Tabelle 5 gegeben. Die Abtastfrequenz für alle nicht in Tabelle 5 aufgeführten Referenzlagen ist 10.4MHz. Mit diesem Algorithmus und mit dieser Auswahl von Referenzdrähten werden für den Datenprozessor des Triggers etwa 10'000 Triggerstraßen erzeugt, die die $p_T\Phi$ -Ebene im Akzeptanzbereich zu 99.8% überdecken. Es ist möglich, durch Änderung der Parameter und durch eine 5 aus 5 Bedingung statt einer 4 aus 5 Bedingung, die Triggerstraßen zu verschmälern. Bei einer n aus m Bedingung, die auch Majoritätslogik genannt wird, werden n Signale von insgesamt m Signalen als 'wahr' verlangt. Bei der 4 aus 5 Logik darf also ein Signal fehlen. Die 5 aus 5 Bedingung entspricht einem 'Und' über die fünf Signale.

2.4 Die Einbindung des Algorithmus in ein Experiment mit 'pipeline'-Strukturen

In diesem Abschnitt wird die Implementation des Triggeralgorithmus in die H1-Umgebung beschrieben. Als erstes wird auf die 'pipeline'-Struktur und deren Konsequenzen eingegangen. Danach wird die Triggerlogik beschrieben. Zum Schluß dieses Abschnittes wird gezeigt wie die Ergebnisse des Triggeralgorithmus weiterverarbeitet werden und aus ihnen die Triggerelemente erzeugt werden.

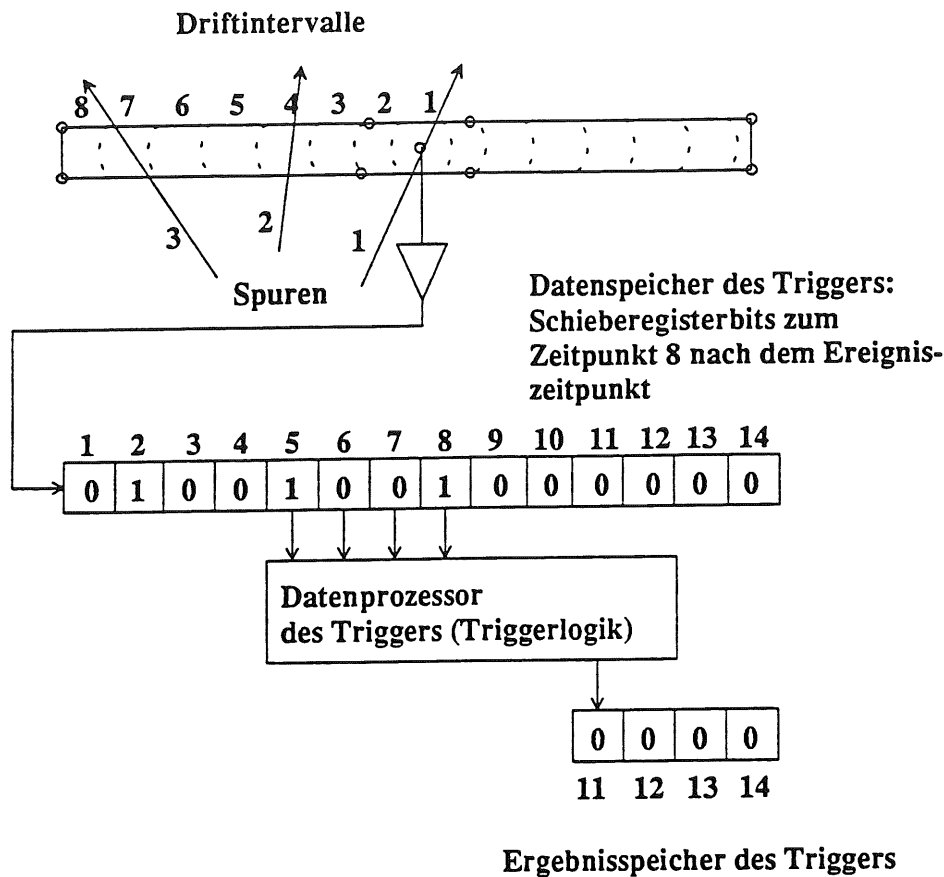


Abb.14: Triggerdatenpipeline.

Abbildung 14 illustriert den Zusammenhang zwischen Driftintervallen, Datenspeicher des Triggers, Datenprozessor oder Triggerlogik und Ergebnisspeicher. Eine Spur im Driftraum eines Signaldrahtes erzeugt nach einer Driftzeit t ein Signal am Signaldraht. Dieses Signal wird diskriminiert und in den Datenspeicher eingelesen. Dort wird es mit der Abtastfrequenz weiter bewegt, es durchwandert den Speicher bis es am Ende herausfällt. Dabei erreicht es jede Position in der Kette des Datenspeichers. Der Datenprozessor späht auf die im Datenspeicher vorbeifließenden Daten. Dies ist kein kontinuierlicher Prozeß, sondern geschieht in Einheiten der Abtastintervalle. Der Datenprozessor arbeitet synchron mit dem HERA-Takt. Er erhält alle $96ns$ neue Daten aus dem Datenspeicher. Es ist die Aufgabe des Datenprozessors den Triggeralgorithmus, z.B. den oben beschriebenen, auf die vorbeifließenden Daten anzuwenden und sein Ergebnis im Ergebnisspeicher abzulegen.

Beispiel:

In Tabelle 6 wird die Funktionsweise von Datenspeicher und Datenprozessor in pipeline-Technik an Hand eines willkürlich gewählten Triggeralgorithmus, der nur eine Driftzelle benutzt, erläutert. Bei diesem Algorithmus handelt es sich um die Koinzidenz von 4 benachbarten Driftintervallen, von denen 2 gesetzt sein müssen und 2 nicht: $b_5 * \bar{b}_6 * \bar{b}_7 * b_8$.

Die Driftzeiten und Längen der Speicher, sowie die Antwortzeiten von externen Komponenten sind ebenfalls willkürlich gewählt, entsprechen allerdings etwa der Realität bei H1. Weiter unten im Text werden die genauen Randbedingungen von H1 beschrieben. In Abbildung 14 ist das Beispielergebnis illustriert. Der Zeitpunkt 0 liegt direkt vor dem Ereigniszeitpunkt. Sämtliche Datenspeicher sind leer und es ist keine Spur im Driftraum. Zum Zeitpunkt 1 liefert eine ep-Kollision 3 Spuren in dem betrachteten Driftraum. Die Spur, die durch das Driftintervall 1 verläuft liefert sofort ein Signal im Datenspeicher. Die anderen beiden Spuren liefern gemäß ihrer Driftzeit ihre Signale später zum Datenspeicher. Zum Zeitpunkt 8 stehen alle Daten, die zum Ereigniszeitpunkt 1 gehören im Datenspeicher.

Dies ist der erste Zeitpunkt, an dem der Datenprozessor die vollständige Kammerinformation zur Verfügung hat. Das Bit, das durch Spur 1 erzeugt wurde, deren Driftzeit kleiner als $96ns$ war, steht jetzt in Position 8 des Datenspeichers. Die anderen beiden Bits stehen in Position 4 und 7. Der Datenprozessor soll 3 Taktzyklen benötigen, um aus den abgespeicherten Kammerdaten das Triggerergebnis mit dem Triggeralgorithmus auszurechnen. Das Triggerergebnis steht folglich zum Zeitpunkt 11 im Ergebnisspeicher. Gleichzeitig wird das Triggerergebnis zur zentralen Triggerlogik geleitet. Nach 3 weiteren Taktzyklen, zum Zeitpunkt 14, wird die Datennahme durch das vom zentralen Trigger zurückkommende Signal angehalten.

"Durch Zufall" wird gleichzeitig vom Datenprozessor noch ein weiteres, verkehrtes Triggersignal erzeugt, da Spur 2 und Spur 3 ebenfalls die geforderte Koinzidenz erfüllen. Dies stört jedoch nicht, da das erste, richtige Triggersignal bereits zum Anhalten der Datennahme führte. Aufgrund der Verarbeitungszeit des Datenprozessors von drei Zeiteinheiten, arbeitet der Ergebnisspeicher um diese drei Zeiteinheiten versetzt gegenüber dem Datenspeicher. Der doppelt umrahmte Schieberegisterinhalt führt deshalb erst 3 Zeiteinheiten später zum doppelt umrahmten Ergebnis. Die fett umrahmten Felder gehören zu dem Ereignis das 3 Zeiteinheiten später, also in der Totzeit des Experimentes kommen würde. Allerdings stellt dieses verkehrte Triggersignal eine der Hauptproblematiken des Triggerns bei H1 dar: Den richtigen Zeitpunkt zu finden! In diesem Beispiel wird der richtige Zeitpunkt nur gefunden, weil der Triggeralgorithmus das

prompte Bit verlangt. Wenn in der Datenspeicherkette der Zeitpunkt vor dem Ereigniszeitpunkt als -1 bezeichnet wird, kommt man zu der bei H1 gebräuchlichen Nomenklatur mit t_0 als Ereigniszeitpunkt.

| Zeitpunkt nach dem Ereignis | Inhalt des Schieberegisters Bit 1 bis Bit 14 12.3456.7890.1234 | Inhalt des Ergebnisspeichers unter Annahme der willkürlichen Logik $b_5 * \bar{b}_6 * \bar{b}_7 * b_8$ | Kommentar |
|-----------------------------|--|--|---|
| 0 | 00.0000.0000.0000 | 0000 | |
| 1 | 10.0000.0000.0000 | 0000 | Ereigniszeitpunkt |
| 2 | 01.0000.0000.0000 | 0000 | Maximale Driftzeit abwarten. |
| 3 | 00.1000.0000.0000 | 0000 | " |
| 4 | 10.0100.0000.0000 | 0000 | " |
| 5 | 01.0010.0000.0000 | 0000 | " |
| 6 | 00.1001.0000.0000 | 0000 | " |
| 7 | 10.0100.1000.0000 | 0000 | " |
| 8 | 01.0010.0100.0000 | 0000 | Richtige Bit Kombination liegt am Eingang der Triggerlogik an. |
| 9 | 00.1001.0010.0000 | 0000 | 3 Zeitintervalle ist die Dauer der Berechnung. |
| 10 | 00.0100.1001.0000 | 0000 | |
| 11 | 00.0010.0100.1000 | 1000 | Das Ergebnis steht am Ausgang der Triggerlogik. |
| 12 | 00.0001.0010.0100 | 0100 | Triggerelement wird zum zentralen Trigger geschickt. |
| 13 | 00.0000.1001.0010 | 0010 | |
| 14 | 00.0000.0100.1001 | 1001 | Letzter Zeitpunkt an dem die Pipeline angehalten werden darf ohne Daten zu verlieren. L1 Trigger kommt vom zentralen Trigger zurück. Die Totzeit beginnt. |

Tabelle 6: Illustration der zeitlichen Abläufe in den Datenspeichern des Triggers.

Dieses Beispiel stellt vereinfacht die Arbeitsweise des DCR Φ -Triggers dar. Im folgenden wird auf die Einzelheiten der Implementation und auf die Konsequenzen dieser Arbeitsweise eingegangen.

Die Realität:

Die Triggerstraßen werden im Prozessor des realen DCR Φ -Triggers als Koinzidenz von 10 Signalen, die Driftintervallen der zentralen Jetkammer entsprechen, die innerhalb der begrenzenden Kreise liegen oder diese berühren, gebildet. Da die Triggerstraßen in einer Meßlage breiter als ein Driftintervall sein können, oder die Grenze von zwei Driftintervallen innerhalb einer Triggerstraße liegt, wird als erster Schritt in der Triggerlogik die Summe der Driftintervalle innerhalb einer Meßlage gebildet, d.h. die zugehörigen Bits mit einem logischen 'Oder' verknüpft.

Um die Triggerlogik unempfindlich gegen Kammerfehler zu machen, wird diese 10er Koinzidenz aus Signalen der Meßlagen abgeschwächt und durch die Koinzidenz von zwei 4 aus 5 Majoritätslogiken ersetzt. Jede Triggerstraße liefert zwei Bits. Das eine Bit ist die Information der Triggerstraße selbst, das andere Bit wird als Koinzidenz vom Referenzdrahtsignal mit dem Signal der Triggerstraße erzeugt. Die Effizienz für diese durch das Referenzsignal validierten Bits ist geringer, als diejenige für die Triggerstraße selbst, da das Fehlen des Referenzsignals nicht durch die 4 aus 5 Logik kompensiert werden kann, siehe Kapitel 5.

Die Ergebnissignale der Triggerstraßen können länger als eine Paketkreuzungszeit gesetzt sein. Die Ursache hierfür liegt zum einen in der 4 aus 5 Logik, als auch in den logischen 'Odern' in den äußeren Signallagen. Außerdem ist es möglich, daß viele Signale in der Driftkammer zeitlich hintereinander mehrere Triggerstraßenbedingungen erfüllen. Auch im Beispiel wurde ein verkehrtes Triggersignal erzeugt, das drei Zeiteinheiten nach dem richtigen Triggersignal gesetzt wurde. Deshalb gibt es das zweite Signal einer Triggerstraße, die Koinzidenz aus Triggerstraße und Referenzsignal. Das Referenzbit entspricht dem achten Bit im Datenspeicher des Beispiels, das durch Spur 1 erzeugt wurde. Die Koinzidenz mit dem Referenzbit stellt sicher, das eine Spur nur mit einer festen Phase zum Ereigniszeitpunkt t_0 gefunden werden kann. Diese Phase ist im Beispiel acht Zeiteinheiten. Da im Beispiel nur eine Meßlage verwendet wurde, kommt es zu einem zusätzlichen Triggersignal drei Zeiteinheiten nach dem richtigen Triggerzeitpunkt. Wird das Beispiel jedoch auf drei Meßlagen erweitert, in denen die drei Spuren die folgenden Bits setzen, die auch als Koinzidenz für ein Triggersignal verlangt werden sollen:

(Bit 8 Lage 1) und (Bit 5 Lage 2) und (Bit 6 Lage 3),

so kann ausschließlich zum richtigen Zeitpunkt ein Triggersignal gesetzt werden. Dies ist die Methode der validierten Triggerstraße im DCR Φ -Trigger.

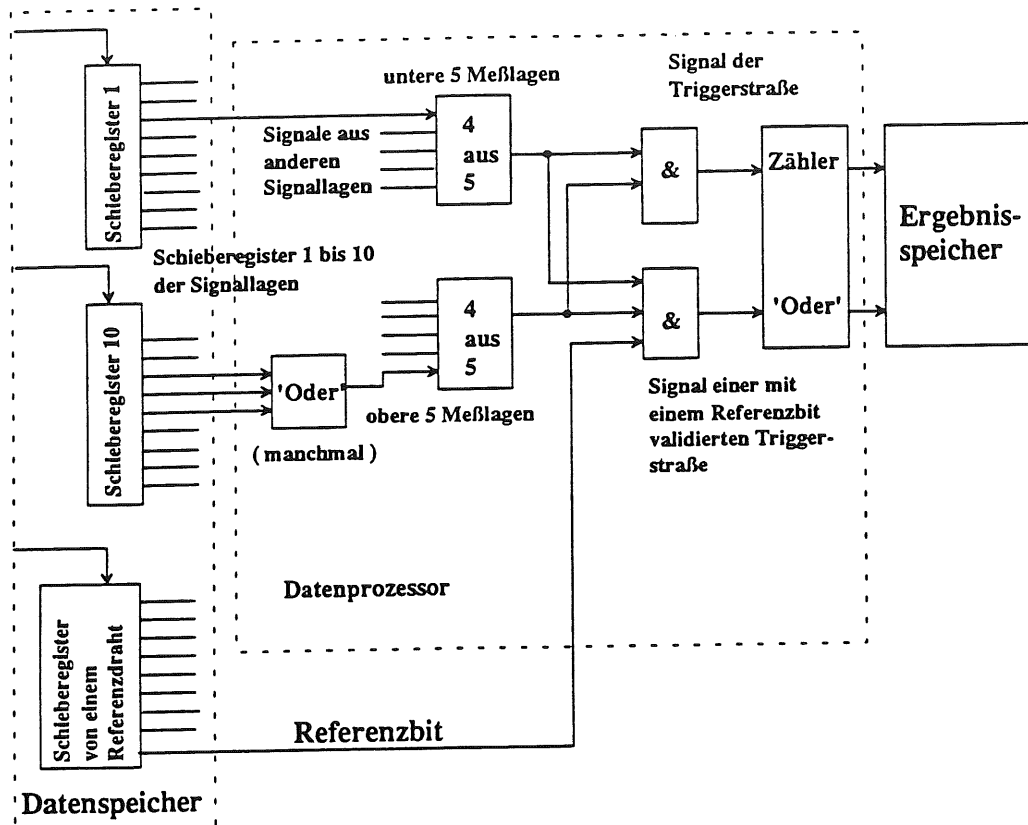


Abb.15: Schematischer Überblick der Triggerlogik.

Der nächste Schritt in der Triggerlogik ist, die Triggerstraßen, die ein Signal liefern, zu jeder Paketkreuzung zu zählen, siehe Abb. 15. Da die Triggerstraßen nicht disjunkt sind, sondern ein Überlapp zwischen den Triggerstraßen existiert, der nötig ist um die $p_T\Phi$ -Ebene lückenlos, auszufüllen, besteht die Möglichkeit, daß eine Spur zwei Triggerstraßensignale liefert. Durch die Parameter des Triggeralgorithmus kann das Ausmaß dieser Überdeckung gewählt werden. Eine größere Überdeckung führt zu höherer Effizienz, allerdings auch dazu, daß Spuren häufiger doppelt oder mehrfach gezählt werden. Um die Mehrfachzählung von Triggerstraßen zu vermindern, aber auch wegen der begrenzten Anzahl an Ergebnisleitungen, werden benachbarte Triggerstraßen durch ein logisches 'Oder' zusammengefaßt (*local cluster*) [JR90].

Die letzten Schritte der Triggerlogik bestehen aus dem Addieren dieser lokal zusammengefaßten Triggerstraßen und aus der Zusammenfassung aller Signale der validierten Triggerstraßen. Die Triggerstraßensignale werden für zwei Impulsintervalle der beiden Ladungen getrennt addiert. Die Grenzimpulse der vier Impulsbereiche werden in Tabelle 7 gezeigt. Abschließend wird noch die Summe über die vier Teilsummen berechnet. Diese Summe entspricht der Gesamtmultiplizität in der zentralen Jetkammer. Es ist möglich in der Triggerlogik Schwellen auf die Teilsummen oder die

Gesamtsumme zu setzen. Die Ereigniszeitpunktinformation wird als 'Oder' über alle mit den Referenzbits validierten Triggerstraßen gebildet.

| p_T -Bereich | Impulsintervall [MeV/c] |
|----------------|-------------------------|
| 1 | [400/800] |
| 2 | [800/∞] |
| 3 | [-∞/-800] |
| 4 | [-800/-400] |

Tabelle 7: Impulsintervalle in denen der Trigger Spuren zählt, das Vorzeichen bestimmt die Ladung.

| Bit# | Bedeutung des Bits |
|------|---------------------------------|
| 0 | 2^0 Bit des p_T (niedrig,-) |
| 1 | 2^1 Bit des p_T (niedrig,-) |
| 2 | 2^2 Bit des p_T (niedrig,-) |
| 3 | 2^0 Bit des p_T (hoch,-) |
| 4 | 2^1 Bit des p_T (hoch,-) |
| 5 | 2^2 Bit des p_T (hoch,-) |
| 6 | t_0 -Bit für negative Spuren |
| 7 | 2^0 Bit des p_T (niedrig,+) |
| 8 | 2^1 Bit des p_T (niedrig,+) |
| 9 | 2^2 Bit des p_T (niedrig,+) |
| 10 | 2^0 Bit des p_T (hoch,+) |
| 11 | 2^1 Bit des p_T (hoch,+) |
| 12 | 2^2 Bit des p_T (hoch,+) |
| 13 | t_0 -Bit für positive Spuren |

Tabelle 8: Bedeutung der 14 Bits, die am Ausgang der SRL1-Karten anliegen.

Wegen der Φ -Periodizität der CJC ist auch der Trigger Φ -periodisch aufgebaut. Er baut die Triggerstraßen für alle 30 Zellen der inneren Jetkammer parallel auf. Die Signale der Triggerstraßen werden jedoch nur in fünfzehnfacher Φ -Segmentierung addiert. Das heißt, daß die Triggerlogik jeweils zwei benachbarte Zellen der Jetkammer zusammenfaßt. Jede dieser 15 Triggerzellen darf 14 Bits liefern in denen die Summen über die Triggerstraßen sowie die t_0 -Information übertragen werden. Da die Gesamtanzahl der Bits einer Triggerzelle auf 14 beschränkt ist, stehen jedem der vier Impulsintervalle nur drei Bits zur Verfügung. Das heißt, daß die maximale Multiplizität in einem Impulsintervall pro Triggerzelle 7 ist. Diese Randbedingung an die Triggerlogik stellt die Hardware, die im nächsten Kapitel beschrieben wird. Die Bedeutung dieser 14

Bits ist in Tabelle 8 beschrieben. Der letzte Schritt in der Triggerlogik ist die Verarbeitung der jeweils 14 Bits der 15 Triggerzellen und die Bestimmung der Trigger-elemente. Dazu werden die Summen über alle vier p_T -Intervalle gebildet und die gesamte Summe über die vier Teilsummen errechnet. Es besteht die Möglichkeit, eine Schwelle für jede der Einzelsummen zu setzen und zwei Schwellen auf die Gesamtsumme zu setzen. Die beiden Ergebnisse auf die Gesamtsumme sind die Trigger-elemente 1 und 2 des $DCR\Phi$ -Triggers. Die Schwelle für das erste von diesen beiden Trigger-elemente war eins. Es wird im folgenden THR-Trigger-elemente genannt.

Gleichzeitig zur Summenbildung werden topologische Trigger-elemente errechnet. Unter topologischen Trigger-elementen versteht man solche, die nicht eine Schwelle auf die Multiplizität eines Ereignisses setzen, sondern bestimmte Geometrien der Spuren verlangen. Dazu werden jeweils drei Bits der 60 Impulsintervalle²⁰ zusammengefaßt. Eine topologische Bedingung ist zum Beispiel eine Spur in einer Triggerzelle und eine weitere Spur in der gegenüberliegenden Triggerzelle. Die programmierten Topologien sind ebenfalls in Tabelle 9 zusammengefaßt.

| Trigger-element/ benutzte Bedeutung | Bedeutung 1 des Trigger-elementes | Bedeutung 2 des Trigger-elementes |
|--|---|---|
| 0/1 | t_0 - 'Oder' über alle validierten Triggerstraßen | % |
| 1/1 | Schwelle 0 auf Anzahl Triggerstraßen | % |
| 2/1 | Schwelle 1 auf Anzahl Triggerstraßen | % |
| 3/2 | Schwelle auf Anzahl Triggerstraßen im Impulsintervall 1 | 3 Lücken ²¹ , wie ein Mercedes Stern |
| 4/2 | Schwelle auf Anzahl Triggerstraßen im Impulsintervall 2 | 6 Lücken ²² , zwei entgegenlaufende Spuren |
| 5/2 | Schwelle auf Anzahl Triggerstraßen im Impulsintervall 3 | 3 Spuren, 4 Lücken |
| 6/2 | Schwelle auf Anzahl Triggerstraßen im Impulsintervall 4 | 2 Spuren, 3 Sektoren |
| 7/2 | % | 1 negative Spur, 2 leere Nachbar-sektoren |

Tabelle 9: Bedeutung der topologischen Trigger-elemente. Eine Lücke ist eine Triggerzelle in dem keine Spur gefunden werden darf, während in einem Sektor Spuren liegen dürfen.

²⁰15 Triggerzellen * 4 Impulsintervalle

²¹Mindestens eine positive und eine negative Spur

²²Mindestens eine positive und eine negative Spur

Außer diesen beiden Arten von Triggerelementen wird zusätzlich die t_0 -Information des DCR Φ -Triggers erzeugt. Eine Zusammenfassung aller Signale von validierten Triggerstraßen liefert diese Information des Triggers²³, das als Triggerelement 0 an die zentrale Triggerlogik geleitet wird. Es wird im folgenden T0-Triggerelement genannt. In Tabelle 9 sind alle möglichen Triggerelemente des DCR Φ -Triggers aufgelistet. Man hat die Auswahl aus den sechs Schwellen, dem T0-Triggerelement und fünf zur Zeit programmierten topologischen Triggerelementen. Während der Laufzeit 1992 waren die in Tabelle 9 zusammengefaßten Triggerelemente programmiert. Es wurden nur die Triggerelemente null bis zwei für Subtrigger eingesetzt.

2.5 Der zentrale H1-'First-Level'-Trigger (CTL1)

Der zentrale H1-'First-Level'-Trigger ist die Schnittstelle zwischen allen Triggerelementen, die von den verschiedenen L1-Triggern des Experimentes erzeugt werden, und der Datennahme des Experimentes.

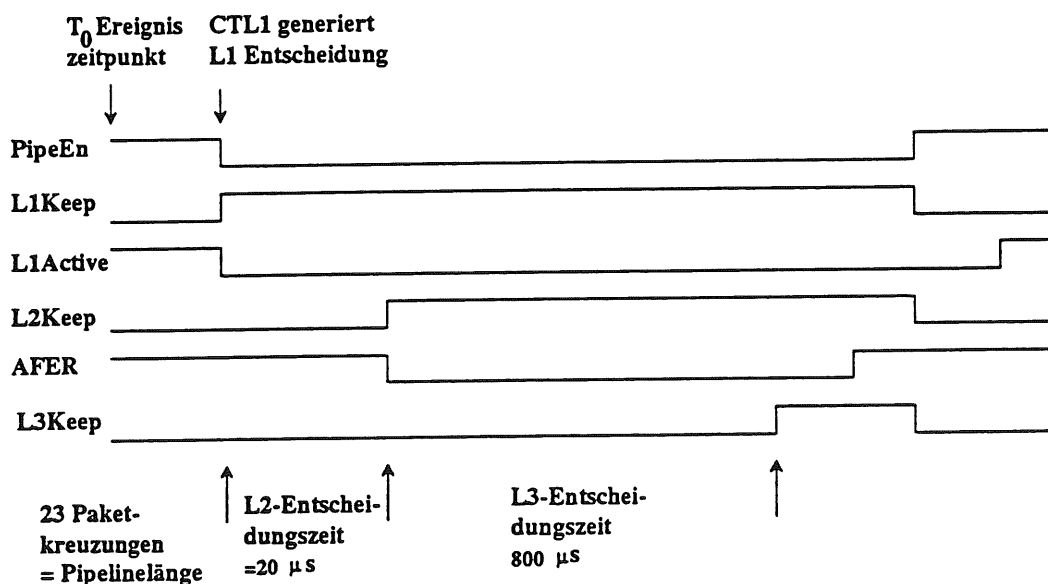


Abb.16: Zeitverhalten und Protokoll der zentralen Triggerlogik.

²³Das scheint einfach, es ist allerdings ein 'Oder' über ca 10'000 Signale.

Die zentrale Triggerlogik (CTLI) fällt die eigentliche Triggerentscheidung aus den Triggerelementen und erzeugt das L1Keep-Signal, das die Datenspeicher des Experimentes anhält. Die Triggerentscheidung ist ein logisches 'Oder' über 128 fast beliebige Funktionen von je 11 Triggerelementen. Jede dieser 128 Funktion von Triggerelementen wird *Subtrigger* genannt. Typischerweise ist ein Subtrigger eine Koinzidenz aus Triggerelementen, außer im Fall des Kalorimetertriggers, der anstatt von Triggerelementen, binär kodierte Zahlen liefert, die noch diskriminiert werden müssen. Der zentrale Trigger ist limitiert auf 128 Triggerelemente und 128 Subtrigger.

Neben der Triggerentscheidung erzeugt der zentrale Trigger alle Signale, die zur Synchronisation des Experimentes notwendig sind. Das sind der HERA-Takt (HCLK), die drei Triggersignale L1Keep, L2Keep und L3Keep, die asynchronen Steuersignale der Datennahme AFER²⁴ und AllL3KeepAckn²⁵, und weitere Signale, die für die Operation des DCRΦ-Triggers nicht benötigt werden. Das Zeitverhalten der H1-Steuersignale ist in Abb. 16 dargestellt. Mit dem Signal L1Keep=PipeEn* werden alle Datenpipelines des Experimentes gesteuert. Solange PipeEn²⁶ aktiv ist läuft das Experiment, d.h. es werden die Kammersignale digitalisiert und abgespeichert. Das Signal L1Active erlaubt den L1-Triggern Triggerentscheidungen zu fällen. Die Zeitspanne, in der L1Active nicht gesetzt und PipeEn gesetzt ist, dient zum leeren der Pufferspeicher des Experimentes. Die Speichertiefe des FADC-Systems für die zentrale Driftkammer beträgt 2.56µs zuzüglich der Laufzeit der Signale im Signalkabel von der Kammer zu den FADCs. Nach dieser Zeit werden die jeweils ältesten Daten kontinuierlich überschrieben. Mit der aktiven Flanke des L1Keep-Signals wird die Datennahme angehalten. Gleichzeitig soll der L2-Trigger seine Tätigkeit aufnehmen. Mit dem L2Keep-Signal wird mit dem Übertragen der Daten aus den Datenspeichern des Experimentes in lokale Zwischenspeicher begonnen. Dieses Signal wird zur Zeit noch, genauso wie das L3Keep-Signal durch Zeitschaltuhren (*timer*) erzeugt.

Nach diesem Transfer, der während der Laufperiode 1992 im Mittel 2ms dauerte, teilen die Subdetektorkomponenten dem zentralen Trigger das erfolgreiche Ende der Übertragung mit (FER²⁷). Das L3Keep-Signal teilt den einzelnen Subdetektorkomponenten mit, daß dieses Ereignis für das 'event building' behalten werden soll. Unter 'event building' versteht man die Zusammenfassung der Daten der verschiedenen Subdetektoren zu einem Datensatz. Nach der Antwort der Subdetektorkomponenten, das L3Keep-Signal erhalten zu haben (L3KeepAcknowledge) und den Transfer der Daten

²⁴All Front End Ready

²⁵All L3 Keep Acknowledge

²⁶Pipeline Enable

²⁷Front End Ready

abgeschlossen zu haben (FER), kann der zentrale Trigger das PipeEn*-Signal wieder aktiv setzen.

Der L4-Trigger ist wie am Anfang dieses Kapitels beschrieben aus Prozessormodulen aufgebaut, die einzeln ganze Ereignisse bearbeiten. Diese Arbeit kann sehr unterschiedlich lange dauern, so daß die Reihenfolge am Ausgang der Filterfarm nicht mit der am Eingang übereinstimmen muß. Gerade als der hier beschriebene DCR ϕ -Trigger in Betrieb kam, sah man, daß die Ereignisse die von diesem Trigger gefunden wurden, sehr viele Spuren in der Jetkammer aufwiesen und deutlich mehr Prozessorleistung benötigten.

H1 unterscheidet im zentralen Trigger zwischen Signalen die signifikant auf den Ereigniszeitpunkt t_0 sind und normalen Triggerelementen. Die Triggerelemente mit t_0 -Information sollen möglichst niedrige Schwellen besitzen und nur den Zeitpunkt eines möglichen Ereignisses signalisieren. Das L1keep-Signal ist die Koinzidenz des Subtrigger 'Oders' mit dem t_0 -Signal.

Im nächsten Kapitel wird die Hardware des DCR ϕ -Triggers beschrieben. Während der Designphase gab es natürlich Wechselwirkungen zwischen Hardware- und Algorithmusentwicklung. Dennoch ist die Hardware so allgemein gehalten, daß nicht nur der hier beschriebene und während der Laufzeit des Experiments benutzte Algorithmus programmierbar ist.

Kapitel 3 Die Triggerhardware

In diesem Kapitel wird der Aufbau der Triggerhardware beschrieben. Den Anfang des Kapitels bildet ein Überblick über den schematischen Aufbau der Triggerhardware und der Anordnung der Leiterplatten mit den dazugehörigen Busstrukturen. Der Rest des Kapitels widmet sich der Beschreibung der einzelnen Leiterplatten, aus denen der Trigger aufgebaut ist. Es werden die Schaltschemata der einzelnen funktionellen Blöcke, der Triggerhardware und der Aufbau der verschiedenen Leiterplatten dargestellt. Am Ende dieses Kapitels werden Ausblicke auf Verbesserungen und Neuerungen für den DCR Φ -Trigger sowie Konsequenzen für zukünftige Trigger, die beispielsweise den Anforderungen des LHC²⁸ am CERN genügen müssen, diskutiert.

3.1 Der Aufbau der DCR Φ -Trigger Hardware

In diesem Abschnitt wird der Überblick über die DCR Φ -Trigger Hardware gegeben. Dazu gehören die Leiterplatten, der Datenfluß durch den Trigger und die Anordnung in den Crates. Die DCR Φ -Trigger Hardware ist auf 7 verschiedenen Typen von Leiterplatten (*printed circuit boards, pcb*) aufgebaut:

- Auf den 870 ASD-Leiterplatten sind Verstärker, Pulsformer und Diskriminatoren aufgebaut. Für jeden Draht der CJC, dessen Signale der Trigger verarbeitet, wird eine solche Karte benötigt.
- Die 150 Adapterleiterplatten dienen dem Anschluß von maximal 8 ASD²⁹-Diskriminatorleiterplatten an eine FADC-Karte. Auf den Adapterkarten ist außer dem Signaltransfer die Verteilung der Schwellen aufgebaut. Der Wert dieser Schwellen auf die analogen Signale wird auf den Receiverkarten gesetzt.
- Die 30 Receiverkarten empfangen die diskriminierten Driftkammersignale, synchronisieren sie mit dem HERA-Takt und leiten sie auf die aktive Backplane weiter. Auf den Receiverkarten ist auch der Testvektorspeicher, zum Einspeisen

²⁸Large Hadron Collider

²⁹Amplifier Shaper and Diskriminator

von Testvektoren in das Triggersystem und die Schwelleneinstellung der Diskriminatoren untergebracht.

- Die 15 SRL1³⁰-Karten bilden den Prozessorkern und beinhalten den Datenprozessor und den Datenspeicher der Triggerlogik. Der Datenspeicher ist in Form von Schieberegistern aufgebaut. Der Inhalt des Datenspeichers stellt ein Abbild der Driftkammer zu jedem Zeitpunkt dar.
- Die (1) L1L2³¹-Karte ist ein Teil des Datenprozessors des Triggers. Sie enthält das letzte Glied der Triggerlogik, die Addierer für die Spurmultiplicität und die topologische Auswertung der Triggerbits. Außerdem ist auf der L1L2-Karte die Triggerablaufsteuerung und der Triggerergebnisspeicher aufgebaut. Die Triggerablaufsteuerung erzeugt alle zum Betrieb des Triggers benötigten Kontrollsignale.
- Die (1) **aktive Backplane** ist die Verbindung zwischen Receiverkarten und Triggerlogik auf den SRL1-Karten. Außerdem sind Teile der Verbindung der SRL1-Karten mit der L1L2-Karte (L1- und L2-Bus) auf ihr aufgebaut.
- Auf der (1) **passiven Backplane** sind die restlichen Signalleitungen der beiden Busse zwischen den SRL1-Karten und der L1L2-Karte realisiert.
- Es werden drei *'wire wrap'* Karten zur Taktverteilung und zum Transfer der Triggererelemente zum zentralen Trigger benötigt.
- Weiter benötigt der Trigger noch die Schnittstelle zum zentralen Trigger, über die der *'handshake'* der Detektorkomponenten abläuft. Diese Schnittstelle heißt STC³² und ist aus drei Karten aufgebaut, der Fast-Karte, der Slow-Karte und der Fan-Out-Karte. Als Schnittstelle zur zentralen Datennahme des Experiments und zum Kontrollieren, Steuern und Laden des Triggers wird eine Rechnerkarte (FEP³³) und 5 Schnittstellenmodule (VIC³⁴) zur Verbindung der Crates untereinander benötigt. Über die VIC Module ist auch der MacIIX Kontrollrechner an den Trigger angeschlossen.

Die Diskriminatoren sind auf den Analogausgängen der FADC-Karten aufgesteckt. Alle anderen Leiterplatten sind in vier Crates mit digitaler Elektronik untergebracht.

³⁰Shift Register and Level 1 trigger logic

³¹Level 1 trigger logic and interface to Level 2 trigger

³²Subsystem Trigger Controller [HK88]

³³Front End Prozessor, FIC Prozessormodul der Firma CES [CES89]

³⁴VME Inter Connect, VIC Modul der Firma CES [CES89]

Das Kernstück des Triggers ist das große Triggercrate, das 21 Einschübe des Formates $36 \times 46 \text{ cm}^2$ aufnehmen kann. Die SRL1-Karten und die L1L2-Karte sind auf Leiterplatten dieses großen Formates aufgebaut. Die drei restlichen Crates sind für 2HE³⁵ hohe Leiterplatten ausgelegt. Die Receiverkarten sind mit 22cm Tiefe 6cm tiefer als das standard Doppelleuro-Format. Alle anderen Karten sind im standard Doppelleuro-Format aufgebaut.

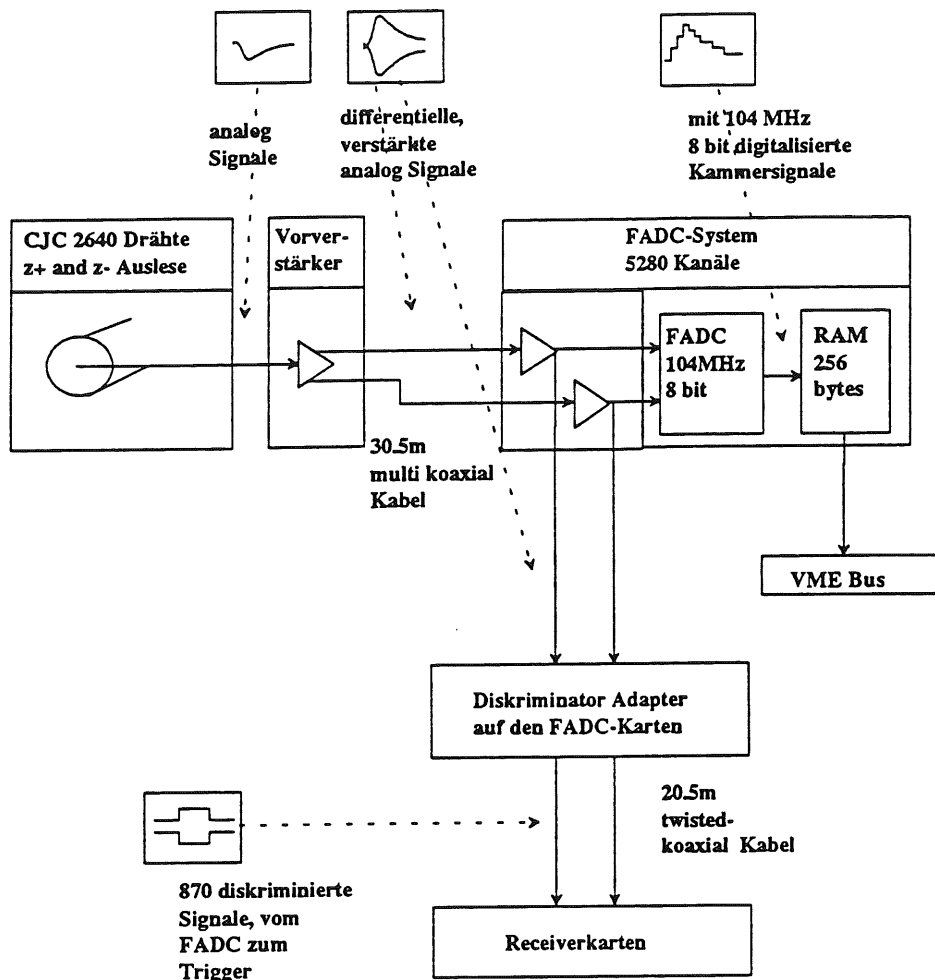


Abb. 17: Anschluß des Triggers über Diskriminatoren an das Auslesesystem der CJC.

In Abb. 17 ist der Anschluß des DCR Φ -Triggers an die Jetkammerelektronik dargestellt. Die Kabellänge von der Kammer bis zu den FADCs beträgt 30m. Die Kabellänge zwischen den auf die FADCs aufgesteckten Diskriminatoren und den Receiverkarten ist 20.5m. Die aus den Kabellängen resultierenden Signallaufzeiten liegen bei 250ns.

³⁵Eine Höheneinheit ist etwa 12cm.

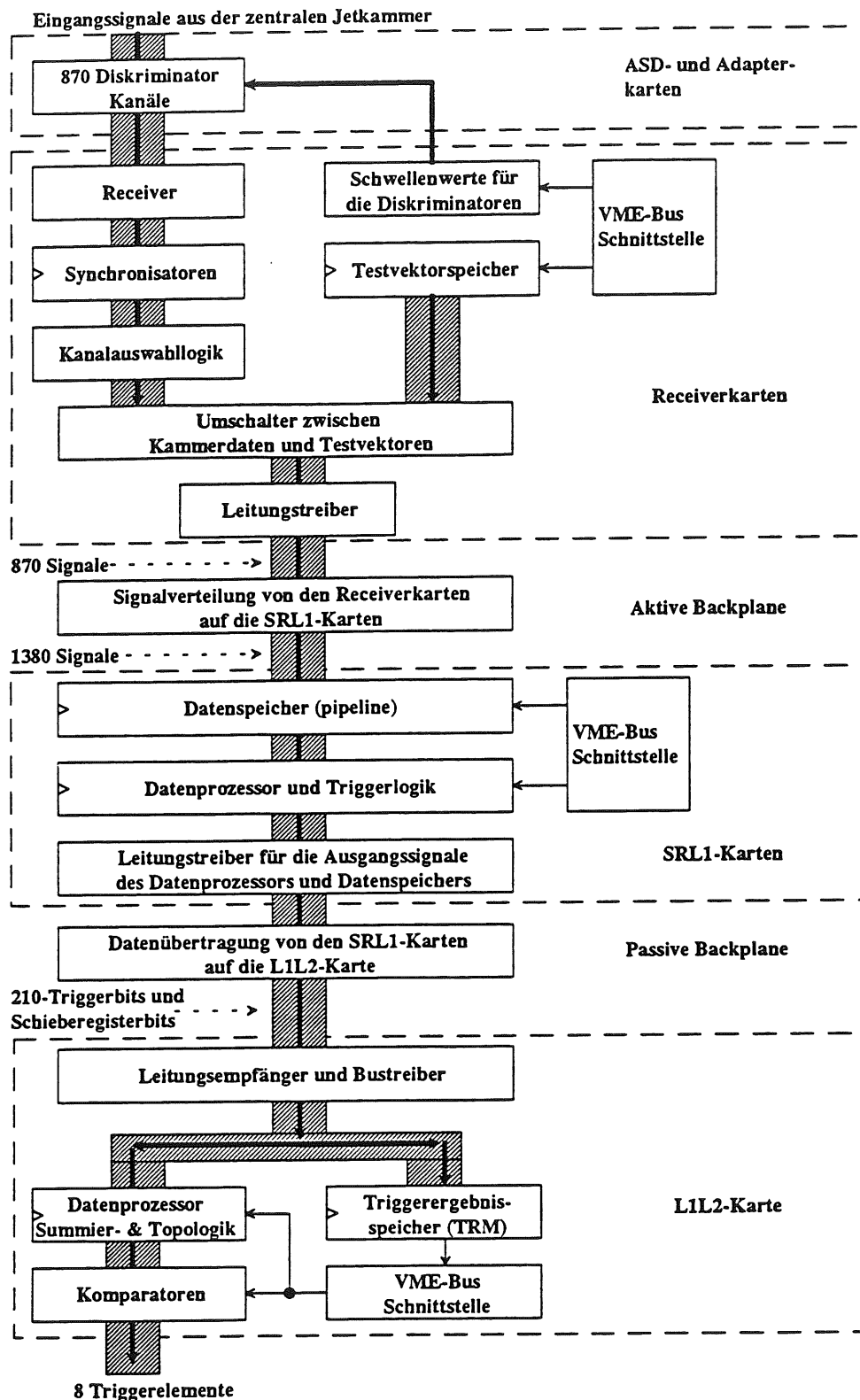


Abb. 18: Blockschaltbild des gesamten Triggers. Das kleine Dreieck in den Symbolen kennzeichnet getaktete Komponenten.

Jede FADC-Karte empfängt die 16 Signale von 8 benachbarten Drähten der CJC. Diese 16 Signale werden verstärkt und durch die FADC-Karte hindurch auf einen Stek-

ker an der Frontseite der Karte geleitet. Dort liegen die 16 differentiellen Signale für den Trigger an. Auf diese Stecker werden die Adapterkarten mit den Diskriminatoren gesteckt.

Die Signale der 2640 Signaldrähte der CJC werden an beiden Enden ausgelesen, so daß zur vollständigen Auslese der Kammer 5280 FADC-Kanäle benötigt werden. In Abb. 17 ist der Anschluß der Diskriminatoren an die Jetkammersignale dargestellt. Von diesen 5280 Signalleitungen benutzt der Trigger 870 Signalpaare, um die Triggerentscheidung zu fällen. Um eine bessere Zeitauflösung zu erreichen, werden die 1740 Einzelsignale der 870 Signalpaare separat diskriminiert und dann verodert. Das schnellere der beiden Signale eines Drahtes erzeugt das Ausgangssignal des Diskriminators. Die diskriminierten Signale der 870 Kanäle werden über 150 '*multi twisted pair*'-Kabel als differentielle ECL³⁶-Signale zu den Receiverkarten übertragen. Über die gleichen Kabel wird auch die Schwelle als analoge Spannung von den Receiverkarten zu den Diskriminatoren übertragen. Jede Adapterkarte verfügt über eine eigene Schwelle, die im Bereich von -1V bis 1V, mit einer Auflösung von 12 Bits, das heißt in Schritten von 0.5mV, setzbar ist.

Der Datenfluß von den Diskriminatoren bis zu den Triggerelementen ist in Abb. 18 dargestellt. Auf den Receiverkarten werden die ankommenden Signale von ECL-differentiell nach TTL³⁷ konvertiert. Der erste Schritt danach ist die Synchronisation mit dem HERA-Maschinentakt. Bis zu diesem Schritt sind alle Laufzeiten kritisch, da die Kammersignale erst bei der Synchronisation einem zeitlich eindeutigen, zu einem HERA-Takt gehörenden, Bit zugeordnet werden. Das heißt, daß Verzögerungen einzelner Signale, die z.B. durch produktionsbedingte Schwankungen der Dielektrizitätskonstanten im Kabel auftreten, durch künstliche Signalverzögerungen der übrigen Signale ausgeglichen werden müssen. Nach der Synchronisation ist die zeitliche Toleranz der Signale durch die Taktfrequenz bestimmt, d.h. 96ns bzw. 48ns für die Kanäle mit doppelter Zeitauflösung³⁸. Danach hat man die Möglichkeit einzelne Kanäle auf logisch '*wahr*' zu schalten. Diese Möglichkeit erlaubt es, defekte oder gerissene Drähte zu maskieren. Für Testzwecke ist auf den Receiverkarten auch ein Testvektorspeicher vorhanden, so daß man wahlweise statt Kammerpulse, Testpulse in den Trigger einspeisen kann. Das letzte Glied im Signalverlauf auf den Receiverkarten sind die Treiber, um die Signale differentiell durch etwa 80cm lange '*twisted pair*' Kabel zur aktiven Backplane zu transportieren.

³⁶Emitter Coupled Logik

³⁷Transistor Transistor Logic

³⁸Sample Frequenz des Triggers

Auf der aktiven Backplane werden die 870 Kammersignale auf die 15 SRL1-Karten verteilt. Jede SRL1-Karte benötigt 92 Eingangssignale, da Spuren immer durch mehrere Zellen gehen benötigt jede SRL1-Karte auch die Information der Nachbarzellen. Im Mittel wird jedes der 870 Kammersignale auf 1.6 SRL1-Karten verteilt.

Die 92 Eingangssignale jeder SRL1-Karte werden zuerst in Schieberegistern mit parallelen Ausgängen gespeichert. Diese Schieberegister bilden die *Datenpipeline* des Triggers und sind Teil des Datenspeichers. Sie werden nach dem L1Keep-Signal über den L2-Bus in den Datenspeicher auf der L1L2-Karte geschrieben. Die 92 Schieberegister spannen ein lokales Netz von 398 Signalen auf, der auf 4860 Eingänge an der Triggerlogik auffächert. Ein besonderes Problem stellt diese große Anzahl von Leitungen vor allem beim Testen der Signaldurchlaufzeiten dar. Die Triggerlogik ist genauso wie die Schieberegister in Bausteinen der Fa. Xilinx (LCA³⁹) untergebracht. Bei diesen Bausteinen handelt es sich um programmierbare Logik Bausteine, in denen Speicher-elemente und Logikelemente zur Verfügung stehen. Bei den Speicherelementen handelt es sich um Flip-Flops, die als Schieberegister benutzt werden. Die Logikelemente können jede binäre Funktion von fünf Eingangsvariablen abbilden. Es handelt sich dabei um Nachschlagetabellen (*'look up tables'*). Diese Logikelemente werden für die Spurfindellogik, also im Datenprozessor, benutzt. (Siehe auch den Anhang über Xilinx-LCAs.) Die Anzahl von fünf Eingangsvariablen führte bei der Implementation des Algorithmus zu zwei 4 aus 5 Majoritätslogiken, denn jede dieser beiden Funktionen ist in genau einem solchen Block programmierbar. (Siehe auch vorheriges Kapitel.)

Der verwendete Spurfindealgorithmus arbeitet parallel und synchron, d.h. jede zu einer Strahlkreuzungszeit findbare Spur wird gleichzeitig zu jeder anderen auffindbaren Spur der Strahlkreuzung gefunden. Der Trigger kann also alle 96ns maximal etwa 10'000 Spuren finden. Nach dem Schritt des Spurfindens werden die gefundenen Spuren auf jeder Karte, die 1/15 des Azimuthwinkelbereichs der CJC überdeckt, vier Impulsintervallen zugeteilt und gezählt. In jedem Intervall stehen am Ausgang der SRL1-Karte 3 Bits zur Bestimmung der Multiplizität zur Verfügung. Für jedes Impulsintervall werden etwa 165 Triggerstraßen auf sieben *'cluster'* zugeordnet und die Summe als binär kodiertes Ergebnis weitergeleitet.

Außerdem werden noch 2 Bits zur t_0 -Bestimmung erzeugt. Jede Karte erzeugt somit ein Triggerergebnis von $4*3+2=14$ Triggerbits. Die 15 Karten liefern zusammen 210 Triggerbits, die über den L1-Bus, der verteilt Leitungen auf der aktiven und passiven Backplane benutzt, zu der L1L2-Karte weitergeleitet, um dort im Triggerergebnisspeicher abgespeichert zu werden. L1-Bus und L2-Bus teilen sich dieselben physikalischen

³⁹Logic Cell Array [Xil90]

Leitungen auf aktiver und passiver Backplane. L1-Bus und L2-Bus sind Bezeichnungen für Mengen von Signalen auf den Backplanes.

Die L1L2-Karte hat verschiedene Aufgaben mit den 210 Bits durchzuführen, die teilweise parallel ausgeführt werden. Die eine Aufgabe besteht darin, die 210 Triggerbits jeder Strahlkreuzung abzuspeichern, damit sie später von der zentralen Datennahme ausgelesen werden können und zur Verifikation des Triggers zur Verfügung stehen. Gleichzeitig werden in einer programmierbaren Logik die acht Triggerelemente erzeugt, die zum zentralen Trigger weitergeleitet werden. Als letztes Glied in der Kette des Datenstroms des Triggers gibt es noch einen Anschluß für Erweiterungen, der die 210 Bits und alle Steuersignale des Triggers auf drei Steckern zur Verfügung stellt, auf dem aber wegen eines Fehlers im VME-Interface der L1L2-Karte ein Aufsatz steckte, um den Triggerergebnisspeicher auszulesen.

Der bis hier dargestellte Datenstrom stellt die Funktionsweise im Trigger, solange kein Ereignis durch den zentralen H1-Trigger selektiert wurde und die Datennahme läuft, dar. Nach dem L1Keep-Signal, das anzeigt, daß ein Ereignis selektiert wurde, werden die Datenpipelines des Experimentes angehalten und ausgelesen. Für den Trigger bedeutet das die Auslese der Information, die in den Schieberegistern gespeichert ist.

Um die Schieberegisterinhalte auszulesen, werden von der L1L2-Karte die SRL1-Karten adressiert und in fünf Daten- und einem Leerzyklus zu je $96ns$ über den 195 Bits breiten L2-Bus ausgelesen und im Datenspeicher auf der L1L2-Karte abgespeichert, um nach dem L3Keep-Signal zusammen mit den 210 Bits durch den 'Front-End-Prozessor' ausgelesen werden zu können.

3.2 Die Diskriminatoren und die Adapterkarten

Die analogen Jetkammerpulse werden durch die Diskriminatoren⁴⁰ in digitale Signale gewandelt, die von der digitalen Triggerlogik weiter verarbeitet werden können. Besondere Beachtung bei dem Design der Diskriminatoren wurde auf die Zeitauflösung gelegt. Unter der Zeitauflösung eines Diskriminators versteht man die Phasenbeziehung zwischen dem analogen Eingangspuls Puls und der aktiven Flanke des digitalen Ausgangspulses, deren Konstanz von besonderer Wichtigkeit für die Kalibration des Triggers ist, da die Ortsinformation der Spur in der Kammer auf die Zeitinformation der Diskriminatorpulse in der Datenpipeline abgebildet wird. Fehler in der Zeitauflö-

⁴⁰ Diskriminator = 1 Bit Analog Digital Konverter

sung führen direkt zu verkehrten Mustern, die der Triggeralgorithmus nicht mehr zu Spuren zusammensetzen kann, und die Triggereffizienz wird dadurch sinken. Die Zeitauflösung verschiedener Diskriminatoren wurde von [MA91] und [SG92] gemessen.

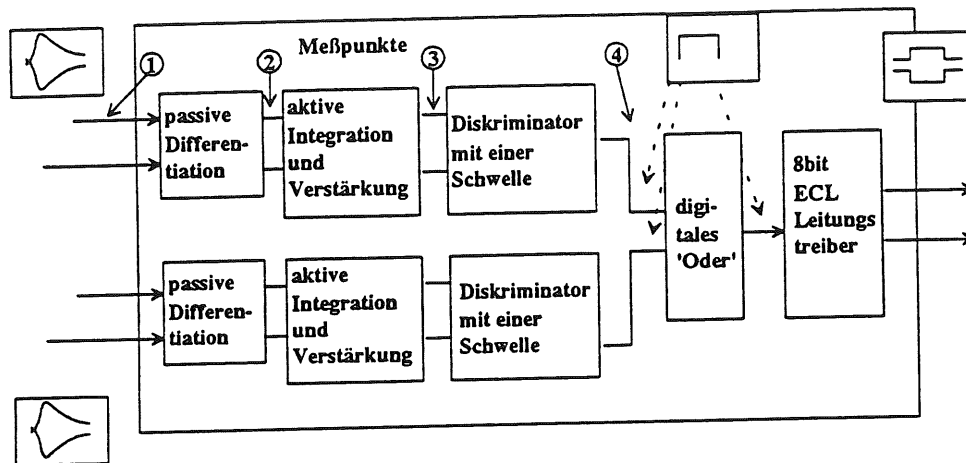


Abb. 19: Blockschaltplan der ASD-Diskriminatorkarte.

In Abbildung 19 ist der schematische Aufbau der eingesetzten Diskriminatoren dargestellt. Eine Diskriminatorkarte verwendet die differentiellen Signale der beiden Enden eines Signaldrahtes, sie hat also vier Eingangssignale. Die Signale beider Enden werden separat geformt ('shaped'), verstärkt und diskriminiert. Da der DCR Φ -Trigger keine z-Information der Kammer verarbeitet, werden die digitalen Diskriminatorsignale anschließend verodert. Das 'schnellere' Signal, d.h. das Signal mit der kürzeren Laufzeit auf dem Signaldraht, erzeugt das Ausgangssignal des Diskriminators.

Die Signale werden bis hin zum Diskriminator differentiell verarbeitet. Dies hat den Vorteil der geringeren Störanfälligkeit gegenüber einer Lösung, die nur das Summensignal benutzen würde. Sie hat allerdings den Nachteil der wesentlich größeren Komplexität. Obwohl die Karten mit $2 \times 11.5 \text{ cm}^2$ sehr klein sind, müssen fast 100 Komponenten auf ihnen Platz finden. Eine Fotografie von den auf FADC-Karten sitzenden Adapterkarten ist in Abb. 21 zu sehen.

Der erste funktionelle Block auf der ASD-Karte entkoppelt die Eingangssignale und schließt sie ab. Die Entkopplung ist aus Emitterfolgern aufgebaut. Danach werden die Signale in einem RC-Glied, das aus einem Widerstand $R=100\Omega$ und einer Kapazität $C=220\text{pF}$ aufgebaut ist, mit der Integrationskonstanten $\tau_i = 22\text{ns}$ integriert. Die Zeit ist doppelt so lang wie die Periode des Taktes der FADC-Karte, so daß Rauschen, das aus den steilen Flanken des FADC Taktes herrührt, gefiltert wird.

Anmerkung: $22ns$ Integrationskonstante ist vielleicht etwas hoch gegriffen, $10ns$ sollten ausreichen, da innerhalb dieses Intervalls schon positive und negative Taktflanke des $104MHz$ Taktes des FADC-Systems wären. Durch eine kürzere Integrationszeit würde man sogar einen deutlich kleineren 'walk' erzielen. Zur Zeit des Designs der ASD-Karten existierte jedoch das FADC-System in der Halle Nord noch nicht, so daß keine Testmessungen unter realen Bedingungen möglich waren und deswegen dieser sichere Wert gewählt wurde.

Die integrierten Signale werden zweistufig differenziert. Im ersten Schritt werden sie passiv in einem RC -Glied differenziert. Anschließend, während der Verstärkung, wird nochmals aktiv differenziert. Wegen der Eingangskapazität in der Rückkopplung des Verstärkers bildet der Verstärker gleichzeitig das aktive Differenzierglied. Die Zeitkonstante die aus dem RC -Glied folgt ist $\tau_{d1} = 26ns$. Die zweite Zeitkonstante für die Differenzierung im Verstärker ist etwa $\tau_{d2} = 5ns$.

| $U_{Puls} [mV]$ | 50 | 100 | 150 | 200 | 300 | 400 | 500 | 750 | 1000 |
|-----------------|-----------------|-----|-----|-----|------|------|------|-----|------|
| $U_{th} [mV]$ | $\Delta t [ns]$ | | | | | | | | |
| 50 | 1,5 | 0 | -1 | -2 | -2,5 | -3 | -3,5 | -4 | -5 |
| 100 | 3,5 | 1,5 | 0,5 | 0 | -1 | -2 | -2 | -3 | -3,5 |
| 150 | 5,5 | 2,5 | 1,5 | 1 | -0,2 | -1 | -1,5 | -2 | -3 |
| 200 | 7 | 4 | 2,5 | 1,5 | -0,5 | -0,5 | -1 | -2 | -2,5 |
| 300 | 10,5 | 6 | 4 | 3 | 1,5 | 1 | 0 | -1 | -1,5 |
| 400 | 20 | 7,5 | 5,5 | 4 | 3 | 1,5 | 1 | 0 | -1 |

Tabelle 10: Messung des 'walk' in Abhängigkeit der Schwellenspannung auf den ASD-Karten.

Der Verstärkungsfaktor ist wegen der Differenzierung abhängig von der Flankensteilheit des Signals. Für einen normalen Kammerpuls mit einer Anstiegszeit von $20ns$ ist der Verstärkungsfaktor etwa 7.3. Der 'walk' dieses Diskriminators ist für den idealen Kammerpuls in Tabelle 10 zusammengefaßt. Der für den $DCR\Phi$ -Trigger entwickelte Diskriminator zeichnet sich durch einen 'walk' von $6.5ns$ für Pulse von $50mV$ bis $1V$ bei $50mV$ Schwellenspannung aus.

Auf einer Adapterkarte finden neben den maximal acht ASD-Modulen auch noch ein Teil der Schwellensteuerung Platz. Da die Adapterkarte direkt auf den Analogausgang der FADC-Karten gesteckt werden, haben sie keinen VME-Anschluß. Um die Schwellen trotzdem vom Computer kontrolliert setzen zu können, gibt es auf den Receiverkar-

ten, die im nächsten Abschnitt beschrieben werden, fünf digital analog Konverter (DAC), um die analogen Schwellen für je eine Adapterkarte setzen zu können. Die Schaltung zur Schwellenkontrolle ist in Abb. 20 illustriert. Im Datenregister der DACs wird digital über das VME-Interface der Receiverkarten die Schwelle für eine Adapterkarte gesetzt. Sie liegt statisch als Spannung zwischen -10V und 10V am Ausgang des DACs an. Dieser Wert gilt für alle acht benachbarten Drähte einer FADC-Karte. Über den Spannungsteiler R1 wird diese Spannung im Verhältnis 1:10 geteilt, so daß der Arbeitsbereich der Schwelleneinstellung zwischen -1V und 1V liegt. Die Kondensatoren und die weiteren Widerstände dienen zum Abgleich des DACs und als zur Unterdrückung von Rauschen.

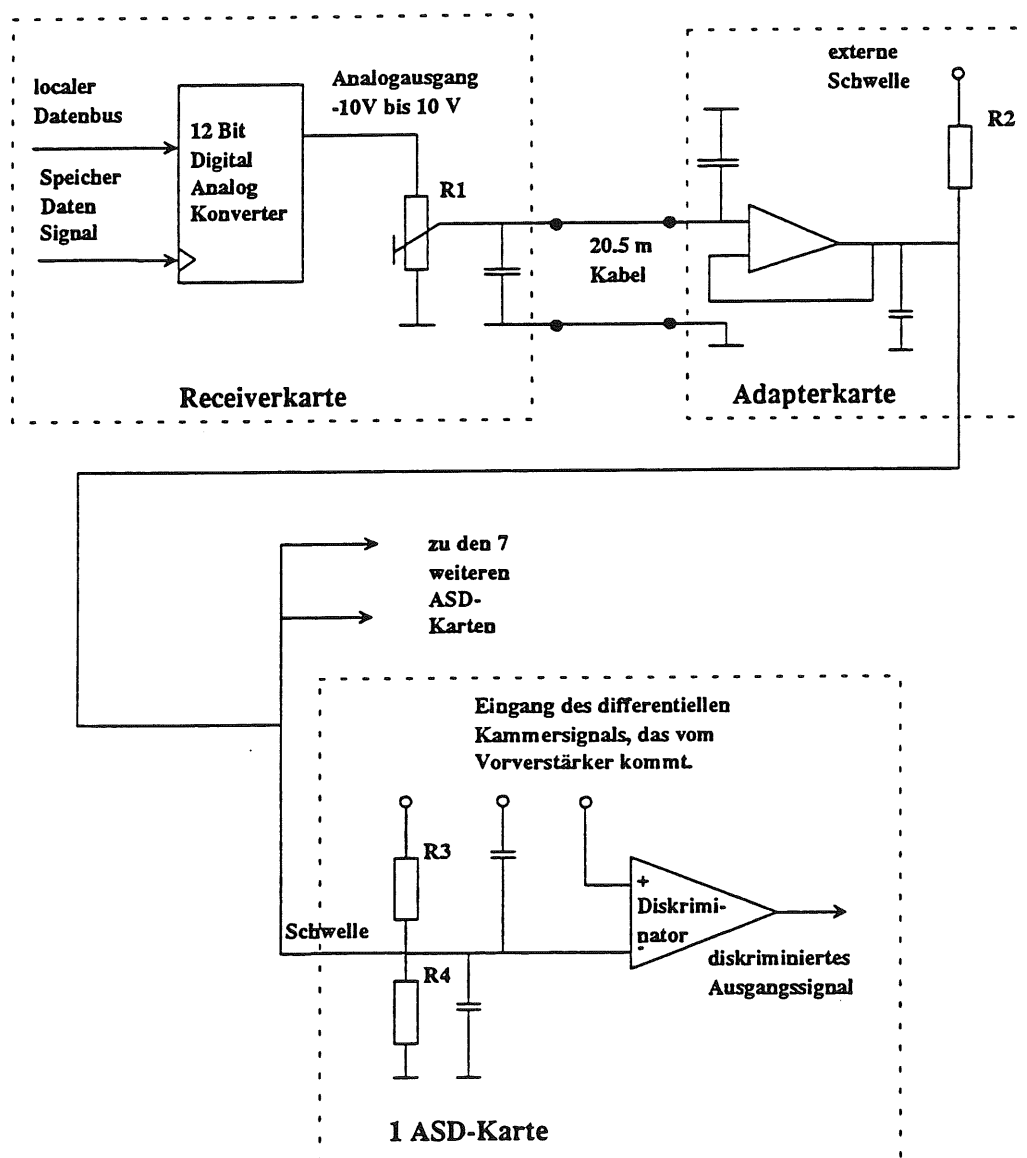


Abb. 20: Schaltplan der ferngesteuerten Schwellenspannungsverstellung.

Auf der Adapterkarte ist die Schwellenspannungs-Empfangsschaltung, die auch die Kontrolle der Schwellen auf zwei Buchsen, sowie das Dazufügen eines über ein Potentiometer einstellbaren 'Offsets' ermöglicht, aufgebaut. Die Empfangsschaltung besteht aus einem Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz im kHz Bereich und einem Spannungsfolger, der als Stromquelle dient. Dieser verstärkt die Schwellenspannung um einen Faktor zwei, um den sie beim Einkoppeln auf den ASD-Karten wieder gedämpft wird. Das 20-Gang Wendepotentiometer, das zum Einstellen einer Schwelle dient, ist in der Serie nicht bestückt worden. Der 'Offset', der bei unendlichem Widerstand für R2 auf die Schwelle addiert wird, ist Null. In der Praxis hat sich die Möglichkeit, eine Schwelle einfach einstellen zu können, besonders im Prototypenstadium bewährt.

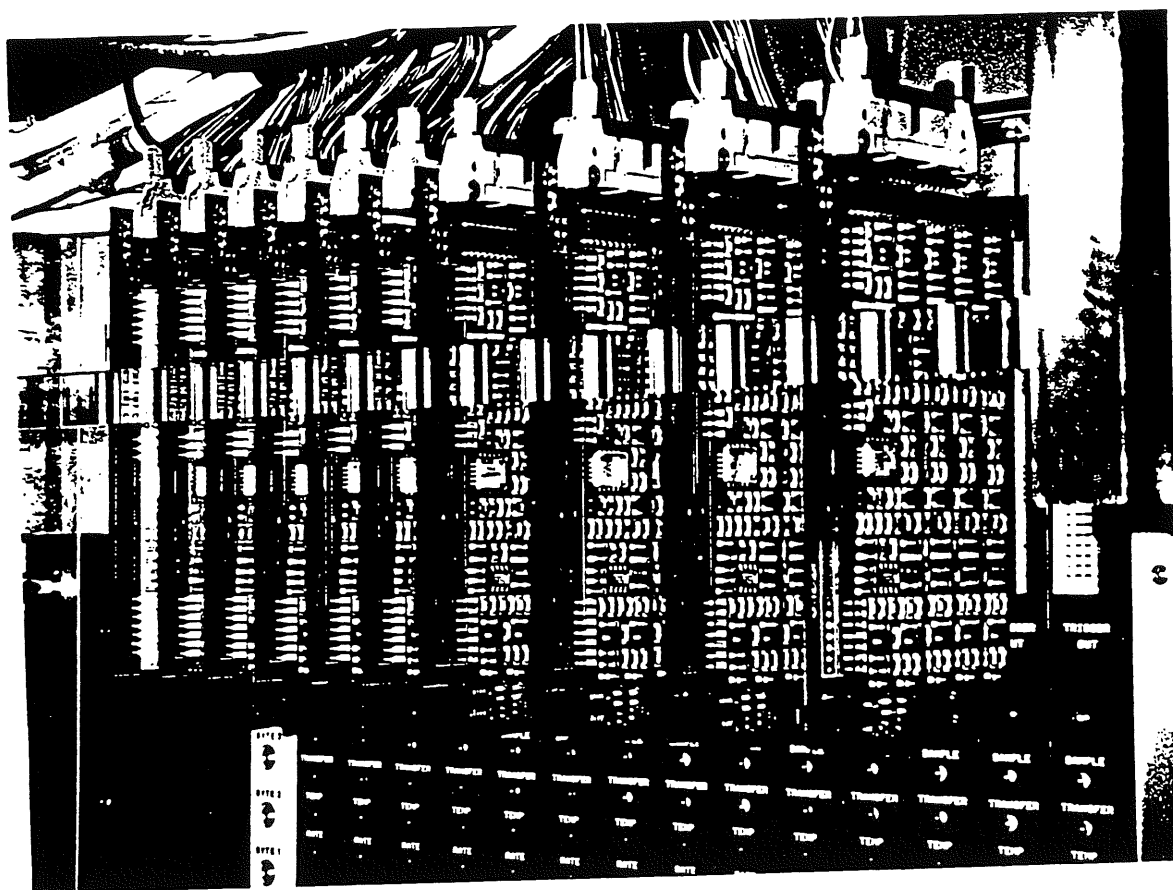


Abb. 21: Fotografie von den auf FADC-Karten sitzenden Adapterkarten.

3.3 Die Receiverkarten

Die 30 Receiverkarten bilden zusammen mit den Diskriminatoren und dem oberen Teil der aktiven Backplane die Verbindung zwischen Driftkammerelektronik und Triggerprozessor. Ihre Aufgabe besteht im Empfang der diskriminierten, differentiellen Driftkammersignale, die durch 150, 26 adrige 'twisted pair' Kabel auf die 30 Karten verteilt werden. Auf einer Receiverkarte werden die hineinkommenden Signale mit dem HERA-Takt synchronisiert. In einer Schaltung ist es möglich dedizierte Kanäle abzuschalten, d.h. auf logisch 'wahr', zu setzen, um defekte Drähte zu maskieren. Außerdem findet auf den Receiverkarten die Schwelleneinstellung der Diskriminatorschwellen und der Testvektorspeicher Platz.

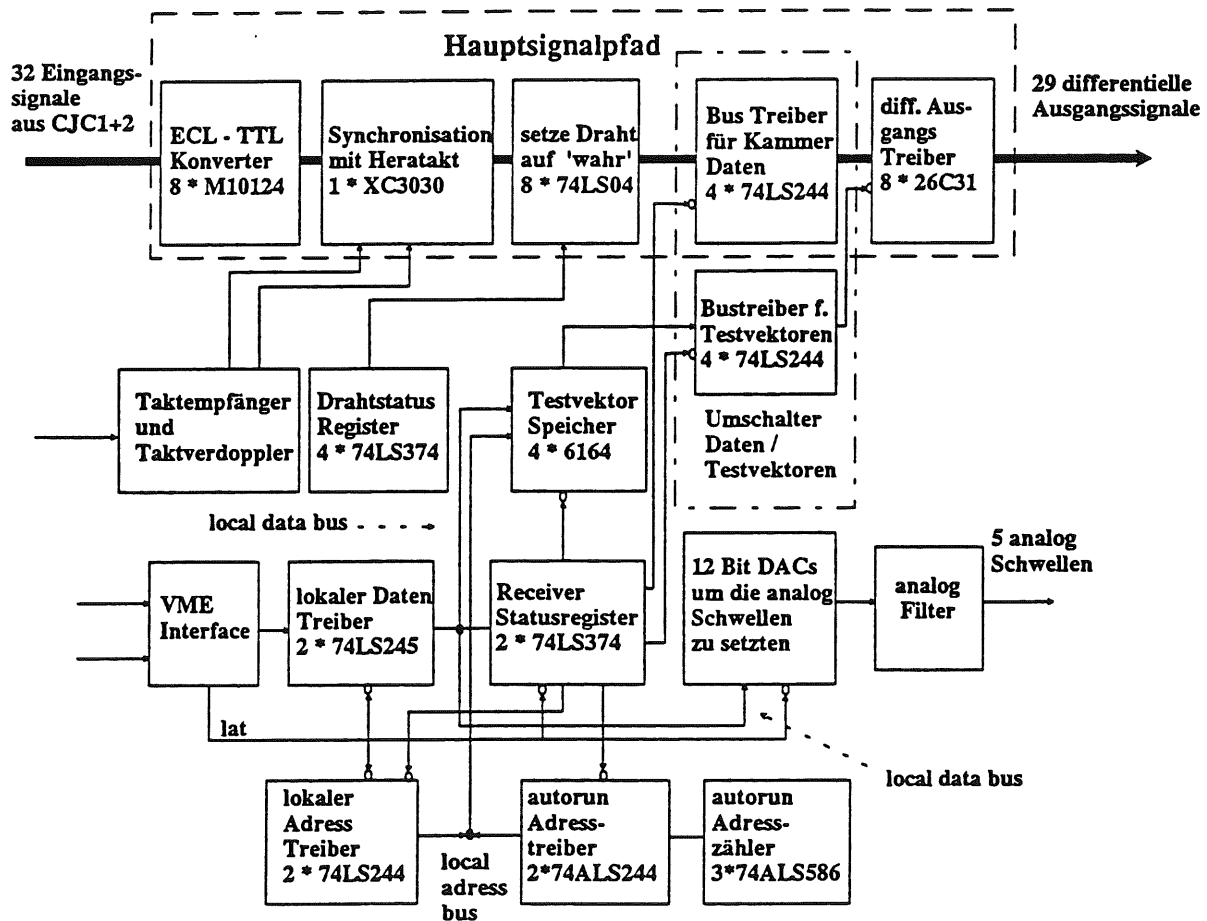


Abb. 22: Blockschaltbild der Receiverkarte.

Ein schematischer Überblick über eine Receiverkarte ist in Abb. 22 gegeben. Im oberen Teil sieht man den 'main signal path', den Teil der Receiverkarte, der zum eigentlichen Betrieb des Triggers notwendig ist. Dabei ist der zeitkritische Teil der Weg

bis zur Synchronisation. Der gesamte Fehler der Zeitzuordnung setzt sich aus dem Fehler beim Diskriminieren, der durch 'walk' oder 'jitter' auf den ASD-Karten verursacht wird, und dem Synchronisationsfehler zusammen. Zum Abgleichen von Kabelllaufzeiten, ist auf den Receiverkarten die Möglichkeit Signale zwischen Empfänger und Synchronisator zu verzögern, vorgesehen.

Von den 32, in die Receiverkarten hineinkommenden Kanälen, können über Steckbrücken ('jumper') die 29 Kanäle selektiert werden, die von der Triggerlogik benutzt werden sollen. Über diese Stecker können auch die Kanäle selektiert werden, die an dem Ausgang für Level-2 Triggererweiterungen liegen sollen. Nach dem Feld mit Steckbrücken folgt der Wellenabschluß der selektierten Kanäle mit 110Ω -Widerstandnetzwerken, welche die beiden Enden der differentiellen Signalleitungen miteinander verbinden. Die differentiellen ECL-Signale werden mit ECL-TTL-Konvertern vom Typ MC10124 gewandelt. Dieser Typ Konverter zeichnet sich durch eine sehr große Bandbreite (500MHz) und durch eine sehr kleine Durchlaufzeit (ca. 1ns) aus. Der daraus resultierende 'jitter' ist kleiner als 1ns .

Nach der Synchronisation arbeitet der Trigger als ein getaktetes System, bei dem die Toleranz auf Signalaufzeitunterschiede durch die Länge des kürzesten auftretenden Pulses, abzüglich der 'setup time' (4ns) und der 'hold time' (5ns), des nächsten getakteten Elements, bestimmt wird. Dabei ergibt sich für den Weg vom Synchronisator bis zum Eingang in die Schieberegister $48\text{ns} - 4\text{ns} - 5\text{ns} = 39\text{ns}$, so daß ein 'jitter' der Signale von $\pm 19\text{ns}$ akzeptabel wäre, wenn der Taktpuls zeitgleich an allen Schieberegistereingängen anliegen würde und genau in die Mitte des 48ns Taktpulses eingestellt wäre. In Realität erhält man zusätzlich noch 15ns Laufzeitdifferenzen über den Bus und auf den SRL1-Karten, 3ns 'jitter' der Signaltreiber des Taktes über alle SRL1-Karten, 2ns 'walk' aus der unterschiedlichen Flankensteilheit der Signale an den Eingängen der Schieberegister und 6ns aufgrund der Laufzeitunterschiede vom Eingang in den Xilinx-LCA bis zum ersten Flip-Flop, so daß die Toleranz nur $\pm 6\text{ns}$ ⁴¹ beträgt.

Die 29 Kanäle, die die Triggerlogik von jeder CJC-Zelle als Eingangssignale verwendet, werden in einem Xilinx-LCA mit dem HERA-Takt synchronisiert. In Abb. 23 ist die Synchronisationsschaltung und das zugehörige Diagramm des Zeitverhaltens gezeigt. Der Synchronisator ist aus drei D-Flip-Flops und einen exklusiven 'Oder' aufgebaut. Das erste Flip-Flop ist als Wechselschalter (Halbierer) aufgebaut. Das Eingangssignal liegt an dem Takteingang des Flip-Flops und der invertierende Ausgang ist auf den D-Eingang des Flip-Flops zurückgekoppelt. Diese Schaltung soll garantieren, daß der Synchronisator jede positive Signalflanke, die am C-Eingang des Flip-Flops anliegt, mitbekommt, auch wenn der Puls kürzer als die Taktperiode ist. Ein Problem tritt auf,

⁴¹Messungen von R. Eichler und M. Arpagaus ergaben Werte von $\pm 4\text{ns}$

wenn innerhalb eines Taktzyklus zwei Pulse am Eingang des Synchronisators anliegen. Der zweite Puls löscht die Signaländerung am Ausgang des ersten Flip-Flops, so daß die folgende Schaltung keine Änderung registriert. Doppelpulse, die zwei diskriminierte Signale liefern, die weniger als $96ns$ (bzw. $48ns$ für Kanäle mit $20.8MHz$ Abtastfrequenz) auseinander liegen, treten allerdings wegen der Integration auf den Diskriminatoren nur mit einer sehr kleinen Wahrscheinlichkeit auf.

Der eigentliche Synchronisator ist aus den beiden, dem Wechselschalter folgenden Flip-Flops aufgebaut, die als Schieberegister geschaltet sind. Das exklusive 'Oder', über das um einen, bzw. zwei Taktzeiten verzögerte Signal, liefert den Ausgangspuls, der einen Taktzyklus lang ist.

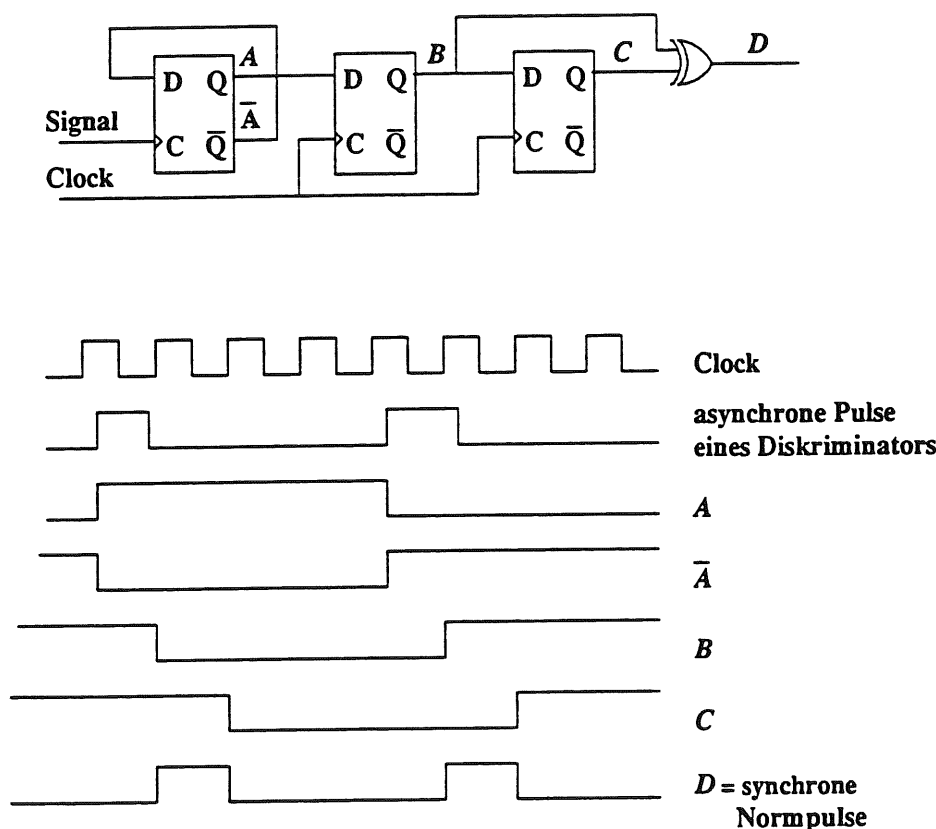


Abb. 23: Schematischer Aufbau der Synchronisationsschaltung auf den Receiverkarten.

Der nächste Schritt im Hauptsignalpfad der Receiverkarte ist die Logik zum 'Anschalten' von einzelnen Kanälen. Diese Logik ist aus acht 'Nand'-Gattern und vier 8-

Bit Registern aufgebaut. Die Receiverkarten sind in sogenannter negativer Logik aufgebaut, d.h. ein 'logisches Wahr' wird durch den physikalischen Pegel von 0V, ein 'logisches Falsch' durch +5V repräsentiert.

Wie in Abb. 22 dargestellt folgt dann der Umschalter, der den Ausgangsbuss der Receiverkarte entweder den Kammersignalen, zum eigentlichen Triggerbetrieb oder dem Testvektorspeicher, zum Testen des Triggers, zur Verfügung stellt. Der Multiplexer ist aus acht Bustreibern aufgebaut, die wechselseitig in paaren von vier selektiert werden können. Die Ausgangssignale werden durch acht TTL-differentielle Leitungstreiber aus dem J2-Stecker⁴² der Receiverkarten getrieben.

Weiter finden noch der Testvektorspeicher und die Schwellenkontrolle für die Diskriminatoren, die im vorangegangenen Abschnitt beschrieben wurden, Platz. Der Testvektorspeicher hat die Aufgabe Testvektoren, die vorher vom Kontrollcomputer in diesen geschrieben wurden, durch den Ausgangsbuss der Receiverkarten in die Triggerlogik zu speisen, um so die Triggerhardware zu testen. Der Testvektorspeicher ist ein sogenanntes 'dual ported memory'. Es kann einerseits über das VME-Interface der Receiverkarten im 16-Bit VME-Modus beschrieben werden, andererseits kann es als 32-Bit Speicher laufen und mit 10.4MHz Testvektoren⁴³ auf den lokalen Bus schreiben. Dazu werden vom einem Adresszähler auf der Receiverkarte automatisch fortlaufende Adressen erzeugt. Sämtliche Adresszähler aller Receiverkarten können synchron, zentral gestartet werden.

3.4 Die Signalverteilung im Trigger (Backplanes und Busse)

Der DCRΦ-Trigger verfügt über 2 Backplanes, die aktive und die passive, über die zum einen die Receiverkarten mit den SRL1-Karten, zum anderen die SRL1-Karten mit der L1L2-Karte verbunden sind. Die Verbindung der Receiverkarten mit den SRL1-Karten ist kein Bus im eigentlichen Sinne, sondern nur eine einfache Verbindung, die für die Verteilung der Kammersignale auf die einzelnen Karten verantwortlich ist. Die Verteilung der Daten zwischen den SRL1-Karten und der L1L2-Karte ist sehr aufwendig geworden. Der Grund dafür ist die hohe Transferrate, die zwischen den SRL1-Karten und der L1L2-Karte benötigt wird. Die beiden Busse⁴⁴, L1-Bus und L2-Bus teilen

⁴²Der untere Stecker auf der Rückseite der Receiverkarte.

⁴³Es wäre von Vorteil gewesen, diese auch mit 20.8MHz betreiben zu können.

⁴⁴Hier ist mit Bus eine Menge von Signalen genannt.

zeitlich nacheinander 210 Leitungen zwischen SRL1-Karten und L1L2-Karte. Der Eingangsteil der aktiven Backplane empfängt differentiell die Signale der 870 Kanäle, die der Trigger für seine Entscheidung benötigt. Diese werden in CMOS-Pegel gewandelt und auf die $15 \cdot 92 = 1380$ Eingänge der SRL1-Karten verteilt.

Während der Laufzeit werden alle $96ns$ die 210 Triggerbits aus den 15 SRL1-Karten über den L1-Bus in das *'trigger result memory'* auf der L1L2-Karte bewegt. Nach dem L1Keep-Signal werden die 762 Schieberegisterbits jeder SRL1-Karte über den L2-Bus ebenfalls in den Speicher geschrieben. Im ursprünglichen Triggerkonzept sollten die Schieberegisterbits in einem Level-2 Trigger weiter verarbeitet werden, der erweiterte Driftkammerinformationen benutzt und sequentiell, zellenweise eine genauere Mustererkennung durchführen sollte. Die Transferzeit der Schieberegisterbits sollte möglichst klein sein, damit der Level-2 Trigger noch genügend Zeit hätte, um die Triggerentscheidung zu fällen. Die Transferzeit liegt im jetzigen Design bei $9\mu s$. Der Transfer der Schieberegisterbits geschieht in $15 \cdot 6 = 90$ Zyklen. In jedem der $96ns$ langen Zyklen werden 192 Bits übertragen, von denen nicht alle eine Information enthalten. Außerdem werden nur in 5 der 6 Zyklen Daten übertragen, der 6. Zyklus ist ein leerer Zyklus, der zur Synchronisation des Systems benötigt wird.

Die Adressierung der SRL1-Karten geschieht über 4 Adressleitungen, die zu beiden Bussen gehören. Während die 210 Triggerbits übertragen werden liegt die Adresse 0 auf dem Bus, d.h. für die SRL1-Karten, daß jede Karte ihre 14 Triggerbits auf den Bus legt. Liegt eine Adresse zwischen 1 und 15 auf dem Adressbus an, beginnt die, durch die Adresse selektierte SRL1-Karte, die Auslese der Schieberegisterbits. Sie legt selbständig in 5 aufeinander folgenden Zyklen die Schieberegisterbits auf den Bus. Dieses Verfahren entspricht einem *'burst transfer'* z.B. von i486 CPUs.

3.5 Der Aufbau von Datenprozessor und Datenspeicher auf der SRL1-Karte

Auf den 15 SRL1-Karten ist die Spurfindelogik des Triggers aufgebaut. Sie stellen das Kernstück des Triggerprozessors dar und stellen technologisch eine besondere Herausforderung dar. Die Karten sind im Format $36 \times 46cm^2$ als 14-lagige Leiterplatten [PPE] aufgebaut und beinhalten folgende logischen Komponenten:

- Die VME-Schnittstelle zum Laden der Konfigurationen (Programme) in den Datenprozessor,

- die Daten-Pipeline, d.h. den Datenspeicher,
- den Datenprozessor, in dem der Spurfinde- und Zählalgorithmus abläuft,
- die Kontrolllogik, die den Zustand von Datenprozessor und Datenspeicher überprüft und
- die Ablaufsteuerung zur Adressierung der Datenspeicher.

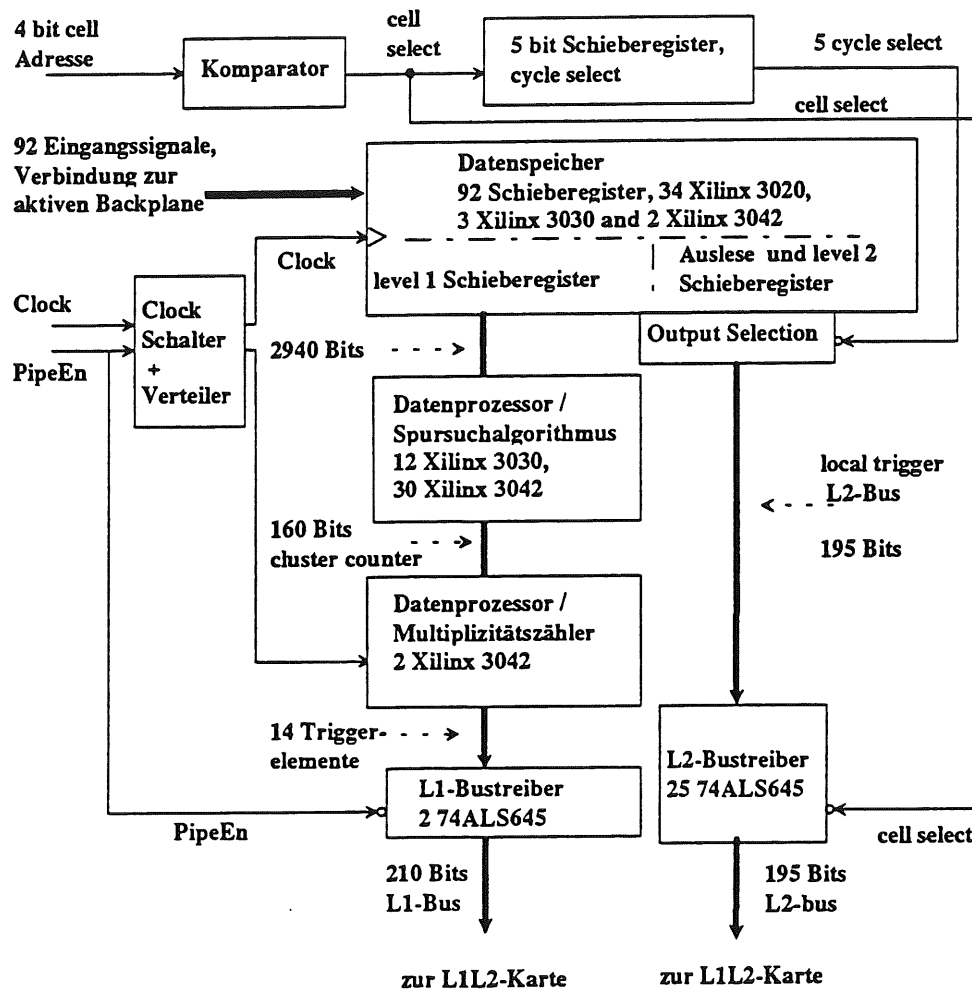


Abb. 24: Blockschaltbild der SRL1-Karte.

Abb. 24 zeigt das Blockdiagramm der SRL1-Karte. Wie schon vorher erwähnt sind diese Karten eine Besonderheit auf dem Gebiet der totzeitfreien Trigger. Der Datenprozessor, der auf diesen Karten realisiert wurde, ist programmierbar. Diese Flexibilität wurde benötigt, um den Triggeralgorithmus wechselnden Kammerbedingungen (Driftgeschwindigkeit und Lorentzwinkel) anzupassen. Sie resultiert aus der Benutzung

der im Anhang beschriebenen Xilinx-LCAs⁴⁵. In Abb. 28 ist eine vollständig bestückte SRL1-Karte abgebildet.

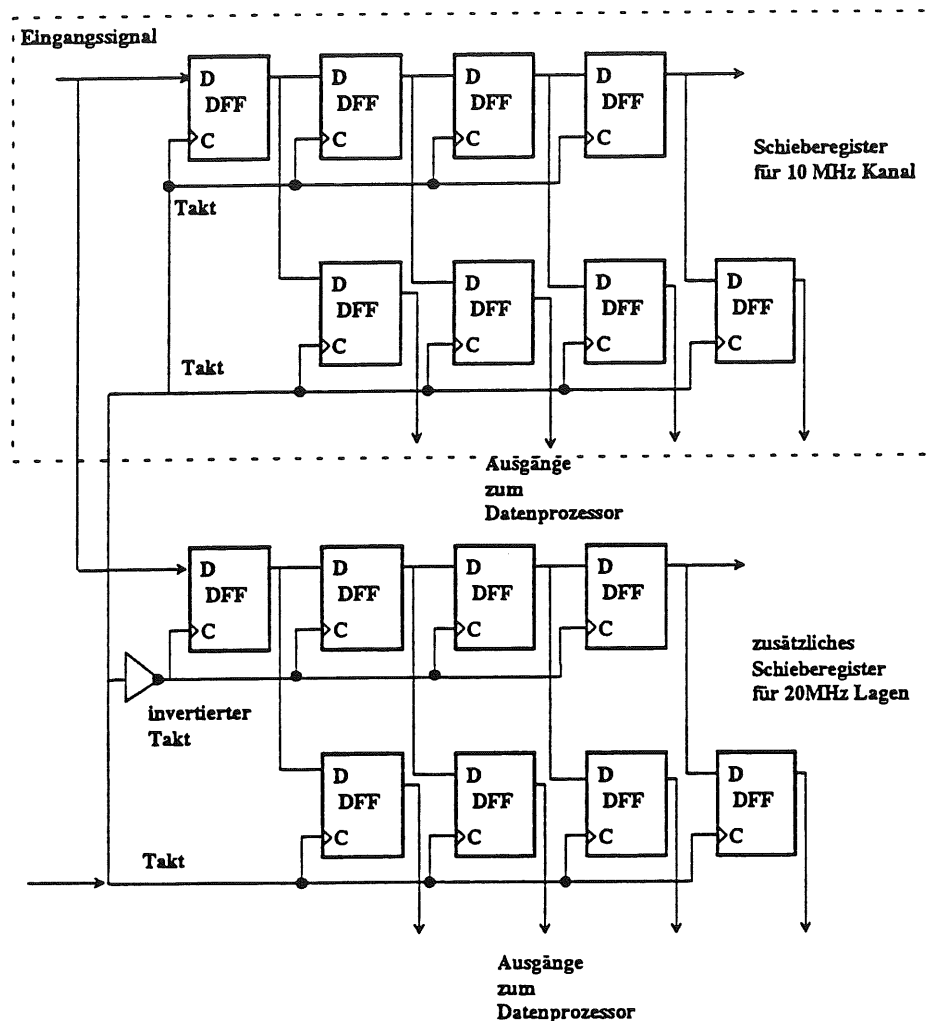


Abb. 25: Schaltschema von 10.4MHz und 20.8MHz Schieberegistern.

Das Blockdiagramm der SRL1-Karte ist in Abb. 24 gezeigt. Jede der 15 SRL1-Karten besitzt 92 Eingangsleitungen, die durch den oberen Stecker (J0) an der Rückseite der Leiterplatte die diskriminierten Signale je eines Drahtes übertragen. Diese 92 Signale werden in Schieberegistern mit seriellem Eingang und parallelem Ausgang abgespeichert, und stehen dann dem Datenprozessor zur Verfügung. Die 2940 parallelen Ausgänge spannen die lokale 'bit map' einer SRL1-Karte auf, siehe Abb. 24. Der zeitliche Nullpunkt für den Eingang der Triggerlogik in der Pipeline, d.h. das Bit, das zu einer Driftzeit, die kleiner als 96ns ist, gehört, liegt bei Bit 10 in den

⁴⁵Logic Cell Array

Schieberegistern. Die totale Tiefe der Schieberegister beträgt jedoch 25 Bit, da es noch 1.5 Zyklen dauert bis der CTL1 das zentrale Stoppsignal (L1Keep) sendet, d.h. der Nullpunkt des Schieberegister bezüglich des L1Keep-Zeitpunktes liegt bei Bit 25. Die Signale, die in den Bits 15-25 gespeichert sind, werden nach dem L1Keep-Signal über den L2-Bus in die L1L2-Karte übertragen. Ein früherer Vorschlag sah einen genaueren Level-2 Trigger vor, der diese Signale weiter verarbeiten sollte. Für diesen Level-2 Trigger sind auf den SRL1-Karten Schieberegister vorhanden, die von der Level-1 Triggerlogik nicht benutzt werden, jedoch nach dem L1Keep-Signal mit übertragen werden [RE89].

Die Schieberegister sind vollständig in 39 Xilinx-LCAs untergebracht, dies hat den Vorteil großer Flexibilität. Der Triggeralgorithmus verwendet primär zwei Granularitäten, die zu Zeitintervallen von $48ns$ bzw. $96ns$ Driftzeit führen. Dem $48ns$ Zeitfenster entspricht eine Taktfrequenz von $20.8MHz$ ($20.8MHz$ Schieberegister), während Lagen basierend auf $96ns$ Intervallen mit dem HERA-Takt von $10.4MHz$ ($10.4MHz$ Schieberegister) verarbeitet werden. Abb. 25 zeigt den Aufbau der beiden verschiedenen Schieberegistertypen. Um die Verteilung eines $20.8MHz$ Taktes zu vermeiden, sind die $20.8MHz$ Schieberegister aus zwei $10.4MHz$ Schieberegistern aufgebaut, deren Takt um $48ns$ verschoben ist. Da der Triggerprozessor aber mit $10.4MHz$ arbeitet, muß nach den Schieberegistern noch einmal mit einem $10.4MHz$ getaktetem Flip-Flop synchronisiert werden. Damit die Ausgangssignale aller $10.4/20.8MHz$ Schieberegister dieselbe Phase bezüglich des HERA-Taktes haben, besitzen auch die $10.4MHz$ Schieberegistertypen dieses Flip-Flop zur Synchronisation. Für dieses Flip-Flop wird das in den E/A-Blöcken der Xilinx-LCAs befindliche Ausgangs Flip-Flop benutzt, siehe Abb. 25.

In Abb. 26 ist das Diagramm mit dem Zeitverhalten der Signale in den $20.8MHz$ Schieberegistern gezeigt. Das Eingangssignal P1 wird mit der positiven Flanke des Taktsignals in die obere Schieberegisterkette aus Abb. 25 geführt. Die untere Kette bleibt leer. Die Bits 1, 3 und 5 sind die zeitversetzten Signale an den Ausgängen des Schieberegisters. Das zweite Eingangssignal P2 kommt $48ns$ nach dem Eingangssignal P1. Es wird daher mit der negativen Taktflanke in die untere Schieberegisterkette übernommen und liefert sukzessiv an den Ausgängen 2, 4 und 6 ein Signal. Bit 1 und Bit 2 gehören dabei zu einem $96ns$ Taktzyklus eines $10.4MHz$ Kanals. In der untersten Zeile von Abb. 26 ist das $96ns$ lange Eingangssignal P10 dargestellt. Die positive Flanke von P10 muß zeitgleich mit der positiven Flanke von P1 kommen. Da die $10.4MHz$ Schieberegister identisch mit der oberen Kette der $20.8MHz$ Schieberegister sind, liefert P10 die selben Signale an den Ausgängen wie P1.

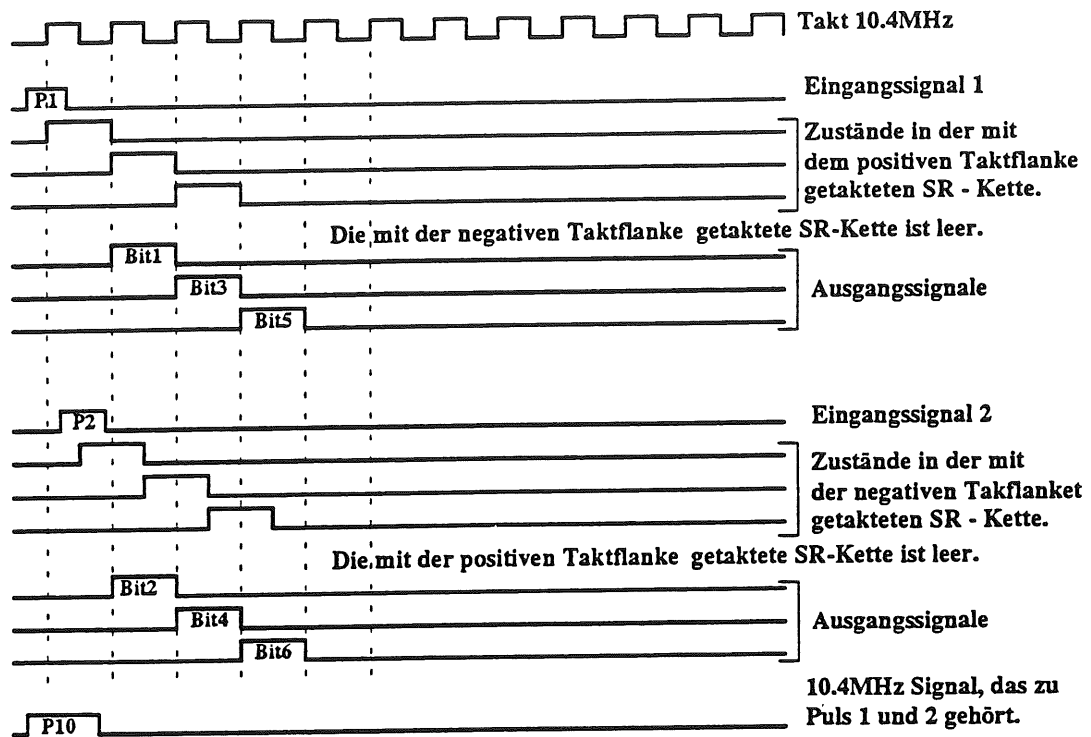


Abb. 26: Zeitverhalten von 20.8MHz Schieberegistern (SR).

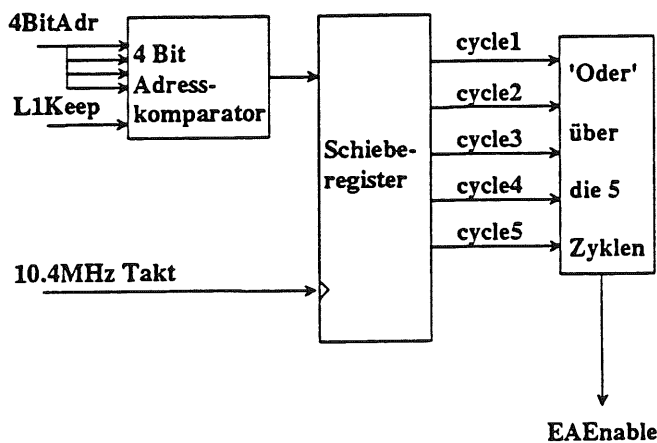


Abb. 27: Schaltung zur Adressierung der Schieberegisterauslese auf den SRL1-Karten.

Die ersten 10 Bits der Schieberegister der Signallagen spannen die 'bit map' auf, welche die Triggerlogik als Eingangssignale benutzt. Die Logik ist in 42 Xilinx-LCAs, die die Triggerstraßen enthalten und 2 LCAs, die das 'local clustering', das Zusammenfassen und Zählen der Triggerstraßen beinhalten, aufgebaut. Für jeden Sektor (1/30

CJC) werden 325 Triggerstraßen erzeugt. Mit diesen 325 Triggerstraßen sind die Xilinx-LCAs etwa zu 70% gefüllt.

Die 14 Bits, die die Triggerlogik als Ausgangssignale liefert, werden über den 210 Bits breiten L1-Bus in die L1L2-Karte bewegt. Nach dem L1Keep-Signal müssen noch die Schieberegisterbits ausgelesen werden. Dies geschieht in 5 Zyklen, nachdem die Karte adressiert wurde. Die dazu benutzte Schaltlogik ist in Abb. 27 dargestellt.

Die Signale `cycle1` bis `cycle5` sind die 5 abgeleiteten Adressleitungen auf der SRL1-Karte. Durch sie werden die Ausgänge der Schieberegister selektiert, die in einem Transferzyklus ihre Bits auf den Bus legen. Das Signal `EAEnable` ist das 'Oder' über die `cycle`-Signale. Es gibt den Ausgang der 24 Bustreiber für die gesamte Zeit des Transfers der 5 Zyklen frei.

Als letzte logische Komponente befindet sich auf den SRL1-Karten die Schaltung, die kontrolliert, ob alle Xilinx-Bausteine geladen sind. Als Information wird nur ein Bit, das die Bedeutung hat, daß alle Bausteine geladen sind, geliefert. Diese Information ist via VME auslesbar und auf der Frontplatte der Karte durch eine LED ersichtlich. Um diese Information zu erhalten werden die `P/D*` Ausgänge der Xilinx-Bausteine abgefragt. Das Kontrollbit wird als das 'Und' über alle `P/D*` Signale erzeugt.

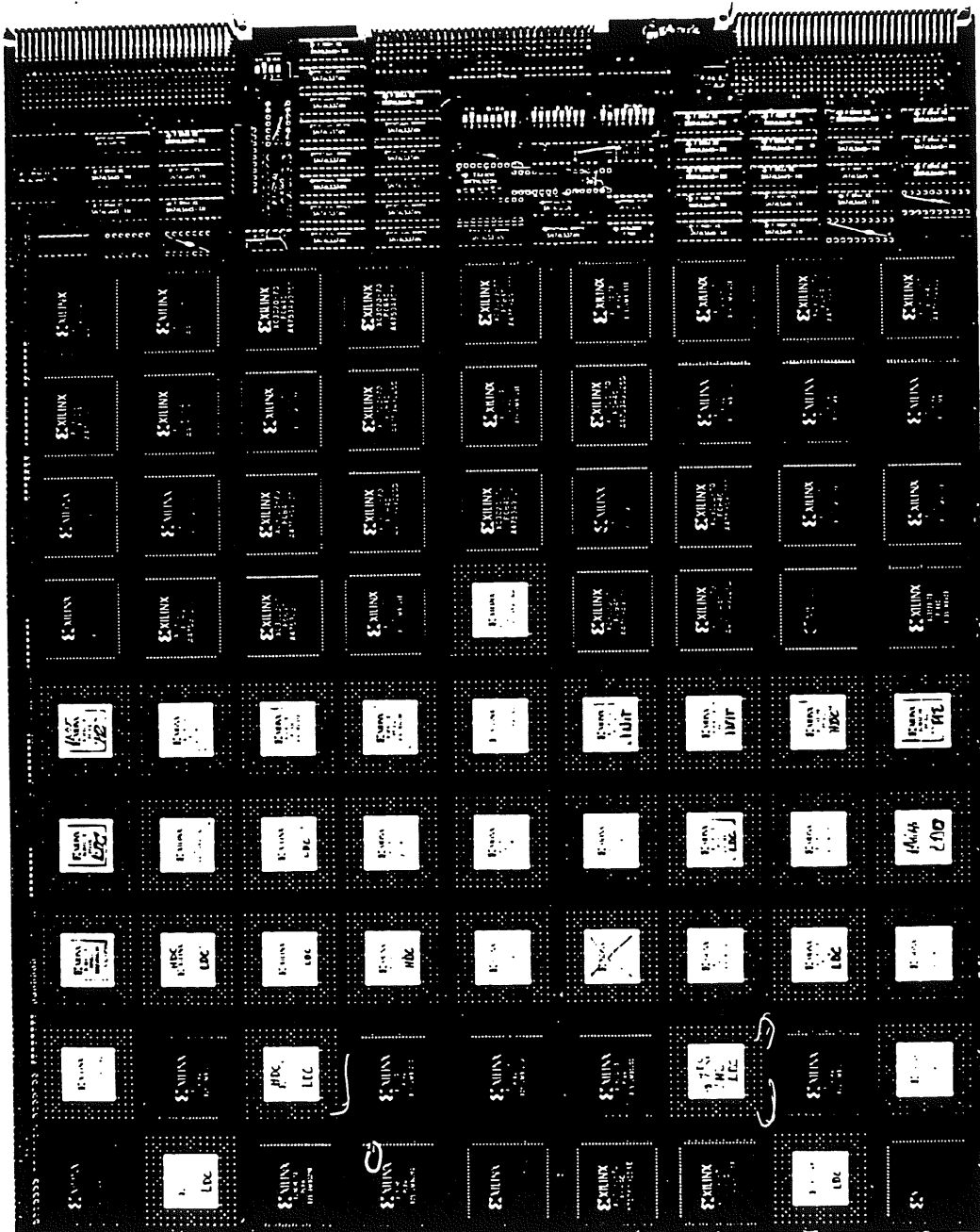


Abb. 28: Abbildung einer SRL1-Karte.

3.6 Die endgültige Triggerentscheidung und die Triggerablaufsteuerung

A) Überblick über die L1L2-Karte

Die L1L2-Karte stellt aus der Sicht der Triggerlogik eine sehr einfache Komponente dar, denn sie erzeugt lediglich die Summen der Multiplizitäten und die topologische Information. Sie ist jedoch sehr komplex, weil die gesamte Ablaufsteuerung des Triggers auf dieser Karte untergebracht ist. Das Blockschaltbild ist in Abb. 29 abgebildet. Die funktionellen Blöcke auf der L1L2-Karte sind:

- die Triggerlogik,
- der Triggerergebnisspeicher,
- die Triggerablaufsteuerung,
- der Schieberegister-Ergebnisspeicher,
- die Schnittstelle zur zentralen Datennahme des Experimentes und
- der Taktverteiler für die Triggerlogik.

Die 210 Triggerbits, die auf den SRL1-Karten erzeugt werden, werden über die Stecker J0 und J2 empfangen und in den Triggerergebnisspeicher geschrieben. Gleichzeitig werden die 210 Signale auch noch in der Triggerlogik prozessiert. Dieser Teil des Datenprozessors ist ähnlich wie auf den SRL1-Karten in Xilinx-LCAs aufgebaut. Er besteht aus zwei getrennten Pfaden für die Summen der Multiplizitäten und für die t_0 - und topologischen Informationen. Jeder der beiden Pfade ist zweistufig aufgebaut. Für die Multiplizitäten werden im ersten Schritt die Summen über die 4 Impulsbereiche gebildet. Im zweiten Schritt wird die Summe über die vier Teilsummen berechnet. Die Summen werden in sieben digitalen Komparatoren mit den gesetzten Schwellen verglichen und liefern sieben Triggerelemente. Im Falle der t_0 - und topologischen Informationen werden zuerst 'Oder' über Teilmengen der 210 Signale gebildet. Im Baustein für die t_0 -Bedingung werden die 30 t_0 -Bits, die die SRL1-Karten liefern, verodert. Für die topologische Weiterverarbeitung werden die jeweils 3 Bits, die jede SRL1-Karte für jedes Impulsintervall liefert, verodert. Die so entstandenen 61 Bits werden in einem Baustein weiterverarbeitet und liefern das T0-Triggerelement und maximal sieben topologische Triggerelemente. Da der DCR Φ -Trigger nur acht Triggerelemente an den zentralen Trigger liefern darf, gibt es einen Umschalter mit dem man acht Triggerelemente aus den 15 insgesamt erzeugten auswählen kann. Dieser Umschalter ist über VME setzbar, war jedoch für die Laufperiode fest auf die in Tabelle 9 beschriebenen Triggerelemente gesetzt.

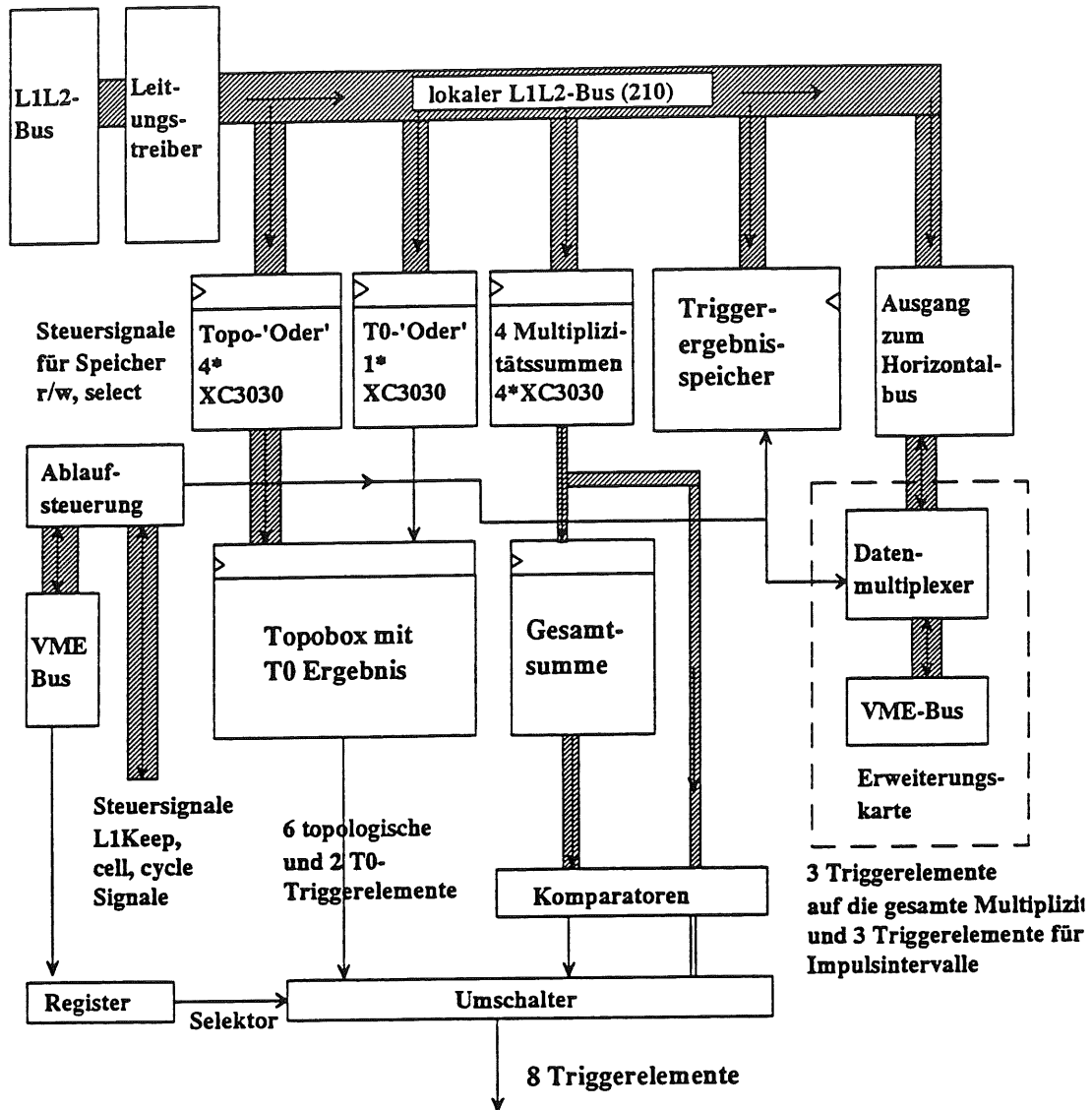


Abb. 29: Blockschaltbild der L1L2-Karte.

B) Die Triggerlogik

Die Triggerlogik besteht aus zwei parallelen Pfaden für:

- die Summen der Multiplizitäten,
- die t_0 -Verarbeitung und für die topologischen Informationen.

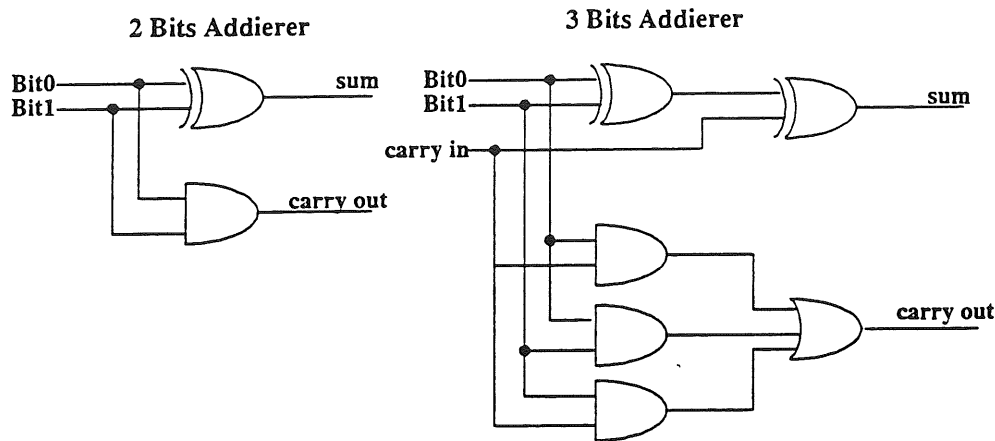


Abb. 30: Schaltschema der Basisaddierer mit denen Multiplizitäten aus den 210 Bits der SRL1-Karten errechnet wird.

Um die Multiplizitätssummen zu bilden, werden im ersten Schritt die Signale nach den vier Impulsintervallen getrennt auf vier Xilinx-Bausteine verteilt, die die Summen für jedes einzelne Intervall ausrechnen. Dabei werden die Signale am Eingang des Chips mit dem Triggertakt synchronisiert. Im nächsten Schritt werden in einem Xilinx-LCA die vier Summen addiert. Auch am Eingang dieses Chips wird mit dem Triggertakt synchronisiert. Die Addierer sind aus zwei grundlegenden Blöcken aufgebaut, dem Zweibit Addierer und dem Dreibit Addierer, siehe Abb. 30. Mit diesen beiden Grundelementen werden die Bits in einer Baumstruktur parallel addiert. Der Ausgang der Zwischensummen ist eine 7-Bit Zahl, der Ausgang der Gesamtsumme ist eine 9-Bit Zahl, von der das höchste Bit ignoriert wird. Diese fünf Zahlen, die Gesamtsumme und die vier Summen für die Impulsbereiche, werden auf digitale Diskriminatoren geleitet und dort mit einer Zahl verglichen, die man via VME in Registern auf der L1L2-Karte setzen kann.

Die t_0 -Information ist ein einfaches 'Oder' über die 30 t_0 -Bits der SRL1-Karten. Auch dieses 'Oder' ist in einem Xilinx-LCA realisiert. Für die topologische Information werden im ersten Schritt alle 3-Bit Zahlen, die die Multiplizitäten der Impulsintervalle der Φ -Sektoren enthalten, zu je einem Bit verodert. Diese so auf 60 Bits reduzierte Information wird von der sogenannten Topobox, die auch in einem Xilinx-LCA realisiert ist, ausgewertet. In diesem Chip ist es möglich die in Kapitel 3 beschriebenen verschiedenen Topologien abzufragen.

C) Die Triggerablaufsteuerung und die Ansteuerung des Triggerergebnisspeichers

Der zweite große Komplex auf der L1L2-Karte ist das 'Trigger Result Memory' (TRM) und damit eng verbunden die Ablaufsteuerung des Triggers. Während das Pipe-En-Signal aktiv ist, werden alle 96ns die 210 Triggerbits in die unteren Adressen des TRMs geschrieben. Mit der aktiven Flanke des L1Keep-Signals schaltet die L1L2-Karte in den Auslesemodus für die Schieberegisterinformationen um. Dazu müssen alle SRL1-Karten adressiert werden. Nachdem die SRL1-Karten adressiert wurden, legen sie in fünf Zyklen die Daten auf den L2-Bus, die dann in das TRM geschrieben werden. Die Logik um die Auslesezyklen und die Adressen für die Triggerbits und die Schieberegisterbits zu erzeugen, ist in Abb. 31 dargestellt. Der Adressmultiplexer wird in Abb. 32 und Abb. 33 gezeigt.

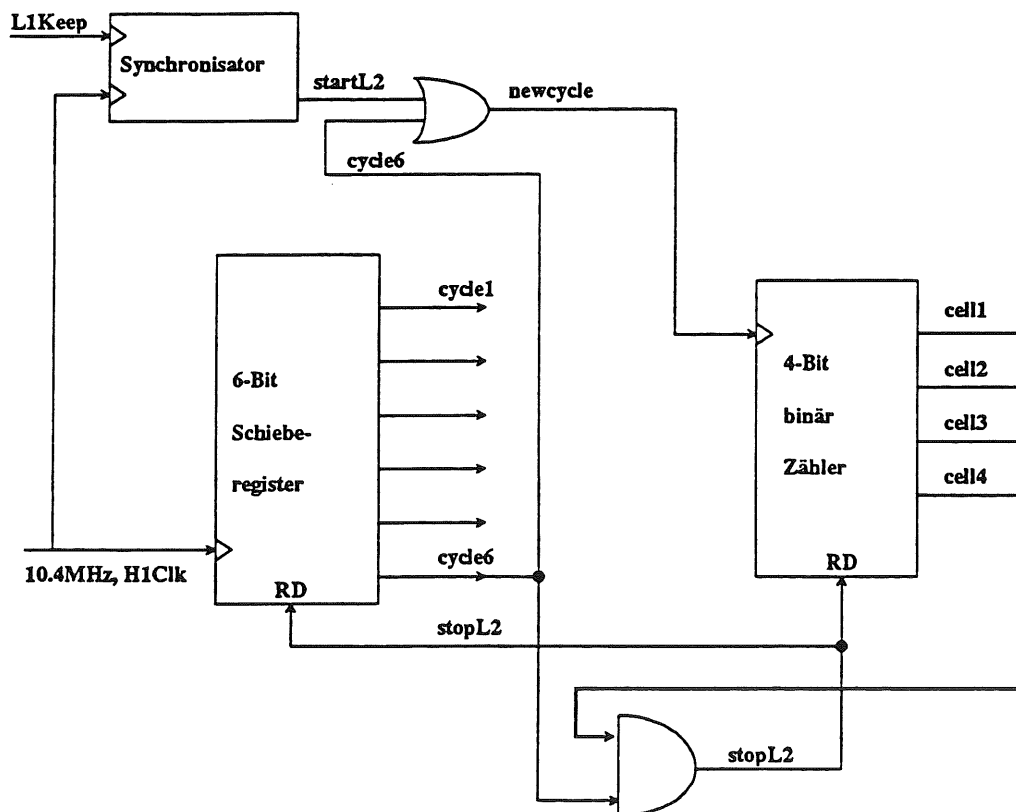


Abb. 31: Logik um die 15*6 Auslesezyklen und die SRL1-Adressen zu erzeugen.

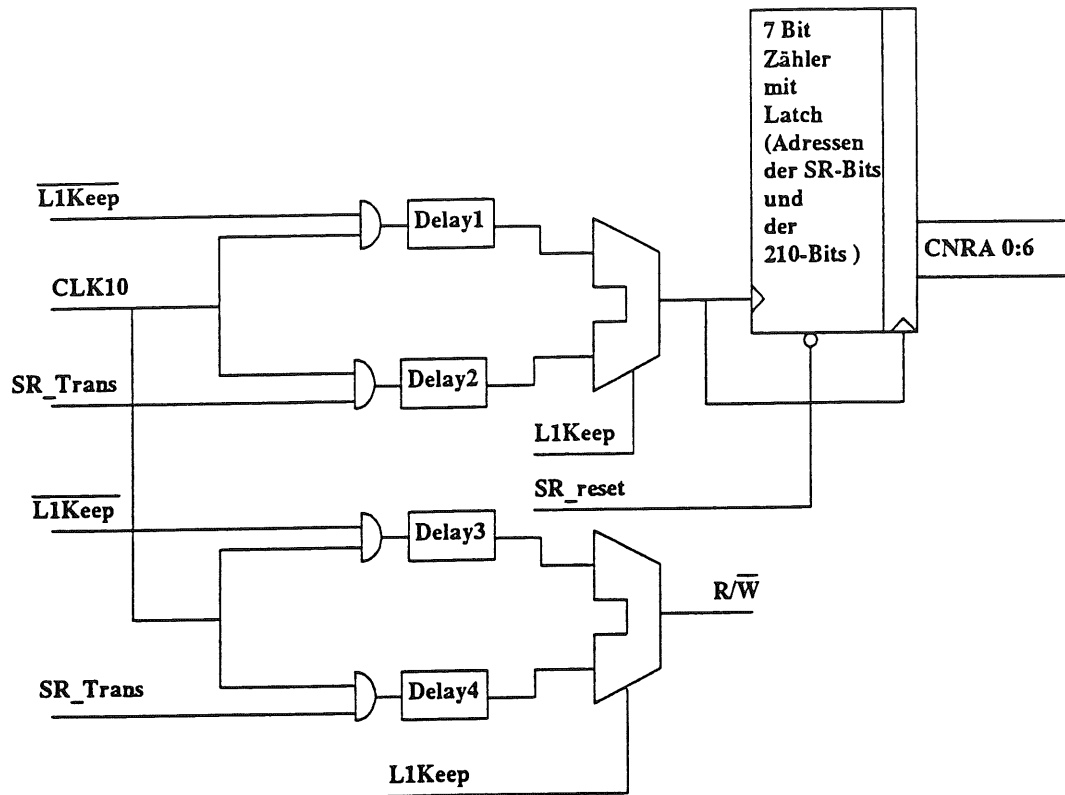


Abb. 32: Adressmultiplexer auf der L1L2-Karte, Teil 1.

Die Adressierlogik erzeugt mittels eines 7-Bit Zählers zur Laufzeit die Adressen für den Datenspeicher. Nach dem L1Keep-Signal wird die Adressierlogik umgeschaltet und erzeugt mittels desselben Zählers die Adressen für die Schieberegisterinformation, siehe Abb. 32. Gleichzeitig werden über den Zähler und das Schieberegister in Abb. 31 die *cycle*- und die *cell*- Signale erzeugt. Eine Adresse für die Schieberegisterinformation auf den SRL1-Karten setzt sich aus 4 *cell*-Signalen und den 6 *cycle*-Signalen zusammen. Da freie Leitungen auf den Backplanes knapp waren, werden nur die 4 *cell*-Signale über den Bus übertragen und die *cycle*-Signale unabhängig auf den SRL1-Karten und der L1L2-Karte mit Hilfe des Taktsignals erzeugt. Jede SRL1-Karte hat 5 Adressen, die über *cycle* 0:4 selektiert werden. *Cycle*5 ist ein Leerzyklus, der benötigt wird, um den Übergang von einer SRL1-Karte zur nächsten zu schaffen. Dieser Vorgang, die Information aus den SRL1-Karten in die Datenspeicher der L1L2-Karte zu übertragen, dauert etwa $9\mu\text{s}$, also die Hälfte des L2-Zyklus.

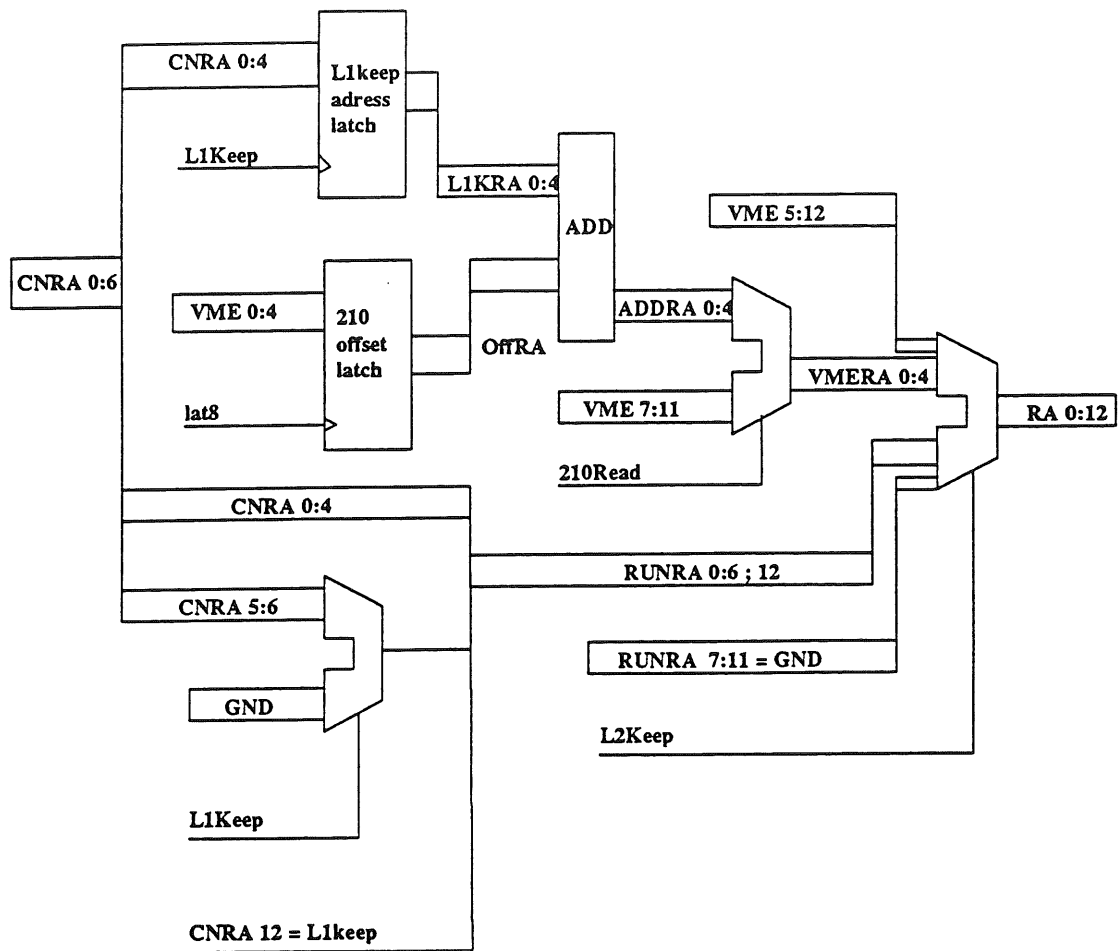


Abb. 33: Adressmultiplexer auf der L1L2-Karte, Teil 2.

Nachdem sämtliche Informationen des Triggers im Datenspeicher auf der L1L2-Karte stehen und ein L2Keep-Triggersignal durch den zentralen Trigger generiert wurde, wird der Datenspeicher über VME vom 'Front-End-Prozessor' des Triggers ausgelesen. Während der Laufzeit und der Übertragung der Schieberegisterdaten in den Datenspeicher arbeitet dieser im '*parallel mode*'. Alle Speicherbausteine haben dieselbe Adresse, und es werden pro Taktzyklus 210 Bits in die Speicher geschrieben. Die Auslese dieser Speicher geschieht im 16-Bit VME-Modus. Um die Speicherbausteine dafür richtig zu selektieren und die richtige Adresse zu erzeugen dient die Multiplexlogik in Abb. 33.

Eine weitere Komplikation ist die Verzögerung des L1Keep-Signals des zentralen Triggers gegenüber dem Datentransfer der 210 Triggerbits. Um die richtige Adresse, die zu der Strahlkreuzungszeit des Ereignisses gehört, zu finden, speichert die Triggerkontrollogik die L1Keep-Adresse ab und subtrahiert einen '*Offset*' von ihr. Somit ist sichergestellt, daß man die richtigen Daten zur richtigen Strahlkreuzungszeit ausliest.

Durch Änderung des 'Offsets' ist es auch möglich Daten auszulesen, die zu früheren und zu späteren Strahlkreuzungszeiten gehören.

3.7 Die Verteilung des Taktes und die Steuerung des Triggers

In Abb. 34 ist die Verteilung der Taktsignale im Triggersystem gezeigt. Im STC-Crate steckt eine Karte, die den H1-Takt aus der Fan-Out-Karte empfängt. Auf dieser Karte werden die Signalverzögerungen eingestellt, die zwischen den einzelnen synchronisierten Komponenten des Triggers auftreten sollen.

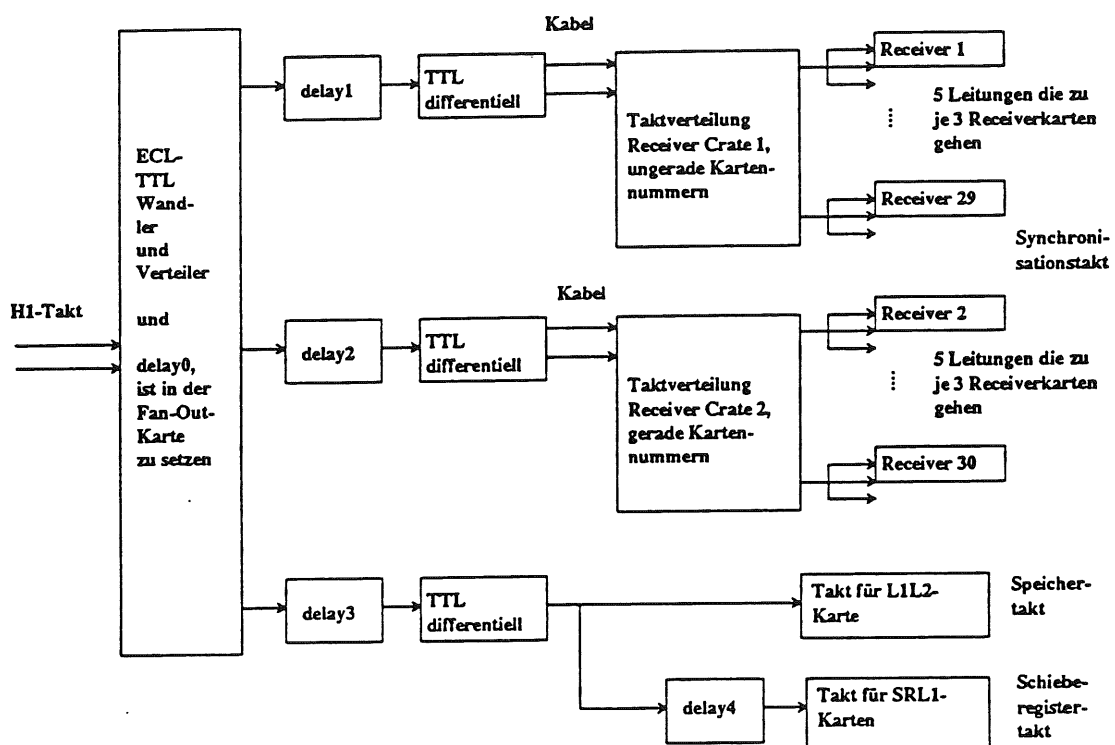


Abb. 34: Aufbau der Taktverteilung im Triggersystem.

Über 'delay1' und 'delay2' wird der Synchronisationstakt auf den Receiverkarten eingestellt. Dieser bestimmt die Phase der Signale am Eingang der Schieberegister. Er muß so eingestellt sein, daß zwischen Eingangssignal am Schieberegister und positiver Taktflanke, die durch 'delay3' und 'delay4' bestimmt ist, 25ns liegen.

Über 'delay3' und 'delay4' stellt man die Phase von den Triggerbits und den Schieberegisterbits zu dem Synchronisationssignal an den Speicherbausteinen ein. Da die 210 Triggerbits und die Schieberegisterbits nicht die gleiche Phasenlage bezüglich des

Taktes nach '*delay3*' haben, ist '*delay4*' aus 4 Delay-Bausteinen aufgebaut, die zur Laufzeit umgeschaltet werden, siehe Abb. 32.

3.8 Verbesserungsvorschläge und noch nicht benutzte Möglichkeiten des DCR Φ -Triggers

Eine Verbesserung der SRL1-Karten wäre der Einsatz von Speicherbausteinen statt Level-2 Schieberegistern und auch der Einsatz von Speicherbausteinen für die hohen Bits (11-25) der Level-1 Schieberegister. Dies hätte den Vorteil, daß der Schieberegisterinhalt über VME lesbar wäre, ohne ihn auf die L1L2-Karte übertragen zu müssen. Das Testen der SRL1-Karten wäre dadurch deutlich vereinfacht worden. Jetzt mußte für den Test der SRL1-Karten das komplette Triggersystem für einen Test der SRL1-Karten funktionieren.

Während der Designphase des Triggers war immer ein Level-2 Trigger geplant, der an den Level-1 DCR Φ -Trigger angeschlossen werden sollte [RE89]. Dieser Level-2 Trigger sollte mit einem ähnlichen Algorithmus wie der Level-1 Trigger, aber mit höherer Genauigkeit, Spuren rekonstruieren. Dazu sollte er die Information von 15 Meßlagen, anstatt von 10 Meßlagen, die der Level-1 Trigger benutzt, verwenden, die er zellweise, sequentiell verarbeitet. Die Schieberegister zum Abspeichern dieser Informationen sind auf den SRL1-Karten vorhanden (12 Xilinx-LCAs). Der L2-Bus wurde für diesen L2-Trigger mit einer hohen Bandbreite von 260MByte/s entwickelt. Auf der L1L2-Karte sind die Anschlüsse für den L2-Trigger mit Treibern vorhanden. Um dem Level-2 Trigger zusätzlich z-Informationen zu liefern, gibt es auf den Receiverkarten einen Ausgang, der für 10 der 32 Drähte, die auf einer Receiverkarte enden, die z-Information weiterleitet. Dies würde eine Modifikation der Adapterkarten bedingen, die mit Diskriminatoren ausgerüstet werden müßten, die nicht die Signale der beiden Drahtenden 'verodern'. Sowohl Adapterkarten als auch die Kabel von den Adapterkarten zu den Receiverkarten sind dafür ausgelegt.

Mit Blick auf zukünftige Trigger in kommenden Experimenten am LHC oder SSC sind jetzt noch einige Charakteristika des Triggers zusammengefaßt:

- Der Trigger arbeitet totzeitfrei mit einer Frequenz von 10.4MHz.
- Der Trigger benutzt Signale von 870 Jetkammerdrähten.

- Die Signale der Drähte werden mit 10.4MHz oder 20.8MHz abgetastet. Das führt zu einer Granularität von 5mm bzw. 2.5mm .
- Das Programm des Triggers besteht aus etwa 10'000 Triggerstraßen, die jede als Koinzidenz aus 10 Lagen zuzüglich einer t_0 -Lage aufgebaut sind.
- Die Pipelintiefe des Triggers ist 25 Strahlkreuzungszeiten.
- Der Datenprozessor benötigt auf jeder Leiterplatte etwa 2'500 Signale.
- Auf der aktiven Backplane werden 1380 Signale verteilt.
- Die kürzeste Signaldauer auf den großen Leiterplatten ist 48ns .

Die Erfahrung zeigt uns, daß 20MHz die Grenze des Vertretbaren für Leiterplatten dieser Komplexität ist. Das Problem liegt in den Laufzeitdifferenzen auf den großen Leiterplatten. Die Laufzeitdifferenzen setzen sich aus verschiedenen Komponenten zusammen. Als erstes aus der unterschiedlichen Länge und Geometrie der Leitungen. Die zweite Komponente ist die unterschiedliche kapazitive Last einer Leitung, die die Ausbreitungsgeschwindigkeit auf der Leiterplatte ändert. Überdies ändert sich die Flankensteilheit mit der Kapazität und es tritt ein 'walk' von einigen Nanosekunden auf. Als dritte Komponente sind Unstetigkeitsstellen in Form von Steckverbindungen anzuführen.

Die ersten beiden Effekte liegen in der Größenordnung 10ns , während der dritte Effekt in der Größenordnung 5ns liegt. Zusammen liefern die genannten Effekte einen 'jitter' von etwa 35ns . Vergleicht man dies mit den 50ns Pulsbreite, sieht man, daß der Spielraum klein ist.

Bei der Auslegung der Stecker kommt es stark auf die Anzahl von Masseleitungen pro Signalleitung und auf die Position der Masseleitungen an. Die 92 Eingangssignale der SRL1-Karte liegen auf einem 160-poligen Stecker, über den die SRL1-Karte mit der aktiven Backplane verbunden ist. Auf diesem Stecker sind jedoch nur 8 Masseverbindungen, die alle im unteren Bereich des Steckers angeordnet sind. Das hat zur Konsequenz, daß Signale, die durch die oberen Verbindungen übertragen werden, stärker in der Flanke abgeflacht werden als Signale, die dichter an den Masseleitungen liegen. Ein weiteres Problem liegt in den Ausgangsstufen der integrierten Schaltkreise. Der Trigger ist im wesentlichen aus CMOS-Bausteinen⁴⁶ aufgebaut, die einen Ausgangsstrom von maximal 30mA bis 60mA liefern können. Dies gilt insbesondere auch für die Xilinx-Bausteine. Zusammen mit der Impedanz der Leitung und einer kapazitiven Last von 50pF erhält man eine Zeitkonstante von $\tau = RC \approx 8\text{ns}$.

Ein weiteres Problem liegt in den Xilinx-Bausteinen. Diese zeichnen sich durch eine unterschiedliche Durchlaufzeit, je nach Programmierung, im Gegensatz zu anderen

⁴⁶Complementary Metal Oxide Semiconductor

Logikbausteinen (z.B. PALs, PROMs), aus. Der Zeitunterschied innerhalb eines Xilinx-Bausteins kann bis zu einigen $10ns$ betragen.

Die Konsequenz für LHC ist, daß man nicht die Möglichkeit haben wird, einen solchen Trigger bei Taktfrequenzen von $60MHz$ zu betreiben. Die Probleme werden in den zu bewegend Datenmengen und im '*jitter*' und '*walk*' auf großen Leiterplatten liegen. Auswege bieten eventuell andere Wege des Datentransfers und das Design spezieller Triggerchips, die die Xilinx-LCAs ersetzen.

Kapitel 4 Die Triggersoftware

Dieses Kapitel beschreibt die Programme und die Rechner, die notwendig sind, um den Trigger zu betreiben und die nicht als Algorithmus in den Datenprozessor des Triggers geladen sind. Die Software teilt sich in 3 Kategorien auf:

1. 'Online'-Software: Es ist die Aufgabe der 'Online'-Software die Kommunikation zwischen Trigger und zentraler Datennahme des Experimentes herzustellen. Sie läuft auf dem FEP des Triggers und ist in der Programmiersprache C geschrieben.
2. 'Offline'-Software: Die 'Offline'-Software erzeugt die Programme die auf dem Datenprozessor des Triggers laufen. Sie ist zweigeteilt. Der eine Teil ist in FORTRAN programmiert und läuft auf Unix Rechnern, der andere Teil ist die Software, um die binären Programme zu erzeugen, die auf dem Triggerprozessor laufen. Dieser Teil der Software läuft auf einem Rechner (PC) mit 80386/87 Prozessor unter DOS.
3. Kontroll- und Ladesoftware: Diese Software stellt die Schnittstelle zwischen Trigger und Außenwelt dar. Sie hat die Aufgabe, die Programme die auf dem PC erzeugt wurden, in den Triggerprozessor zu laden. Gleichzeitig ist sie auch die Schnittstelle zur Bedienung des Triggers. Diese Software ist in der Programmiersprache PASCAL geschrieben.

In den folgenden Abschnitten werden diese Software und die dazugehörigen Rechnersysteme genauer vorgestellt. Ein Überblick des Datenflusses der Triggerdaten ist in Abbildung 35 gezeigt.

Das Design des Triggeralgorithmus geschieht in der Programmiersprache FORTRAN. Dieses Programm kennt den Triggeralgorithmus und die Architektur des Triggers, d.h. die Netzliste zwischen Datenspeicher und Datenprozessor, sowie die Typen der Datenprozessoren. Es hat die Aufgabe, die Triggerstraßen aufzubauen und auf die einzelnen Datenprozessoren des Triggers zu verteilen. Dabei muß es für jede Triggerstraße sicherstellen, daß die benötigten Signale auch an den Eingängen der

Datenprozessoren zur Verfügung stehen. Das Programm liefert für jeden Datenprozessor des Triggers ein Programm in der Programmiersprache PALASM⁴⁷.

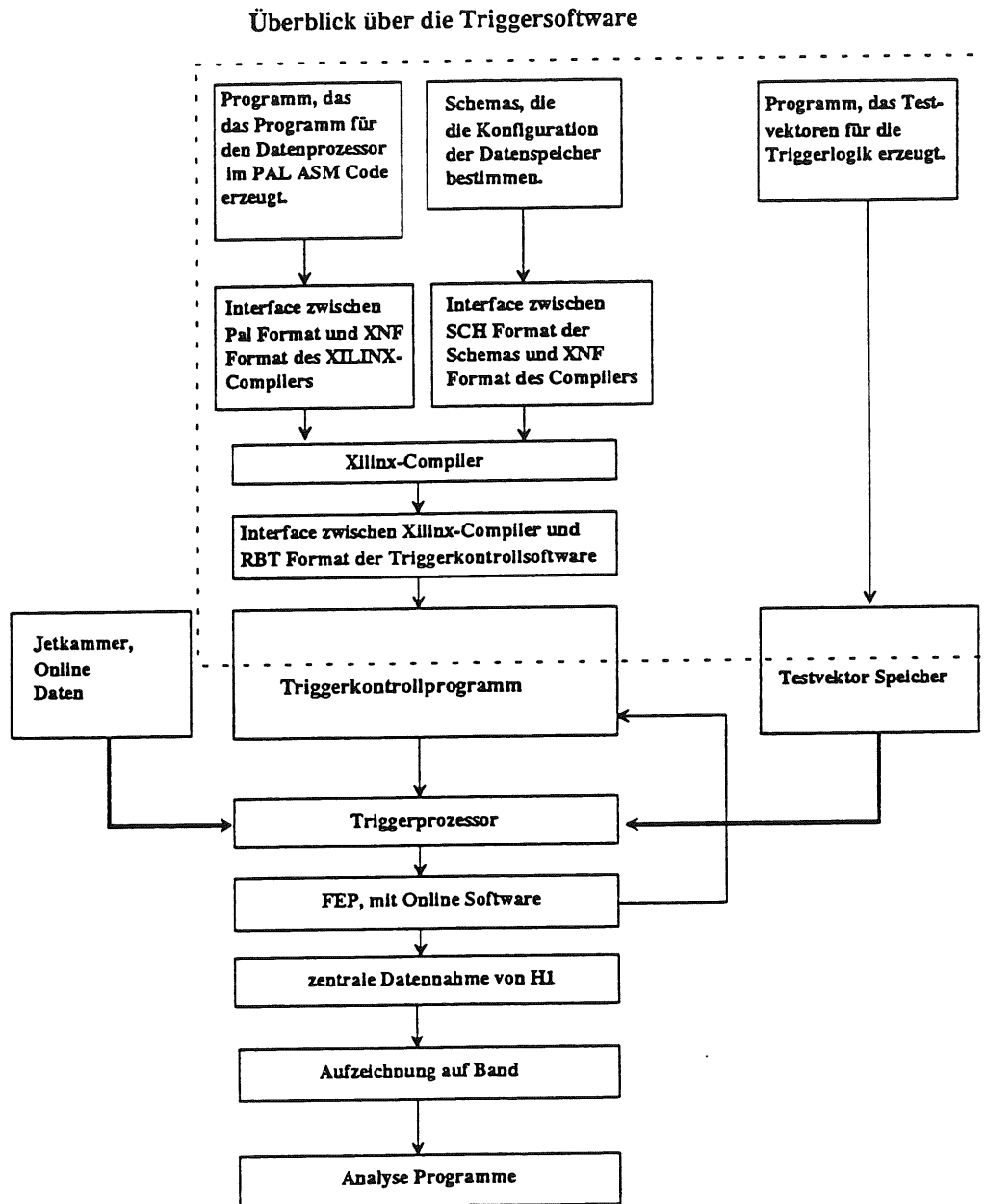


Abb. 35: Der Datenfluß im DCRΦ-Triggersystem.

Das PALASM Programm wird auf einen PC übertragen, auf dem die Xilinx-Software installiert ist, siehe Abb. 36. Diese Software besteht aus verschiedenen Programmen,

⁴⁷Pal Assembler

die es ermöglichen, die als Datenprozessor und Datenspeicher benutzten Xilinx-LCAs zu programmieren. Der erste Schritt ist das Übersetzen der PALASM-Dateien in das Zwischenformat XNF⁴⁸. Der nächste Schritt in der Kette der Programme ist der 'Xilinx-router' (APR, Auto Place and Route). Da in einem Xilinx-Baustein, wie im Anhang beschrieben, keine festen Verbindungen zwischen Knoten bestehen, müssen diese erst erzeugt werden.

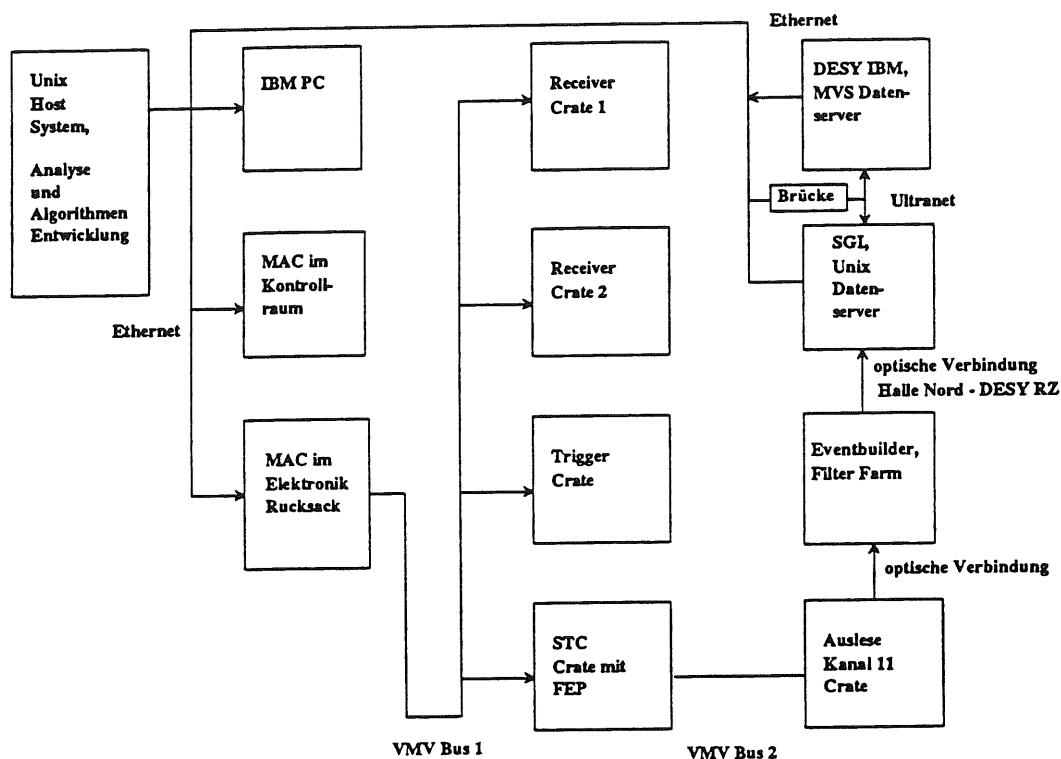


Abb. 36: Verbindungen der im Triggersystem beteiligten Rechner.

Das 'Xilinx-route-Programm' bildet sowohl die Triggerlogik, als auch die benötigten Verbindungen auf einen Chip ab. Es platziert sie zuerst der Reihenfolge nach in den Chip. Der nächste Vorgang in dieser Software ist die Optimierung der Platzierung, das heißt, die Logik wird auf die verschiedenen Logikblöcke eines Xilinx-Bausteins verteilt, mit dem Ziel die optimale Verteilung der Logikblöcke zu finden. Dabei wird nach verschiedenen Kriterien optimiert. Am Ende soll jedoch die totale Leitungslänge, die im Baustein verlegt ist, minimiert sein. Nachdem die logischen Blöcke platziert sind, verbindet die Software sie gemäß der Netzliste, die in der PALASM-Datei beschrieben ist, miteinander. Dieser Vorgang dauert auf dem PC 1 bis 8 Stunden pro Chip, je nach dem Chiptyp und der Anzahl von Triggerstraßen, die in einem Chip untergebracht wer-

⁴⁸Xilinx Netlist Format

den sollen, d.h. je nach des Füllungsgrads des Chips. Die Ausgangsdateien dieses Programms sind vom Typus XNF-Datei. Diese Dateien werden durch das Programm XACT in Konfigurationsdateien für die Xilinx-LCAs umgewandelt. Gleichzeitig hat man die Möglichkeit einen Design Rule Check (DRC) laufen zu lassen.

Auf dem PC werden auch die Dateien zur Konfiguration der Datenspeicher, die ebenfalls in Xilinx-LCAs untergebracht sind, erzeugt. Diese wurden als schematische Zeichnungen eingegeben, da sie Komponenten enthalten die in der PALASM-Sprache nicht zugänglich sind⁴⁹. Diese Schemadateien werden ebenfalls in das XNF-Format übersetzt und genauso weiter behandelt wie es vorher für die PALASM-Dateien beschrieben wurde. Für jede SRL1-Karte werden 81 solcher Programmdateien, für jeden Xilinx-Baustein eine, erzeugt. Da zur Zeit alle 15 Karten identisch betrieben werden, da die Jetkammer Φ -symmetrisch ist, sind es auch total nur 81 Dateien, die etwa 2MByte Festplattenplatz belegen. Auf der L1L2-Karte, wird der Code, der auf ihr befindlichen Xilinx Chips, in PROMs gehalten. Die XACT-Software ist in der Lage aus den XNF-Daten, PROM-Daten zu generieren.

Die so erzeugten Xilinx-Konfigurationsdateien werden via Ethernet vom PC zum MacIix im Elektronikrucksack des H1-Experimentes bewegt, siehe Abb. 36. Der MacIix ist sowohl mit einem Ethernetanschluß als auch mit einem VMV-Schnittstelle ausgerüstet. Das Triggerkontrollprogramm, das auf dem MacIix abläuft ist die zentrale Schnittstelle zur Bedienung des Triggers. Es verwaltet die Xilinx-Konfigurationsdateien und lädt die Konfigurationen über die VMV-Schnittstelle in den Trigger, siehe Abb. 35. Das Triggerkontrollprogramm überprüft beim Programmstart alle Xilinx-Programmdateien auf Konsistenz und übersetzt sie in ein binäres Format. Dieser Vorgang dauert etwa 5 Minuten. Diese Daten werden im Hauptspeicher des MacIix gehalten und belegen dort ca. 300kByte. Dieses Feld stellt eine Kopie des in den Xilinx-Bausteins geladenen Codes dar. Weiter verwaltet das Triggerkontrollprogramm sämtliche Parameter, die im Trigger setzbar sind. Dazu gehören:

- Die 150 Schwellen für die Diskriminatoren, auf den Receiverkarten,
- die 870 Schalter auf den Receiverkarten, um einzelne Driftkammer Kanäle permanent an zu schalten,
- die Schwellen auf die Multiplizität auf der L1L2-Karte,

⁴⁹Es handelt sich dabei um Flip-Flops

- die Modus Register der SRL1-Karten, der Receiverkarten und der L1L2-Karte,
- die Phasen zwischen den einzelnen Triggerkomponenten und
- die Konfigurationsparameter für die Fast-, Fan-Out- und Slow-Karte im STC.

Diese Parameter sowie die Xilinx-Programme werden über die VMV-Schnittstelle in die jeweiligen Karten geladen. Vom MacIIX aus ist es ebenfalls möglich ein Programm den FEP des DCRΦ-Triggers zu übertragen und zu starten. Dieser Prozessor ist allerdings auch von der anderen Seite aus durch die zentrale Datennahme von H1 ladbar. Nachdem alle Parameter und Programme im Trigger geladen sind, ist der Trigger fertig um Daten zu nehmen.

Eine weitere Aufgabe des Triggerkontrollprogramms ist es die Testvektorkläufe zu steuern. Dazu muß es die Testvektoren in die Testvektorspeicher auf den Receiverkarten laden, den zentrale Takt des Triggers anschalten und dem FEP mitteilen, daß ein Testvektorlauf gestartet ist. Nach einer setzbaren Anzahl von Durchläufen meldet der FEP über den VMV-Bus, daß der Testvektorlauf fertig ist. Das Triggerkontrollprogramm muß dann die Daten aus einem Zwischenspeicher, in den der FEP die Testvektorergebnisse aus den Ergebnisspeichern abgelegt hat, auslesen und auf der Festplatte abspeichern. Ein vollständiger Testvektorlauf, der sämtliche Triggerstraßen testet, dauert ca. 6 Stunden [RB92].

Während der Datennahme muß das Triggerkontrollprogramm ebenfalls mit dem FEP kommunizieren. Es soll Ereignisstatistiken, die der FEP während der Laufzeit erzeugt graphisch ausgeben. Diese Option ist noch nicht auf den Rechnern implementiert. Das Programm, das auf dem FEP läuft, ist die Schnittstelle zur H1-Datennahme. Es liest die 210 Bits aus den Ergebnisspeichern, und es Informationen über das Ereignis, z.B. die Ereignisnummer, aus den Karten des STCs und erzeugt daraus die BOS⁵⁰ Bänke CTN1 und CTN2. Es hat weiter die Möglichkeit in einem erweiterten Testmodus die Schieberegisterinformation auszulesen und in die CTN3-Bank zu packen und zu übertragen. Da dies alles zur Laufzeit des Experimentes geschieht ist die Auslesesequenz zeitkritisch. Die von H1 verlangte Antwortzeit nach einem L1Keep-Signal ist 800µs. Daher ist es nur in speziellen Testläufen möglich, die vollständige Schieberegisterinformation zu übertragen. Es werden jedoch Verfahren diskutiert, für jedes Ereignis einen Teil der Schieberegisterinformation zu übertragen, z.B. diejenige von Zellen, die ein Triggersignal geliefert haben, sowie periodisch von allen Zellen, um systematisch auftretende Fehler zu finden [JR92].

⁵⁰Bank Operating System, ein Programm zur Verwaltung von Daten unter FORTRAN

Kapitel 5 Die Analyse des DCR Φ -Triggers und erste Resultate

Während in den letzten Kapiteln die Hard- und die Software des Triggers beschrieben wurde, wird in diesem Teil gezeigt, wie funktionstüchtig der Trigger während der Laufperiode 1992 des H1-Experimentes war. Es wird zuerst gezeigt, wie sich der Trigger verhält, wenn seine Funktionstüchtigkeit mit Testvektoren überprüft wird. Im zweiten Teil wird das Verhalten des Triggers unter Strahlbedingungen studiert. Es werden unter anderem die Verteilungen für Impuls- und Vertexpaflösung gezeigt und es wird die Triggereffizienz des DCR Φ -Triggers für Spuren geladener Teichen bestimmt.

5.1 Die Messung der Funktionstüchtigkeit des DCR Φ -Triggers mit Hilfe von Testvektoren

Im letzten Kapitel wurde die Software, die zum Betrieb des Triggers mit Testvektoren notwendig ist, vorgestellt. In diesem Abschnitt werden die Ergebnisse gezeigt, die mit Testvektorläufen erzielt wurden⁵¹. Die Idee der Testvektorläufe ist, das Programm des Triggers, das im Datenprozessor sowie in den Datenspeichern des Triggers abgespeichert ist, zu testen und, falls Fehler auftreten, diese zu lokalisieren. Dazu werden Testvektoren benutzt, die genau eine Triggerstraße einschalten, so daß bei der Auslese des Triggers immer genau das Bit, das zu der getesteten Triggerstraße gehört, im Ergebnisspeicher wiedergefunden werden muß.

Um die Auslese der Testergebnisse aus dem Ergebnisspeicher des Triggers zu starten, wird ein externes Auslösesignal benötigt, da getestet werden soll, ob die Logik einer einzelnen Triggerstraße funktioniert. Dieses Auslösesignal simuliert ein L1Keep-Signal des zentralen Triggers und startet die Auslese der SRL1-Karten und danach die Übertragung des Inhalts des Triggerergebnisspeichers in einen Speicher, der vom MacIIx aus lesbar ist.

⁵¹Die Messung wurde von R.Bernet ausgeführt, der zusammen mit J.Riedlberger die Programme zur Synchronisation von MAC und FEP entwickelt hat.

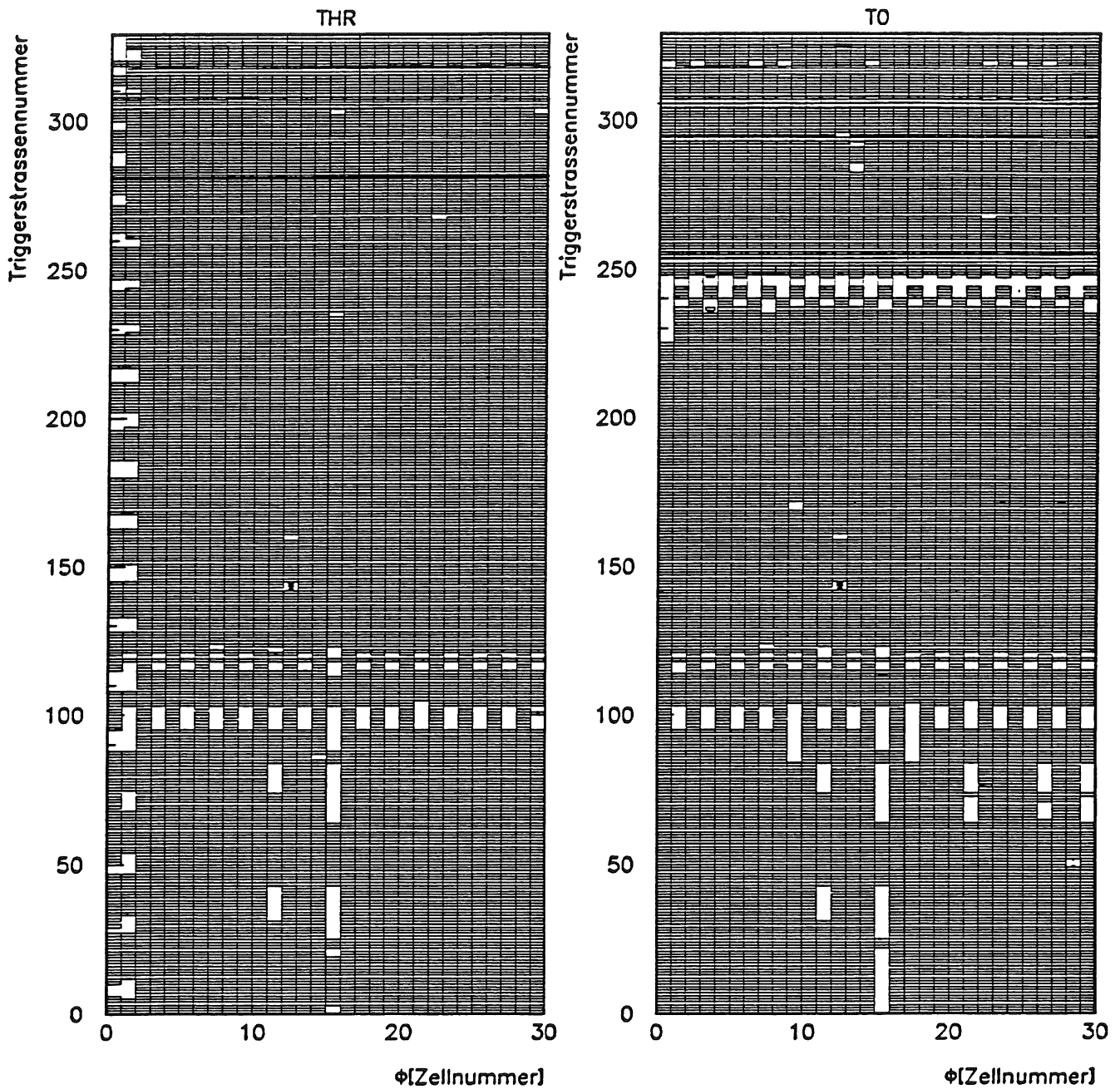


Abb. 37: Ergebnisse aus den Testvektorläufen für das THR-Triggerelement links und Abb. 38: Ergebnisse aus den Testvektorläufen für das T0-Triggerelement rechts. Beide Diagramme stellen die Hardwareeffizienz für das richtige t_0 dar.

Um externe Triggersignale herzustellen, wird ein Signal aus der Adressierlogik des Testvektorspeichers benutzt. Dieses Signal zeigt den Zeitpunkt an, zu dem die Adresse 0 an den Speicherbausteinen des Testvektorspeichers anliegt. Das Ereignis muß dann

zeitlich direkt vor das Triggersignal in den Testvektorspeicher geladen werden. Diese Methode hat den Vorteil, daß der Triggerzeitpunkt eine Konstante ist. Jede Triggerstraße wird 100 Mal wiederholt gemessen und das Ergebnis aus dem Ergebnisspeicher zurück auf die Festplatte des MacIIx geschrieben.

In Abb. 37 und 38 sind die Resultate eines solchen Testvektorlaufs, der unmittelbar nach der Laufperiode gemessen wurde, dargestellt. Abb. 37 stellt die Ergebnisse für die Triggerstraßen und Abb. 38 stellt die Ergebnisse für die validierten Triggerstraßen dar. In diesen dreidimensionalen Diagrammen wird die Effizienz einer Triggerstraße gegen die Triggerstraßennummer und gegen die Zellnummer aufgetragen. Auf der Abszisse sind die Zellnummern von 0 bis 29, das entspricht den Φ -Bereichen der Jetkammer, auf der Ordinate die Nummern der Triggerstraßen aufgetragen. Der Trigger war für die vergangene Laufperiode mit 325 Triggerstraßen, numeriert von 0 bis 324, pro Referenzzelle programmiert. Jeweils zwei Φ -Bereiche gehören zu einer SRL1-Karte. Die Größe der Rechtecke des Diagramms stellen die dritte Dimension dar, auf der die Triggereffizienz aufgetragen ist. Fehlende Rechtecke bedeuten, daß der Trigger dort 0% effizient war, volle Bereiche bedeuten, daß der Trigger dort 100% effizient war. Unter Effizienz ist in diesem Fall der Anteil, der im richtigen 96ns langen Zeitintervall gefundenen Triggerstraßen, von den 100 Mal wiederholt gemessenen Triggerstraßen, gemeint. Es treten nur zwei Zustände auf, die Triggerstraße funktioniert oder sie funktioniert nicht.

Im folgenden Absatz werden die weißen Bereiche in diesem Diagramm erklärt, das heißt, die Bereiche in denen der Trigger nicht funktionierte. Es gibt zwei Arten von systematischen Fehlern, die bei den Testläufen im Trigger auftraten: Die systematischen Fehler, die in allen Φ -Bereichen auftreten und die, die nur in einem Φ -Bereich auftreten.

A) Die systematischen Fehler die in allen Φ -Bereichen auftreten: Die systematischen Fehler werden durch Fehldesigns auf den Leiterplatten oder durch verkehrte Programmierung der Datenspeicher bzw. der Datenprozessoren hervorgerufen. Es treten folgende Fehler auf:

- Im Design der SRL1-Karten gibt es einen Fehler in der Ansteuerung von einem Xilinx-LCA. Dieser Chip gehört zu den Datenprozessoren, deshalb fehlen die 20 Triggerstraßen, die in diesem Datenprozessor programmiert sind. Dies sind die weißen Bereiche zwischen Triggerstraße 80 und 120 in den Abbildungen 37 und

38, die nur in ungeraden Zellen auftreten. Da ein ganzer Chip ausfällt, treten die fehlenden Triggerstraßen in beiden Fällen, den Triggerstraßen und den validierten Triggerstraßen auf.

- Im oberen Bereich gibt es dasselbe Phänomen um eine Referenzzelle versetzt. Die Ursache hierfür liegt in einem verkehrt programmierten Schieberegister. Deshalb kommt dieser Fehler nur bei den validierten Triggerstraßen zum Vorschein, siehe Abb. 38, da ein fehlendes Bit in den Triggerstraßen maskiert werden kann.

B) Die systematischen Fehler, die nur in einzelnen Φ -Bereichen auftreten: Diese Fehler werden in fast allen Fällen durch defekte Treiber- oder Empfängerbausteine hervorgerufen. Diese liegen entweder zwischen Receiverkarten und SRL1-Karten oder zwischen den SRL1-Karten und der L1L2-Karte. Im ersten Fall sind nur die SRL1-Karten betroffen, die durch den defekten Treiber versorgt werden; das sind typischerweise 2 Karten. Ein solcher defekter Treiber stört weniger für die Triggerstraßen, da er durch die 4 aus 5 Logik maskiert werden kann, als für die validierten Triggerstraßen, da ein fehlendes Referenzsignal zum Fehlen eines ganzen Büschels von validierten Triggerstraßen führt. Aus den Abbildungen 37 und 38 ist ersichtlich, daß beide Fälle von Defekten auftreten.

- Auf dem Weg von SRL1-Karte 1 bis zur Auslese der L1L2-Karte ist ein Treiber für einen Impulsbereich defekt. Dieser defekte Treiber erzeugt die weißen Bereiche in Zelle 0 und 1 in Abb. 37. Da die validierten Triggerstraßen nicht über dieselben Kanäle übertragen werden wie die Triggerstraßen, tritt dieser Effekt nur bei den Triggerstraßen auf. Weiter ist ersichtlich, daß nicht der ganze Chip defekt ist, sondern nur ein Kanal in dem Chip.
- Im Bereich zwischen Triggerstraße 0 bis 120 und Zelle 10 bis 30, siehe Abb. 37 und Abb. 38, sind verschiedene Treiber defekt, die alle auf der aktiven Backplane lokalisiert sind.

Die Triggereffizienz der Triggerhardware ist der Anteil der Fläche der weißen Bereiche an der Gesamtfläche des Bildes. Sie ist:

- **92.2% für die validierten Triggerstraßen und**
- **93.6% für die Triggerstraßen.**

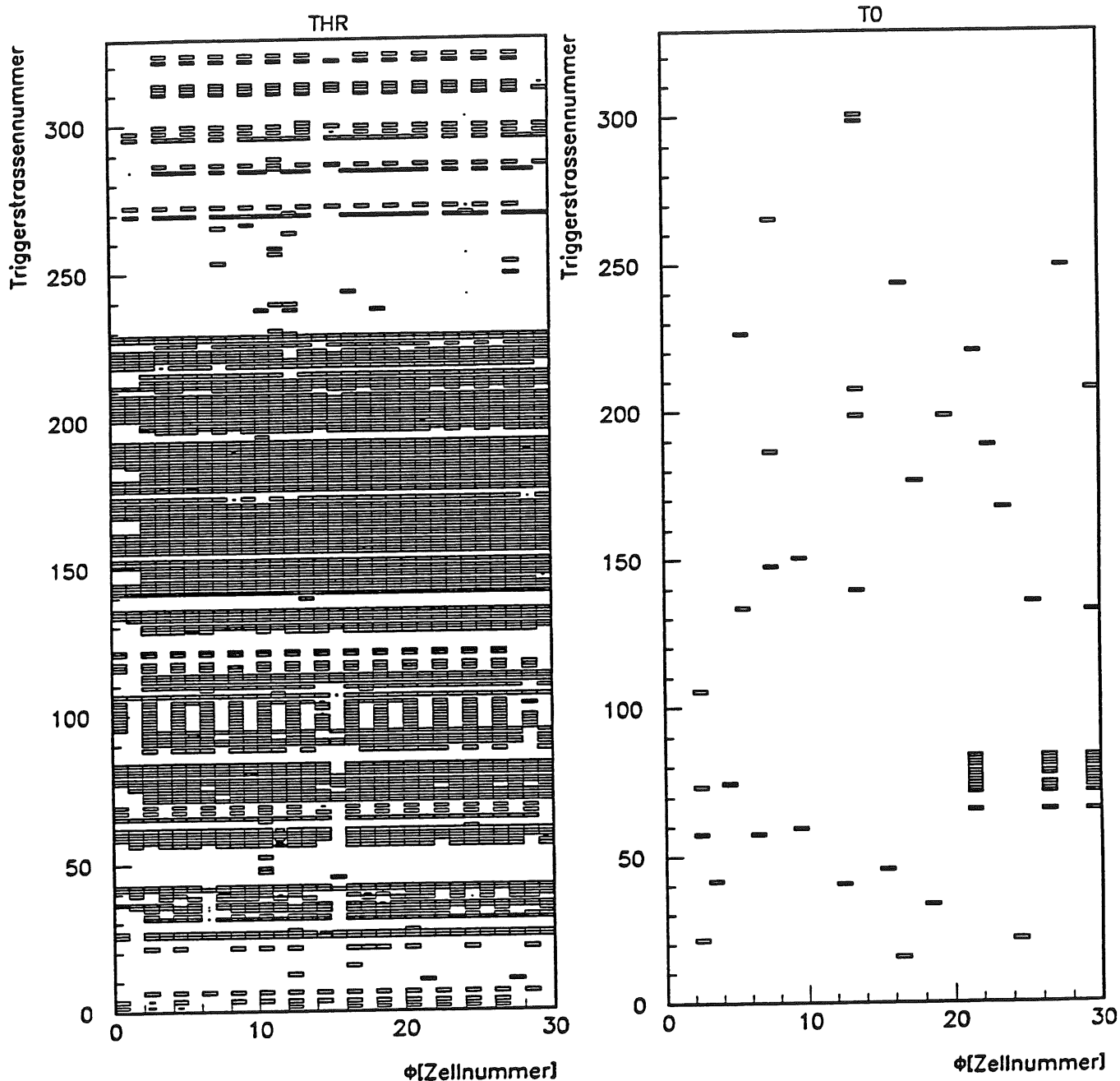


Abb. 39: Ergebnisse aus den Testvektorläufen für das THR-Triggerelement links und Abb. 40: Ergebnisse aus den Testvektorläufen für das T0-Triggerelement rechts. Beide Diagramme stellen die Hardwareeffizienz eine Strahlkreuzungszeit vor dem richtigen t_0 dar (zu frühe t_0).

Um ein tieferes Verständnis von den Vorgängen im Trigger zu erhalten wird in den folgenden Abbildungen das zeitliche Verhalten des Triggers gezeigt. In den Abbildungen 39 und 40 werden die Triggereffizienzen für Triggerstraßen und für validierte

Triggerstraßen einen Strahlkreuzungszeitpunkt vor dem Ereigniszeitpunkt gezeigt. Die nicht validierten Triggerstraßen haben eine Wahrscheinlichkeit von ca. 40% auch eine Strahlkreuzungszeit zu früh ein Signal zu liefern. Dieser Effekt ist unabhängig von der Zelle. Die Wahrscheinlichkeit zu früher Triggersignale von den validierten Triggerstraßen ist kleiner 1%. Zu späte Triggersignale gibt es systematisch nur für eine Triggerstraße, sowohl validiert als auch nicht validiert. Der Effekt der zu frühen Triggerstraßen ist noch unverstanden. Es wird vermutet, daß er in einem internen 'timing' Problem oder in Programmierfehlern der 20.8MHz Schieberegister begründet ist. Aufgrund von Simulationsergebnissen, wurde gerade das entgegengesetzte Verhalten erwartet.

5.2 Die Analyse des Triggers unter Strahlbedingungen

In diesem Abschnitt wird gezeigt, wie sich der DCR Φ -Trigger im H1-Experiment während der Laufperiode 1992 bewährt hat. Dazu wird als erstes die Triggereffizienz als Funktion des Transversalimpulses bestimmt. Danach wird auf einzelne Aspekte der Triggereffizienz eingegangen. Zum Beispiel wird gezeigt, wie sich die Triggereffizienz als Funktion der Phase zwischen Triggertakt und HERA-Takt verhält. Weiter wird die Schärfe des Schnittes auf den Vertex bestimmt. Am Schluß dieses Kapitels wird gezeigt, wie die Einbußen in der Triggereffizienz entstehen. Als Daten für die im Folgenden beschriebene Analyse wurden 638'500 Ereignisse ab Lauf 34540 benutzt⁵². Für die Messung der Verzögerungskurve wurden die Daten aus den speziellen Testläufen 34422-34429 und 35517-35525 benutzt.

A) Bestimmung von Triggereffizienzen

Die Triggereffizienzen wurden bestimmt, indem aus den Signalen der CJC rekonstruierte Spuren selektiert wurden und überprüft wurde, ob der Trigger die selektierten Spuren gefunden hat. Dazu wurde auf die 210 Triggerbits zurückgegriffen, die in der CTN2-Bank mit der zentralen Datennahme des Experimentes abgespeichert wurden. Um auf die richtige Triggereffizienz zu kommen, wurde weiter verlangt, daß die

⁵²Das entspricht etwa der Hälfte, der von H1 in 1992 genommenen Rohdaten, in denen der Trigger aktiv war.

Ereignisse von mindestens einem Subtrigger gefunden wurden, der nicht den DCR Φ -Trigger enthält. Als Spurkriterien wurden verlangt:

- Die Spur besteht aus mehr als 20 Punkten.
- Der kleinste Abstand zum Wechselwirkungspunkt ist höchstens 1cm in der r Φ -Ebene⁵³.
- Der kleinste Abstand zum Wechselwirkungspunkt ist höchstens 50cm in der rz-Ebene.
- Der Radius des innersten gemessenen Punktes der Spur ist kleiner als 23.9cm.
- Der Radius des letzten gemessenen Punktes der Spur ist größer als 50.0cm.
- Der rekonstruierte Ereigniszeitpunkt t_0 liegt innerhalb eines 8ns Intervalls bezüglich dem HERA-Takt.
- Der Transversalimpuls ist größer als 450MeV/c⁵⁴.
- Die Spur ist isoliert, d.h. im Winkelbereich $\pm 0.4rad$ gibt es keine weitere Spur.

Durch diese Kriterien werden die Spuren selektiert, die der Trigger hätte finden sollen. Als Kriterium dafür, daß der Trigger die Spur wirklich gefunden hat, wird in der r Φ -Projektion der Differenzwinkel zwischen rekonstruierter Spur und dem mittleren Winkel φ des Triggerbits kleiner als 0.3rad verlangt. Der mittlere Winkel φ des Triggerbits wird im weiteren als die vom Trigger gefundene Spur bezeichnet.

Der Winkel zwischen rekonstruierter und vom Trigger gefundener Spur wurde folgendermaßen bestimmt: Der Spurwinkel der rekonstruierten Spur wurde auf einen Radius von 30cm, das ist etwa in der Mitte der inneren Jetkammer, folgendermaßen extrapoliert:

$$\varphi(r) = \varphi_0 + \arccos\left(\frac{r_0^2 + r^2 - R^2}{2r_0r}\right).$$

Dabei ist $\varphi(r)$ der Azimuthwinkel der Spur bei Radius r , φ_0 ist der Azimuthwinkel der Spur am dca, r_0 ist der Abstand des Spurkreismittelpunktes zum Ursprung, R ist der Radius des Spurkreises und r ist der Radius für den man den Spurwinkel wissen möchte.

⁵³Außer bei Messungen der Triggereffizienz als Funktion des Abstandes kleinster Annäherung an den Wechselwirkungspunkt (dca).

⁵⁴Außer bei Messungen der Triggereffizienz als Funktion des Transversalimpulses.

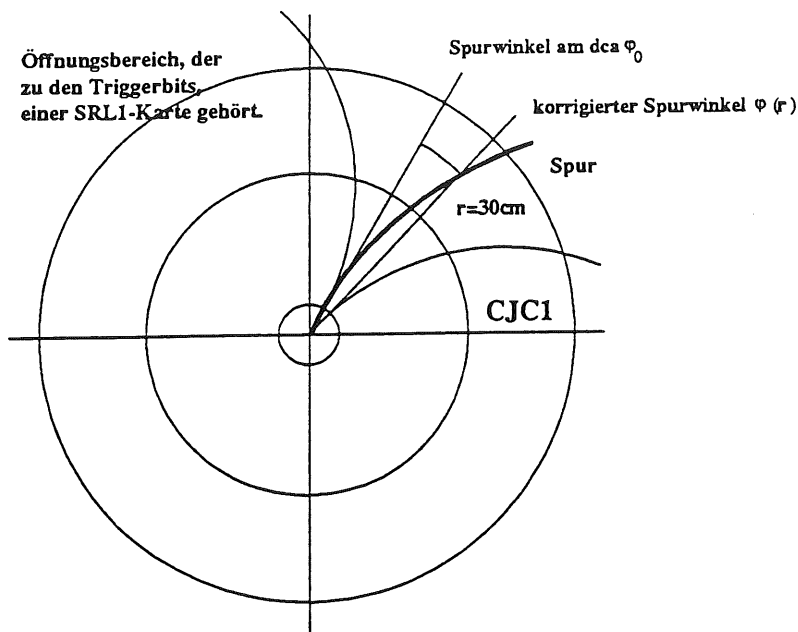


Abb. 41: Methode zur Bestimmung der Winkeldifferenz zwischen rekonstruierter und gefundener Spur.

Der vom Trigger gefundene Spurwinkel ist durch die Winkelauflösung der 210 Triggerbits gegeben. Der Trigger zählt Spuren in 15 Winkelintervallen, siehe Kap 2. Als Spurwinkel wurde die Mitte des von einer SRL1-Karte überdeckten Φ -Intervalls genommen. Abb. 41 illustriert die Winkelverschiebung. Die Triggereffizienz ist der Quotient aus den vom Trigger gefundenen Spuren und den aus der Rekonstruktion selektierten Spuren.

B) Bestimmung der Triggereffizienz für eine einzelne geladene Spur in der CJC als Funktion des Transversalimpulses

In diesem Abschnitt wird die Triggereffizienz für eine einzelne geladene Spur als Funktion des Transversalimpulses bestimmt. Dazu werden isolierte Spuren in der Jetkammer mit dem vorher beschriebenen Spurkriterium selektiert, wobei der Schnitt auf den Transversalimpuls auf $100\text{MeV}/c$ gesenkt wurde. Als zweiter Schritt wurden, um gleichverteilten Untergrund abzuziehen, Histogramme der Winkeldifferenz zwischen gemessener Spur und im Trigger gefundener Spur aufgebaut. Die Transversalimpulsintervalle haben eine Breite von $50\text{MeV}/c$, und überdecken den Bereich zwischen

200MeV/c und 1GeV/c. Diese Histogramme sind in Abb. 42 für von der Triggerhardware gefundene Spuren dargestellt.

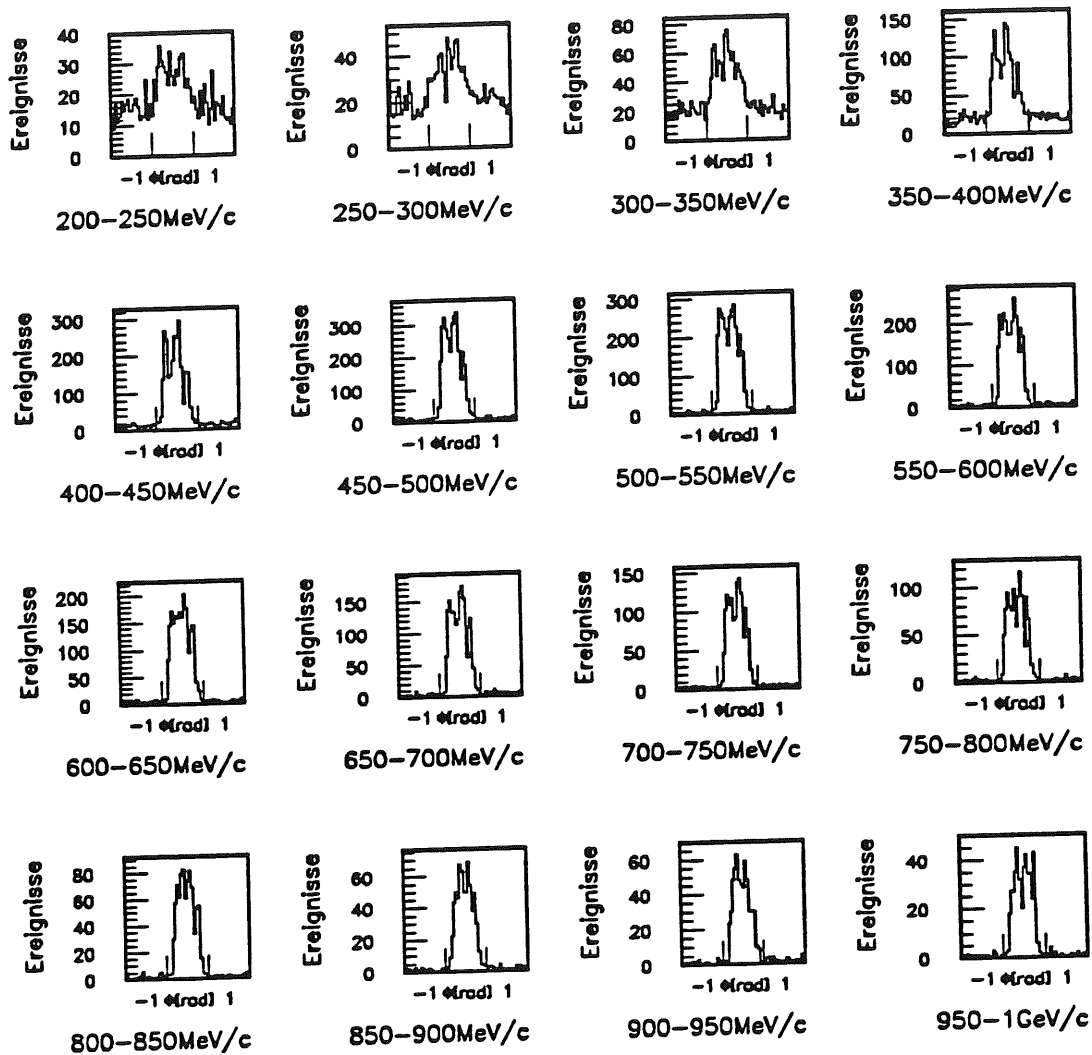


Abb. 42: Winkeldifferenz zwischen selektierten Spuren und mit der Triggerhardware gefundenen Spuren für 50MeV/c breite Impulsintervalle zwischen 200MeV/c und 1GeV/c.

Jedes der Histogramme liefert für ein Transversalimpulsintervall die Trigger-effizienz. Deutlich erkennbar erscheint ein Bereich um Null, in dem die rekonstruierten Spuren mit dem vom Trigger gefundenen Spuren übereinstimmen. Die Breite dieser Spitze gibt eine grobe Abschätzung für die Winkelauflösung des Triggers. Nach der Subtraktion des mittleren Untergrundes, der durch die Raten in den umgrenzenden Bereichen gegeben ist, wird der verbleibende Anteil im Überdeckungsbereich als Anzahl korrekt gefundener Spuren interpretiert. Der Quotient dieser Zahl mit der

Gesamtanzahl der Spuren wird für jedes Impulsintervall berechnet und stellt die Triggereffizienz in Abhängigkeit des Transversalimpulses dar, siehe Abb. 43.

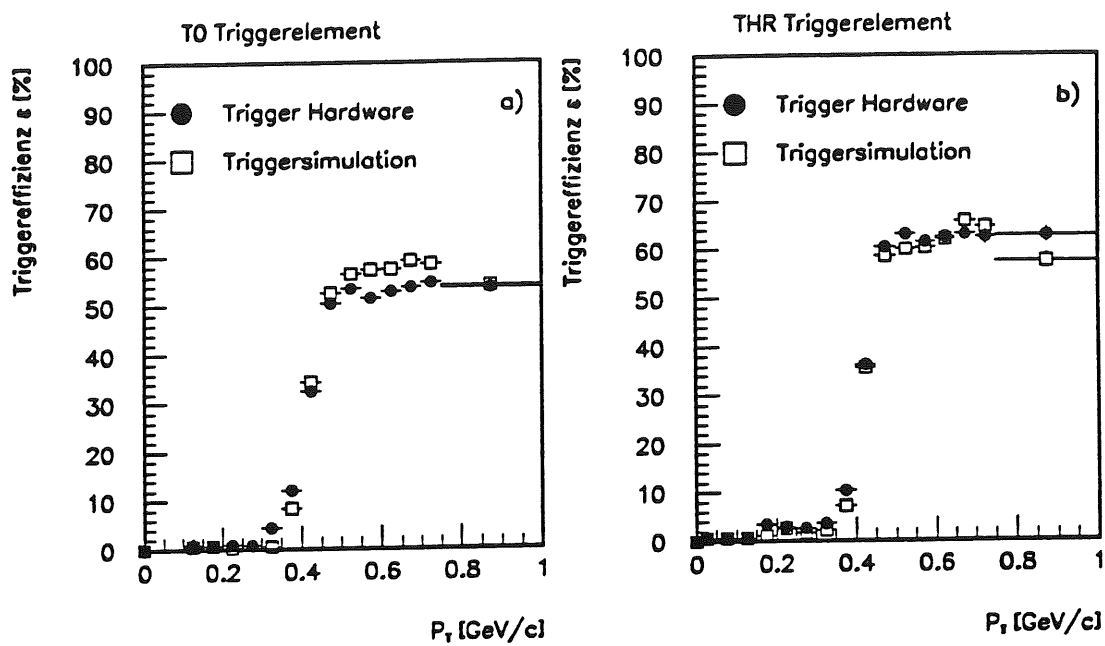


Abb. 43: Triggereffizienz als Funktion des Transversalimpulses für das T0-Triggerelement a) und THR-Triggerelement b), jeweils für die Hardware und den simulierten Trigger getrennt dargestellt.

Die Triggereffizienz des DCRΦ-Trigger als Funktion des Transversalimpulses ist in Abb. 43 a) für das T0-Triggerelement und in Abb. 43 b) für das Multiplizitätstriggerelement THR dargestellt. Die offenen Quadrate stellen das Ergebnis der Simulation des Triggers dar.

Die Simulation verwendet die in der Driftkammer gemessenen und im FADC-System abgespeicherten Pulse. Der Einfluß der Diskriminatoren wird durch einen Schnitt auf die gemessene, deponierte Ladung berücksichtigt. Unter diesem Gesichtspunkt läßt sich eine erstaunlich gute Übereinstimmung zwischen simulierter und gemessener Triggereffizienz feststellen. Die Diskrepanz in den T0-Triggerelement Spektren spiegelt die Empfindlichkeit dieses Triggerelements gegenüber Kammerfehlern wieder.

| Bereich | Triggereffizienz der DCR Φ - Triggerhardware |
|--------------------|--|
| T0-Triggerelement | 56.2% \pm 0.5% |
| THR-Triggerelement | 62.5% \pm 0.5% |
| THR-positiv | 62.9% \pm 0.6% |
| THR-negativ | 61.5% \pm 0.8% |
| T0-positiv | 55.5% \pm 0.6% |
| T0-negativ | 58.7% \pm 0.8% |

Tabelle 11: Zusammenfassung der Plateauwerte der Triggereffizienz des DCR Φ -Triggers. Für die Triggereffizienz wurde über den Azimuthwinkel gemittelt. Bei der Fehlerangabe handelt es sich um dem statistischen Fehler.

Eine signifikante Größe, die sich aus den Histogrammen ableiten läßt, ist der Plateauwert, gemittelt über den Azimuthwinkel ϕ . Wie die verschiedenen Histogramme zeigen, läßt sich keine signifikante Abhängigkeit im Akzeptanzbereich $p_T > 450 \text{ MeV}/c$ bezüglich des Transversalimpulses feststellen. Der Einfluß der vorgegebenen empirischen Verteilung ist also gering und die Integration darf mit der Quotientenbildung vertauscht werden. Der Plateauwert darf also auch als Quotient aller gefundenen Spuren über rekonstruierten Spuren gebildet werden, die die folgenden Bedingungen erfüllen:

- lange geladen Spuren,
- Transversalimpuls größer als $450 \text{ MeV}/c$,
- dca kleiner 1 cm ,
- und $\Delta\phi < 0.3 \text{ rad}$.

In Abb. 44 sind die Ergebnisse von Abb. 43, getrennt nach Ladungsvorzeichen, aufgeschlüsselt. Die Triggereffizienz ist für das T0-Triggerelement ca. 4% größer für negative Spuren als für positive Spuren, für das THR-Triggerelement ist der Unterschied kleiner, siehe Tabelle 11. In Abschnitt D) wird weiter auf diesen Unterschied eingegangen.

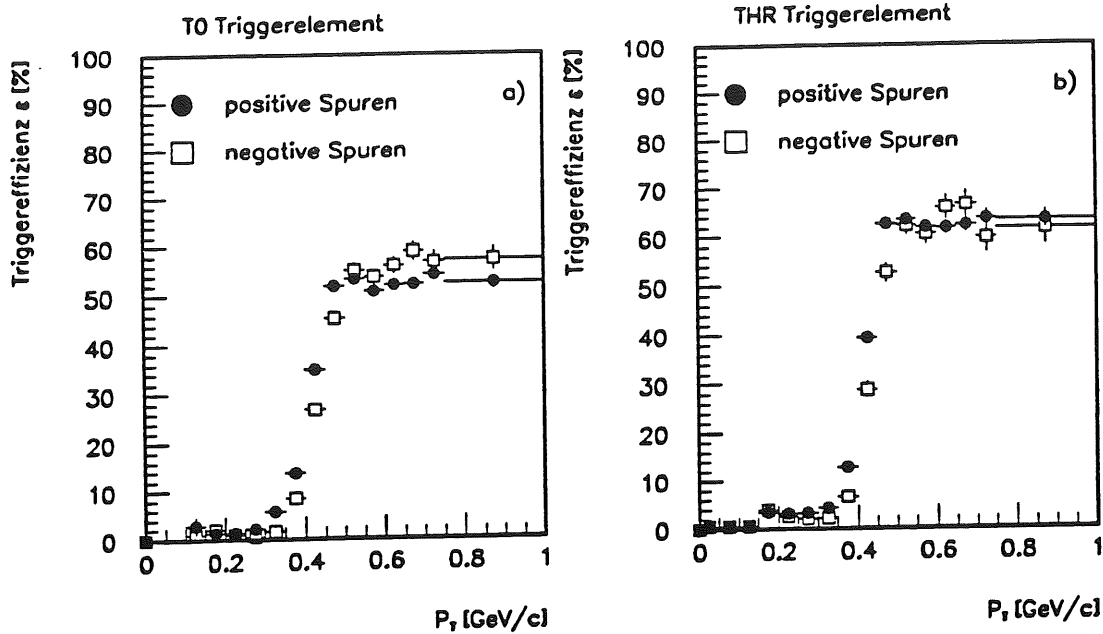


Abb. 44: Triggereffizienz für das T0- (a) und THR-Triggerelement (b), als Funktion des Transversalimpulses, jeweils getrennt nach Ladungsvorzeichen der Spuren.

In die hier beschriebenen Triggereffizienzen gehen alle Ineffizienzen, die in Abschnitt H) beschrieben werden, ein. Insbesondere auch diejenigen der Kammer. Verlangt man nicht, daß die Spuren isoliert sind, erhält man eine Triggereffizienz, die etwa 5% höher liegt. Die Abbildungen 43 und 44 zeigen, daß das Designziel, einen Trigger mit scharfer Transversalimpulsschwelle zu bauen, erreicht wurde. Die Triggereffizienz steigt zwischen $350\text{--}450\text{ MeV}/c$ von unter 5% auf den maximalen Wert an.

C) Die Intervallbreite der verschiedenen Impulsbereiche des Triggers

In Abb. 45 ist die Triggereffizienz für die 4 Transversalimpulsintervalle dargestellt. Deutlich ist die Trennung zwischen hohen und niedrigen Impulsen zu erkennen. Man sieht ebenfalls den erwarteten Überlapp, der zwischen den Bereichen für großen Transversalimpuls und kleinen Transversalimpuls auftritt. Der Überlappungsbereich liegt zwischen $650\text{ MeV}/c$ und $950\text{ MeV}/c$. Es gibt eine Untergrundtriggereffizienz von etwa 5% für kleine Transversalimpulse und 10% für die großen Transversalimpulse. Die Ursache für die Überdeckung und die Untergrundtriggereffizienz liegt einerseits im Design der Triggerstraßen. Die Parameter für diese wurden nicht von außen vorgegeben, sondern, um ein robustes Verhalten zu garantieren, an die Geometrie der Kam-

mer angepaßt. Andererseits tragen die Verwendung der 4 aus 5 Logik und der 'jitter' und 'walk' der Signale von der Kammer bis in die Triggerlogik zum Untergrund bei.

Zusätzlich wurde analysiert, wie häufig der Trigger negative und positive Spuren verwechselt. In Abb. 46 sind dazu nochmals die Triggereffizienzen der einzelnen Impulsintervalle als Funktion des Transversalimpulses gezeigt. Die offenen Rauten zeigen die relative Triggereffizienz für die Spuren mit dem richtigen Ladungsvorzeichen an, die ausgefüllten Kreise stellen die dazugehörige relative Triggereffizienz für Spuren mit dem verkehrten Ladungsvorzeichen dar (Rauschen). Die offenen Quadrate zeigen die absolute Triggereffizienz der Spuren mit verkehrten Ladungsvorzeichen. Die relative Triggereffizienz beschreibt den Anteil von Spuren mit verkehrten bzw. richtigen Ladungsvorzeichen, bezogen auf alle Spuren, die der Trigger gefunden hat. Die Summe der relativen Triggereffizienzen ergibt also 100%.

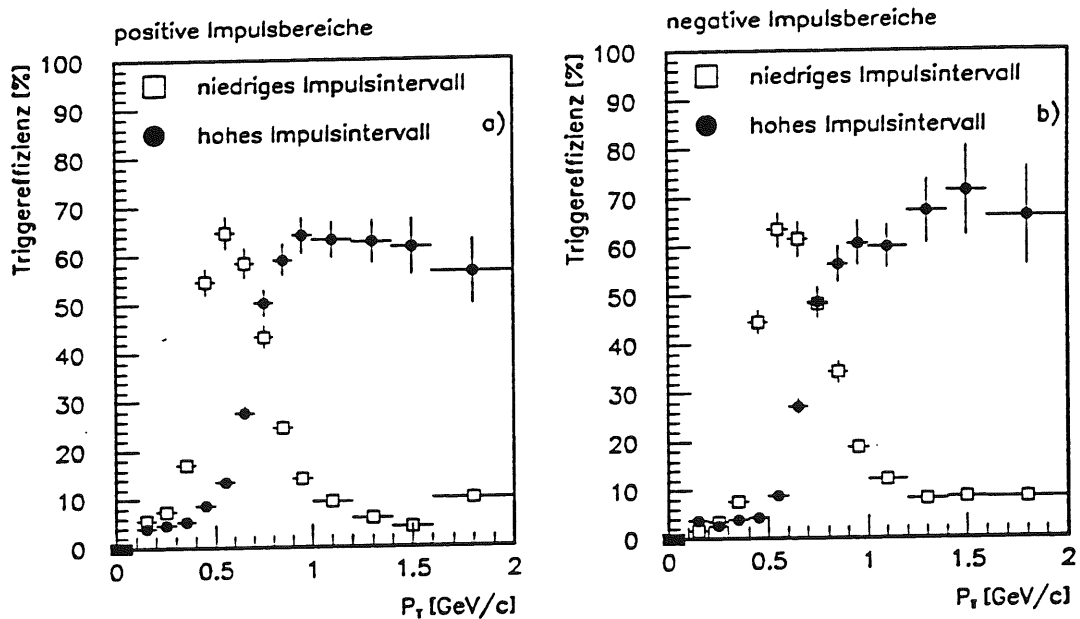


Abb. 45: Die Triggereffizienz als Funktion des Transversalimpulses für die 4 Impulsintervalle des Triggers.

In den Transversalimpulsbereichen, für den die Masken erzeugt wurden, ist das Rauschen von Spuren mit verkehrtem Ladungsvorzeichen sehr klein. Es triggern jedoch Spuren, die außerhalb des Transversalimpulsbereiches liegen, für den die Masken erzeugt wurden. Um dies zu verstehen, muß man sich vor Augen halten, daß die Breite der Masken am nominellen Wechselwirkungspunkt ca. 4cm ist, (siehe Abschnitt F). Es ist möglich, Spuren mit einer dca von 1cm , in Masken für das andere Ladungsvor-

zeichnen, bei einem anderen Impuls einzupassen. Für große Transversalimpulse gehen die relativen Wahrscheinlichkeiten gegen 50%, d.h. der Trigger kann die Spuren nicht nach ihrem Ladungsvorzeichen unterscheiden. Die Quadrate stellen die absolute Triggereffizienz für die verkehrten Spuren dar. Diese Kurve ist also mit der Effizienzkurve aus Abb. 43 zu vergleichen. Die absolute Untergrundtriggereffizienz für Spuren mit verkehrtem Ladungsvorzeichen beträgt nur einige Prozent. Faltet man jedoch diese Wahrscheinlich mit der Häufigkeit mit der Spuren auftreten, stellt man fest, daß Spuren mit niedrigem Transversalimpuls die größte Quelle für Untergrund sind.

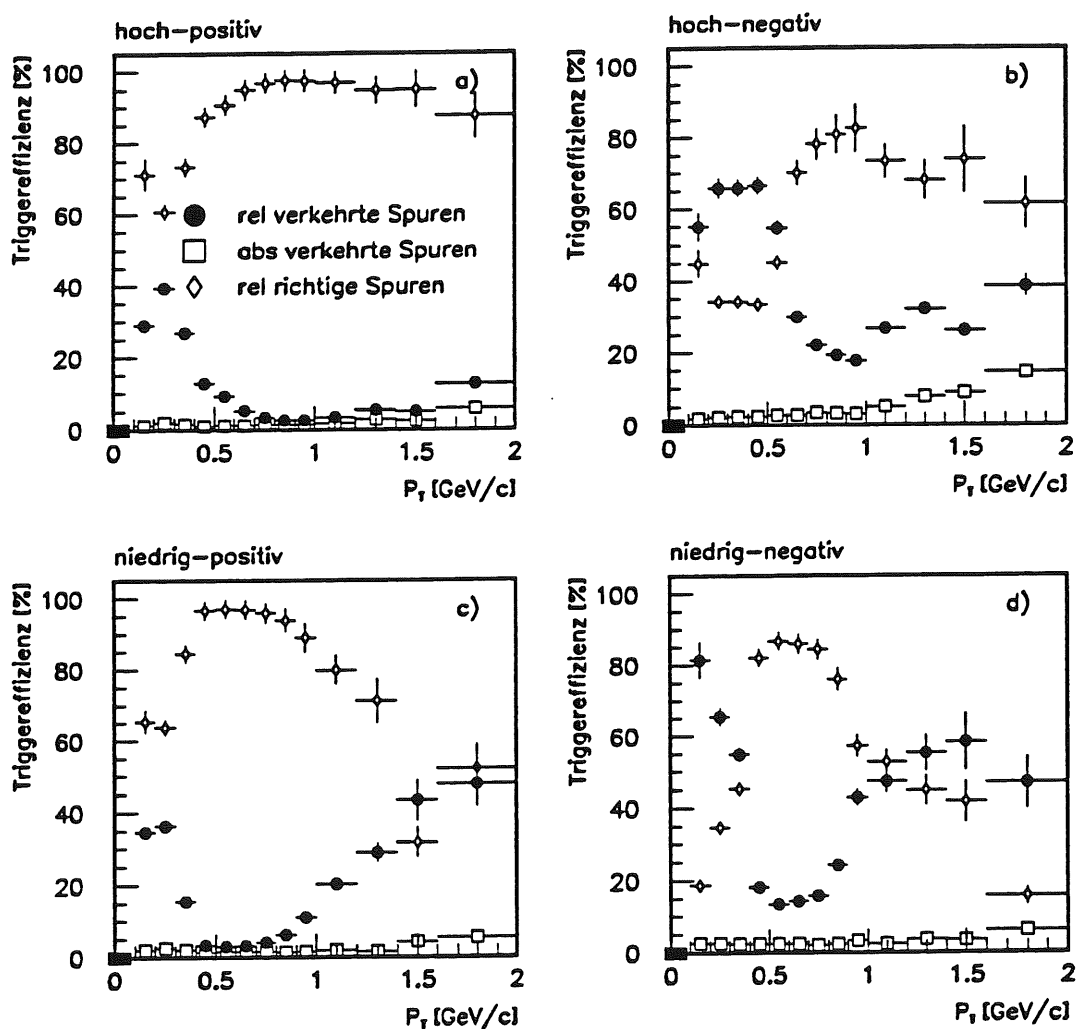


Abb. 46: Anteil von Spuren verkehrter Ladung in den vier Triggerimpulsintervallen.

D) Unterschied der Triggereffizienz zwischen positiven und negativen Spuren

Um eine Bevorzugung eines bestimmten Vorzeichens zu verhindern, wurde beim Design des Triggers Wert darauf gelegt, die Triggereffizienz für negative und positive Spuren oberhalb der Impulsschwelle gleich zu halten.

Im Winkelbereich $\Phi \in [-2, -1] \text{rad}$ treten keine Kammerfehler auf, siehe Abb. 53 in Abschnitt H). In Abb. 48 ist das Verhältnis der Triggereffizienz positiver zu negativer Spuren aus diesem Winkelbereich als Funktion des Transversalimpulses abgebildet. Das Verhältnis der Triggereffizienzen von positiven zu negativen Spuren ist ab einem Transversalimpuls von etwa $450 \text{ MeV}/c$ etwas kleiner 1, d.h. negative Spuren haben eine leicht höhere Triggereffizienz als positive. Für kleine Transversalimpulse ist die Triggereffizienz für positive Spuren viel größer als für negative.

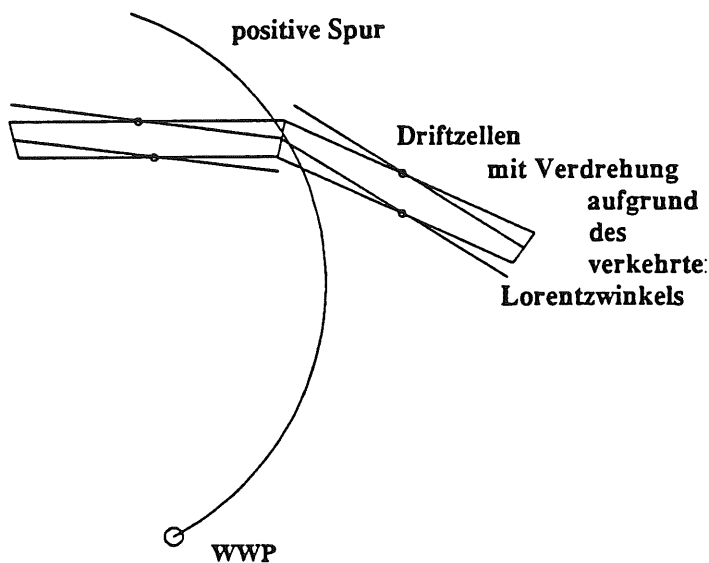


Abb. 47: Positive Spuren können durch einen zu großen Lorentzwinkel Zellgrenzen passieren ohne Signale für den Trigger zu liefern.

Die Ursache der größeren Triggereffizienz bei kleinen Transversalimpulsen liegt in den Masken begründet. Die Masken für positive Spuren laufen bei großen Krümmungsradien stückweise parallel zur Signaldrahtebene. Es ist daher einfacher Spuren dort hineinzulegen, und es ist leichter von Spiegelpunkten der Spur zu partizipieren, d.h. diese Masken sind wahrscheinlicher als Masken für negative Spuren im gleichen Transversalimpulsintervall, die die Zellen kreuzen. Bei zunehmenden Transversalimpuls treten auch für positive Spuren mehr Zellübergänge auf. Da der Lorentzwinkel nicht mit

dem Designlorentzwinkel übereinstimmte⁵⁵, tritt eine Asymmetrie beim Zellübergang zwischen positiven und negativen Spuren auf. Von positiven Spuren können im Gegensatz zu negativen Spuren beim Zellübergang Signale verloren gehen. Dadurch sind negative Spuren leicht bevorzugt, siehe Abb. 47. Der Lorentzwinkel betrug während der Laufperiode 1992 in etwa 45° , während der Design Wert 35° beträgt.

Betrachtet man nicht nur den Winkelbereich von $\Phi \in [-2, -1] \text{rad}$ so stellt man fest, das positive Spuren immer eine höhere Triggereffizienz als negative haben. Das liegt in der Tatsache begründet, daß negative Spuren im Mittel mehr Zellen kreuzen und somit anfälliger auf Kammer und Verkabelungsineffizienzen sind.

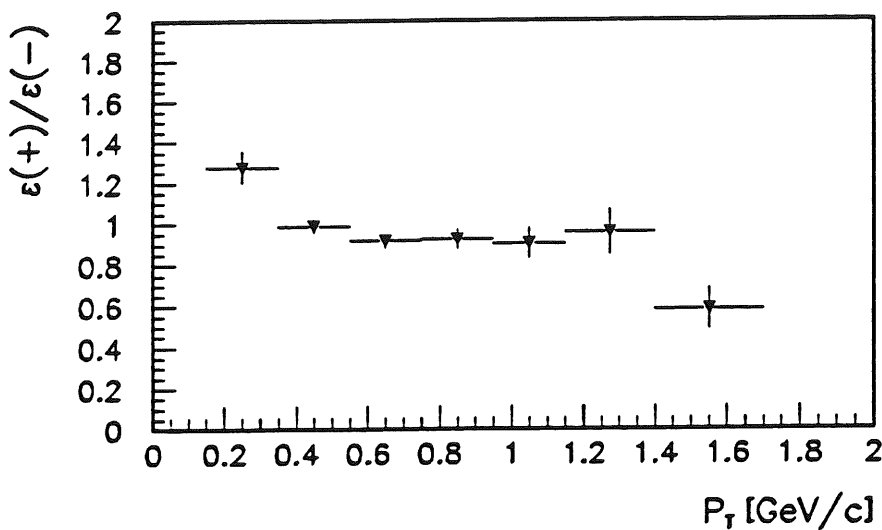


Abb. 48: Verhältnis der Triggereffizienz von positiven zu negativen Spuren im Azimutwinkelbereich $\Phi \in [-2, -1] \text{rad}$ als Funktion des Transversalimpulses.

E) Mehrfaches Zählen von Spuren

Aufgrund des Maskendesigns kommt es vor, daß Spuren mehrmals gezählt werden ('double counting'). In Abb. 49 sind die Triggerhäufigkeiten als Funktion der Spurmultiplizität für isolierte Spuren und für vom Trigger gefundene Spuren aufgetragen. Es ist zu sehen, daß auch bei isolierten Spuren, deren maximale Multiplizität wegen des Isolationskriteriums 5 ist, der Trigger bis zu Multiplizitäten von 15 kommen kann. Zum Vergleich werden Exponentialfunktionen angepaßt. Für die isolierten, rekonstruierten

⁵⁵wegen des nicht-brennbaren Kammergases

Spuren erhält man als Parameter der Exponentialfunktion einen Wert von 2.3. Für den Trigger resultiert ein Wert von 0.65. Daraus ergibt sich ein Faktor 2 um den der Trigger die Multiplizität im Mittel überbestimmt. Dieses mehrfache Zählen von Spuren liegt in der Maskenerzeugung begründet. Es ist nicht vermeidbar, wenn die $p_T\Phi$ -Ebene völlig mit Triggerstraßen abgedeckt werden soll.

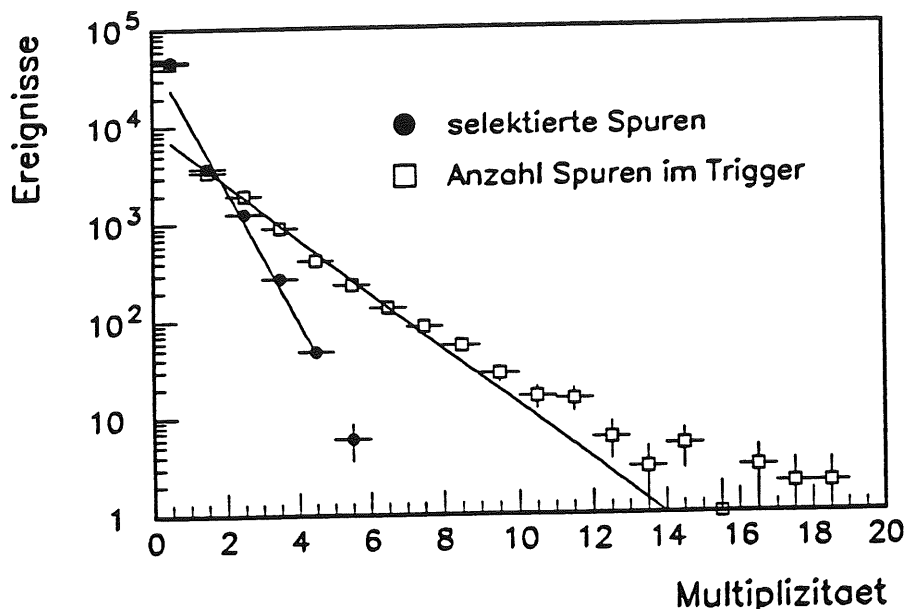


Abb. 49: Triggerhäufigkeit als Funktion der Spurmultiplicität für isolierte Spuren.

F) Die Einschränkung des Wechselwirkungspunktes in der $r\Phi$ -Ebene durch den DCR Φ -Trigger

Nun soll der Schnitt, mit dem der Trigger ep-Ereignisse selektiert, illustriert werden. Die Wirkungsweise des DCR Φ -Triggers beruht auf der Einschränkung des Wechselwirkungspunktes in der $r\Phi$ -Ebene. In den Histogrammen von Abb. 50 wird der Schnitt des DCR Φ -Triggers auf die Wechselwirkungsregion gezeigt.

In Abbildung 50 a) wird die Verteilung, der durch das Spurkriterium selektierten Spuren gezeigt. Dabei wurde das dca -Kriterium auf $|dca| < 10.0cm$ erweitert. Die darin enthaltenen Spuren entsprechen etwa 10% der gesamten rekonstruierten Spuren des Datensatzes. In Abb. 50b) ist die Triggereffizienz als Funktion des Spurparameters dca gezeigt.

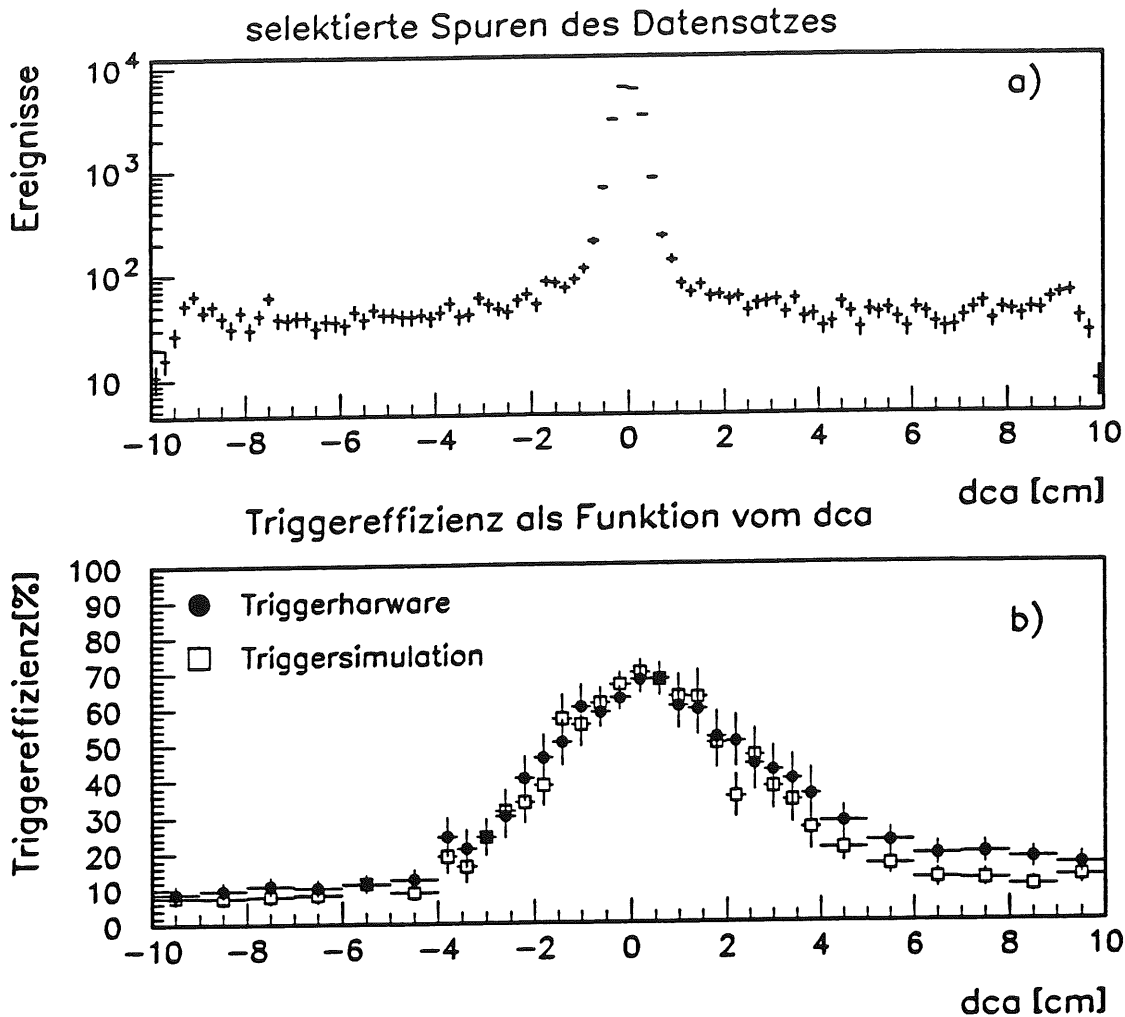


Abb. 50 a) und b): Schnitt des Triggers auf den kleinsten Abstand zum Wechselwirkungspunkt (dca). Abb. 50 a) zeigt die gesamten rekonstruierten Spuren. Abb. 50 b) stellt die Triggereffizienz als Funktion des dca dar.

Der Schnitt auf den Wechselwirkungspunkt zeichnet sich durch eine Effizienzverteilung mit einer Fußbreite von $\pm 4\text{cm}$ aus. Die Triggereffizienz für $|dca|$ größer 4cm beträgt etwa 10%. Sie ist für negative dca etwas kleiner als für positive dca . Dieser Effekt liegt in der Asymmetrie der Jetkammer und der Definition des Vorzeichens der dca begründet. Untersucht man die dca Breite in Abhängigkeit der vier Triggerimpulsintervalle stellt man fest, daß sie für die vier Intervalle gleich ist. Das Designkriterium des Triggers, die Wechselwirkungszone in der $r\Phi$ -Ebene einzuschränken, wurde also erfüllt.

G) Die Messung der Verzögerungskurve

Besondere Bedeutung für die Triggereffizienz des Triggers hat die Phase zwischen HERA-Takt und Triggertakt, da die Triggereffizienz stark von der richtigen Einstellung abhängt. Deswegen mußte der Trigger bevor er die Arbeit aufnahm, bezüglich des HERA-Taktes justiert werden. Für diese Justierung der Phase wurden spezielle H1-Testläufe genommen, in denen der Triggertakt gegenüber dem Maschinentakt verschoben wurde.

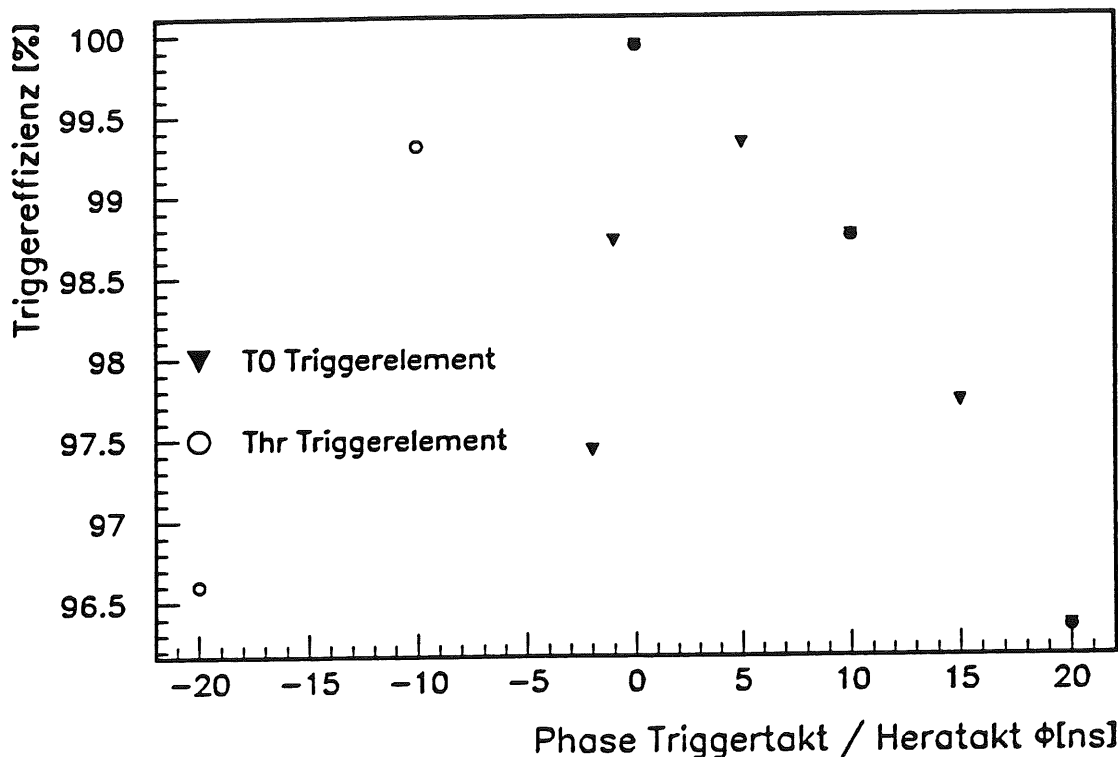


Abb. 51: Simulierte Triggereffizienz für die Triggerelemente T0 und THR [JR90].

Der DCR Φ -Trigger zeigt in der Simulation für validierte Triggerstraßen eine starke Abhängigkeit der Triggereffizienz von der Phase zum HERA-Takt. In Abb. 51 werden die Simulationsergebnisse der Triggereffizienz gegenüber der Phasenverschiebung dargestellt. Es gibt einen steilen Abfall für Phasen bei denen die Spur zu früh bezüglich des Triggers erzeugt wird [JR90]. Die Simulation wurden mit einzelnen Myonen, die in Krümmungsradius und Azimuthwinkel gleich verteilt generiert wurden, gemacht.

Dieses Verhalten ist durch die Koinzidenz der Triggerstraßen mit dem Referenzbit erklärbar. Die typische Driftzeit der Lawinen, von Spuren, welche die Signaldrahtebene

kreuzen, ist kleiner als $50ns$. Kommt eine Spur zu früh, wird das Referenzsignal mit hoher Wahrscheinlichkeit im Synchronisationsschritt der vorhergehenden Strahlkreuzungszeit zugeordnet. Wegen der nicht maskierbaren Koinzidenz mit dem Referenzbit, kommt es sofort zu einer Ineffizienz. Das heißt, die Phase des Synchronisationstaktes des Triggers muß so eingestellt werden, daß man für das T0- Triggererelement auf dem kleinen Plateau im Maximum der Triggereffizienz sitzt.

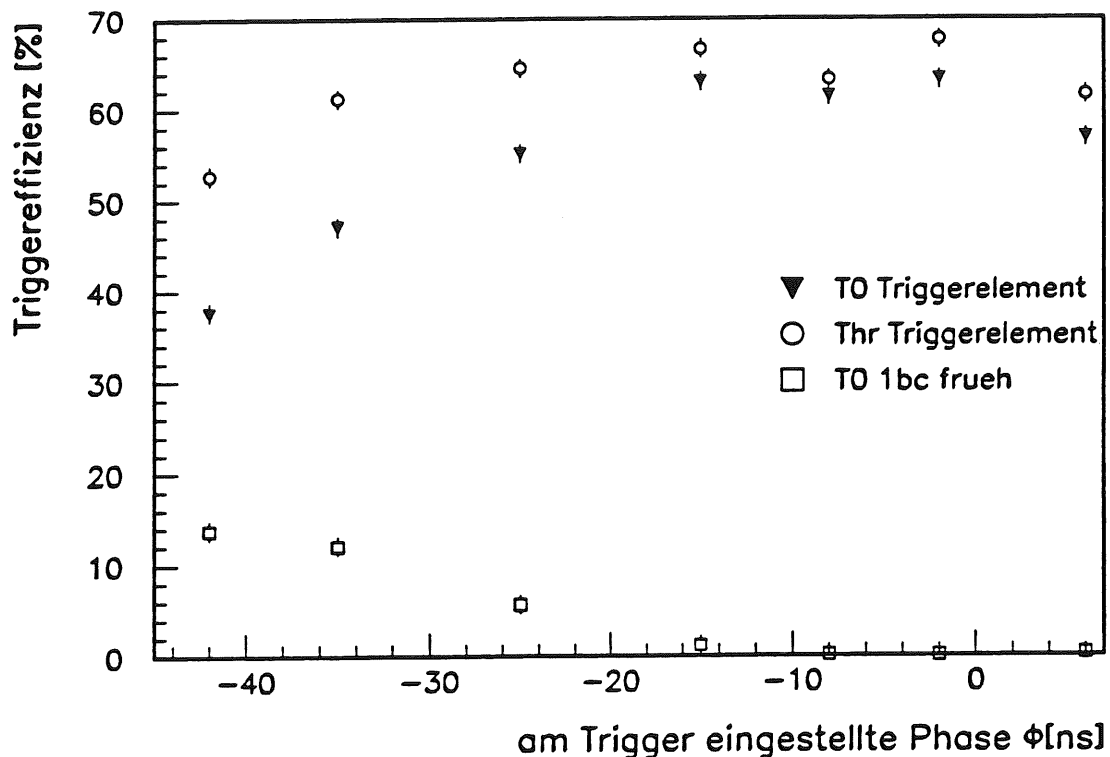


Abb. 52: Gemessene Triggereffizienz für die Triggererelemente T0 und THR als Funktion der Phase zwischen Triggertakt und HERA Maschinentakt.

Abb. 52 zeigt das Meßergebnis aus den H1 Testläufen 34422-34429 und 35517-3525. Ein Fehler in der Programmierung eines Schieberegisters wurde zwischen diesen beiden Sätzen von Läufen korrigiert. Deswegen wurden die Meßpunkte, die vorher genommen wurden, mit einem Faktor skaliert. Dieser Faktor ist der Quotient der Triggereffizienzen vor und nach dem Wechsel des Xilinx-Programms, bei einer festen Phase ($-25ns$). Die Triggereffizienz war nach der Änderung etwa 7% höher.

Die drei Kurven zeigen die Triggereffizienz für die Triggererelemente $DCR\Phi$ -T0 und $DCR\Phi$ -THR für die richtige Strahlkreuzungszeit und für das $DCR\Phi$ -T0 Triggererelement zusätzlich die Triggereffizienz für eine um einen Taktzyklus zu frühe Strahlkreuzungs-

zeit. Vergleicht man die Messung des Triggers mit der Simulation, ist das Plateau für das THR-Triggerelement genauso flach, jedoch ist der Abfall für das T0-Triggerelement weniger steil. Die Gründe dafür liegen im 'jitter' und 'walk' der Signale bis zum Synchronisator. Beide Effekte verwischen das Zeitsignal. Weiter ist die mittlere Multiplizität in der Jetkammer größer als eins. Deswegen ergibt sich in der Realität ein viel kleinerer Effekt als in der Simulation.

Während bei einem richtig eingestellten Trigger die Triggereffizienz für zu frühe Strahlkreuzungszeiten fast Null ist, sieht man bei einer verschobenen Phase von -40ns eine Zunahme der Triggereffizienz für zu frühe Triggersignale. Die Summe aus beiden Effizienzen ergibt etwa die Plateau Triggereffizienz des DCR Φ -T0 Triggerelements.

H) Warum ist die Triggereffizienz nicht 100%?

Nachdem die Triggereffizienz nun bestimmt ist, wird in diesem letzten Abschnitt aufgezeigt, wieso der Trigger nicht die theoretisch errechnete Effizienz des Algorithmus von 99.5% erreicht. Dazu werden die Problemstellen der Kammer und der Triggerhardware diskutiert.

Abb. 53a) zeigt die Anzahl aller Spuren als Funktion des Azimuthwinkels Φ . Wenn die Kammern einwandfrei funktionieren würden, erwartet man eine flache Verteilung der Spuren in Φ . Die Einbrüche stammen von ganz toten oder teilweise ineffizienten Zellen der Kammer. Folgende Kammerdefekte sind bekannt:

CJC1: Zelle 15 und 16 halbe Pulshöhe.

CJC2: Zelle 0 und 1 tot.

Zelle 5 und 6 Drähte 24-31 tot.

Zelle 11 und 12 halbe Pulshöhe.

Zelle 19 und 20 zeitweise Hochspannungsprobleme. Aus der reduzierten Kathodenspannung folgt eine kleinere Driftgeschwindigkeit.

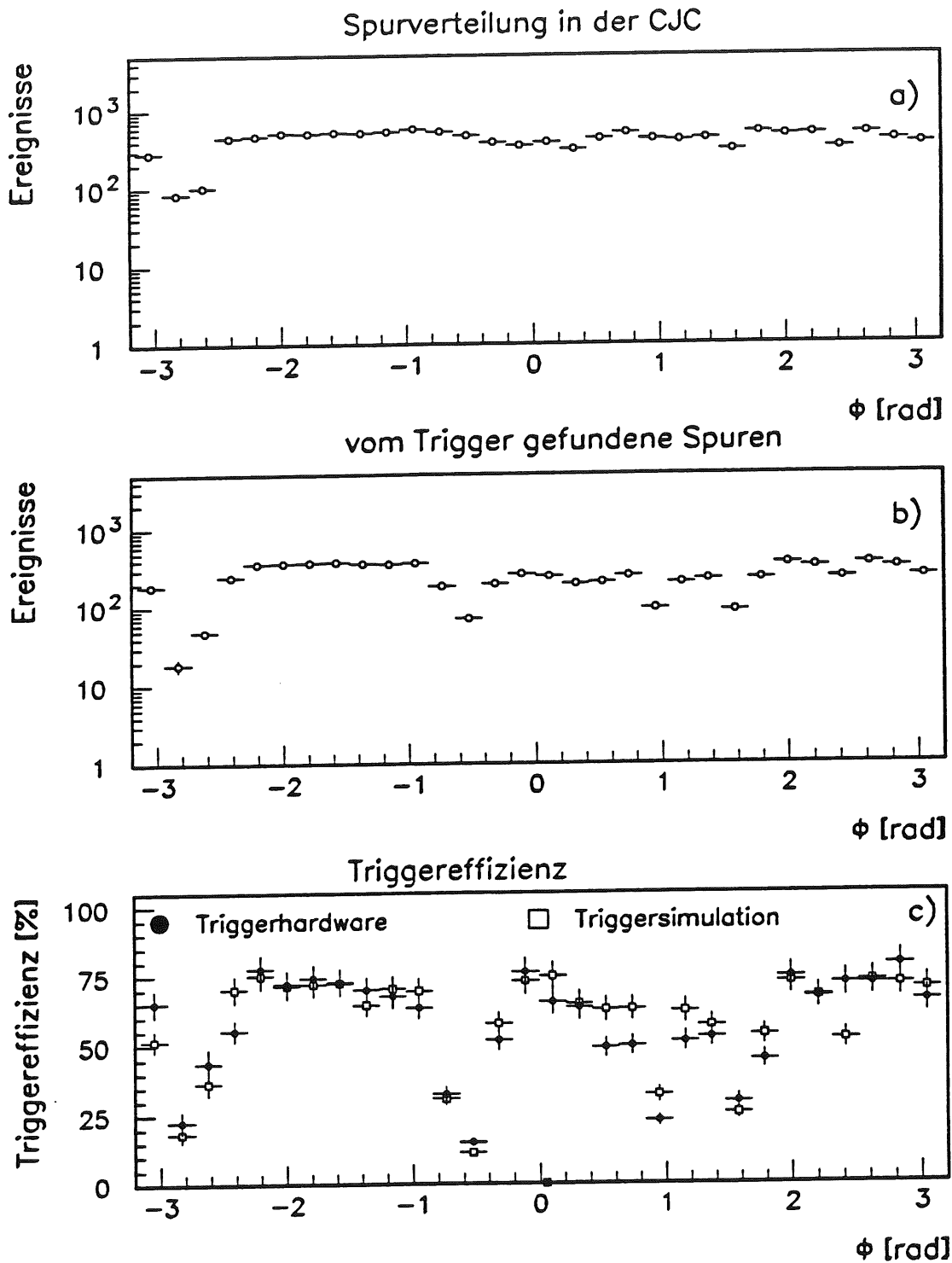


Abb. 53: Die Triggereffizienz als Funktion des Azimuthwinkels. Abbildung 53 a) zeigt die rekonstruierten Spuren, Abb. 53 b) die vom Trigger gefundenen Spuren. In Abb. 53 c) ist die Triggereffizienz für die Triggerhardware (volle Kreise) und den simulierten Trigger (offene Quadrate) aufgetragen.

Abb. 53 b) zeigt die Spuren, die der Trigger gefunden hat, als Funktion des Azimutwinkels Φ . Man sieht, daß sich die Kammerineffizienzen für den Trigger einschneidender auswirken als für die Spurrekonstruktion.

Eine tiefere Schwelle an den Diskriminatoren hatte keinen Anstieg der Triggereffizienz zur Folge. Deswegen sind für die kleinere Effizienz im wesentlichen Synchronisationseffekte verantwortlich. 'Jitter' und 'walk' der Signale vor dem Synchronisator haben zur Folge, daß Bits in verkehrten Schieberegisterpositionen stehen und deshalb eine Spur nicht die Bedingung einer Maske erfüllt. Weiter benutzt der Trigger weniger Signale als die Rekonstruktion (10 statt maximal 56), so daß ein Fehlen von Signalen stärker ins Gewicht fällt. Der Effizienzeinbruch im Bereich $\Phi \in [-1,0]rad$ ist nicht durch Kammerfehler zu erklären. Er konnte jedoch auf eine falsche Verkabelung zurückgeführt werden.

Abb. 53 c) zeigt die Triggereffizienz als Funktion des Azimutwinkels. Die Quadrate stellen die Resultate der Triggersimulation dar. Dort wo die Kammer einwandfrei funktioniert und keine Diskriminatorfehler gemacht wurden, liegt die Triggereffizienz etwa bei 80%. Die Simulation liefert vergleichbare Werte für die Triggereffizienz. Die gute Übereinstimmung von Simulation und gemessenen Resultaten, zeigt daß keine unvorhergesehenen Effekte aufgetreten sind.

Um abzuschätzen, wie groß der Einfluß von Synchronisationsfehlern auf die Triggereffizienz ist, wird jetzt die Triggerwahrscheinlichkeit als Funktion der Trefferwahrscheinlichkeit p berechnet. Die Triggerwahrscheinlichkeit ϵ einer n aus m Logik läßt sich als Funktion der Trefferwahrscheinlichkeit p folgendermaßen schreiben:

$$\epsilon_m^n = \sum_{i=n}^m \binom{m}{i} p^i (1-p)^{m-i} .$$

Von den zehn verlangten Kammersignalen im Trigger dürfen je ein Signal der ersten Gruppe bzw. der zweiten Gruppe von fünf Signalen fehlen. Es gilt somit $\epsilon_{THR}(p) = [\epsilon_5^4(p)]^2$ für die Triggereffizienz der Triggerstraßen bzw. $\epsilon_{T0}(p) = [\epsilon_5^4(p)]^2 * p$ für die Triggereffizienz der validierten Triggerstraßen. Für den Trigger tragen zu der Trefferwahrscheinlichkeit p die Einzeldrahteffizienz der Jetkammer, die Diskriminatoreffizienz und die Synchronisationseffizienz, die aus 'jitter' und 'walk' der Signale bis zum Synchronisator herrühren, bei. In Abb. 54 ist die theoretische Abhängigkeit der Triggereffizienz der Triggerstraßen bzw. der validierten Triggerstraßen von der Trefferwahrscheinlichkeit illustriert. Die Abschätzung für die Treffer-

wahrscheinlichkeit ist 90%-95%. Damit erhält man ca. 90% Triggereffizienz für das THR- Triggerelement, also 10% Effizienzverlust.

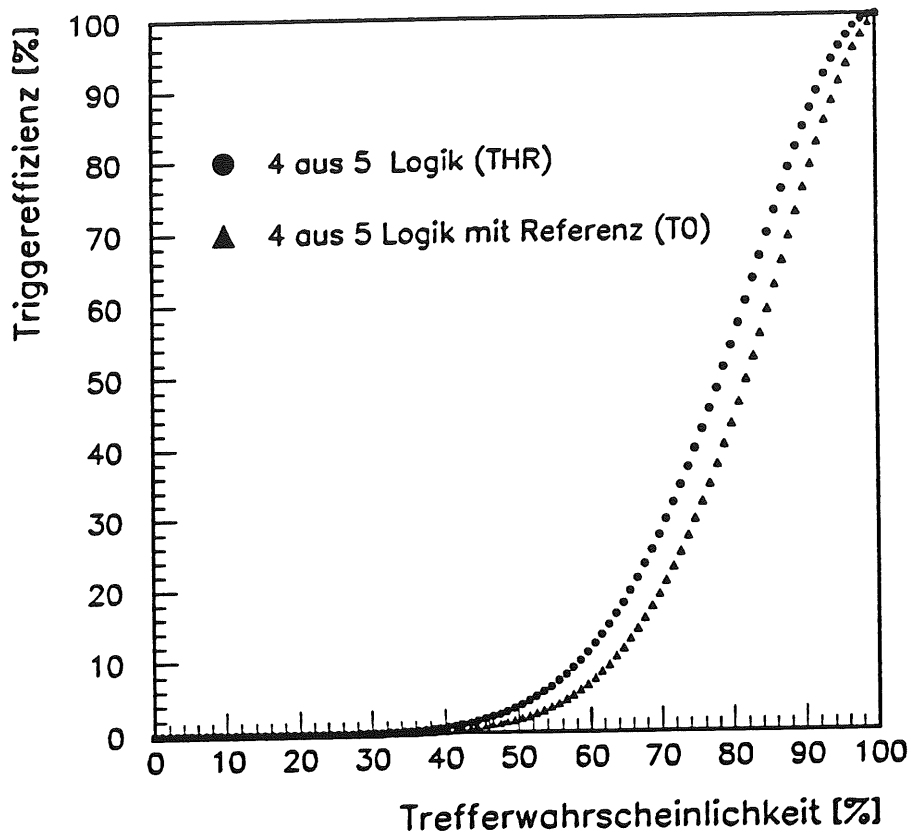


Abb. 54: Triggereffizienz als Funktion der Trefferwahrscheinlichkeit:
 $\epsilon_{THR}(p) = [\epsilon_5^4(p)]^2$ und $\epsilon_{T0}(p) = [\epsilon_5^4(p)]^2 * p$.

Vergleicht man die maximale Triggereffizienz, die im Winkelbereich $\Phi \in [-2, -1] rad$ bei 75% liegt, siehe Abb. 53 c), mit der theoretischen Triggereffizienz von 99% stellt man eine Einbuße von 24% fest. Die 24% Effizienzeinbuße teilen sich folgendermaßen auf: 8% Effizienzverlust folgen aufgrund von systematischen Hardwarefehlern, etwa 5% Effizienzverlust folgen aus der Fehlanpassung des Triggeralgorithmus an die Driftgeschwindigkeit und etwa 10% Effizienzverlust resultieren aus der einzelnen Trefferwahrscheinlichkeit.

In Tabelle 12 sind die oben beschriebenen Effekte, die die Triggereffizienz im gesamten Azimuthwinkelbereich senken, nochmals zusammengefaßt. Diese Ineffizienz ist in guter Übereinstimmung mit der gemessenen Triggereffizienz einer einzelnen Spur von etwa 62.5%.

| Effekt | Effizienz |
|---|-----------|
| Hard- und Software Fehler, siehe Kapitel 5.1 | 8% |
| Kammerfehler in CJC 1 und 2 | 10% |
| Falsche Verkabelung | 7% |
| Trefferwahrscheinlichkeit (siehe Abb. 54) | 10% |
| Fehlanpassungen des Algorithmus aufgrund der unbekannt Parameter v_{Drift} und ϕ_{Lor} | 5% |
| Summe der Ineffizienzen | 40% |

Tabelle 12: Zusammenfassung der Ineffizienzen, die beim DCR Φ -Trigger auftreten.

I) Zusammenfassung der Triggeranalyse

Nach zwei Jahren Bau- und Entwicklungszeit und einem Jahr Installationszeit des Triggers in der Halle Nord am H1-Experiment, lieferte der DCR Φ -Trigger erste Resultate. In diesem Kapitel wurde zusammengefaßt wie gut der Trigger nach dieser Zeit für den Rest der Laufperiode 1992 funktioniert hat.

Zusammenfassend kann man sagen, daß der Trigger im Prinzip die Designziele erfüllt hat. Er zeichnet sich durch eine scharfe Impulsschwelle bei ca. $400\text{MeV}/c$ und durch einen Schnitt auf die dca mit einer Fußbreite von 4cm aus. Die mittlere Triggereffizienz für Spuren mit einem Transversalimpuls größer $450\text{MeV}/c$ ist 62.5% für das THR-Triggerelement und 56.2% für das T0-Triggerelement. Die Triggereffizienz in Winkelbereichen in den keine Hardware auftreten, ist 75% für das THR-Triggerelement.

Kapitel 6 Inklusive Teilchenverteilungen

Während die letzten Kapitel sich mit dem Trigger beschäftigten, behandelt dieses Kapitel inklusive Teilchenverteilungen, zu deren Messung der Trigger beigetragen hat, bzw. beitragen wird. Die inklusive Produktion von einzelnen Hadronen mit hohem transversalen Impuls, die bei der Kollision von Protonen mit quasi reellen Photonen, die von einem Elektronenstrahl emittiert werden, entstehen, ist ein interessanter Test des verbesserten QCD-Partonen-Modells. Generelle Charakteristiken von inelastischen ep-Streuungen werden untersucht. Dazu werden Resultate aus dem Transversalimpulsspektrum und der Multiplizitätsverteilung von geladenen Teilchen in der zentralen Jetkammer gezeigt. An Hand dieser Verteilungen werden die H1-Resultate mit den Resultaten anderer Experimente verglichen. Es wird gezeigt, daß es Anzeichen dafür gibt, daß sich ein Photon bei hohen Energien wie ein Hadron manifestiert.

6.1 Motivation für inklusive Teilchenverteilungen

Inklusive Teilchenverteilungen werden seit langer Zeit studiert, um generelle Eigenschaften der Hadronenstreuung zu beschreiben. Proton-Proton und e^+e^- -Wechselwirkungen sind charakterisiert durch einen Anstieg der Multiplizität geladener Teilchen pro Ereignis und des mittleren Transversalimpulses bei steigender Schwerpunktsenergie [UA1-90], [UA1-83] und [JADE83]. Mit HERA bietet sich nun die Möglichkeit, diese Ergebnisse mit der Photoproduktion in ep-Wechselwirkungen zu vergleichen.

Im Partonmodell ohne Gluonen würden alle primären Teilchen kollinear mit den virtuellen Photonen erzeugt werden. Transversalimpulse in Jets würden nur aus der Impuls-Ortsunschärfe der Quarks im Proton herrühren. Zeigen die Daten eine Erweiterung des Spektrums zu großen p_T , so ist dies ein Zeichen für die Abstrahlung von Gluonen, deren Transversalimpuls sich mit dem Transversalimpuls der Quarks aufhebt. Dieses Verhalten wurde von verschiedenen Experimenten in pp-Wechselwirkungen gemessen. Es bleibt die Frage zu beantworten, wie sich Photonen in γp -Reaktionen bei zunehmenden Energien verhalten.

Der totale Wirkungsquerschnitt von γp -Reaktionen kann folgendermaßen beschrieben werden:

$$\sigma_{tot} = \sigma_D + \sigma_{ND} = \sigma_{el} + \sigma_{sd} + \sigma_{dd} + \sigma_{ND}^{soft} + \sigma_{ND}^{hard}.$$

Die Komponente σ_D enthält Beiträge von der elastischen γp -Streuung, bei der ein Vektormeson erzeugt wird (z.B. $\gamma p \rightarrow \rho_0 p$), der einfachen 'diffraktiven' Dissoziation $\gamma p \rightarrow VM_x$ und $\gamma p \rightarrow M_x p$, sowie der doppelt 'diffraktiven' Dissoziation $\gamma p \rightarrow M_{x_1} M_{x_2}$. Der nicht 'diffraktive' Teil σ_{ND} kann in einen harten und einen weichen Anteil aufgespalten werden [H1-92]. Die Komponente σ_{ND}^{hard} liefert hauptsächlich Beiträge zu großen p_T , während σ_{ND}^{soft} Beiträge zu kleinem p_T liefert.

6.1 Ereignisselektion und Korrekturen

Die im folgenden beschriebene Analyse besteht aus drei Schritten. Im ersten Schritt werden Ereignisse selektiert. Diese Ereignisselektion geschieht zum einen im Trigger, d.h. 'online' und nicht widerrufbar. Zum anderen wird danach 'offline' durch Schnitte der Untergrund, der noch in den vom Trigger gefundenen Daten enthalten ist, reduziert. Im zweiten Schritt werden die Jetkammerspuren der selektierten Ereignisse gezählt. Die dazu angewandten Schnitte dienen dazu, qualitativ gute Spuren, die nicht aus der Primärwechselwirkung entstanden sind, zu unterdrücken. Der letzte Schritt ist der Übergang von den gezählten Spuren zum Wirkungsquerschnitt.

a) Daten- und Ereignisselektion: Der Photoproduktionsdatensatz von H1

Für die im folgenden beschriebenen Messungen wird der sogenannte γp -Datensatz, den H1 in der Laufperiode 1992 aufgenommen hat, benutzt, der ca. 21'000 Ereignisse enthält. Bei diesen γp -Reaktionen handelt es sich um Wechselwirkungen, bei denen das Elektron unter kleinem Winkel an einem Quark des Protons gestreut wird. Die gestreuten Elektronen werden im e-tag Kalorimeter gemessen. In Abb. 55 ist der Luminositätsmonitor, der aus Elektronendetektor und Photonendetektor besteht, dargestellt. Der Elektronendetektor benutzt den ersten Ablenkmagneten des Elektronenstrahls hinter H1, um gestreute Elektronen vom Strahl zu separieren und in das Kalorimeter abzulenken. Die Energieauflösung des e-tag Kalorimeters ist $\sigma(E)/E = 1\% \oplus 10\%/\sqrt{E}$ (E in GeV), die Ortsauflösung ist 0.3mm-1.2mm. Das e-tag Kalorimeter akzeptiert Elektronen mit Energien im Bereich $6\text{GeV} < E'_e < 24\text{GeV}$ und Polarwinkel kleiner 5mrad . Daraus resultiert ein Bereich von $0.2 < y < 0.8$ für den Energietransfer y . Für den Impulsübertrag bei diesen γp -Reaktionen ist $Q^2 < 10^{-2}\text{GeV}^2$, d.h. die Photonen sind quasi reell.

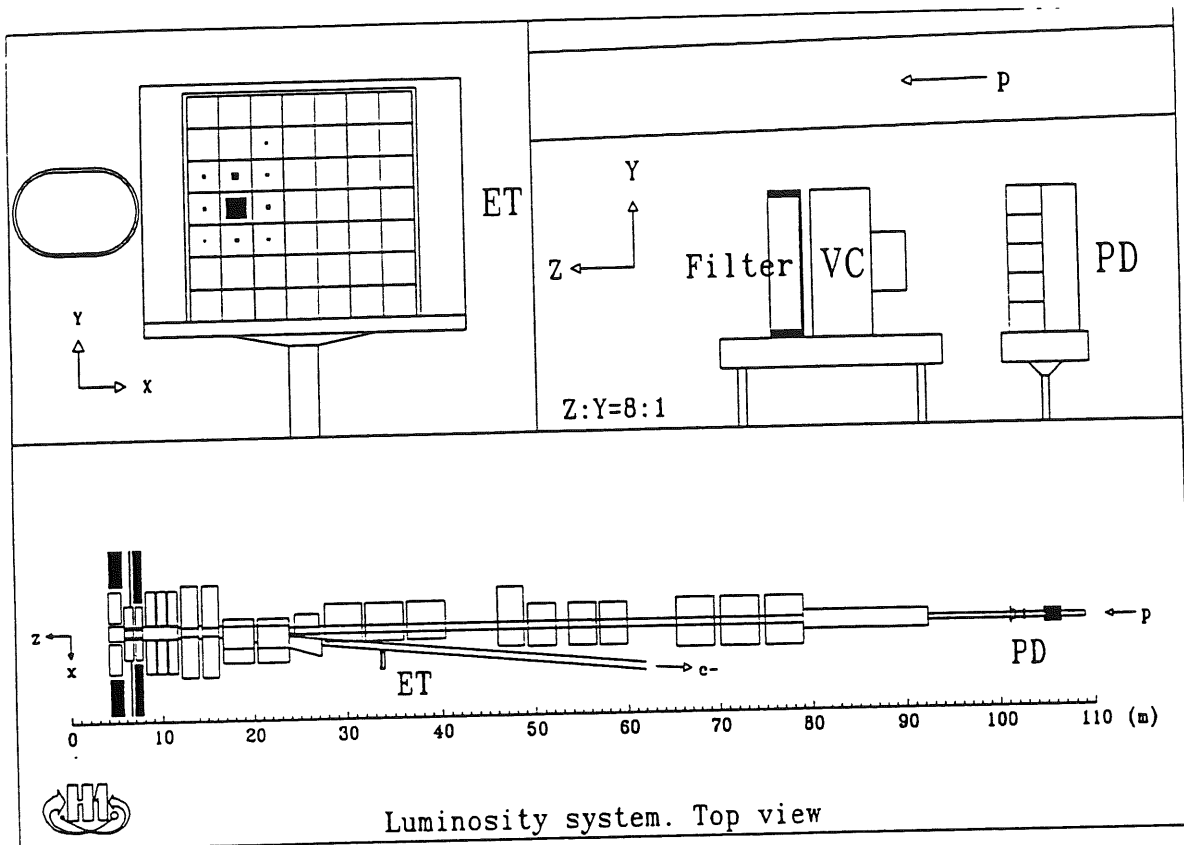


Abb. 55: Der Luminositätsmonitor von H1 mit Elektronendetektor (ET) und Photonendetektor (PD).

Selektionskriterien durch den Trigger: Auf Triggerstufe 1 werden die Ereignisse durch den e-tag Subtrigger⁵⁶ selektiert. Das Triggerkriterium für diesen Subtrigger ist:

- Die Energie im e-tag Kalorimeter muß größer als $E'_e > 4\text{GeV}$ sein. Um Untergrund aus Bremsstrahlungseignissen zu reduzieren, wurde weiter verlangt, daß die Energie im Photonendetektor kleiner als $E_\gamma < 2\text{GeV}$ war.
- Weiter wird ein gültiges t_0 -Signal des z-Vertex Triggers verlangt, d.h. mindestens ein 'ray' muß gefunden worden sein. Ein 'ray' ist als die Koinzidenz von 2 'pads' der CIP und 2 'pads' der COP, die auf einer geraden Linie in der rz-Ebene liegen und die z-Achse in einem Bereich von $\pm 44\text{cm}$ schneiden, definiert [SE92].

⁵⁶siehe auch Kapitel 2

- Das Ereignis wird verworfen, wenn ein Vetosignal vom TOF-System gesetzt wird. Das TOF System besteht aus zwei Szintillatorwänden, die messen, ob Teilchen von außen nach innen mit der Richtung des Protonenstrahls den Detektor durchqueren.

Die Triggereffizienz für diesen Subtrigger ist nach der Korrektur der Akzeptanz des e-tag Kalorimeters, welches nur einen beschränkten Raumwinkelbereich um das Strahlrohr herum abdeckt und nach der Einschränkung des y -Intervalls auf den genutzten Meßbereich von $0.3 < y < 0.7$, im Mittel $\epsilon_{L1} = 78\% \pm 0.3\% \pm 5\%$. Der systematische Fehler wurde aus dem Vergleich verschiedener Monte Carlo Simulationen gewonnen. Das verwendete Monte Carlo Programm⁵⁷ simuliert sogenannte resolved Photon Prozesse. Für die Analyse ist jedoch nur wichtig, daß Multiplizitäts- und Transversalimpulsverteilungen in etwa mit der Wirklichkeit übereinstimmen, da die Effizienzen im wesentlichen nur von diesen beiden Größen abhängen. Um die Fehler abzuschätzen, wurde mit den Parametern des Monte Carlo Programmes die Multiplizitätsverteilung zu weicheren Prozessen hin verschoben.

Auf der Triggerstufe 4 werden Ereignisse als Untergrund verworfen, die folgenden Kriterien genügen:

- In der CJC gibt es mehr als 3 Spuren mit $z_0 < -100cm$.
- Es gibt 1 oder 2 Spuren mit $z_0 < -100cm$ und keine Spur mit $z_0 > -50cm$.

Die Triggereffizienz für die Filterfarm (L4) ist $\epsilon_{L4} = 98\% \pm 3\%$. Die Triggereffizienzen wurden mit einem Monte Carlo Programm bestimmt.

'Offline' Selektionskriterien (Untergrundreduktion): Im ersten Schritt der Analyse werden Ereignisse aus einfachen Untergrundquellen entfernt. Dazu gehören Protonwechselwirkungen mit der Strahlröhre und Untergrund, der vom Elektronenstrahl erzeugt wurde. Diese Kategorien von Untergrund werden durch die Bedingung, mindestens eine Spur mit mehr als $150MeV/c$ Transversalimpuls in der zentralen Jetkammer zu finden, fast vollständig unterdrückt. Der dominante Untergrund nach diesen Selektionen sind Wechselwirkungen von Protonen mit dem Restgas. Bei den durch das e-tag Kalorimeter getriggerten Ereignissen, treten diese Untergrundereignisse in zufälliger Koinzidenz mit dem Signal des e-tag Kalorimeters auf. Der Energiefluß dieser

⁵⁷PYTHIA

Ereignisse zeichnet sich durch einen Wert $\sum p_z / \sum p \approx 1$ und einen kleinen Wert von $y_h = \sum (E_i - p_{zi}) / 2E_e$ aus.

Zur Abschätzung dieses Untergrundes wurde ein Datensatz benutzt, der nur aus Ereignissen aus dem Protonen-Pilot-Teilchenpaket⁵⁸ besteht. Ereignisse aus diesen Paketen sind Untergrund. Abb. 56 zeigt die Ereignisverteilungen der beiden Variablen für einen Untergrunddatensatz und für ep-Wechselwirkungen [H1-92].

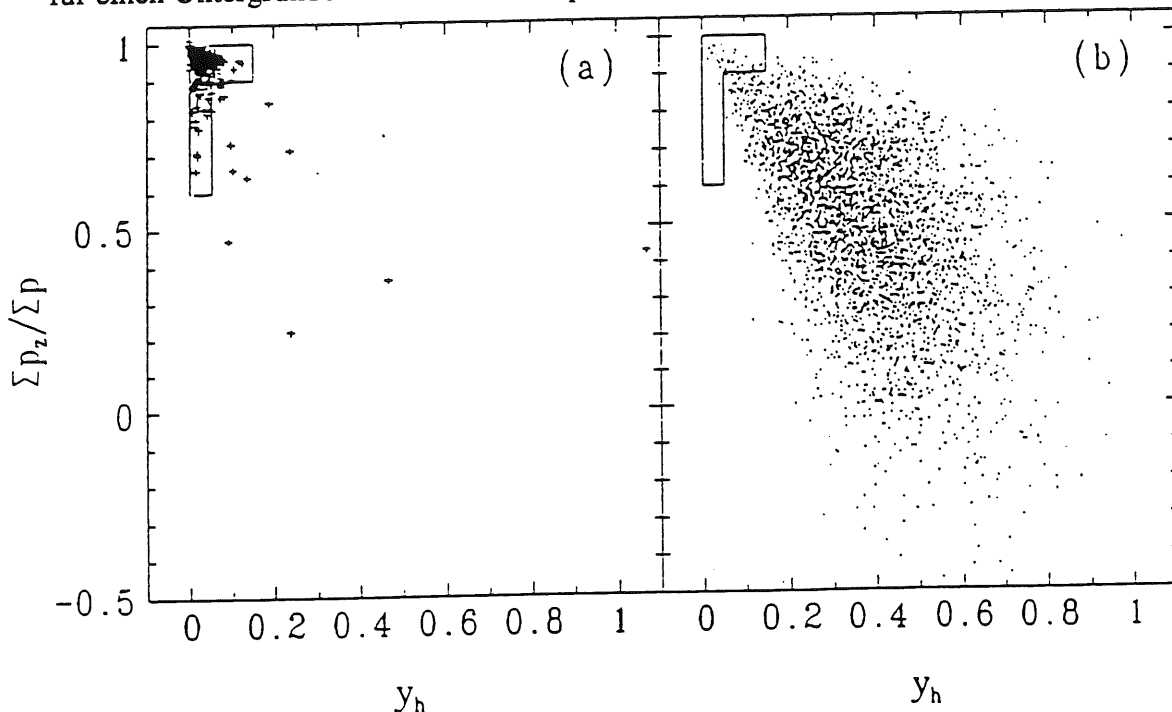


Abb. 56: Verteilungen für $\sum p_z / \sum p \approx 1$ gegen y_h , aufgetragen für das Protonen-Pilotpaket (a) und für γp -Monte Carlo Ereignisse (b). Die Schnitte um den Untergrund zu unterdrücken sind durchgezogen eingezeichnet [H1-92].

Nach diesen Selektionen verbleiben 21'000 Ereignisse. Allerdings ist dieser Datensatz noch nicht frei von Untergrund aus Wechselwirkungen vom Strahl mit dem Restgas. Um solche Untergrundereignisse von ep-Daten zu trennen, wurden zusätzlich folgende Schnitte angewendet:

- Der Schnitt auf y : $0.3 < y < 0.7$.
- Der Schnitt auf den Ereignisvertex: $|z_0(vtx)| < 50cm$ und $|r(vtx)| < 7.0cm$.
- Der Schnitt auf die gesamte Ladung der Spuren in der Jetkammer: $Q_{tot} < +6e$.

⁵⁸*pilot bunch*: Bei den Pilot-Teilchenpaketen handelt es sich um ein Elektronenpaket, bzw. um ein Protonenpaket, die sich ohne Kollisionspartnerpaket im Strahl mitbewegen.

- Eine Spur in der zentralen Jetkammer mit mehr als 7 Meßpunkten.

Die Schnitte auf die r - und die z -Position des Vertexes schränken den Primärvertex auf die nominelle Wechselwirkungszone ein und unterdrücken so den Untergrundanteil. Die Elektronenpakete bestehen aus einem Hauptpaket und einem Restpaket⁵⁹, das etwa 6% des Strahlstroms mit sich führt. Die Ereignisse aus diesem Restpaket werden verworfen, weil sie das Protonenpaket an einem falschen z -Punkt treffen, sie werden jedoch in der Luminositätsbestimmung von H1 berücksichtigt.

Der y -Schnitt ist einerseits durch die Untergrundhäufigkeit von Elektron-Restgaswechselwirkungen, die im e -tag Trigger selektiert werden, begründet. Andererseits definiert der y -Schnitt den Bereich der Messung. In Abb. 57 ist das y -Spektrum vor und nach der Akzeptanzkorrektur des e -tag Kalorimeters dargestellt.

Um den Untergrund nach den Schnitten zu bestimmen wurden diese mit Pilot-Paketdaten getestet. Nach den Schnitten bleiben nur zwei Ereignisse von 2000 Ereignissen mit acht Spuren in der zentralen Jetkammer aus den Elektronen-Pilot-Teilchenpaketdaten und keine Ereignisse aus den Protonen-Pilot-Teilchenpaketdaten übrig. In dem Datensatz sind nach den Schnitten noch $4.5 \cdot 10^4$ Spuren enthalten.

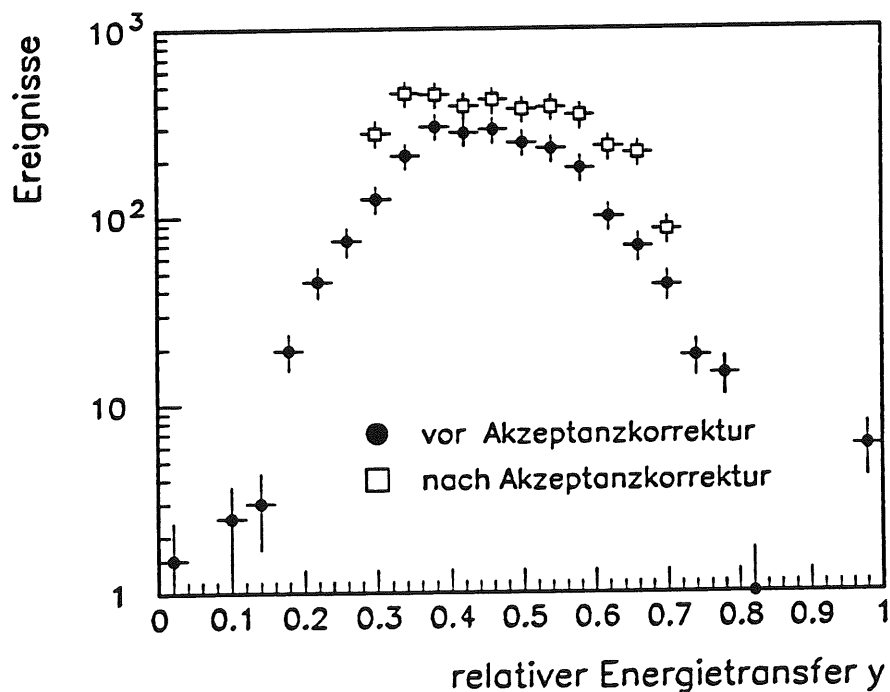


Abb. 57: y -Spektrum vor und nach der Akzeptanzkorrektur $\epsilon_{e\text{tag}}(y)$ des e -tag Kalorimeters.

⁵⁹satellite bunch

b) Spurselektion

Nach der Selektion von ep-Ereignissen werden nun Kriterien für Spuren in der Jetkammer definiert. Mit diesen Kriterien sollen Spuren selektiert werden, die in der primären Wechselwirkung entstanden sind und nicht aus Konversionen von neutralen Teilchen oder aus Wechselwirkungen von Teilchen mit Detektormaterial hervorgegangen sind. Weiter sollen sie sicherstellen, daß Spuren richtig gezählt werden. Aufspiralisierte Teilchen in der Kammer sollen z.B. nur einfach gezählt werden. Um Spuren zu selektieren werden folgende Schnitte angewendet:

- Der Anfangsradius der Spuren muß kleiner als 40cm sein. Der Wert von 40cm stellt zusammen mit dem Schnitt auf die Spurlänge sicher, daß die Spuren auch Meßpunkte in der CJC1 haben.
- Für den Polarwinkel muß gelten: $|\cos(\Theta)| < 0.906$, das entspricht dem Polarbereich der CJC und definiert den η -Bereich der Messung zu $|\eta| < 1.5$.
- Für den Azimutwinkel wird der Schnitt $|\Phi| < 2.3$ angewendet, um Defekte in der Driftkammer zu umgehen.
- Die Anzahl der Meßpunkte einer Spur muß größer gleich 5 sein.
- Der Transversalimpuls muß größer als $150\text{MeV}/c$ sein. Die mittlere Multiplizität hängt stark von dem Schnitt auf den minimalen Transversalimpuls ab. Deswegen ist der Wert identisch zu den Schnitten von UA1 gewählt, damit ein Vergleich möglich ist.
- Der Abstand der dichtesten Annäherung der Kreisbahn einer Spur zur z-Achse (dca) in der $r\Phi$ -Ebene muß kleiner als 5cm sein.
- Der Abstand des Nullpunkts der z-Achse zur z-Koordinate der Spur am $dca(z_0)$ muß kleiner als 50cm sein.
- Der Abstand zwischen z_0 der Spur und Ereignisvertex muß kleiner als 6cm sein.
- Für die Spurlänge wird verlangt: $r_l > 15.0\text{cm} + 9.5\text{cm} * \eta^2$.

In Abb. 58 ist der Schnitt auf die Spurlänge illustriert. Dieser Schnitt stellt sicher, daß die Spuren eine Mindestlänge in der Jetkammer aufweisen, unabhängig vom Polarwinkel θ . Dieser Schnitt hat ebenfalls einen großen Effekt auf die gemessenen Spektren. Der Fehler zu diesem Schnitt wurde durch die Variation der Spurlänge bei $\eta = 0$ zwischen 10cm und 25cm zu 10% bestimmt. In Tabelle 13 sind die Fehler der Korrekturen zusammengefaßt.

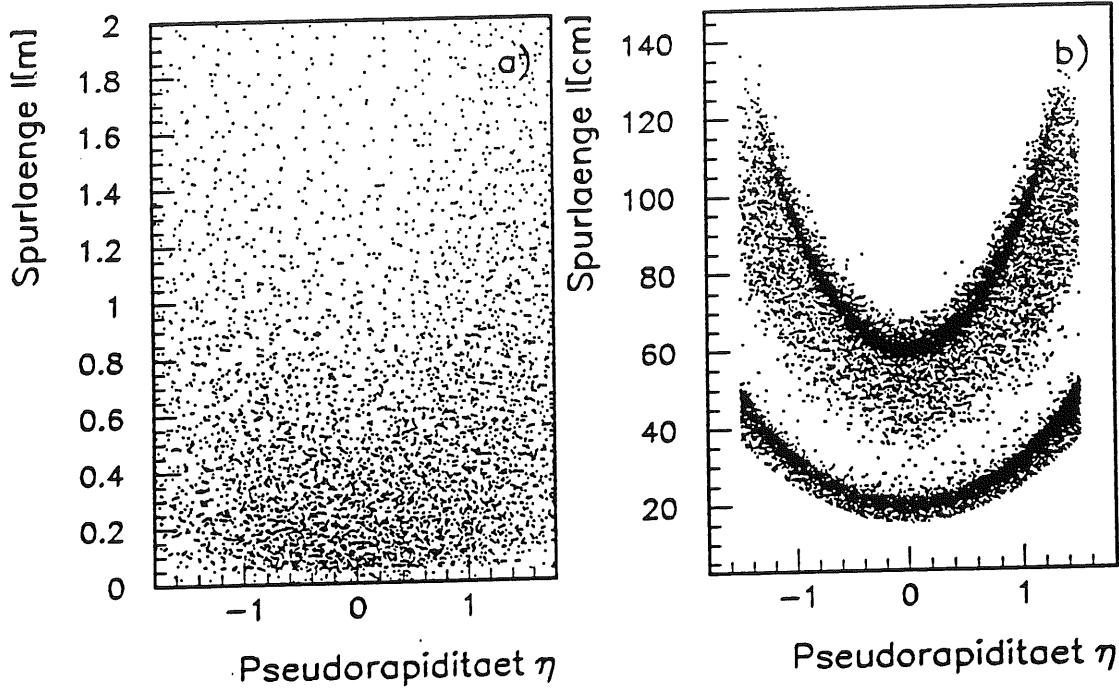


Abb. 58: Spurlänge als Funktion der Pseudorapidität η . (a) vor dem Schnitt, (b) nach den Schnitten auf die Spurlänge und den Transversalimpuls.

c) Korrekturen und Übergang zum Wirkungsquerschnitt

$N_{rec} \longrightarrow N_{prod}$: Um den Übergang von der Anzahl gemessener Spuren N_{obs} zu der Anzahl wirklich produzierten Spuren N_{prod} zu machen, müssen noch einige Korrekturen und Effizienzen an die Messung angebracht werden. Die Korrekturen stellen sich folgendermaßen dar:

$$N_{prod} = N_{rec} (\epsilon_{L1} * \epsilon_{L4} * \epsilon_{rec}(p_T) * \epsilon_{da/mc} * \epsilon_{sb} * \epsilon_{etag}(\gamma))^{-1}$$

wobei ϵ_{L1} und ϵ_{L4} die Triggereffizienzen von Triggerstufe 1 und 4 sind. Der Faktor ϵ_{sb} beschreibt die Überschätzung der Luminosität aufgrund des Satellitenteilchenpakets. Für die Multiplizitätsspektren ist die Triggereffizienz ϵ_{L1} nicht konstant. Deswegen wird für die Multiplizitätsspektren eine aus der Monte Carlo Simulation abgeleitete Triggereffizienzkorrektur angebracht: $\epsilon_{L1}(m) = 0.77 + m * 0.0062$, siehe Abb. 59, wobei m die Multiplizität der selektierten Spuren bezeichnet.

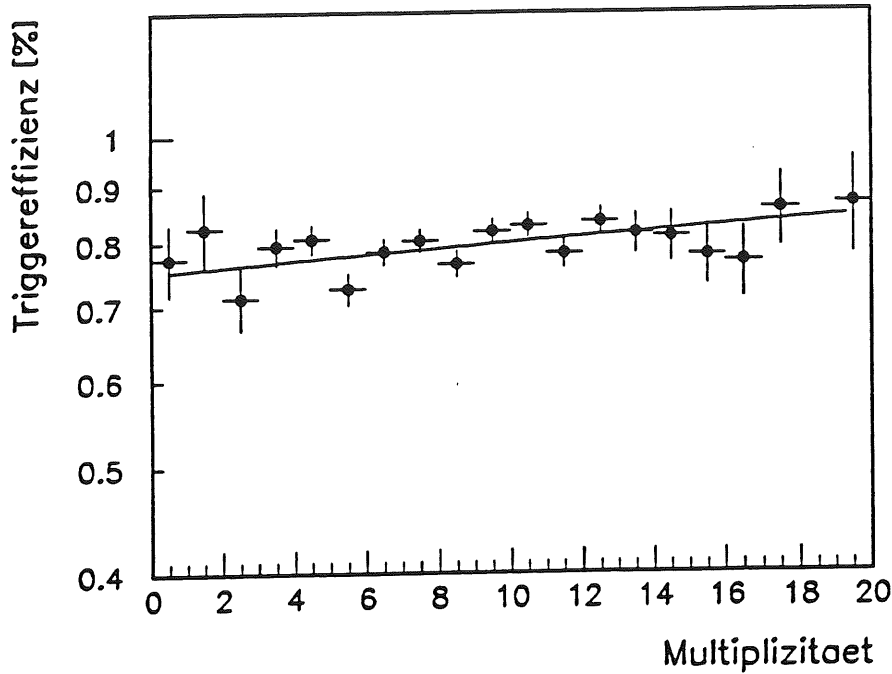


Abb. 59: Korrektur der Triggereffizienz ϵ_{L1} als Funktion der Multiplizität.

Die Effizienz $\epsilon_{da/mc}$ beschreibt den Unterschied zwischen der Spurrekonstruktionseffizienz im Monte Carlo und Daten. Sie wird unabhängig vom Transversalimpuls und vom Ladungsvorzeichen angenommen. Aus einer systematischen Untersuchung von einzelnen Ereignissen weiß man, daß die Rekonstruktionseffizienz für Daten bei $94\% \pm 3\% \pm 3\%$ liegt. Die Rekonstruktionseffizienz im Monte Carlo liegt bei $99\% \pm 3\% \pm 3\%$, so daß ein Unterschied von $5\% \pm 4\% \pm 4\%$ resultiert.

Die Transversalimpulsabhängigkeit der Rekonstruktionseffizienz und der Anteil von Reaktionsprodukten, die aus Zerfällen von neutralen Teilchen, wie z.B. K^0 , stammen, wurde mittels des Monte Carlos korrigiert. Der Ansatz dazu ist:

$$\begin{aligned} [N_{wahr} + N_{sek}] * \epsilon_{rec}^{H1}(p_T) &= N_{rec} \\ [M_{pri} + M_{sek}] * \epsilon_{rec}^{MC}(p_T) &= M_{rec} \end{aligned}$$

wobei N die Anzahl der Spuren in den Daten und M diejenige in der Monte Carlo Simulation beschreibt, die im Akzeptanzbereich der Kammer generiert wurden. Die Indizes *wahr* und *pri* stehen für die wirkliche Anzahl Spuren, der Index *sek* steht für sekundäre Spuren. $\epsilon_{rec}^{H1}, \epsilon_{rec}^{MC}$ sind die Rekonstruktionseffizienzen für gemessene Daten bzw. für Monte Carlo Daten als Funktion des Transversalimpulses. Unter der Annahme, daß $\epsilon_{rec}^{H1} = \epsilon_{rec}^{MC}$, d.h. daß die Rekonstruktionseffizienz für die Monte Carlo Simulation gleich wie für Daten ist, erhält man als Korrektur:

$$N_{wahr} = N_{rec} * \frac{M_{pri}}{M_{rec}} + N_{rec} \underbrace{\frac{M_{sek}}{M_{rec}} - M_{sek}}$$

Unter der weiteren Annahme, daß die Rekonstruktionseffizienz für sekundäre Teilchen ebenfalls in der Monte Carlo Simulation und in den Daten gleich ist, fällt der Term über der Klammer weg, d.h. aus

$$\frac{M_{sek}}{M_{rec}} = \frac{N_{sek}}{N_{rec}} \text{ folgt } N_{wahr} = N_{rec} * \frac{M_{pri}}{M_{rec}}.$$

Die so gewonnene Korrektur wurde durch eine lineare Funktion im Bereich $[0,2.5]GeV/c$ und als konstant 1.0 ab $2.5GeV/c$ approximiert und ist in Abb. 60 dargestellt. Als Fehlerabschätzung für diese Korrektur dienen die Fehler der Parameter aus der Anpassung für die Steigung der Geraden und der Konstanten.

Die Korrekturfunktion ist: $\epsilon_{rec}(p_T) = (78\% \pm 0.25\% \pm 1\%) + (9\% \pm 1.5\% \pm 5.8\%) * p_T$.
Tabelle 13 faßt alle Korrekturen mit ihren Fehlern zusammen.

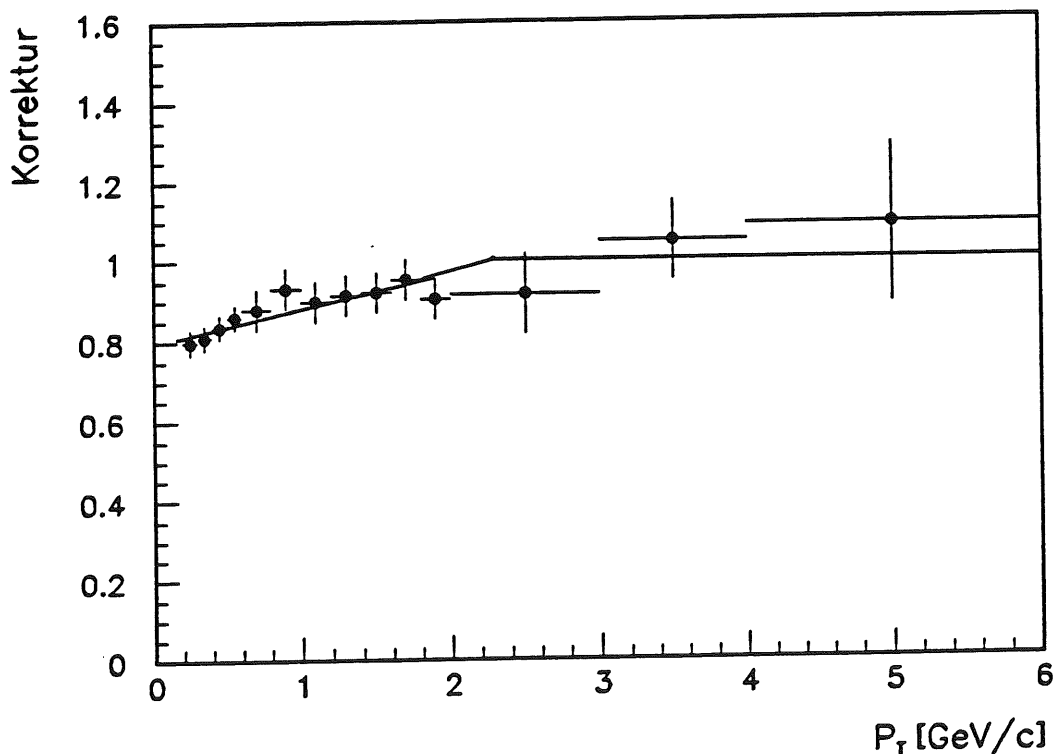


Abb. 60: Quotient aus der Anzahl in der Monte Carlo Simulation rekonstruierten und generierten Spuren $\epsilon_{rec}(p_T)$. Die durchgezogene Linie stellt die Korrektur der Transversalimpulsspektren dar.

| Korrektur | Größe | statistischer Fehler | systematischer Fehler |
|--|---------|----------------------|-----------------------|
| L1 Triggereffizienz ϵ_{L1} | <78%> | 0.3% | 5% |
| L4 Triggereffizienz ϵ_{L4} | 98% | 3% | |
| e-tag Effizienz/Akzeptanz ϵ_{etag} | <55%> | 1.4% | 0.5% |
| Rekonstruktionseffizienz ϵ_{rec} | <85%> | | |
| a) Konstante | 78% | 0.25% | 1% |
| b) Steigung | 9% | 1.5% | 5.8% |
| Unterschied zwischen Monte Carlo Simulation und Daten $\epsilon_{DA/MC}$ | 95% | 4% | 4% |
| Satellitenpaket Korrektur ϵ_{sb} | 94% | 3% | 3% |
| Schnitte auf die Spurlänge, die dca und z_0 | 100% | | 10% |
| Produkt | <31.9%> | 5.2% | 12.7% |

Tabelle 13: Zusammenfassung der Korrekturen mit ihren Fehlern. <x> bedeutet den Mittelwert der Korrektur, es wird jedoch pro Ereignis korrigiert.

$\sigma_{ep} \longrightarrow \sigma_{\gamma p}$: Der nächste Schritt ist der Übergang von der Anzahl gemessener Spuren zum Wirkungsquerschnitt. Um auf den Wirkungsquerschnitt für ep-Wechselwirkungen zu kommen, wird durch die totzeitkorrigierte Luminosität, die über die Laufzeit der benutzten H1-Meßperioden aufintegriert wurde, geteilt.

Um weiter vom ep-Wirkungsquerschnitt auf den γp -Wirkungsquerschnitt zu kommen muß man durch den integrierten Photonenfluß teilen. Der Photonenfluß ist eine Funktion von y und Q^2 . Für einzelnen γ -Austausch kann der γp -Wechselwirkungsquerschnitt aus dem Wirkungsquerschnitt von ep-Wechselwirkungen bei kleinem Q^2 näherungsweise durch die Weizsäcker Williams Approximation [WW34] beschrieben werden. Geht man von dem ep-Wirkungsquerschnitt

$$\frac{d\sigma_{ep}}{dydQ^2} = \frac{4\pi\alpha^2}{Q^4} \left[xy \left(1 - \frac{2m^2}{Q^2} \right) F_1 + \frac{1}{y} \left(1 - y - \frac{M^2 Q^2}{(s - M^2 - m^2)^2} \right) F_2 \right]$$

aus [RS93], erhält man, unter Vernachlässigung der Terme die proportional zu M^2/s und m^2/s sind und unter Berücksichtigung der Terme die proportional zu m^2/Q^2 sind,

wobei M, m die Protonen- bzw. die Elektronenmasse und F_1, F_2 die Strukturfunktionen des Protons sind, nach der Integration über Q^2 :

$$\frac{d\sigma_{ep}}{dy} = \sigma_{tot}(\sqrt{s_{\gamma p}}) * Flux(y)$$

Die Näherung ist richtig für $Q^2 \rightarrow 0$. Der Fluß läßt sich dann schreiben als:

$$Flux(y) = \frac{\alpha}{2\pi} * \left[\frac{1+(1-y)^2}{y} * \log\left(\frac{Q_{max}^2}{Q_{min}^2}\right) - \frac{2(1-y)}{y} \right] [RS93].$$

Der Term $2(1-y)/y$ repräsentiert die Korrektur zur WWA aufgrund der Nichtvernachlässigung des Terms m^2/Q^2 . Die beiden Extremwerte Q_{max}^2, Q_{min}^2 sind ebenfalls Funktionen von y und lassen sich darstellen als:

$$Q_{max}^2 = E_e^2(1-y)\Theta \text{ und } Q_{min}^2 = \frac{m^2 y^2}{1-y} [JS93], [RS93].$$

Dabei ist y der relative Energieübertrag vom Elektron auf das Proton, α ist die Feinstrukturkonstante und Θ ist der Streuwinkel des Elektrons. Dieser Winkel ist durch die Akzeptanz des e-tag Kalorimeters auf $5mrad$ eingeschränkt. In Abb. 61 ist der Photonenfluß als Funktion von y dargestellt.

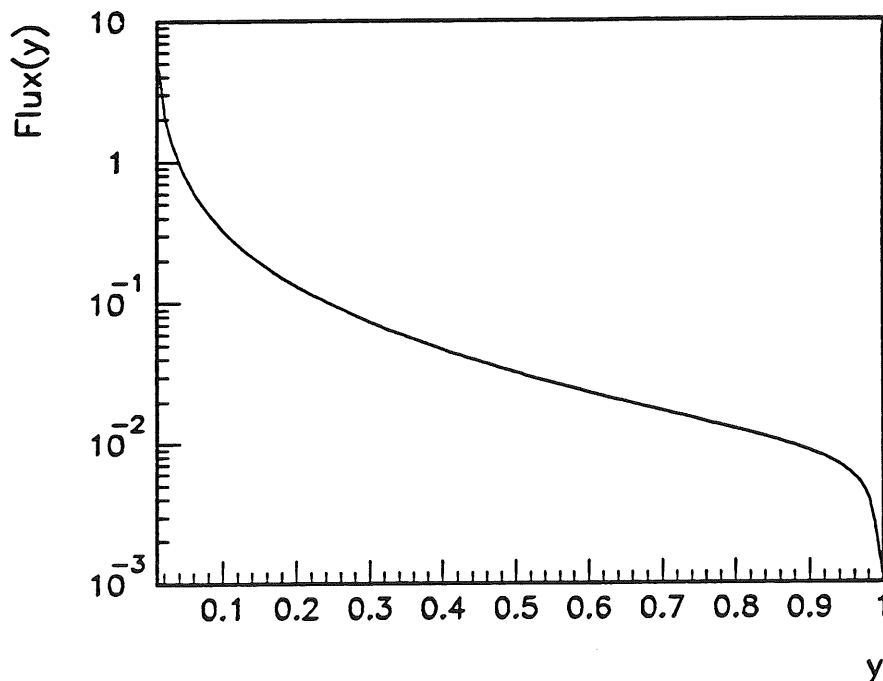


Abb. 61: Photonenfluß als Funktion von y .

Bin-Migrationskorrekturen: Als letzte Korrekturen sind die Bin-Migrationseffekte zu betrachten. Im Falle des Transversalimpulsspektrums wurde die Binbreite groß verglichen mit der Impulsauflösung der Kammer gewählt, so daß Migrationen einen vernachlässigbaren Einfluß haben. Im Falle der Multiplizitätsspektren ist die Lage jedoch anders. Aufgrund der mittleren Rekonstruktionseffizienz von 95% für jede einzelne Spur, werden Ereignisse bei kleineren Multiplizitäten gemessen, als sie in Wirklichkeit haben.

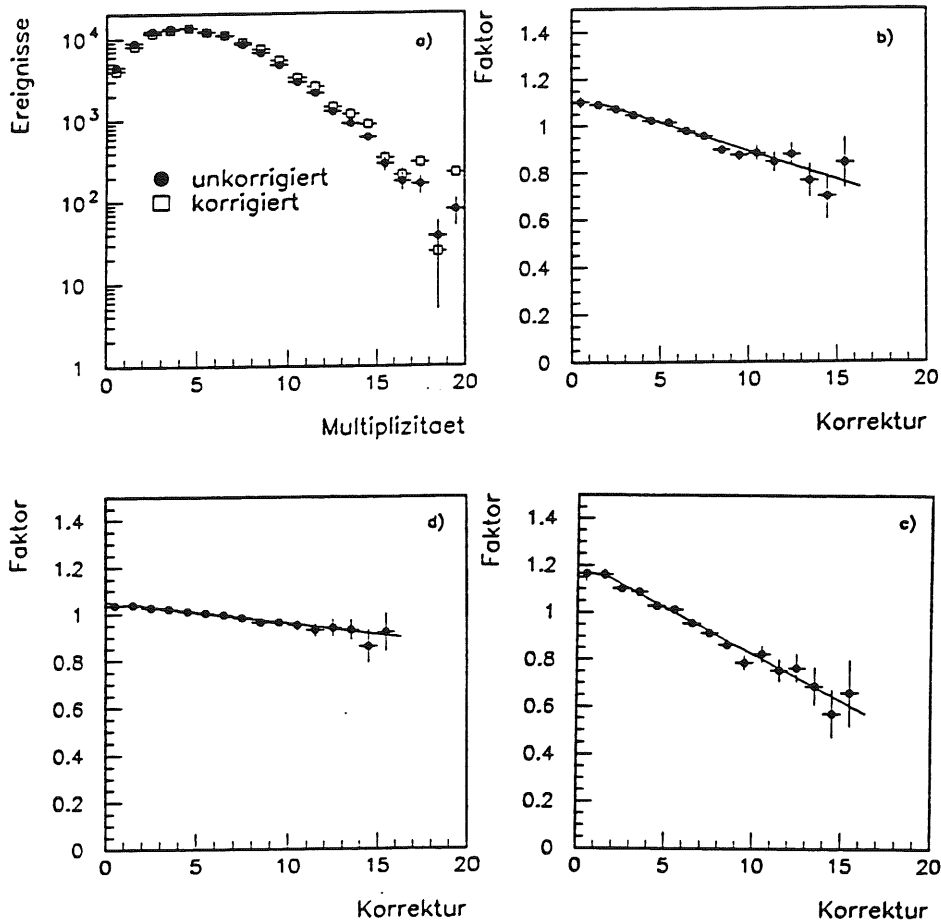


Abb. 62 a) Multiplizitätsverteilung vor und nach der Korrektur b): Migrationskorrektur für 95% Spurfindewahrscheinlichkeit. c) Migrationskorrektur für 92% Spurfindewahrscheinlichkeit und d) Migrationskorrektur für 98% Spurfindewahrscheinlichkeit.

Um diesen Effekt zu korrigieren, startet man mit der Annahme, daß das unkorrigierte Spektrum die Verteilung in erster Näherung widerspiegelt. Durch Simulation faltet man die Urverteilung mit der Spurfindewahrscheinlichkeit ϵ_{track} von 95%. Ein Eintrag der Urverteilung findet sich also in der korrigierten Verteilung bei der gleichen oder bei kleineren Multiplizitäten wieder. Der Quotient aus der Originalverteilung

und der neuen, gewichteten und mit der Spurfindewahrscheinlichkeit versehenen Verteilung ergibt die Korrektur.

In den Abbildungen 62 a) bis d) sind die Korrekturen illustriert. In Abbildung 62 a) ist das unkorrigierte und das korrigierte Spektrum dargestellt. Abb. 62 b) zeigt die Korrekturfunktion bei einer Spurfindewahrscheinlichkeit von 95%. Um den systematischen Fehler der Korrektur abzuschätzen zeigen die Bilder 62 c) und 62 d) die Korrektur für die Extremwerte 92% und 98% der Spurfindewahrscheinlichkeit.

6.2 KNO-Skalierung und inklusive Teilchenspektren

Die Autoren Z. Koba, H.B. Nielsen und P. Olesen [KNO] sagen voraus, daß sich der Wirkungsquerschnitt σ_n für eine Multiplizität n als $\langle n \rangle \frac{\sigma_n}{\sigma_{tot}} = \Psi\left(\frac{n}{\langle n \rangle}\right)$ schreiben

läßt, falls 'scaling', d.h. $f^{(q)}(x_1, P_{T1}; \dots; x_q, P_{Tq}) = \frac{1}{\sigma_{tot}} * \frac{d\sigma}{\frac{d^3 p_{T1}}{d\omega} \dots \frac{d^3 p_{Tq}}{d\omega}}$, gilt. Dabei ist

Ψ eine beliebige Funktion von $n/\langle n \rangle$. Diese Eigenschaft der Multiplizitätsverteilung nennt man KNO-Skalierung ('KNO scaling'). Man wird im folgenden sehen, daß unter bestimmten Bedingungen Ψ dieselbe Funktion für γp -Wechselwirkungen und für Hadron-Hadron Wechselwirkungen ist.

Mit Hilfe der KNO-Skalierung lassen sich Multiplizitätsspektren unabhängig vom Experiment darzustellen und eignet sich deshalb zum Vergleich von verschiedenen Experimenten (e^+e^- , ep, pp). Deswegen werden in den folgenden Bildern die Multiplizitätsverteilungen in den KNO-Variablen $n/\langle n \rangle$ und $\langle n \rangle \sigma_n / \sigma_{tot}$ dargestellt, nachdem die Migrationseffekte korrigiert sind. Der Schnitt auf den Transversalimpuls ist $150 MeV/c$.

Um H1 mit anderen Experimenten vergleichen zu können, müssen zuerst die Voraussetzungen überprüft werden. UA1 analysierte $p\bar{p}$ -Wechselwirkungen bei $\sqrt{s} = 540 GeV$ im Schwerpunktssystem. In ihrer Veröffentlichung [UA1-83] wählten sie einen Rapiditätsbereich $|\eta| < 3.5$. Bei H1 ist das Laborsystem vom Schwerpunktssystem verschieden. Die Transformation vom Schwerpunktssystem in das Laborsystem

lautet $\eta_{lab} = \eta_{cm} - \frac{1}{2} \ln\left(\frac{E_p}{E_e}\right)$ [BKK93] und führt zu einer Verschiebung der Rapidität

von 1.71. Das vergleichbare Rapiditätsintervall im Schwerpunktssystem von H1 ist also [0.21, 3.21]. Das Spektrum der mittleren Multiplizität in Abhängigkeit der Rapidität ist, bis auf Randregionen, flach. Auch H1 beobachtet im gegebenen Rapiditätsintervall

dieses Verhalten. Die Größe $\frac{n}{\langle n \rangle}$ ist also unabhängig von der Lage und der Intervalllänge der Rapiditätsintervalle dieses Bereiches und erlaubt somit einen Vergleich mit UA1. In Abb. 63 ist die mittlere Teilchenmultiplizität als Funktion der Pseudorapidität dargestellt.

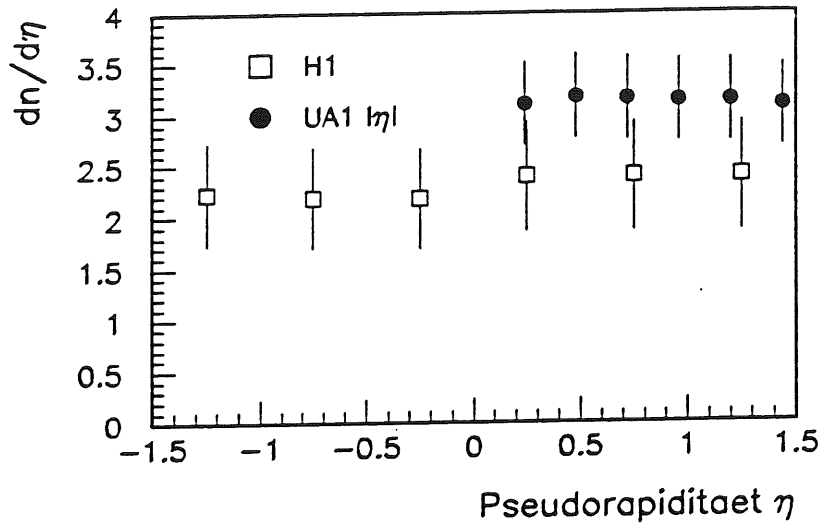


Abb. 63: Multiplizität als Funktion der Pseudorapidität von H1 und UA1 im Laborsystem [UA1-83].

Die Abb. 64 zeigt die KNO-Verteilungen von H1 und UA1. Man sieht gute Übereinstimmung zwischen den H1 und UA1 Daten, wenn man bei H1 eine transversale Energie von größer als 10GeV verlangt, d.h. harte Prozesse selektiert.

Um diese Aussage in Zahlen zu fassen, werden die ersten vier Momente der Verteilung berechnet, die die Form der Kurve widerspiegeln. Die Definitionen der Momente sind die folgenden:

$$\langle n \rangle / D = \langle n \rangle / \left(\langle n^2 \rangle - \langle n \rangle^2 \right)^{-1/2}$$

$$\gamma_2 = \langle (n - \langle n \rangle)^2 \rangle / \langle n \rangle^2$$

$$\gamma_3 = \langle (n - \langle n \rangle)^3 \rangle / \langle n \rangle^3$$

$$\gamma_4 = \left(\langle (n - \langle n \rangle)^4 \rangle - 3 \langle (n - \langle n \rangle)^2 \rangle^2 \right) / \langle n \rangle^4.$$

An Hand dieser Zahlen lassen sich die verschiedenen Experimente miteinander vergleichen. In Tabelle 14 sind die Momente der KNO-Verteilungen verschiedener Experimente zusammengefaßt.

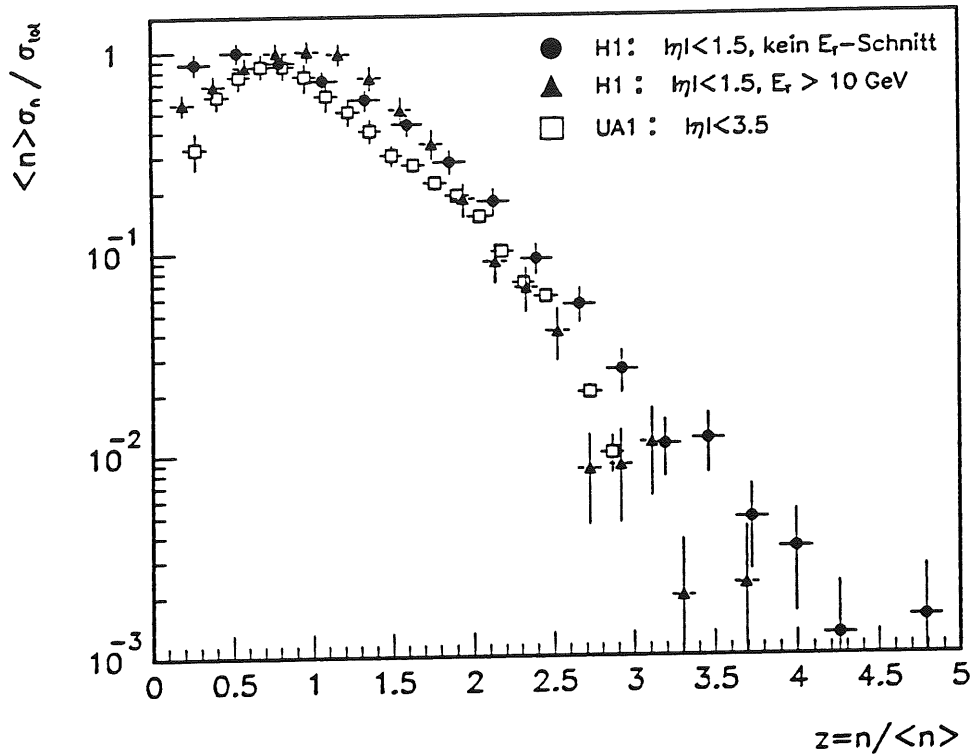


Abb. 64: Multiplizitätsverteilung von UA1 [UA1-83] im Pseudorapiditätsbereich $3.5 < \eta < 3.5$, dargestellt in KNO-Variablen im Vergleich zur Multiplizitätsverteilung von H1 im Bereich $-1.5 < \eta < 1.5$ mit und ohne dem Schnitt auf die transversale Energie von $E_T > 10 \text{ GeV}$.

| | $\langle n \rangle$ | $\langle n \rangle / D$ | γ_2 | γ_3 | γ_4 | $\sqrt{s} [\text{GeV}]$ |
|---|---------------------|-------------------------|------------|------------|------------|-------------------------|
| H1 $ \eta < 1.5$, kein E_T -Schnitt | 5.1 | 1.59 | 0.39 | 0.26 | 0.27 | 193 |
| H1 $ \eta < 1.5$, $E_T > 10 \text{ GeV}$ | 7.7 | 1.55 | 0.41 | 0.29 | 0.25 | 193 |
| UA1 $ \eta < 3.5$ | 9.8 | 1.51 | 0.44 | 0.31 | 0.22 | 540 |
| ISR $ \eta < 1.5$ | 6.3 | --- | 0.46 | 0.28 | 0.29 | 63 |

Tabelle 14: Momente der Multiplizitätsverteilungen der verschiedenen Experimente [UA1- 83].

Die Momente der Verteilungen machen Aussagen über die Form der Kurve. Die Kurvenform der Messung von H1 mit Schnitt auf die transversale Energie stimmt gut mit den Kurvenformen, die bei UA1 und ISR-Experimenten gemessen wurden, überein. Für den Vergleich der mittleren Multiplizitäten ist zu beachten, daß die

Schwerpunktenergien der drei Experimente nicht gleich sind. Mit dem Schnitt auf die transversale Energie liegt die mittlere Multiplizität von H1 zwischen der von ISR und UA1, genauso wie die Schwerpunktenergie. Die Werte von H1 sind in guter Übereinstimmung mit den Werten der anderen Experimente. KNO-Skalierung gilt somit auch für ep-Experimente.

6.3 Das Transversalimpulsspektrum

In Abb. 65 wird der inklusive Wirkungsquerschnitt gemittelt über $|\eta| < 1.5$ als Funktion des Transversalimpulses bei $\sqrt{s} = 193\text{GeV}$ dargestellt. Die systematischen Fehler sind in Tabelle 13 zusammengefaßt. Dazu werden die H1-Daten mit der Funktion $\frac{d^2\sigma}{dp_T^2 d\eta} = A(1 + \frac{p_T}{p_{T0}})^n$ angepaßt, die den gesamten Transversalimpulsbereich erklärt. Daselbe Potenzgesetz erklärt auch das Transversalimpulsspektrum von UA1 [UA1-90]. Die mit dem Potenzgesetz angepaßten Kurven für H1 und UA1 (gestrichelt) sind ebenfalls in Abb. 65 eingezeichnet. Die Kurve von UA1 wurde so skaliert, daß sie für kleine Transversalimpulse mit der approximierten H1-Kurve übereinstimmt. Bei kleinen Transversalimpulsen stimmen die beiden Kurven gut überein. Bei zunehmenden Transversalimpulsen stimmen die beiden Kurven gut überein. Bei zunehmenden Transversalimpuls liegt die H1-Kurve über der von UA1, das heißt das Spektrum wird härter.

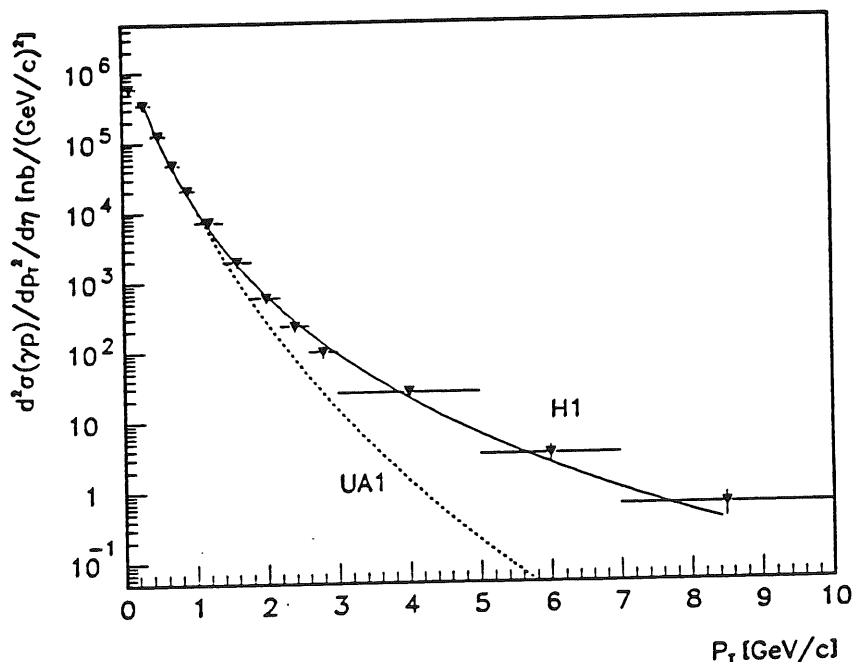


Abb. 65: Differentieller γp -Wirkungsquerschnitt als Funktion des Transversalimpulses. Die Meßpunkte und die durchgezogene Kurve stellen die Ergebnisse von H1 dar, die gepunktete Kurve stellt den Fit des Transversalimpulsspektrums von UA1 bei $\sqrt{s} = 200\text{GeV}$ dar [UA1-90].

6.4 Interpretation der inklusiven Verteilungen

Es wurden durch einen Schnitt auf die transversale Energie von $E_T > 10 \text{ GeV}$ harte Prozesse im Photoproduktionsdatensatz ausgewählt. Der Wirkungsquerschnitt wird bei mittleren transversalen Impulsen durch anomale (*resolved*) Photonkomponenten dominiert. Mit zunehmenden transversalen Impuls wächst jedoch der Anteil direkter Photonbeiträge.

Ein Vergleich der Multiplizitätsverteilung geladener Spuren bei γp -Prozessen mit denjenigen von $p\bar{p}$ -Prozessen (UA1-Experiment) zeigt eine gleiche Form des Spektrums, dargestellt in KNO-Variablen, wie aus den Momenten der Verteilungen ersichtlich ist. Es ist daraus auf den gleichen Produktionsmechanismus für beide Fälle zu schließen. Das Transversalimpulsspektrum ist jedoch härter in γp -Reaktionen bei gleicher Schwerpunktsenergie von ep - und $p\bar{p}$ -System. Das erklärt sich aus der Dominanz von direkten Photonprozessen bei großen transversalen Impulsen und somit einer höheren Schwerpunktsenergie des harten Prozesses auf Partonniveau von γq -Reaktionen gegenüber $q\bar{q}$ -Reaktionen.

Kapitel 7 Schluß

In dieser Arbeit wird der DCR Φ -Trigger des H1-Experimentes, das am HERA-Speicherring aufgebaut ist, beschrieben. Die Aufgabe des DCR Φ -Triggers ist es, aus den Signalen der zentralen Jetkammer, Spuren aus der Vertexregion totzeitfrei zu rekonstruieren, zu zählen und daraus ein Triggersignal abzuleiten. Der dazu vorgestellte und verwendete Spursuchalgorithmus hat eine theoretische Wahrscheinlichkeit von über 99% geladene Spuren mit einem Transversalimpuls größer als $450\text{MeV}/c$ zu finden. Das vom Trigger erzeugte Auslösesignal ist eine Schwelle auf die vom Trigger gemessene Spurmultiplicität.

Die Hardware des DCR Φ -Triggers setzt sich aus 870 Diskriminatorkanälen, als Schnittstelle zu der Driftkammerelektronik und dem eigentlichen Triggerprozessor zusammen. Der Kern des Triggerprozessors ist ein Feld aus 1235 Xilinx LCAs, das auf 16 großen Leiterplatten aufgebaut ist und den Datenprozessor und den Datenspeicher des Triggers beinhaltet.

Um die einzelnen Komponenten des Triggers miteinander zu verbinden, sind verschiedene Busse entwickelt worden. Die Signalverteilung der Jetkammerdaten auf die einzelnen Prozessorkarten (SRL1) geschieht mit einer Bandbreite von 2.69GByte/s . Die Prozessorkarten sind über den L1- und L2-Bus, die eine Bandbreite von 273MByte/s zur Verfügung stellen, mit dem Triggerergebnisspeicher verbunden.

Ein wesentlicher Teil dieser Arbeit ist der Test der Triggerhardware. Die Probleme beim Testen dieses komplexen Systems lagen im besonderen in der Verifikation des Zeitverhaltens der vielen tausend Signale auf den Karten, welches außerdem durch die Programmierung der Xilinx-LCAs beeinflussbar ist. Dazu ist das Triggersystem mit Testmöglichkeiten versehen.

Seit Oktober 1992 ist der Trigger bei H1 im Einsatz. Seitdem ist er zu einem Hauptbestandteil des 'first level'-Triggers des H1-Experimentes geworden. Die Analyse der Daten aus der H1-Laufperiode 1992 zeigt für den DCR Φ -Trigger eine Vertexpföhlung von 4cm Fußbreite. Die dabei erreichte Triggereffizienz (inklusive aller Kammerfehler) für geladene Spuren ist 62%, für Bereiche ohne Kammerfehler ist die Triggereffizienz 83%. Der Trigger zeichnet sich durch einen steilen Anstieg der Triggereffizienz zwischen $350\text{-}450\text{MeV}/c$ aus. Oberhalb von $450\text{MeV}/c$ ist die Triggereffizienz konstant und fast gleich für positive und negative Teilchen.

Der Schluß der Arbeit beschäftigt sich mit inklusiven Teilchenverteilungen, zu deren Messung auch der DCR Φ -Trigger beiträgt. Es werden die Multiplicitätsverteilung und Transversalimpulsverteilung geladener Teilchen in der H1-Jetkammer gezeigt. Diese

Verteilungen werden mit den Verteilungen von $p\bar{p}$ -Streuexperimenten (UA1) verglichen. Es zeigt sich für das Multiplizitätsspektrum, daß die 'KNO'-Verteilungen für γp -Experimente mit denen von $p\bar{p}$ -Experimenten übereinstimmen, wenn γp -Reaktionen mit großen transversalen Impuls selektiert werden. Im Transversalimpulsspektrum sieht man einen größeren Anteil hoher Impulse als bei $p\bar{p}$ -Experimenten. Die Ursache hierfür liegt in der Dominanz von direkten Photonprozessen und einer höheren Schwerpunktsenergie des γq -Systems gegenüber dem $q\bar{q}$ -Systems bei gleicher Schwerpunktsenergie vom ep - und $p\bar{p}$ -System.

Anhang 1 Xilinx Gate Arrays

Bei den Xilinx Bausteinen, die in großer Menge auf dem Trigger verwendet werden, handelt es sich um 'Logic Cell Arrays', die durch Software konfigurierbar sind. Dazu stehen dem Benutzer drei verschiedene Komponenten im Chip zur Verfügung:

1. Logik-Blöcke
2. Verbindungen
3. Ein/Ausgabe-Blöcke

In Abb. 66 ist der Aufbau eines solchen Bausteins und in Abb. 67 der Aufbau eines Logik-Blockes von einem Xilinx Baustein aus der 30xx Serie gezeigt. Innerhalb eines Logik-Blockes stehen *boolsche* Funktionen und Flip-Flops zur Verfügung. Die boolschen Funktionen sind in einer 'look up table' untergebracht. Dabei besteht die Möglichkeit entweder eine Funktion von fünf Eingangsvariablen oder zwei Funktionen mit je vier Eingangsvariablen zu definieren, wobei jede Funktion ein Bit am Ausgang liefert. Die Durchlaufzeit durch einen solchen Logikblock beträgt etwa $7ns$. Weiter hat man in jedem Logikblock zwei Flip-Flops, die entweder unabhängig von den logischen Funktionen arbeiten können, oder die die Ausgänge der logischen Funktionen direkt als Eingänge benutzen können.

Die Ein/Ausgabe-Blöcke sind ebenfalls weitgehend frei konfigurierbar, d.h. ein E/A-Block kann sowohl als Eingang oder als Ausgang oder 'online' umschaltbar als Ein- oder Ausgang konfiguriert werden. Weiter stehen ein Eingangs- und ein Ausgangs-Flip-Flop zur Verfügung.

Ein Hauptproblem bei der Benutzung der Xilinx-LCAs sind die Verbindungen der Logik-Blöcke, bzw. die Verbindung der E/A-Blöcke mit den Logik-Blöcken. Dazu besteht in den LCAs ein Netz diskreter, orthogonaler Leitungen, die an diskreten Punkten (den sogenannten *pips*) miteinander verbunden werden können.

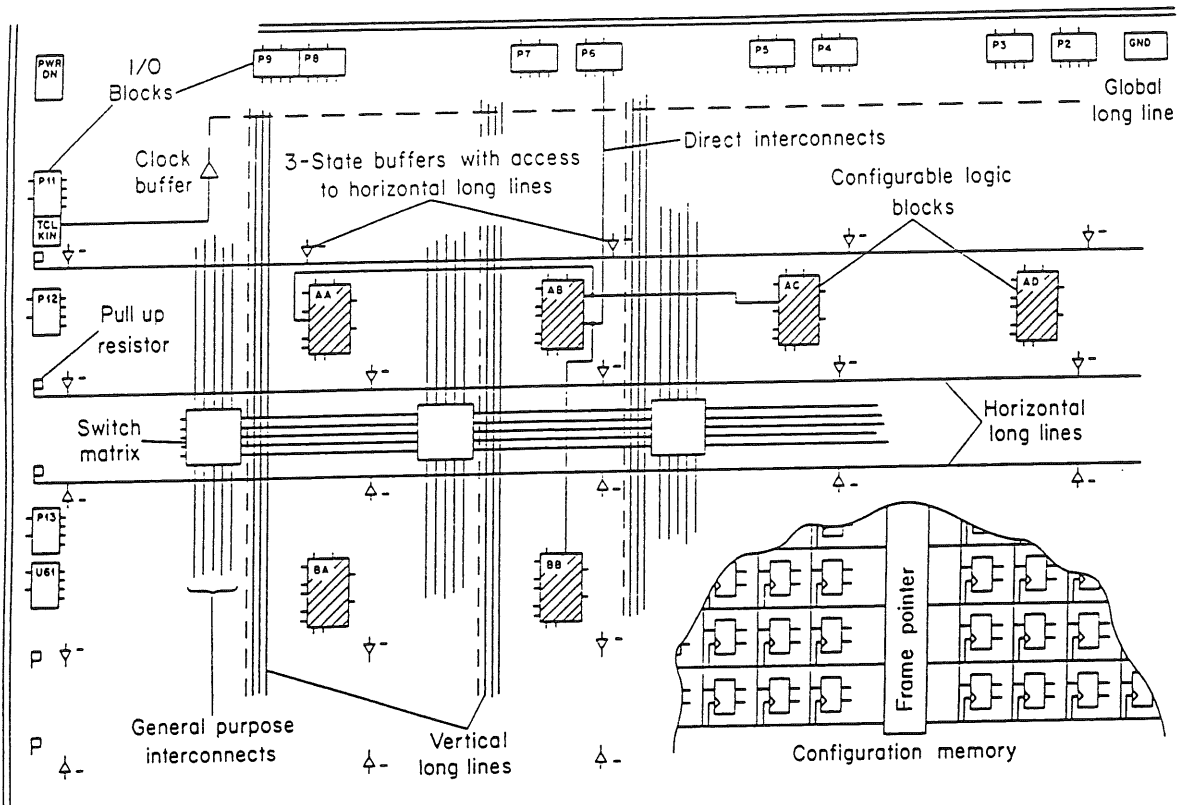


Abb. 64: Xilinx Logik Cell Array.

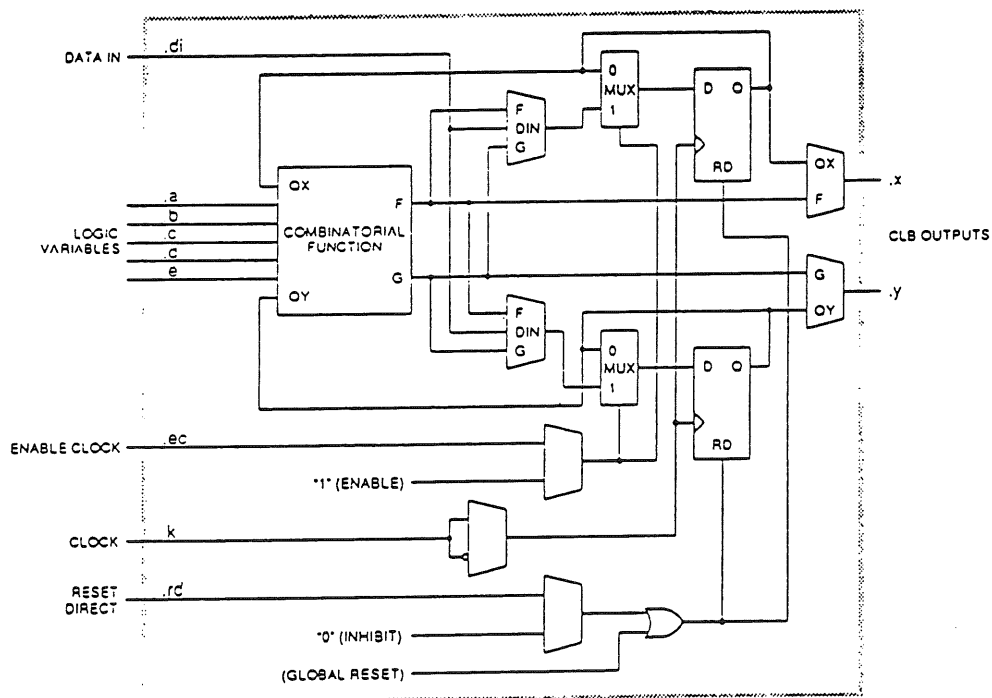


Abb. 65: Logikblock eines LCAs.

Anhang 2 Die benutzten VME-Schnittstellen

Eine wesentliche Komponente aller früher beschriebenen Karten, außer den Backplanes, ist die VME-Schnittstelle. Es ist die Schnittstelle zwischen den steuernden Computern, Kontroll-MacIIx, FEP und den digital setzbaren Komponenten des Triggers. VME ist ein Standard der in [VME] vollständig beschrieben ist. Das minimale 'VME Slave Interface', das auf allen Modulen eingesetzt wird, ist in Abb.69 zu sehen. Unter einem 'VME Master' versteht man ein Modul, das Adressen auf dem 'VME DTB'⁶⁰ anlegt. Ein 'VME Slave' Modul wird durch die auf dem DTB anliegenden Adressen selektiert und je nach Richtung des Transfers werden Daten in den 'Slave' hineingeschrieben (VME write cycle) oder herausgelesen (VME read cycle). Die Tatsache, das ein Modul 'VME Master' ist, sagt also nichts über die Richtung des Transfers aus.

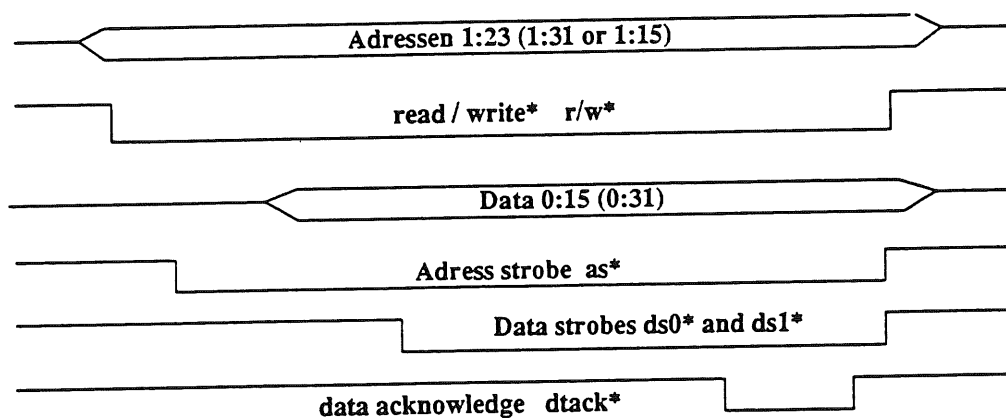


Abb.68: VME Bus Protokoll für slave read/write Zyklen.

Das minimale 'VME Slave Interface' besteht aus dem Adresskomparator, der die Adressen und 'Addressmodifier' mit gesetzten Werten vergleicht und der entscheidet, ob eine Karte angesprochen wurde, und aus dem Dekoder, der entscheidet in welcher Art und Weise eine Karte angesprochen wird. Das VME-Protokoll bietet dazu mehrere Möglichkeiten. Die Bustreiber und Busempfänger haben die Aufgabe, die Karte vom Bus zu trennen, bzw. die Daten auf den Bus anzulegen. In dem Dekoder wird auch das

⁶⁰Data Transfer Bus

dtack*⁶¹ Signal gebildet, das einen VME-Zyklus abschließt und dem 'VME Master' mitteilt, ob eine Karte richtig angesprochen wurde. Das typische Zeitverhalten eines VME-Zyklus ist in Abb.68 dargestellt, die Grundschaltung einer VME-Schnittstelle ist in Abb.69 illustriert. Durch die Wahl des Ausgangs am Schieberegister 74LS164 ist die Antwortzeit eines Moduls einstellbar. Die Schnittstellen des Triggers benutzen als typische Verzögerungszeit 312.5ns. Der Dekoder in dieser Schnittstelle ist äußerst einfach. Er besteht nur aus den beiden 'Und'-Gattern. Das Modul ist deswegen nur im 24 Adressen / 16 Daten Bits Slave-Modus ansteuerbar.

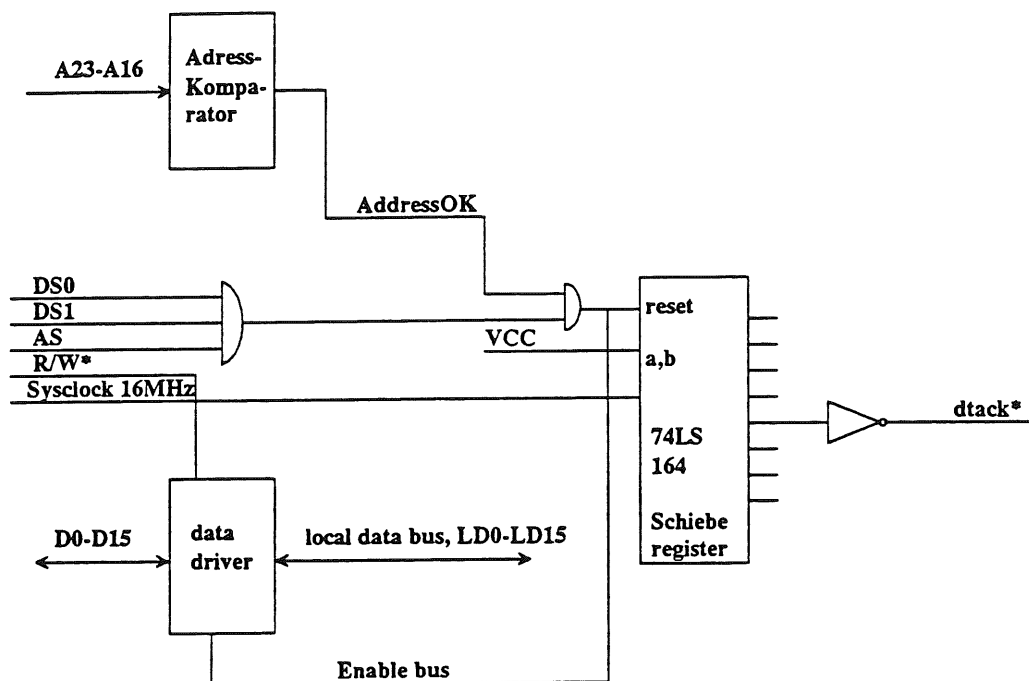


Abb.69: Schematische Darstellung des Datentransfers vom VME-Bus auf den lokalen Datenbus einer Karte mit zugehöriger Protokolllogik.

Um Daten in einem Register speichern zu können, benötigt das Register noch ein 'strobe'-Signal. Die Ableitung der 'strobe'-signale ist in Abb.70 dargestellt. Um acht voneinander unabhängige 'strobe'-Signale erzeugen zu können, werden die unteren drei Adressleitungen in einem 'Demultiplexer' mit dem dtack* Signal validiert. Die daraus entstehenden acht Signale sind als 'Datenstrobes' für Register verwendbar. Dieser Mechanismus wird in den VME-Schnittstellen aller Karten benutzt.

⁶¹data acknowledge

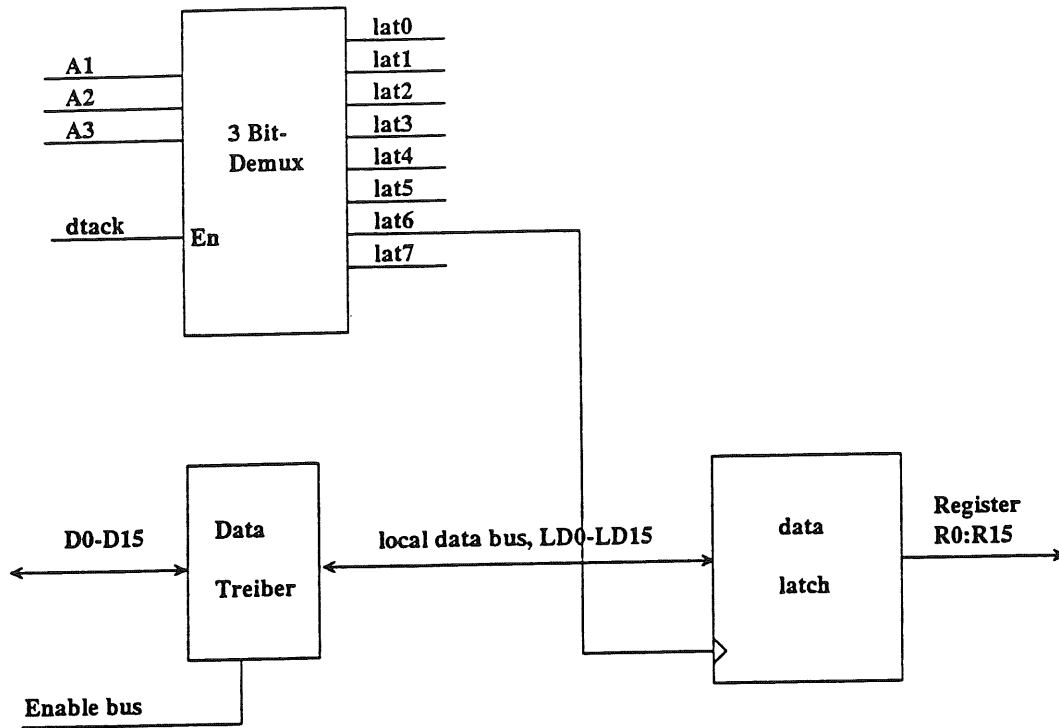


Abb.70: Dekodierung von Adressen zum Setzen von Statusregistern.

Referenzen

- [AC91] A. Campbell, A RISC multiprocessor event trigger for the data acquisition system of the H1 experiment at HERA, Int. Conf. Real Time '91, Jülich (1991).
- [BKK93] F.M. Borzumati, B.A. Kniehl, G. Kramer, Inclusive Particle Production at HERA: Higher-Order QCD Corrections to the Resolved Quasi-Real Photon Contribution, DESY report 93-034, DESY Hamburg (1993).
- [CES89] Creative Electronics Systems SA, Pont-Butin, rte 70, 1213 Genf, CH.
- [EB88] E. Barrelet et.al., The hardware implementation of L3 triggers in H1, H1-report 12/88-100, DESY Hamburg (1988).
- [EB90] E. Barrelet et.al., Calorimeter event t_0 and trigger elements for the CTL and DSP, MPI-Munich report H1-MPI-140, München (1990).
- [EK88] R.A. Eichler, Z. Kunszt, Charm, Bottom and Top Production in High Energy Electron Proton Collisions, Nucl. Phys. B308 (1988) 791-812.
- [H1-92] H1 collaboration, T. Ahmed et al., Total Photoproduction Cross Section Measurement at HERA Energies, Phys. Lett. 299B (1993) 374.
- [H1-93] H1 collaboration, I. Abt et al., The H1 Detector at HERA, DESY-report 93-103, DESY Hamburg (1993).
- [H1Prop] H1 collaboration, C. Berger et al., Technical Proposal for the H1 Detector, DESY PRC 86-02, DESY Hamburg (1986).
- [HERA87] Proc. of the HERA workshop, Hamburg (1987), R.D. Peccei ed., DESY, Hamburg (1988), vol I.
- [HERA91] Proc of the workshop on Physics at HERA, Hamburg (1991), W. Buchmüller and G. Ingelmann eds., DESY Hamburg (1992), vol I.
- [HK88] H. Krehbiel, H1 trigger control system, H1-report 12/88-101, DESY Hamburg (1988).
- [HK92] H. Krehbiel, The H1 trigger decider: from trigger elements to L1Keep, H1-report 09/92-292, DESY Hamburg (1992).
- [JADE83] JADE Collaboration, J. Allison et.al., Charged Particle and Neutral Kaon Production in e^+e^- Annihilation at PETRA, Z. Phys. C Particles and Fields 20, 187 (1983).
- [JB89] J. Bürger et al., Nucl. Inst. and Meth. A279 (1989) 217.
- [JB92] J.C. Bizot et.al., Hardware Study for a topological level 2 trigger, H1-report 09/92-239, DESY Hamburg (1992).

- [JF91] J. Fent et.al., A level 2 calorimeter trigger using neural networks, H1-report 04/91-172, DESY Hamburg (1991).
- [JR90] J. Riedlberger, private Mitteilungen (1990).
- [JS93] John R. Smith, Polarization Decomposition of Fluxes and Kinematics in ep Reaktionen, H1-report 04/93-282, DESY Hamburg (1993).
- [JT90] J. Tutas, Myonen im H1-Detektor, Doktorarbeit RWTH Aachen (1991).
- [KNO72] Z. Koba, H.B. Nielsen, P. Olesen, Scaling of multiplicity Distributions in high energy hadron collisions. Nucl. Phys. B40 (1972) 317.
- [MA91] M. Arpagaus, Beiträge zur Optimierung des Driftkammer-Triggers für das H1-Experiment bei HERA, Diplomarbeit ETH Zürich (1990).
- [PPE] Photo Print Electronic, An der Wiese 1, 79650 Schopfheim, FRG.
- [RB92] R. Bernet, private Mitteilungen (1992).
- [RB93] R. Bernet, private Mitteilungen (1993).
- [RE87] R.A. Eichler et.al., The first level MWPC trigger for the H1 detector, H1-report 04/87-61, DESY Hamburg (1987).
- [RE89] R.A. Eichler et.al., Proposal for a Driftchamber $r\Phi$ Trigger, DESY Hamburg (1989).
- [RS93] A. Rastovtsev, V. Soloshenko, Corrections to the Weizsäcker-Williams Approximation of Photon Flux in ep Collisions, H1-report 04/91-309, DESY Hamburg (1993).
- [SE92] S. Eichenberger, A fast pipelined Trigger for the H1 Experiment at HERA based on Multiwire Proportional Chamber Signals, Doktorarbeit Universität Zürich (1993).
- [SE93] S. Eichenberger et al., Nucl. Inst. and Meth. A323 (1992) 532.
- [SG91] S. Egli, Schnelle Zweikoordinatenbestimmung bei Driftkammern und ihre Anwendung bei H1-Spuredetektoren, Diplomarbeit Universität Zürich (1990).
- [TW89] Th. Wolff, Schnelle Spurerkennung im H1 Detektor, Diplomarbeit Universität Hamburg (1989).
- [UA1-83] UA1 collaboration, G. Arnison et.al., Charged Particle Multiplicity Distributions in Proton-Antiproton Collisions at 540GeV Centre of Mass Energy, Phys. Letters 123B (1983) 108.
- [UA1-90] UA1 collaboration, C. Albajar et.al., A study of the general characteristics of proton-antiproton collisions at $\sqrt{s}=0.2$ to 0.9 TeV. Nucl. Phys. B335 (1990) 261.
- [VME] VME Bus Specification, IEEE standart 1095.
- [WW34] C.F. Weizsäcker, Z. Phys. 88, 612 (1934). E.J. Williams, Kgl. Danske Vid. Selsk. Mat. Fys. Medd. 13, 14 (1934)

[XIL90] XILINX, The programmable Gate Array Company, 2100 Logic Drive,
San Jose CA 95124, USA.

Lebenslauf

Name Thomas Wolff
geboren 1. September 1962 in Hamburg, Deutschland
Zivilstand ledig

1969 - 1973 Besuch der Grundschule in Hamburg Uhlenhorst
1973 - 1982 Besuch des Gymnasiums Lerchenfeld in Hamburg Uhlenhorst und des Luisengymnasiums in Hamburg Bergedorf
Juli 1982 Abschluß der Schule mit mathematisch naturwissenschaftlichem Abitur
1982 - 1983 Militärdienst in der Marine
1983 - 1989 Studium der Physik an der Universität Hamburg
1988 - 1989 Diplomarbeit am Deutschen Elektronen Synchrotron in der Gruppe von Dr. H.-J. Stuckenberg
1989 - 1993 Anstellung als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der ETH Zürich in der Forschungsgruppe von Prof. R.A. Eichler am Institut für Mittelenergiephysik der ETH