

---

# Entwicklung eines hochauflösenden Transientenrekorders

Sebastian Schopferer



---

Physikalisches Institut  
Albert-Ludwigs-Universität Freiburg

---



---

# Entwicklung eines hochauflösenden Transientenrekorders

Diplomarbeit

vorgelegt

von

Sebastian Schopferer

Physikalisches Institut  
Albert-Ludwigs-Universität  
Freiburg

23. Februar 2009

---



*Und wer ein Ding zerbricht,  
um herauszufinden, was es ist,  
hat den Pfad der Weisheit verlassen.  
(Gandalf)*



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Theoretische Grundlagen</b>	<b>3</b>
2.1	Die tiefinelastische Streuung . . . . .	3
2.2	Parton-Verteilungsfunktionen . . . . .	5
2.2.1	Die unpolarisierten PDFs . . . . .	6
2.2.2	Die longitudinal polarisierten PDFs . . . . .	7
2.3	Generalisierte Partonverteilungen . . . . .	8
2.3.1	Kinematische Variablen . . . . .	9
2.3.2	Zusammenhang mit bekannten Verteilungen . . . . .	9
2.3.3	Stoßparameter-abhängige Partonverteilungen . . . . .	11
2.3.4	GPDs und die Spinstruktur des Nukleons . . . . .	12
2.4	Tief-virtuelle Compton-Streuung . . . . .	12
<b>3</b>	<b>Das COMPASS-Experiment</b>	<b>17</b>
3.1	Der Strahl . . . . .	17
3.2	Der Target-Bereich . . . . .	19
3.3	Das Spektrometer . . . . .	21
3.3.1	Spurdetektoren . . . . .	21
3.3.2	Kalorimeter . . . . .	22
3.3.3	Teilchenidentifikation . . . . .	22
3.4	Der Trigger . . . . .	23
3.5	Die Datennahme . . . . .	25
3.6	Erweiterungen für die DVCS-Messungen . . . . .	27
<b>4</b>	<b>Das GANDALF Framework</b>	<b>29</b>
4.1	Das GANDALF Mainboard . . . . .	29
4.2	Schnittstellen . . . . .	34
4.2.1	VME64x . . . . .	34
4.2.2	VXS . . . . .	34
4.2.3	Transition-Card-Interface . . . . .	34
4.2.4	USB . . . . .	35
4.2.5	Takt/Trigger-Schnittstelle . . . . .	35
4.2.6	GANDALF Mezzanine-Schnittstelle . . . . .	35

4.3	Die Aufsteckkarten . . . . .	36
4.3.1	Die Takt/Trigger-Karten . . . . .	36
4.3.2	Die GANDALF Mezzanine-Karten . . . . .	37
<b>5</b>	<b>Die TCS-Schnittstelle</b>	<b>39</b>
5.1	Das Triggerkontrollsystem . . . . .	39
5.1.1	Der TCS-Controller . . . . .	39
5.1.2	Signalkodierung und optische Verteilung . . . . .	42
5.1.3	Der TCS-Receiver . . . . .	43
5.1.4	Die TCS-Kommandos . . . . .	44
5.2	Die TCS-Schnittstelle des GANDALF . . . . .	45
5.3	Die Gimli-Karte . . . . .	46
5.3.1	Optimierung der PLL des CLC016 . . . . .	47
5.3.2	Aufbau und Entflechtung der Leiterplatte . . . . .	49
5.4	Die FPGA-Software . . . . .	49
5.5	Die alternative Gimli-Karte . . . . .	51
<b>6</b>	<b>GANDALF als Transientenrekorder</b>	<b>53</b>
6.1	Anforderungen . . . . .	53
6.2	Entwicklung des Konzepts . . . . .	55
6.2.1	Analog-zu-Digital-Wandler . . . . .	55
6.2.2	Analoge Eingangsschaltung . . . . .	56
6.2.3	Erzeugung der Sampling-Clock . . . . .	58
6.2.4	Der Time-Interleaved-Mode . . . . .	60
6.3	Die ADC-Mezzanine-Card . . . . .	60
6.3.1	Aufbau der Leiterplatte . . . . .	62
6.4	Performance-Messungen . . . . .	63
6.4.1	Clock-Jitter . . . . .	63
6.4.2	Rauschen . . . . .	65
6.4.3	Performance des Signalpfads . . . . .	66
<b>7</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>71</b>
<b>A</b>	<b>Jitter und Time Interval Error</b>	<b>73</b>
<b>B</b>	<b>Pinbelegung der Schnittstellen</b>	<b>77</b>
<b>C</b>	<b>Schaltpläne</b>	<b>85</b>
<b>D</b>	<b>Aufbau der Leiterplatten</b>	<b>93</b>
<b>E</b>	<b>VHDL-Code für das TCS-Decoding</b>	<b>95</b>
	<b>Glossar</b>	<b>101</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>105</b>

# 1. Einleitung

Der größte Teil der sichtbaren Materie im Universum besteht aus Hadronen. Zu den Hadronen zählen neben Protonen und Neutronen, welche die Atomkerne bilden, auch eine große Zahl weiterer Baryonen und Mesonen, die in den 50er und 60er Jahren des letzten Jahrhunderts mit Hilfe von Teilchenbeschleunigern entdeckt wurden. Um die Vielzahl dieser neu entdeckten Teilchen zu erklären und in ein theoretisches Modell einzuordnen, wurde 1964 postuliert, dass sie eine Substruktur besitzen und aus kleineren Teilchen – den sogenannten Quarks – zusammengesetzt sind [1]. Ende der 60er Jahre war es möglich, durch Experimente mit hochenergetischen Leptonstrahlen die innere Struktur des Protons direkt zu untersuchen. Mit diesen Experimenten stellte man fest, dass das Proton tatsächlich aus punktförmigen Konstituenten besteht. Zu diesen sogenannten Partonen zählen neben den Quarks auch die Gluonen. Dies sind die Austauscheteilchen der starken Wechselwirkung [2][3], welche die Quarks aneinander binden und somit die Hadronen bilden.

Die Zusammensetzung des Nukleonimpulses aus den Impulsen seiner Konstituenten wurde in einer Vielzahl von Experimenten präzise bestimmt. Die Frage, wie sich der Spin des Nukleons aus den Spins und Bahndrehimpulsen seiner Konstituenten zusammensetzt, – das sogenannte Spinpuzzle – ist jedoch bis heute nicht vollständig geklärt. Die naive Annahme, dass der Spin des Nukleons hauptsächlich von den drei Valenzquarks getragen wird, wurde durch das EMC<sup>1</sup>-Experiment am CERN<sup>2</sup> Ende der 80er Jahre widerlegt [4].

Das COMPASS<sup>3</sup>-Experiment am CERN soll zur Aufklärung des Spinpuzzles beitragen. Dazu wurde in den vergangenen Jahren der Beitrag der Gluonen zum Nukleonspin präzise vermessen. Entgegen den Erwartungen zeigte sich, dass auch der Beitrag der Gluonen klein ist. Gleichzeitig bietet das in den letzten Jahren entwickelte

---

<sup>1</sup>European Muon Collaboration

<sup>2</sup>Conseil Européen de la Recherche Nucleaire

<sup>3</sup>Common Muon and Proton Apparatus for Structure and Spectroscopy

theoretische Konzept der Generalisierten Partonverteilungen (GPDs) erstmals eine Möglichkeit, den Gesamtdrehimpuls der Partonen zu bestimmen [5]. Die GPDs lassen sich aus Messungen von harten exklusiven Prozessen wie z.B. der tief-virtuellen Compton-Streuung gewinnen. Die theoretischen Grundlagen hierzu werden in Kapitel 2 dieser Arbeit erörtert.

Ab 2011 soll die tief-virtuelle Compton-Streuung mit dem COMPASS-Experiment untersucht werden [6]. Zu diesem Zweck wird der Aufbau des Experiments um einen Rückstoß-Proton-Detektor (RPD) erweitert, mit welchem Protonen nachgewiesen werden können, die das Target unter großen Winkeln verlassen. Dies ist neben dem Nachweis von Myonen und Photonen notwendig, um die Exklusivität der Messung sicherzustellen. Eine Beschreibung des Experiments sowie der geplanten Erweiterungen erfolgt in Kapitel 3.

Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung eines hochauflösenden Transientenrekorders zur Auslese des RPD. Um eine zuverlässige Identifizierung von Protonen im RPD zu gewährleisten, müssen die Signale des Detektors mit hoher Präzision gemessen werden. Für die Geschwindigkeitsbestimmung per Flugzeitmessung ist eine Zeitauflösung der Elektronik von 50 ps erforderlich. Um dies zu erreichen, müssen die Signale einerseits mit hoher Abtastrate digitalisiert werden. Zum anderen werden durch den weiten dynamischen Bereich der Signale hohe Anforderungen an die Amplitudenauflösung der Ausleseelektronik gestellt. Eine weitere Aufgabe des Auslesesystems ist die Erzeugung eines Protontriggers. Hierzu müssen annähernd verzögerungsfrei verschiedene Koinzidenzen zwischen den einzelnen Detektorelementen bestimmt werden.

Die anspruchsvolle Aufgabe der RPD-Signalverarbeitung wird durch den Einsatz modernster Elektronik bewältigt. In der vorliegenden Arbeit wird die Entwicklung eines modularen Datennahmesystems beschrieben. Die zentrale Komponente des Systems ist das GANDALF-Board (siehe Kapitel 4), welches an der Universität Freiburg entwickelt wurde. Es verfügt über hohe Rechenleistung, um eine komplexe digitale Signalverarbeitung in Echtzeit durchführen zu können. Das GANDALF-Board lässt sich je nach Anwendung flexibel programmieren und kann mit unterschiedlichen Erweiterungskarten bestückt werden. Die Digitalisierung der Detektorsignale erfolgt mit 12-Bit ADCs<sup>4</sup> bei einer Abtastrate von 1 Gsps<sup>5</sup> durch die ADC-Mezzanine-Card. Die Simulation, Entwicklung und Inbetriebnahme dieser Aufsteckkarte ist das Ziel dieser Arbeit und wird in Kapitel 6 beschrieben. Die Ergebnisse der Funktionsprüfung und Charakterisierung der entwickelten Hardware werden in Kapitel 7 ausgewertet und zusammengefasst.

Da sich die Verwendung von Abkürzungen und Anglizismen nicht immer vermeiden lässt, befindet sich am Ende dieser Arbeit ein Glossar, in dem die wichtigsten Begriffe dieser Arbeit aufgelistet sind.

---

<sup>4</sup>Analog-zu-Digital-Wandler

<sup>5</sup>Gigasample pro Sekunde

## 2. Theoretische Grundlagen

Eine grundlegende Eigenschaft eines Elementarteilchens ist sein Spin, ausgedrückt in Einheiten von  $\hbar$ . Nukleonen sind Spin- $1/2$  Teilchen. Sie sind zusammengesetzt aus Quarks - ebenfalls Spin- $1/2$  Teilchen - sowie aus Gluonen mit Spin-1.

Der Spin des Nukleons kann geschrieben werden als [7]:

$$\frac{S}{\hbar} = \frac{1}{2}\Delta\Sigma + L_q + \Delta G + L_g = \frac{1}{2}. \quad (2.1)$$

Hierbei ist  $\Delta\Sigma$  der Spinbeitrag der Quarks und Antiquarks,  $\Delta G$  der Spinbeitrag der Gluonen,  $L_q$  und  $L_g$  sind die Beiträge der jeweiligen Bahndrehimpulse.

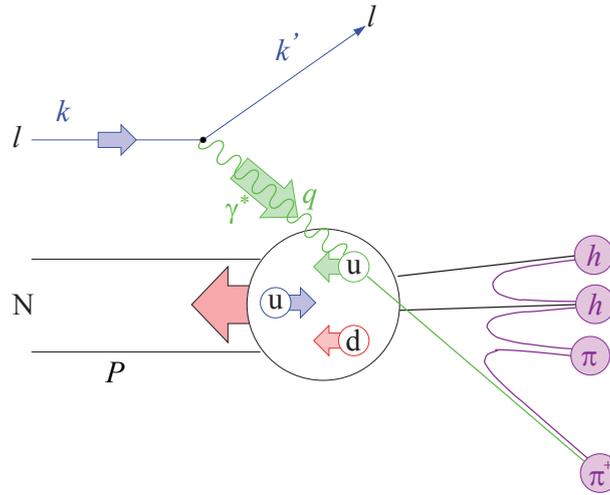
In diesem Kapitel wird, ausgehend von der tiefinelastischen Streuung, das Konzept der Parton-Verteilungsfunktionen erläutert. Darauf aufbauend werden die Generalisierten Partonverteilungen eingeführt, sowie ein möglicher experimenteller Zugang zu ihnen über die tief-virtuelle Comptonstreuung beschrieben. Weiterhin wird gezeigt, welche Informationen über die Beiträge zum Nukleonspin aus diesen Verteilungen gewonnen werden können.

### 2.1 Die tiefinelastische Streuung

Einen Zugang zur inneren Struktur des Nukleons bildet die tiefinelastische Streuung (DIS<sup>1</sup>). Hierbei wechselwirkt ein einlaufendes Lepton  $l$  durch Austausch eines virtuellen Photons  $\gamma^*$  mit einem Quark des Nukleons  $N$ . Das getroffene Quark kann aus dem Nukleon entweichen und fragmentiert dabei in ein oder mehrere Hadronen (Abb. 2.1). Wird nur das gestreute Lepton nachgewiesen, so spricht man von einer inklusiven Messung, wird zusätzlich mindestens ein Hadron nachgewiesen, von einer semi-inklusiven Messung. Bei einer exklusiven Messung werden alle auslaufenden Teilchen nachgewiesen.

---

<sup>1</sup>Deep-Inelastic Scattering



**Abbildung 2.1:** Diagramm der semi-inklusiven tiefinelastischen Streuung. [8]

Da die u- und d-Quarks im Vergleich zur Nukleonmasse sehr geringe Ruhemassen besitzen, bewegen sie sich im Nukleon hoch-relativistisch. Daher ist es hilfreich DIS-Prozesse in einem Bezugssystem zu betrachten, in dem das Nukleon einen 'unendlichen' Impuls entgegengesetzt dem des virtuellen Photons trägt (infinite-momentum frame) [9].

Die wichtigsten lorentzinvarianten kinematischen Größen der DIS sind:

$$q^2 = (k - k')^2 < 0 \quad \text{Quadrat des Viererimpulses des virtuellen Photons,} \quad (2.2)$$

$$\nu = \frac{P \cdot q}{M} \quad \text{Energieverlust des gestreuten Leptons,} \quad (2.3)$$

$$s = (k + P)^2 \quad \text{Quadrat der gesamten Schwerpunktsenergie,} \quad (2.4)$$

$$W^2 = (P + q)^2 \quad \text{Quadrat der inv. Masse des hadron. Endzustands.} \quad (2.5)$$

Hierbei ist  $k$  bzw.  $k'$  der Viererimpuls des einlaufenden bzw. gestreuten Leptons,  $M$  die Masse des Nukleons und  $P$  der Viererimpuls des Nukleons. Da  $q^2$  negativ ist, definiert man die Virtualität des Photons als  $Q^2 = -q^2$ . Sie ist ein Maß für das Auflösungsvermögen des Streuprozesses.

Im Laborsystem eines Fixed-Target-Experiments, in dem sich das Nukleon vor der Wechselwirkung in Ruhe befindet, ergibt sich:

$$Q^2 \stackrel{lab}{=} 4EE' \sin^2 \frac{\theta}{2}, \quad (2.6)$$

$$\nu \stackrel{lab}{=} E - E', \quad (2.7)$$

$$s \stackrel{lab}{=} 2ME + M^2, \quad (2.8)$$

$$W^2 \stackrel{lab}{=} M^2 + 2M\nu - Q^2. \quad (2.9)$$

Hierbei ist  $E$  bzw.  $E'$  die Energie des einlaufenden bzw. gestreuten Leptons und  $\theta$  der Polarwinkel, unter dem das Lepton gestreut wird.

Weiterhin definiert man die dimensionslosen Größen

$$x_B = \frac{Q^2}{2P \cdot q} \stackrel{lab}{=} \frac{Q^2}{2M\nu} \quad \text{Bjorken SkalenvARIABLE,} \quad (2.10)$$

$$y = \frac{P \cdot q}{P \cdot k} \stackrel{lab}{=} \frac{\nu}{E} \quad \text{relativer Energieverlust des Leptons.} \quad (2.11)$$

Eine experimentell beobachtbare Größe ist die Verteilung von Wirkungsquerschnitten in Abhängigkeit von der Bjorken SkalenvARIABLE  $x_B$ . Im infinite-momentum frame kann  $x_B$  interpretiert werden als Bruchteil des Nukleon-Viererimpulses, den das Quark trägt, bevor das virtuelle Photon absorbiert wird. Die  $x_B$ -Verteilung gibt daher Aufschluß über die Impulsverteilung der Partonen im Nukleon.

## 2.2 Parton-Verteilungsfunktionen

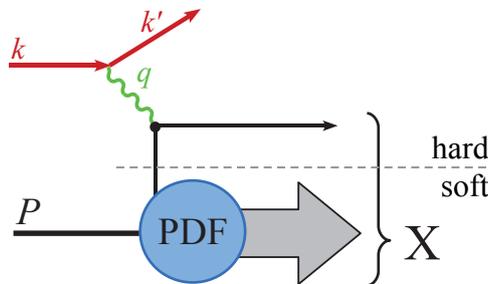
Im Bjorken-Limit

$$Q^2, \nu \rightarrow \infty, \quad x_B = const. \quad (2.12)$$

kann der DIS-Prozess aufgeteilt werden in einen harten leptonischen Teil und einen weichen hadronischen Teil [10]:

$$\frac{d^2\sigma}{d\Omega dE'} = \frac{\alpha_{em}}{Q^4} \frac{E'}{E} L_{\mu\nu} W^{\mu\nu}. \quad (2.13)$$

Während der leptonische Tensor  $L_{\mu\nu}$ , der die Streuung des virtuellen Photons an einem Quark beschreibt, in perturbativer Quantenelektrodynamik (pQED) berechnet werden kann, kann der hadronische Tensor  $W_{\mu\nu}$  nur durch Parton-Verteilungsfunktionen (PDFs<sup>2</sup>) parametrisiert werden.



**Abbildung 2.2:** Faktorisierung der tiefinelastischen Streuung in einen harten leptonischen Teil und einen weichen hadronischen Teil. [11]

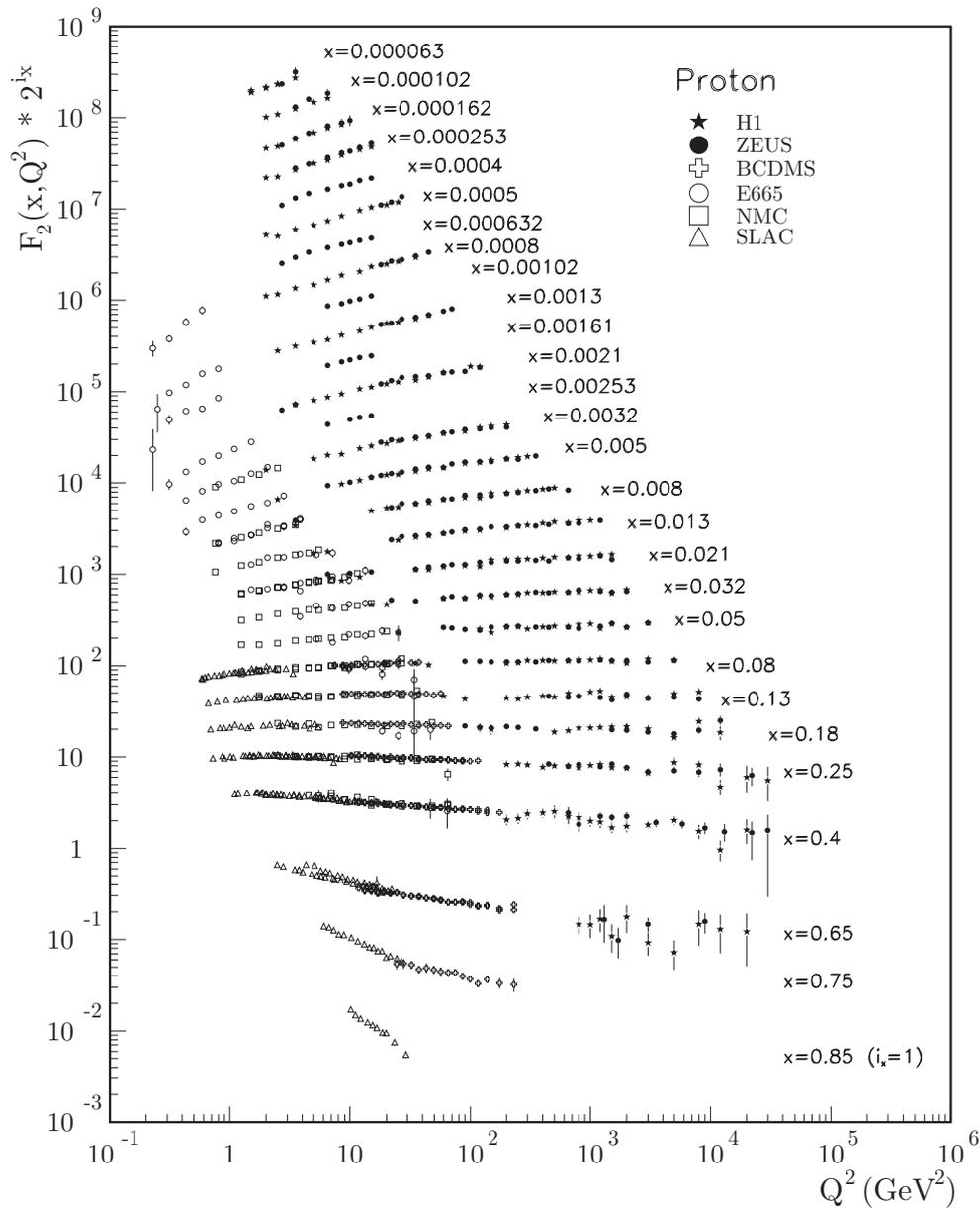
<sup>2</sup>Parton Distribution Functions

### 2.2.1 Die unpolarisierten PDFs

Der DIS-Wirkungsquerschnitt  $\sigma(x_B, Q^2)$  wird im Quark-Parton-Bild durch die unpolarisierten Partonverteilungen  $q_f(x_B, Q^2)$  parametrisiert:

$$\sigma(x_B, Q^2) \propto \sum_f e_f^2 q_f(x_B, Q^2). \quad (2.14)$$

Die Summe läuft hierbei über die Quark- und Antiquark-Flavours  $f = u, d, s, \bar{u}, \bar{d}, \bar{s}, \dots$ . Die elektrischen Ladungen der Quarks  $e_f$  werden in Einheiten der Elementarladung angegeben.



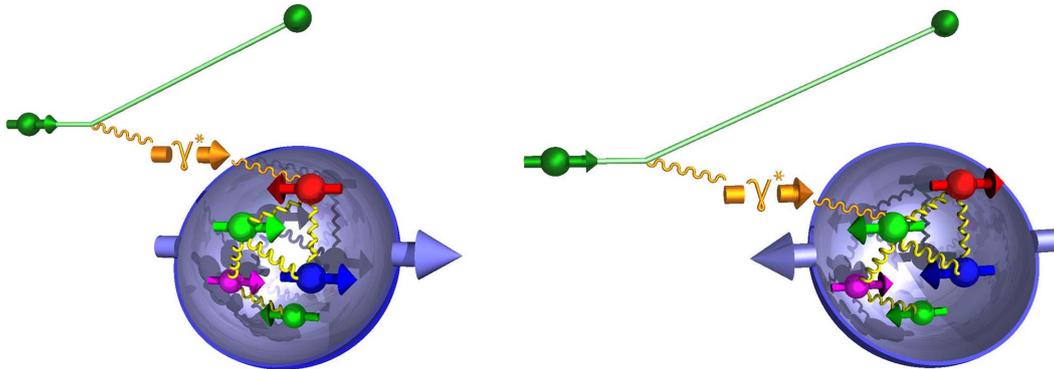
**Abbildung 2.3:** Strukturfunktion  $F_2(x_B, Q^2) = \sum_f e_f^2 x_B q_f(x_B, Q^2)$ . [12]

Aus Darstellungsgründen wurde  $F_2$  für die einzelnen  $x_B$ -Bins mit dem Faktor  $2^{i_x}$  multipliziert.  $i_x$  ist die Nummer des  $x_B$ -Bins von 1 ( $x_B = 0,85$ ) bis 28 ( $x_B = 6,3 \cdot 10^{-5}$ ).

Abb. 2.3 zeigt die Abhängigkeit der Partonverteilungen von  $Q^2$ . Dargestellt ist die Strukturfunktion  $F_2$ , da dies die experimentell leichter zugängliche Größe ist. Die Valenzquarks des Nukleons sind von einer großen Zahl virtueller Seequarks umgeben, welche größtenteils sehr kleine Impulsbruchteile besitzen. Da das Auflösungsvermögen eines virtuellen Photons mit  $Q^2$  zunimmt, können bei hohen  $Q^2$  mehr Seequarks aufgelöst werden. Man findet daher mit steigendem  $Q^2$  mehr Partonen bei kleineren  $x_B$  und weniger Partonen bei größeren  $x_B$  [8]. Diese  $Q^2$ -Abhängigkeit der PDFs wird jedoch zur besseren Lesbarkeit in der weiteren Notation unterdrückt.

### 2.2.2 Die longitudinal polarisierten PDFs

Neben der Impulsverteilung kann auch die Helizitätsverteilung der Quarks mit Hilfe der tiefinelastischen Streuung untersucht werden. Hierzu streut man longitudinal polarisierte Leptonen – also Leptonen mit Helizität entlang oder entgegen ihrer Bewegungsrichtung – an Nukleonen, die entlang ( $\Rightarrow$ ) oder entgegen ( $\Leftarrow$ ) der Bewegungsrichtung der einlaufenden Leptonen polarisiert sind. Das dabei ausgetauschte virtuelle Photon übernimmt die Helizität des Leptons zu einem Grad, der von der Lepton-Streukinematik abhängt. Aufgrund der Helizitätserhaltung kann das virtuelle Photon nur von einem Quark mit entgegengesetzter Spinrichtung (also gleicher Helizität) absorbiert werden (siehe Abb. 2.4).



**Abbildung 2.4:** Streuung von longitudinal polarisierten Leptonen an Protonen mit gleicher bzw. entgegengesetzter Polarisation. [13]

Aus der Differenz der Wirkungsquerschnitte mit gleicher und entgegengesetzter Polarisation von Strahl und Target lässt sich daher die Dichteverteilung von Quarks mit gleicher ( $q_f^{\vec{\zeta}}$ ) und entgegengesetzter ( $q_f^{\overleftarrow{\zeta}}$ ) Helizität in Bezug auf die Helizität des Nukleons bestimmen.

Die Quark-Helizitätsverteilung ist im Quark-Parton-Modell definiert als

$$\Delta q_f(x_B) = q_f^{\vec{\zeta}}(x_B) - q_f^{\overleftarrow{\zeta}}(x_B), \quad (2.15)$$

die oben eingeführte unpolarisierte oder polarisations-gemittelte Partonverteilung kann geschrieben werden als

$$q_f(x_B) = q_f^{\vec{\zeta}}(x_B) + q_f^{\overleftarrow{\zeta}}(x_B). \quad (2.16)$$

Daraus folgt direkt das Positivitätslimit  $|\Delta q_f(x_B)| < q_f(x_B)$ .

Durch Integration der polarisierten Partonverteilungen über  $x_B$  erhält man deren erste Momente:

$$\Delta q_f = \int dx_B \Delta q_f(x_B). \quad (2.17)$$

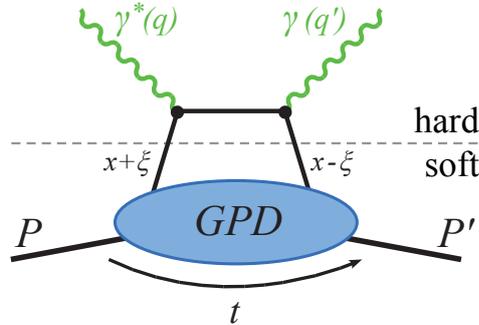
Bei Summation über alle Quark- und Antiquark-Flavours ergibt sich

$$\Delta \Sigma = \sum_f \Delta q_f, \quad (2.18)$$

der Nettobeitrag der Quark-Helizitäten zum Spin des Nukleons in der Summenregel (2.1).

## 2.3 Generalisierte Partonverteilungen

Das Konzept der Generalisierten Partonverteilungen (GPDs<sup>3</sup>) wurde in theoretischen Arbeiten von Müller [14], Radyushkin [15] und Ji [5] eingeführt. Die Faktorisierung in einen harten und einen weichen Sub-Prozess, die bei der tiefinelastischen Streuung angewandt wurde, kann in allgemeinerer Form auch bei anderen Prozessen angewendet werden, bei denen Impuls auf das Target übertragen wird. Die tief-virtuelle Compton-Streuung (DVCS<sup>4</sup>)  $\gamma^* p \rightarrow \gamma p$ , die im nächsten Abschnitt noch genauer beschrieben wird, oder die harte Erzeugung von Mesonen sind Beispiele für solche Prozesse.



**Abbildung 2.5:** Diagramm der tief-virtuellen Compton-Streuung. Der weiche Teil wird durch die Generalisierten Partonverteilungen (GPDs) beschrieben,  $t$  bezeichnet den Viererimpulsübertrag aufs Nukleon. [11]

Im Bjorken-Limit (2.12) und für einen Impulsübertrag  $t$  auf das Nukleon, der wesentlich kleiner als  $Q^2$  ist, faktorisiert die DVCS-Amplitude in eine Faltung aus der Compton-Amplitude für die Streuung am Quark und einer Quark-Korrelationsfunktion, die den weichen Teil des Prozesses beschreibt [16]. Wie sich zeigt, ist der weiche Teil der DVCS-Amplitude identisch mit dem des elastischen Formfaktors.

<sup>3</sup>Generalized Parton Distributions

<sup>4</sup>Deeply Virtual Compton Scattering

Daher führt man die Generalisierten Partonverteilungen ein, die diesen weichen Teil parametrisieren. Dadurch erreicht man ein hohes Maß an Universalität, da die Generalisierten Partonverteilungen für die Beschreibung einer Vielzahl von harten exklusiven Reaktionen verwendet werden können. In jeder dieser Reaktionen tauchen die gleichen GPDs auf, jeweils gefaltet mit einer Funktion, die den harten Teil beschreibt.

Die verschiedenen Spin- $1/2$  GPDs, die im Folgenden verwendet werden, sind in Tabelle 2.1 aufgelistet. Es existieren helizitätserhaltende ( $H, \tilde{H}$ ) und helizitätsumkehrende ( $E, \tilde{E}$ ) GPDs, jeweils polarisiert ( $\sim$ ) und unpolarisiert. Helizitätserhaltend bzw. helizitätsumkehrend bezieht sich hierbei auf das Nukleon.

**Tabelle 2.1:** Spin- $1/2$  GPDs

	unpolarisiert	polarisiert
helizitätserhaltend	$H$	$\tilde{H}$
helizitätsumkehrend	$E$	$\tilde{E}$

### 2.3.1 Kinematische Variablen

Zur Beschreibung der GPDs werden weitere kinematische Variablen eingeführt.

Die Mandelstam-Variable

$$t = (P - P')^2 \quad (2.19)$$

gibt den Viererimpuls-Übertrag auf das Nukleon an.

Die dimensionslose Variable  $\xi$  ('skewness')<sup>5</sup>

$$\xi = \frac{x_B}{2 - x_B} \quad (2.20)$$

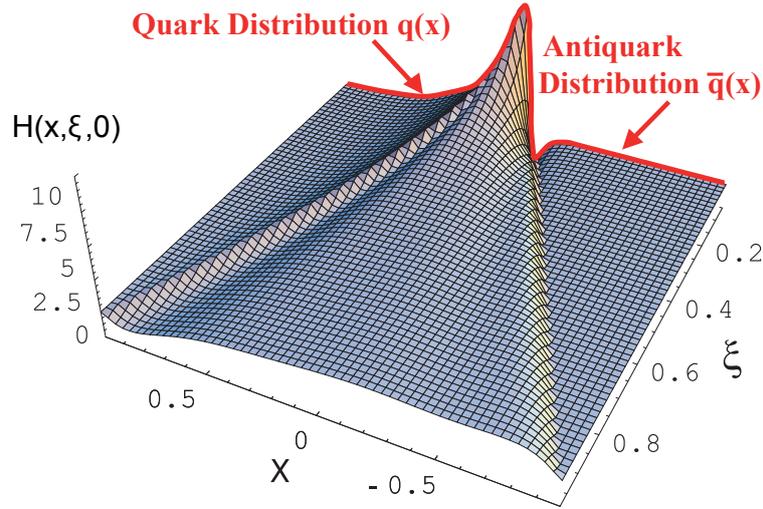
charakterisiert die Richtung des Impulsübertrags relativ zur Richtung des unendlichen Impulses (im infinite momentum frame).  $\xi = 0$  bedeutet, dass die beiden Impulse senkrecht zueinander stehen, bei  $\xi \neq 0$  besitzt der Impulsübertrag eine Komponente parallel zur Richtung des virtuellen Photons. Über die  $x, \xi$ -Abhängigkeit der GPDs ist wenig bekannt. Abb. 2.6 zeigt eine Modellrechnung für  $H(x, \xi, t = 0)$ .

### 2.3.2 Zusammenhang mit bekannten Verteilungen

Im Grenzfall

$$t = 0 \quad \text{und} \quad \xi = 0, \quad (2.21)$$

<sup>5</sup>Die Definition von  $\xi$  ist in dieser Form nur im Bjorken-Limit gültig. Für eine vollständige Definition werden Lichtkegelkoordinaten [17] benötigt.



**Abbildung 2.6:** Modellrechnung für  $H(x, \xi, 0)$  aus [18]. Die dicke (rote) Linie bei  $\xi = 0$  entspricht den gewöhnlichen PDFs. Der „äußere“ Bereich  $|x| > \xi$  ist über den DVCS-Prozess zugänglich.

dem sogenannten Vorwärtslimit, ist der Viererimpuls und die Helizität des Nukleons vor und nach dem Stoß gleich. Die helizitätserhaltenden GPDs reduzieren sich daher zu den entsprechenden PDFs [19]:

$$\text{für } x > 0 : \quad H^f(x, 0, 0) = q_f(x), \quad \tilde{H}^f(x, 0, 0) = \Delta q_f(x), \quad (2.22)$$

$$\text{für } x < 0 : \quad H^f(x, 0, 0) = -\bar{q}_f(-x), \quad \tilde{H}^f(x, 0, 0) = \Delta \bar{q}_f(-x). \quad (2.23)$$

Die helizitätsumkehrenden GPDs lassen sich nicht mit den gewöhnlichen PDFs in Beziehung setzen, da zur Umkehrung der Nukleon-Helizität Bahndrehimpuls übertragen werden muss. Dies ist natürlich nur bei endlichem transversalem Impulsübertrag möglich.

Weiterhin besteht eine Beziehung zwischen den ersten Momenten der GPDs sowie den elastischen Formfaktoren des Nukleons [5]:

$$\int_{-1}^1 dx H^f(x, \xi, t) = F_1^f(t), \quad (2.24)$$

$$\int_{-1}^1 dx E^f(x, \xi, t) = F_2^f(t), \quad (2.25)$$

$$\int_{-1}^1 dx \tilde{H}^f(x, \xi, t) = G_A^f(t), \quad (2.26)$$

$$\int_{-1}^1 dx \tilde{E}^f(x, \xi, t) = G_P^f(t). \quad (2.27)$$

Die Funktionen  $F_1^f(t)$ ,  $F_2^f(t)$ ,  $G_A^f(t)$  und  $G_P^f(t)$  sind die Beiträge der Quarksorte  $f$  zu den Dirac-, Pauli-, Axial- und Pseudoskalar-Formfaktoren.

Genau wie bei gewöhnlichen PDFs existieren für die GPDs Korrekturen höherer Ordnung in  $\alpha_s$ . Sie sind daher ebenfalls von der Skala  $Q^2$  abhängig, bei der sie gemessen werden.  $F_1^f(t)$  und  $F_2^f(t)$  sind jedoch als Matrixelemente eines erhaltenen Stroms definiert und daher  $Q^2$ -unabhängig. Die  $Q^2$ -Abhängigkeit der entsprechenden GPDs muss also in den ersten Momenten (2.24) und (2.25) verschwinden.

Durch die Integration über  $x$  in (2.24) - (2.27) verschwindet der Bezug zum 'infinite-momentum frame', in dem  $\xi$  definiert ist. Die Lorentz-Invarianz fordert daher, dass die  $\xi$ -Abhängigkeit in diesen Integralen verschwindet.

### 2.3.3 Stoßparameter-abhängige Partonverteilungen

Eine besonders anschauliche Interpretation der GPDs kann im Grenzfall  $\xi = 0$  gegeben werden. Analog zu den Formfaktoren des Nukleons, deren Fouriertransformierte die Ladungsverteilung im Ortsraum wiedergeben, kann man aus den GPDs Informationen über die Ortsverteilung von Quarks mit bestimmtem Impulsbruchteil  $x$  gewinnen:

$$q_f(x, \mathbf{b}_\perp) = \int \frac{d^2 \Delta_\perp}{(2\pi)^2} e^{-i\Delta_\perp \cdot \mathbf{b}_\perp} H^f(x, 0, -\Delta_\perp^2), \quad (2.28)$$

mit  $-\Delta_\perp^2 = t$ .

Man erhält sozusagen ein dreidimensionales Bild von den Verteilungen der Quarks im Nukleon, abhängig von einer longitudinalen Impulsdimension  $x$  (entlang der Richtung des virtuellen Photons) und zwei Ortsdimensionen in der transversalen Ebene - dem Stoßparameter  $\mathbf{b}_\perp$ . Eine gleichzeitige Messung von  $x$  und der longitudinalen Position ist durch die Heisenbergsche Unschärferelation verboten.

Durch Ersetzen von  $q_f \rightarrow \Delta q_f$  und  $H^f \rightarrow \tilde{H}^f$  erhält man analog die Helizitätsverteilung der Partonen in einem longitudinal polarisierten Nukleon.

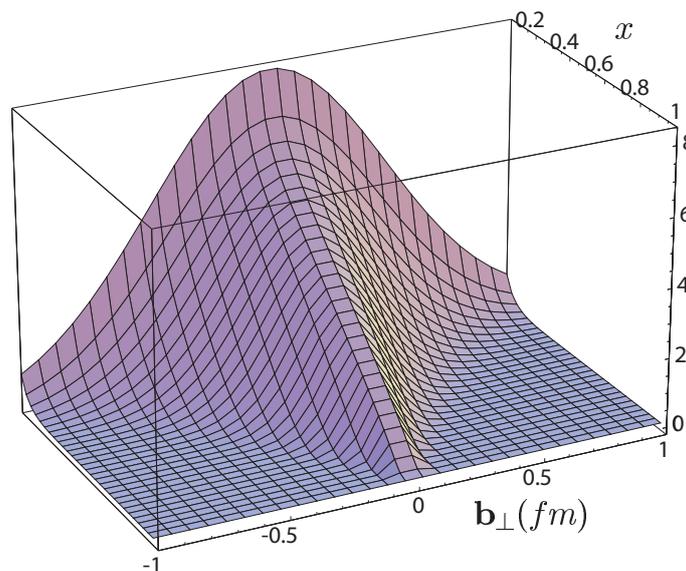


Abbildung 2.7: Qualitativer Verlauf von  $q(x, \mathbf{b}_\perp)$ .

Der Bezugspunkt des Stoßparameters  $\mathbf{b}_\perp$  ist der transversale Schwerpunkt des longitudinalen Impulses

$$\mathbf{R}_\perp = \sum_{i=q,g} x_i \mathbf{r}_{\perp,i}, \quad (2.29)$$

die Summe über die transversalen Positionen  $\mathbf{r}_{\perp,i}$  aller Partonen, gewichtet mit den jeweiligen Impulsbruchteilen  $x_i$ . Für  $x \rightarrow 1$  bestimmt das aktive Quark weitgehend den Schwerpunkt, und die Verteilung  $q(x, \mathbf{b}_\perp) = \sum_f q_f(x, \mathbf{b}_\perp)$  wird in diesem Grenzfall notwendigerweise eng (Abb. 2.7).

### 2.3.4 GPDs und die Spinstruktur des Nukleons

Wie schon in der Einleitung erwähnt, ist eines der Hauptziele von COMPASS die Erforschung der Spinstruktur des Nukleons. Bisher waren die Beiträge der Bahndrehimpulse  $L_f$  zum Nukleonspin

$$\frac{1}{2} = \sum_f J_f + J_G, \quad (2.30)$$

$$J_f = \frac{1}{2}(\Delta q_f + \Delta \bar{q}_f) + L_f \quad (2.31)$$

weitgehend unbekannt, da kein Prozess bekannt war, in dem die Bahndrehimpulse direkt gemessen werden konnten. 1997 veröffentlichte Xiangdong Ji [5] einen interessanten Zusammenhang zwischen den zweiten Momenten der GPDs und dem Gesamtdrehimpuls der Quarks („Ji’s Summenregel“):

$$J_f = \frac{1}{2} \lim_{t \rightarrow 0} \int_{-1}^1 dx x [H^f(x, \xi, t) + E^f(x, \xi, t)]. \quad (2.32)$$

Der Gesamtdrehimpuls der Gluonen  $J_G$  steht in Beziehung zu den Gluon-GPDs  $H^G$  und  $E^G$ , darauf soll hier jedoch nicht weiter eingegangen werden.

Dank Ji’s Summenregel wird es nun erstmals möglich, die Bahndrehimpulse der Quarks indirekt zu bestimmen. Hierzu müssen jedoch die GPDs für  $t \rightarrow 0$  genau bestimmt werden. Dieses Limit ist in tiefinelastischer Streuung nicht zugänglich, es kann jedoch in harten exklusiven Prozessen wie z.B. der tief-virtuellen Compton-Streuung untersucht werden.

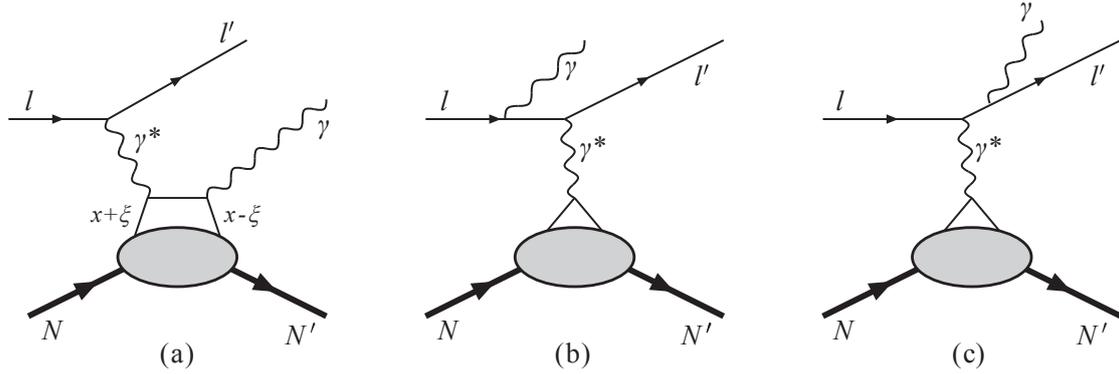
## 2.4 Tief-virtuelle Compton-Streuung

Die experimentell am besten zugänglichen GPDs sind die GPDs  $H$ ,  $\tilde{H}$ ,  $E$ ,  $\tilde{E}$  der  $u$ - und  $d$ -Quarks. Um deren Verhalten zu bestimmen, können Prozesse harter exklusiver Photon- oder Meson-Produktion untersucht werden. Nützliche Observablen sind Wirkungsquerschnitte und Asymmetrien in Abhängigkeit von der Strahl- oder Targetpolarisation oder in Abhängigkeit vom Vorzeichen der Strahl-Ladung. In diesen Observablen tauchen die GPDs typischerweise gefaltet mit einer harten Streuamplitude auf, sodass sie nicht direkt aus den Daten extrahiert werden können. Daher wird

die funktionale Abhängigkeit der GPDs von  $x$ ,  $\xi$  und  $t$  in theoretischen Modellen parametrisiert, und die Parameter durch Vergleich mit den Messdaten bestimmt.

Der vielversprechendste Prozess, der in naher Zukunft untersucht werden wird, ist die tief-virtuelle Compton-Streuung (DVCS). Dabei wird in Lepton-Nukleon-Streuung ein reelles Photon erzeugt, das Target-Nukleon bleibt dabei unversehrt:

$$l N \rightarrow l N \gamma. \quad (2.33)$$



**Abbildung 2.8:** Prozesse führender Ordnung zur Leptonproduktion reeller Photonen. Links: Tief-virtuelle Compton-Streuung. Mitte und rechts: Bethe-Heitler-Prozess.

Abb. 2.8 (a) beschreibt den DVCS Prozess. Dabei absorbiert ein Quark mit longitudinalem Impulsbruchteil  $x + \xi$  ein virtuelles Photon mit Virtualität  $Q^2$ , emittiert ein reelles Photon und besitzt danach einen longitudinalen Impulsbruchteil  $x - \xi$ . Die Quark-GPD beschreibt dabei die Korrelation zwischen den beiden Quarks bei gegebenen Werten von  $t$  und  $Q^2$ .

Die  $t$ -Abhängigkeit der Quark-GPDs ist in DVCS direkt zugänglich, allerdings ist dafür eine hohe experimentelle Präzision nötig, um zu  $t \rightarrow 0$  extrapolieren zu können. Dies ist wichtig, um den Gesamtdrehimpulsbeitrag der Quarks mit Hilfe von Ji's Summenregel (2.32) bestimmen zu können.

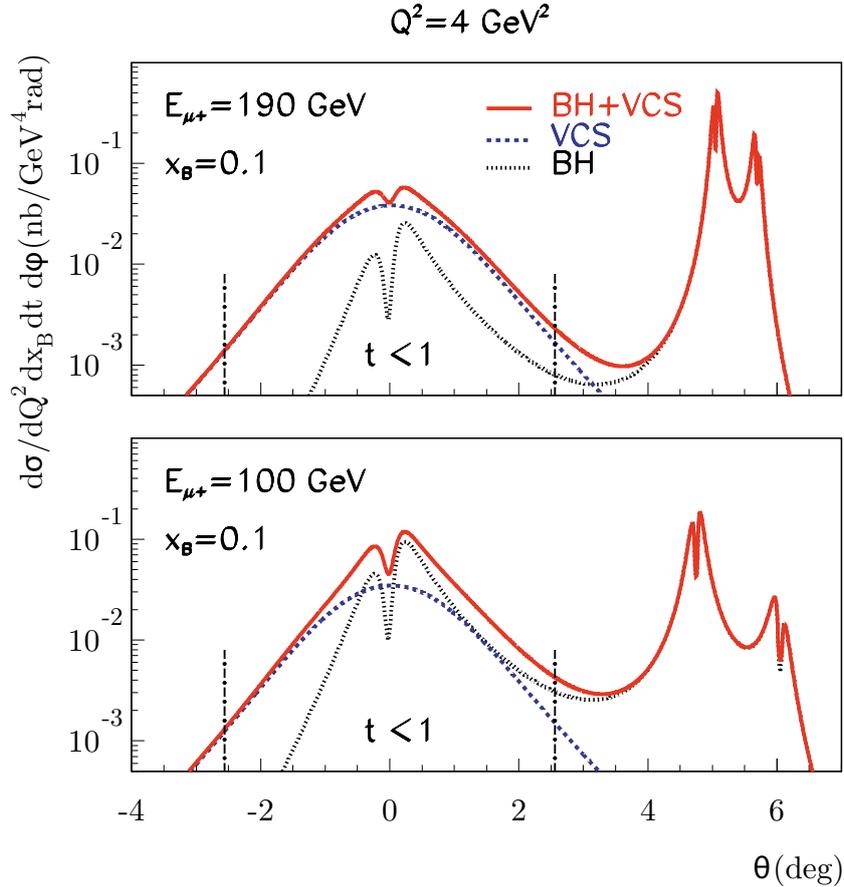
Der Bethe-Heitler-Prozess (BH), der in Abb. 2.8 (b) und (c) dargestellt ist, hat den gleichen Endzustand wie der DVCS-Prozess. Daher interferieren die Amplituden beider Prozesse, und der differentielle Wirkungsquerschnitt für BH und DVCS schreibt sich [20]:

$$\frac{d\sigma(lN \rightarrow lN\gamma)}{dx_B dQ^2 d|t| d\phi} \propto |\tau_{BH}|^2 + |\tau_{DVCS}|^2 + \underbrace{\tau_{DVCS}\tau_{BH}^* + \tau_{DVCS}^*\tau_{BH}}_I. \quad (2.34)$$

Hierbei ist  $\phi$  der azimuthale Winkel zwischen der Streuebene, die durch die Richtung des einlaufenden und auslaufenden Leptons aufgespannt wird, und der Produktions-ebene, die durch das virtuelle und das reelle Photon aufgespannt wird.

Das reelle Photon beim DVCS-Prozess kommt aus dem Nukleon und trägt damit Informationen über die GPDs. Das reelle Photon beim BH-Prozess trägt jedoch keine

Informationen über das Nukleon und kann nicht zur Bestimmung der GPDs verwendet werden. Um die Beiträge vom Bethe-Heitler-Prozess und vom DVCS-Prozess zu trennen, gibt es zwei Möglichkeiten. Einerseits kann der DVCS-Wirkungsquerschnitt in kinematischen Bereichen gemessen werden, in denen die DVCS gegenüber BH dominiert (Abb. 2.9 oben). In diesem Fall ist der Wirkungsquerschnitt im Wesentlichen durch das Quadrat der DVCS-Amplitude gegeben.



**Abbildung 2.9:** Wirkungsquerschnitt für die Reaktion  $\mu p \rightarrow \mu p \gamma$  als Funktion des Winkels zwischen realem und virtuellem Photon. Vergleich zwischen Bethe-Heitler-Prozess (gepunktet), DVCS (gestrichelt) und gesamtem Wirkungsquerschnitt. [21]

Eine andere Möglichkeit zur Trennung von BH- und DVCS-Beiträgen ist die Messung der Strahl-Ladungs-Asymmetrie (BCA<sup>6</sup>). Wenn man die Ladungspolarität des Leptonstrahls umkehrt, ändert die DVCS-Amplitude  $\tau_{DVCS}$  ihr Vorzeichen [22], nicht jedoch die BH-Amplitude  $\tau_{BH}$ . Da  $\tau_{BH}$  rein reell ist, folgt für die Differenz der Wirkungsquerschnitte:

$$\sigma(l^+) - \sigma(l^-) \propto \tau_{BH} \Re(\tau_{DVCS}) \quad (2.35)$$

Die Differenz der Wirkungsquerschnitte ist also proportional zum Realteil der DVCS-Amplitude. Die BH-Amplitude ist gut bekannt, da sie nur von den elastischen Nu-

<sup>6</sup>Beam Charge Asymmetry

kleonformfaktoren abhängt. Für ein unpolarisiertes Target ist die DVCS-Amplitude

$$\tau_{DVCS} \propto \left[ F_1 \mathcal{H} + \xi(F_1 + F_2) \tilde{\mathcal{H}} - \frac{t}{4m^2} F_2 \mathcal{E} \right]. \quad (2.36)$$

Hierbei ist  $m$  die Nukleonmasse,  $F_1$  und  $F_2$  sind die elastischen Dirac- und Pauli-Formfaktoren,  $\mathcal{H}, \tilde{\mathcal{H}}, \mathcal{E}$  und  $\tilde{\mathcal{E}}$  sind die Compton-Formfaktoren (CFF). Die CFFs sind Faltungen der entsprechenden Quark-GPDs mit Funktionen, die die harte Comptonstreuung  $\gamma^*q$  beschreiben.

Bei COMPASS soll in den kommenden Jahren zunächst die tief-virtuelle Compton-Streuung untersucht werden, um die Generalisierten Partonverteilungen zu bestimmen. Der bei COMPASS kinematisch zugängliche Bereich für  $x$  liegt zwischen  $\sim 0,01$  und  $\sim 0,1$ . Dieser Bereich ist bisher von anderen Experimenten nicht abgedeckt, sodass COMPASS die Lücke in  $x$  zwischen den Collider-Experimenten H1/ZEUS und dem Fixed-Target-Experiment HERMES schließen kann [6].

Da der Myonstrahl bei COMPASS aufgrund der Paritätsverletzung des Pionzerfalls natürlicherweise polarisiert ist, dreht sich bei Änderung der Strahl-Ladung auch die Polarisierungsrichtung um. Abb. 2.10 zeigt Berechnungen für die BCA nach zwei verschiedenen Modellen.

Der Compton-Formfaktor  $\mathcal{H}$  hängt wie folgt mit der Differenz  $\mathcal{D}$  und der Summe  $\mathcal{S}$  der gemessenen Wirkungsquerschnitte zusammen:

$$\mathcal{D} = d\sigma(\mu^{+\downarrow}, \phi) - d\sigma(\mu^{-\uparrow}, \phi) \propto \Re(F_1 \mathcal{H}) \cos \phi \quad (2.37)$$

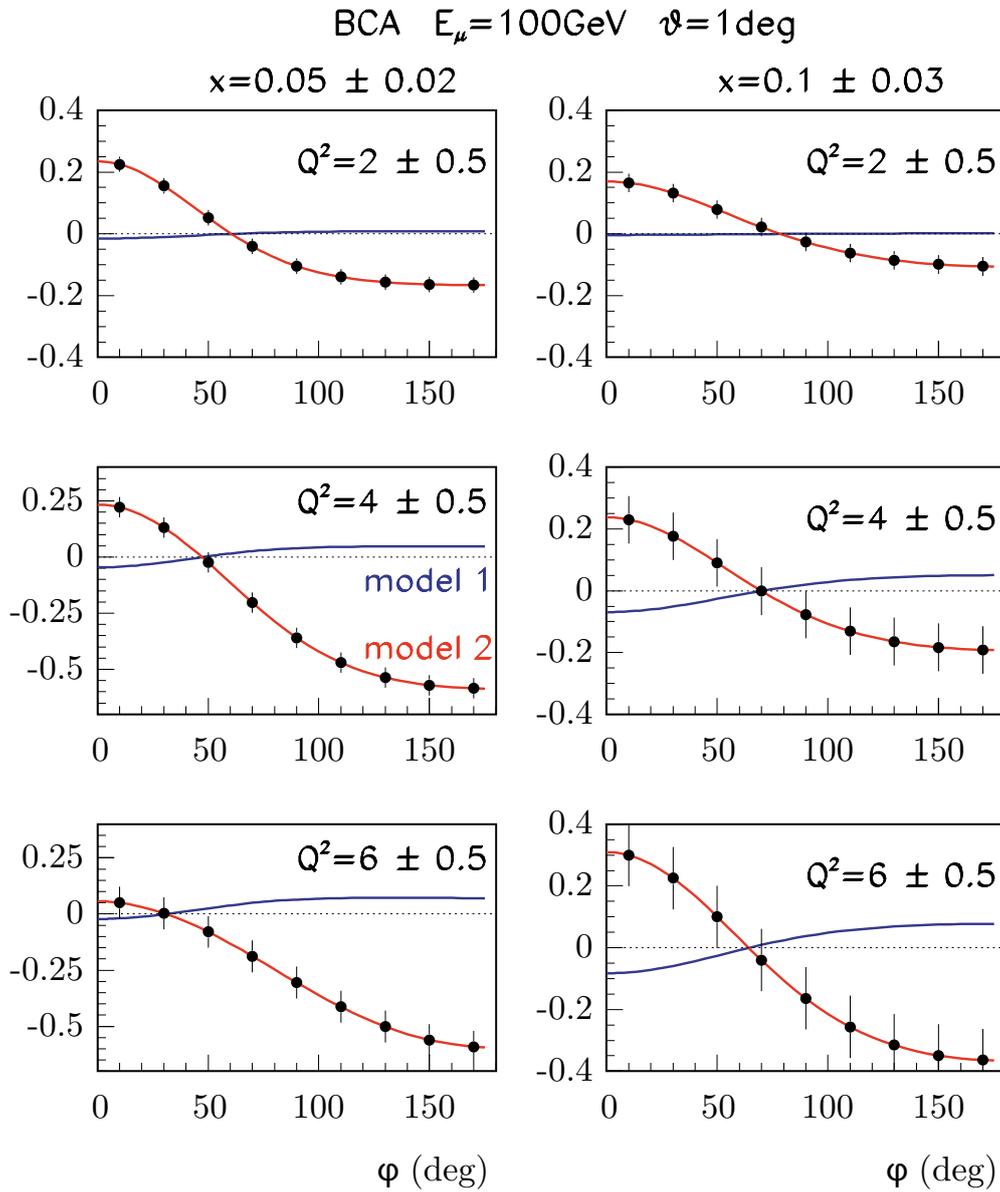
$$\mathcal{S} = d\sigma(\mu^{+\downarrow}, \phi) + d\sigma(\mu^{-\uparrow}, \phi) \propto \Im(F_1 \mathcal{H}) \sin \phi \quad (2.38)$$

Die Abhängigkeit vom azimuthalen Winkel  $\phi$  zwischen Streuebene und Produktionsebene ist eine charakteristische Eigenschaft der Wirkungsquerschnitte. Integration über  $\phi$  bzw. Analyse der Winkelabhängigkeit ermöglicht es, verschiedene Kombinationen von Quark GPDs zu bestimmen.

Die  $\phi$ -abhängige Analyse der Summe  $\mathcal{S}$  liefert den Imaginärteil des Compton-Formfaktors  $\mathcal{H}$ , welcher in führender Ordnung direkt durch die GPD  $H$  gegeben ist.

Eine Analyse der Summe  $\mathcal{S}$ , bei der über  $\phi$  integriert wird, liefert Informationen über die transversale Ausdehnung des Nukleons im bei COMPASS zugänglichen  $x$ -Bereich.

Die  $\phi$ -abhängige Analyse der Differenz  $\mathcal{D}$  liefert den Realteil des Compton-Formfaktors  $\mathcal{H}$ , welcher in führender Ordnung gegeben ist durch eine Faltung der GPD  $H$  mit einer Funktion, die die harte Quark-Photon-Wechselwirkung beschreibt.



**Abbildung 2.10:** Azimutale Verteilung der Strahl-Ladungs-Asymmetrie, Berechnungen nach zwei verschiedenen Modellen. [23]

## 3. Das COMPASS-Experiment

Das COMPASS-Experiment am CERN ist ein Fixed-Target-Experiment, bei dem ein Strahl aus hochenergetischen Myonen bzw. Hadronen auf ein ruhendes Target trifft. Der Aufbau des Experiments lässt sich in drei Teilbereiche gliedern: den Bereich der Strahlführung, die Wechselwirkungszone und das Spektrometer in Vorwärtsrichtung. Im Strahlführungsbereich werden die Spuren und Impulse der Strahlteilchen vermessen. In der Wechselwirkungszone befindet sich das Target und die das Target umgebenden Detektoren. Die auslaufenden Teilchen werden im Spektrometer nachgewiesen. Die erste Spektrometerstufe (LAS<sup>1</sup>) hat eine Winkelakzeptanz von bis zu 180 mrad. Teilchen die unter kleinen Winkeln bis 30 mrad auslaufen, werden in der zweiten Spektrometerstufe (SAS<sup>2</sup>) nachgewiesen. Das Spektrometer besitzt Detektoren zur Teilchenidentifikation, Spurrekonstruktion und Energiebestimmung. Jede Spektrometerstufe beinhaltet einen Dipolmagneten (SM1 bzw. SM2), welcher geladene Teilchen in der horizontalen Ebene ablenkt.

In diesem Kapitel werden zunächst die einzelnen Komponenten des Experiments kurz vorgestellt. Im zweiten Teil werden dann die notwendigen Erweiterungen des COMPASS-Experiments beschrieben, um die geplanten DVCS-Messungen durchführen zu können. Eine ausführliche Beschreibung aller Komponenten findet der interessierte Leser in Referenz [24].

### 3.1 Der Strahl

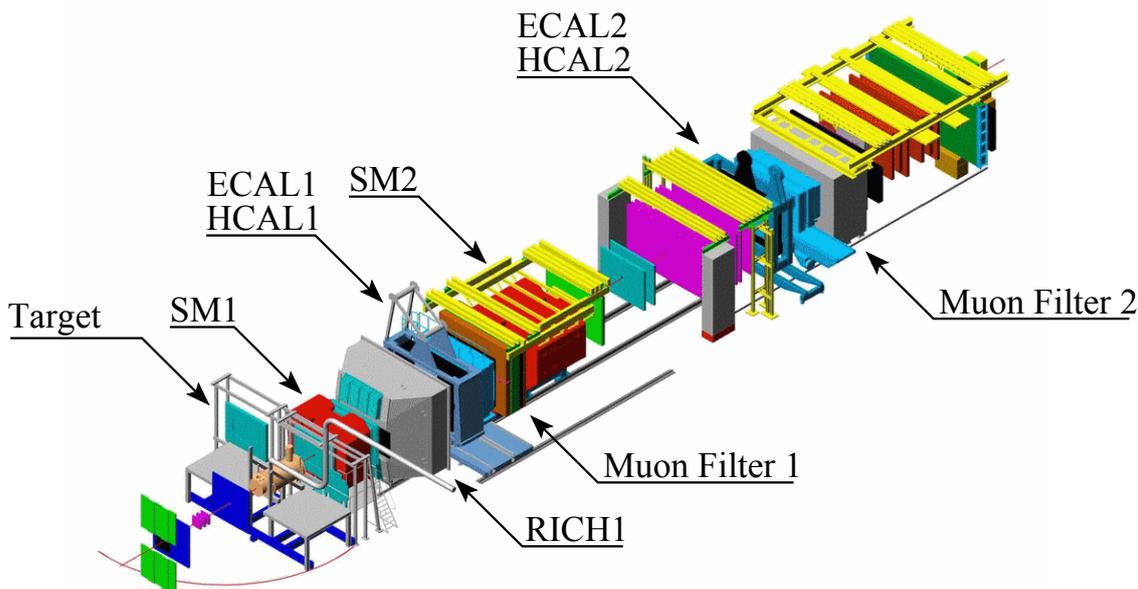
Das COMPASS-Experiment steht am SPS<sup>3</sup> am Ende der M2-Strahlführung auf dem Nordgelände des CERN. Dort stehen wahlweise Myon- oder Hadronstrahlen zur Verfügung. Da für den DVCS-Prozess Leptonen als Strahlteilchen benötigt werden, wird im Folgenden nur auf den Myonstrahl eingegangen.

---

<sup>1</sup>Large Angle Spectrometer

<sup>2</sup>Small Angle Spectrometer

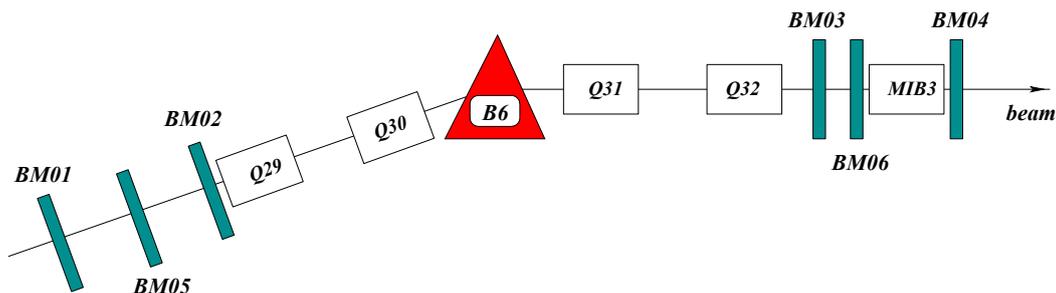
<sup>3</sup>Super Proton Synchrotron



**Abbildung 3.1:** Isometrische Ansicht des COMPASS-Experiments. COMPASS-Koordinatensystem:  $z$  in Strahlrichtung,  $x$  in der Horizontalen und  $y$  in der Vertikalen.

Im SPS werden Protonen auf Impulse von  $400 \text{ GeV}/c$  beschleunigt. Diese Protonen treffen in sogenannten Spills (etwa alle  $15 \text{ s}$  für ca.  $5 \text{ s}$ ) auf ein festes Berylliumtarget, dessen Länge je nach gewünschter Sekundärstrahlintensität gewählt werden kann. Dabei entstehen vorwiegend Pionen und Kaonen, die nach einer Impulsselektion während ihrem Flug durch einen  $600 \text{ m}$  langen Tunnel teilweise zu Myonen zerfallen. Die nicht zerfallenen Hadronen werden durch einen Berylliumabsorber gestoppt. Der gereinigte und fokussierte Myonstrahl wird erneut impulsselektiert und in einer  $800 \text{ m}$  langen Strahlführung zum Experiment geleitet. Aufgrund der Paritätsverletzung des Pion- und Kaonzerfalls ist der Myonstrahl natürlicherweise polarisiert. Der Polarisationsgrad hängt vom Verhältnis der Impulse von Myonen und Pionen ab. Bei einem Verhältnis von  $p_\mu/p_\pi = (160 \text{ GeV}/c)/(172 \text{ GeV}/c)$  erreicht man einen Polarisationsgrad von  $(-80 \pm 4)\%$ . Der maximale Myonfluss pro Spill beträgt  $2 \cdot 10^8$ .

Um einen möglichst hohen Myonfluss zu erreichen, wird eine Streuung der Myonimpulse um bis zu  $5\%$  des ausgewählten Impulses zugelassen. Dies macht eine Messung des Impulses jedes einzelnen Strahlteilchens notwendig. Da das SPS unterirdisch liegt, das COMPASS-Experiment sich jedoch an der Oberfläche befindet, muss der Strahl mit Hilfe von Dipolmagneten nach oben und vor dem Eintritt ins Experiment wieder in die Horizontale gelenkt werden. Vor und hinter den letzten Umlenkmagneten (B6) befindet sich die Beam Momentum Station (BMS). Sie besteht aus sechs Hodoskopen, welche die Spur des Teilchens vermessen. Aus dem Radius der Bahnkurve kann dann der Impuls errechnet werden. Ein Großteil der Myonen befindet sich im zentralen Bereich des Strahls. Ein kleiner Teil der Myonen befindet sich jedoch weiter entfernt von der Strahlachse, dieser bildet den sogenannten Halo.



**Abbildung 3.2:** Im Bereich der letzten Umlenkmagnete (B6) befindet sich die Beam Momentum Station zur Impulsmessung der Strahlteilchen.

## 3.2 Der Target-Bereich

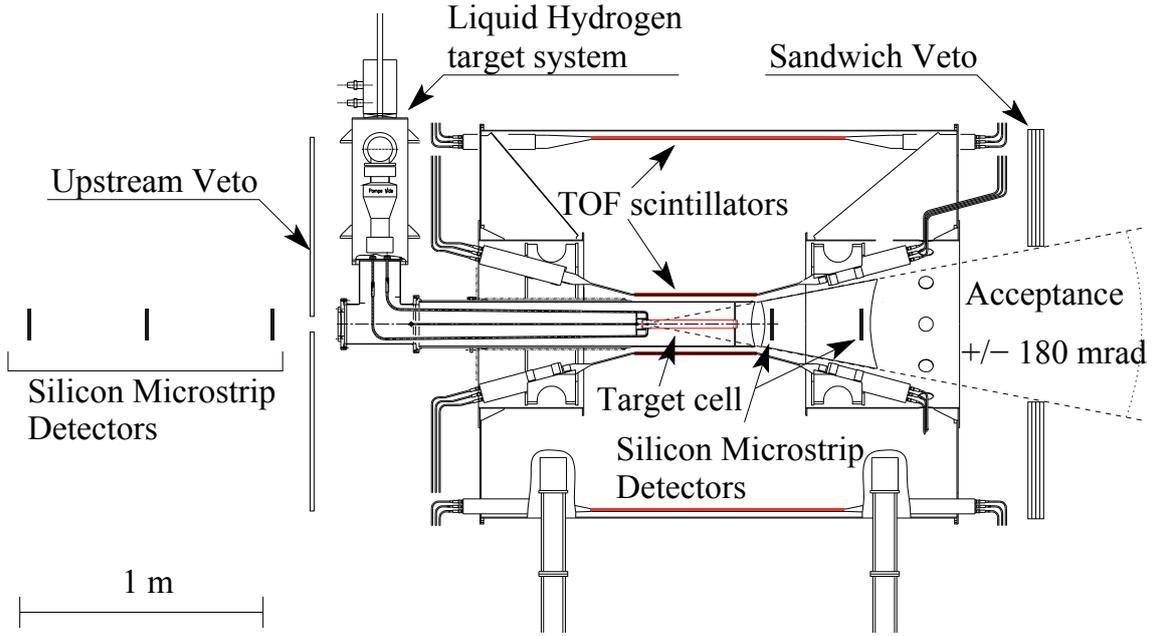
In den vergangenen Jahren wurde bei COMPASS ein polarisiertes Festkörper-Target verwendet. Seit 2006 besteht es aus drei mit  $NH_3$  oder  $LiD$  gefüllten zylindrischen Targetzellen. Die Zellen haben einen Durchmesser von 4 cm für  $NH_3$  bzw. 3 cm für  $LiD$ . Die mittlere Zelle ist 60 cm lang, die äußeren Zellen sind jeweils 30 cm lang und entgegengesetzt zur mittleren Zelle polarisiert. Der erreichbare Polarisationsgrad beträgt max. 90% für  $NH_3$  und max. 52% für  $LiD$ . Eine Beschreibung des Polarisierungsvorgangs findet sich in [24]. Als Vorbereitung für den geplanten DVCS-Testlauf im Jahr 2009 wurde im Jahr 2008 ein neues unpolarisiertes Target-System in Betrieb genommen, welches im Folgenden beschrieben wird.

Abb. 3.3 zeigt die Wechselwirkungszone mit Target und umgebenden Detektoren. Das zylindrische Target besteht aus der Targetzelle und dem Targetkryostat. Die Targetzelle aus  $125 \mu m$  starkem Mylar ist mit flüssigem Wasserstoff gefüllt und hat einen Durchmesser von 3,5 cm und eine Länge von 40 cm. Der Targetkryostat besteht aus 1,8 mm dickem Aluminium und hat einen Durchmesser von 18,5 cm.

Vor und hinter dem Target befinden sich Siliziumstreifendetektoren und Vetoähler. Die Siliziumstreifendetektoren besitzen eine hohe Ortsauflösung und gestatten die genaue Vermessung der Flugbahn des Strahlteilchens. Die Vetoähler werden verwendet um unerwünschte Ereignisse auszusortieren, die von Halo-Myonen ausgelöst wurden, deren Spuren nicht durchs Target verlaufen.

Das Target ist von einem Rückstoß-Proton-Detektor (RPD) umgeben. Er dient dem Nachweis von Rückstoß-Protonen, die das Target unter großen Winkeln verlassen. Der RPD besteht aus zwei konzentrischen Ringen von Szintillatorstreifen. Der innere Ring (A) besteht aus 12 Streifen und hat einen Durchmesser von 24 cm, der äußere Ring (B) besteht aus 24 Streifen und hat einen Durchmesser von 155 cm. Länge und Anordnung der Szintillatorstreifen sind so gewählt, dass der Winkelbereich von  $55^\circ$  bis  $90^\circ$  abgedeckt wird, in dem die Rückstoßprotonen erwartet werden [25].

Die Szintillatorstreifen werden an beiden Enden von Photomultipliern (PMTs) ausgelesen, welche negative Spannungspulse mit Amplituden in einem Bereich zwischen



**Abbildung 3.3:** Seitenansicht der Wechselwirkungszone mit Target und umgebenden Detektoren. Zwei Ringe aus Szintillatorstreifen zur Flugzeitmessung (TOF) bilden den Rückstoß-Proton-Detektor.

0 V und  $-4$  V erzeugen. Die Anstiegszeit (10% bis 90%) der Pulse hängt von der Amplitude  $A$  ab und beträgt [26]

$$t_{\text{rise}} \approx 0,6 \frac{\text{ns}}{\text{V}} \cdot A + 3,5 \text{ ns}. \quad (3.1)$$

Die Zeitauflösung des Detektors und der existierenden Ausleseelektronik beträgt derzeit ca. 300 ps.

Wenn  $t_u$  und  $t_d$  die Zeitpunkte der PMT-Signale eines Szintillatorstreifens (upstream und downstream) sind, so gilt für den Zeitpunkt des Teilchendurchgangs<sup>4</sup>

$$t_0 = \frac{1}{2} \left( t_u + t_d - \frac{L_s}{c_s} \right). \quad (3.2)$$

$L_s$  ist die Länge des Szintillatorstreifens,  $c_s$  ist die Lichtgeschwindigkeit im Szintillator. Die  $z$ -Koordinate des Teilchendurchgangs ist dann

$$z = c_s \cdot (t_u - t_0). \quad (3.3)$$

Aus der Flugzeit zwischen innerem und äußerem Ring und dem Abstand zwischen den Durchgangspunkten lässt sich dann die Geschwindigkeit des Teilchens berechnen. Zusätzlich lässt sich aus der Amplitude der Signale der Energieverlust des Teilchens in den Szintillatorstreifen bestimmen.

<sup>4</sup>ohne Berücksichtigung von Laufzeitkorrekturen

Für Teilchen unterschiedlicher Masse gelten unterschiedliche Zusammenhänge zwischen Energieverlust und Geschwindigkeit (siehe Abb. 3.5), sodass man mit Hilfe des RPD zwischen Pionen und Protonen unterscheiden kann.

## 3.3 Das Spektrometer

### 3.3.1 Spurdetektoren

Das COMPASS-Spektrometer besitzt eine große Anzahl verschiedenartiger Spurdetektoren zur präzisen Vermessung der Teilchentrajektorien. Zusätzlich lässt sich so aus der Ablenkung durch die Spektromettermagnete der Teilchenimpuls berechnen. Tabelle 3.1 listet die Eigenschaften der verwendeten Spurdetektoren auf.

**Tabelle 3.1:** COMPASS-Spurdetektoren mit typischen Abmessungen, Orts- und Zeitaufösungen. [24] [27]

Detektortyp	aktive Fläche	Ortsauflösung	Zeitauflösung
Szint. Fasern	$(3,9 \text{ cm})^2 - (12,3 \text{ cm})^2$	130 – 210 $\mu\text{m}$	400 ps
Siliziumstreifen	$5 \times 7 \text{ cm}^2$	8 – 11 $\mu\text{m}$	2,5 ns
GEM	$31 \times 31 \text{ cm}^2$	70 $\mu\text{m}$	12 ns
Pixel-GEM	$10 \times 10 \text{ cm}^2$	95 $\mu\text{m}$	9,9 ns
Micromegas	$40 \times 40 \text{ cm}^2$	90 $\mu\text{m}$	9 ns
Vieldrahtprop.	$178 \times (90 - 120) \text{ cm}^2$	1,6 mm	
Driftkammern	$180 \times 127 \text{ cm}^2$	(190 – 500) $\mu\text{m}$	
Straws	$280 \times 323 \text{ cm}^2$	190 $\mu\text{m}$	

Je nach Abstand von der Strahlachse müssen die Spurdetektoren unterschiedlichen Anforderungen an Raten, Orts- und Zeitaufösungen genügen. Daher unterteilt man sie in drei Bereiche.

Dem Strahl am nächsten befinden sich die *Very small area trackers (VSAT)*. Sie decken einen Bereich bis ca. 3,5 cm von der Strahlachse ab und benötigen daher eine hohe Ratenstabilität. Zum Einsatz kommen hier Siliziumstreifendetektoren, szintillierende Fasern (SciFi) und Pixel-GEMs. Die szintillierenden Fasern besitzen eine hohe Zeitauflösung von ca. 400 ps. Daher ist trotz der hohen Raten von bis zu  $3 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$  pro Faser im zentralen Bereich des Strahls eine zeitliche Korrelation der Hits zur entsprechenden Spur möglich.

In ca. 2,5 cm bis 40 cm Entfernung von der Strahlachse befinden sich die *Small area trackers (SAT)*. Dies sind die GEMs<sup>5</sup> und die Micromegas<sup>6</sup>-Detektoren.

In den äußeren Bereichen des Spektrometers befinden sich schließlich die großflächigen Vieldrahtproportionalkammern (MWPCs<sup>7</sup>), Driftkammern und Straw-Detektoren. Diese bilden die sogenannten *Large area trackers (LAT)*.

<sup>5</sup>Gas Electron Multiplier

<sup>6</sup>Micromesh Gaseous Structure

<sup>7</sup>Multi Wire Proportional Chambers

### 3.3.2 Kalorimeter

COMPASS besitzt in jeder Spektrometerstufe ein elektromagnetisches und ein hadronisches Kalorimeter zur Bestimmung der Teilchenenergie. Die elektromagnetischen Kalorimeter ECAL1 und ECAL2 sind homogene Kalorimeter aus Bleiglasmodulen, in denen Photonen durch Bremsstrahlung und Paarbildung Energie verlieren. Dabei entstehen elektromagnetische Schauer. Das Cherenkov-Licht der Schauer-Elektronen wird mit Photomultipliern nachgewiesen. Die Kalorimeterdicke beträgt mehr als 16 Strahlungslängen, sodass über 99% der Teilchenenergie im Schauer enthalten ist. Seit 2008 besteht der zentrale Bereich von ECAL2 aus sogenannten Shashlik-Modulen. Diese Samplingkalorimeter-Module sind aus sich abwechselnden Schichten von Blei und Szintillator aufgebaut. Sie zeichnen sich durch höhere Strahlhärte und bessere Energieauflösung im Vergleich zu den Bleiglasmodulen aus.

Die hadronischen Kalorimeter HCAL1 und HCAL2 sind Samplingkalorimeter und bestehen aus sich abwechselnden Schichten von Eisen und Plastikszintillator. Durchlaufende Hadronen erzeugen im Eisen hadronische Schauer, die dann in den Szintillatoren nachgewiesen werden. Die hadronischen Kalorimeter befinden sich jeweils direkt hinter den elektromagnetischen, sodass die hadronische Schauerbildung bereits in den ECALs einsetzen kann.

**Tabelle 3.2:** Elektromagnetische und hadronische Kalorimeter mit Abmessungen, Kanalzahl und Energieauflösung.

Kalorimeter	aktive Fläche	Kanäle	Energieauflösung $\frac{\Delta E}{E}$
ECAL1	$397 \times 286 \text{ cm}^2$	1476	$0,06\sqrt{\frac{\text{GeV}}{E}} \oplus 0,02$
ECAL2	$245 \times 184 \text{ cm}^2$	3072	$0,06\sqrt{\frac{\text{GeV}}{E}} \oplus 0,02$
HCAL1	$420 \times 300 \text{ cm}^2$	480	$0,59\sqrt{\frac{\text{GeV}}{E}} \oplus 0,08$
HCAL2	$440 \times 200 \text{ cm}^2$	216	$0,66\sqrt{\frac{\text{GeV}}{E}} \oplus 0,05$

### 3.3.3 Teilchenidentifikation

Die Identifikation von Myonen erfolgt in den Myonwänden. Muonwall 1 am Ende der ersten Spektrometerstufe besteht aus zwei Spurdetektoren aus Driftröhren, die durch einen 60 cm dicken Eisenabsorber getrennt sind. Muonwall 2 am Ende der zweiten Spektrometerstufe besteht aus einem 2,4 m dicken Betonabsorber, dem Spurdetektoren aus Driftröhren und MWPCs folgen.

Zu Identifikation von Hadronen besitzt COMPASS einen großen ringabbildenden Cherenkov-Detektor (RICH). Er ist mit dem Radiatorgas  $C_4F_{10}$  gefüllt, welches einen hohen Brechungsindex von  $n = 1,0015$  besitzt. Durchlaufende Hadronen emittieren Cherenkov-Licht, welches von sphärischen Spiegeln auf Kreise in der Fokalebene abgebildet wird. Dort werden die Cherenkov-Photonen mit Mehrkanal-Photomultipliern und Proportionalkammern mit CsI-Photokathoden nachgewiesen.

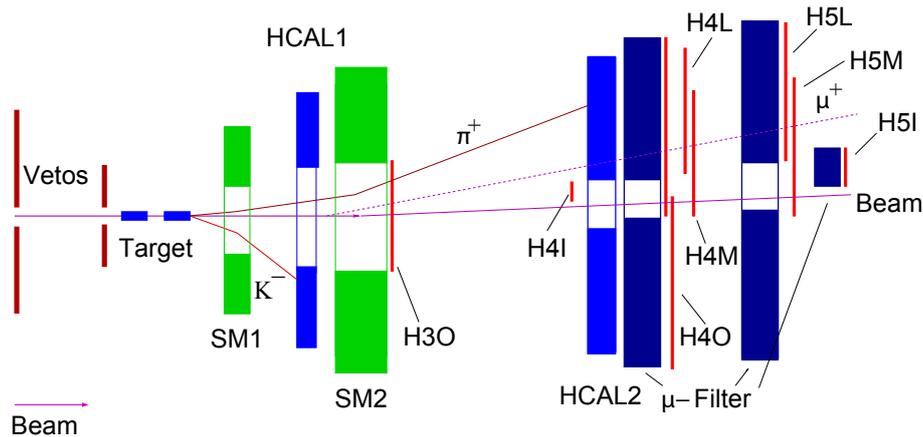
Der COMPASS RICH kann Pionen, Kaonen und Protonen mit Impulsen von 5 GeV/c bis 43 GeV/c voneinander unterscheiden.

### 3.4 Der Trigger

Das Triggersystem hat die Aufgabe, interessante Ereignisse zu selektieren und uninteressante Ereignisse zu unterdrücken, wofür eine Entscheidungszeit von weniger als 500 ns zur Verfügung steht. Der Trigger löst den Auslesevorgang der Detektoren aus und liefert eine Referenzzeit für das Ereignis.

#### Myontrigger

Bereits seit Beginn des COMPASS-Experiments sind die Hodoskop-Trigger im Einsatz, die ihre Triggerentscheidung aufgrund der Spur des gestreuten Myons treffen. Die Hodoskop-Trigger sind in vier Gruppen von je zwei szintillierenden Faserhodoskopen unterteilt. Wie in Abb. 3.4 gezeigt, sind dies die inneren (H4I, H5I), die äußeren (H3O, H4O), die mittleren (H4M, H5M) und die Leitertriggersysteme (H4L, H5L).



**Abbildung 3.4:** Schematische Anordnung der Triggerhodoskope.

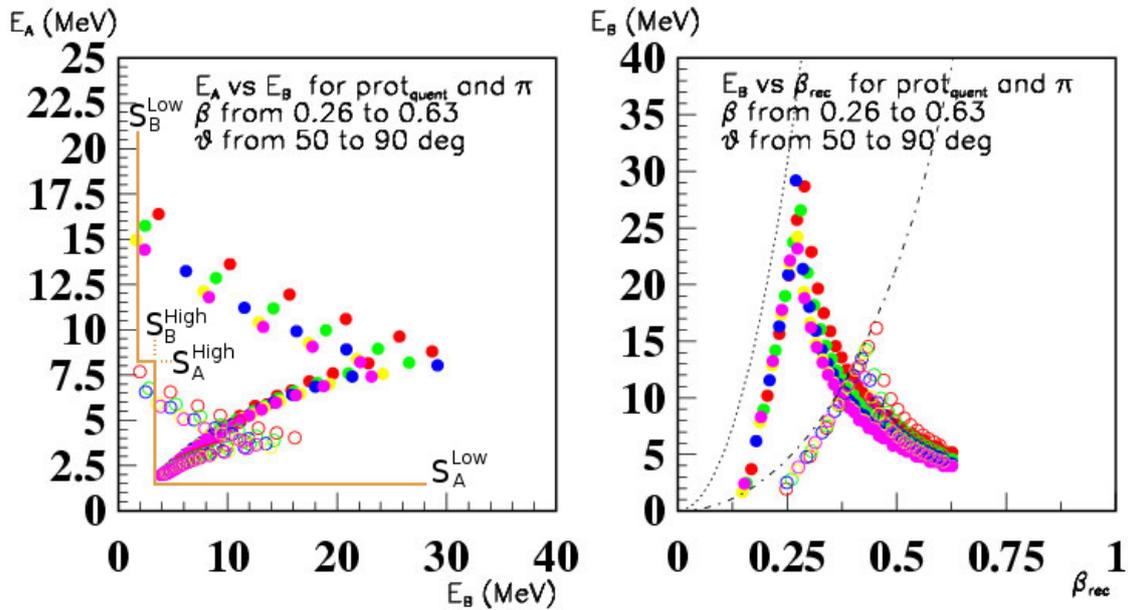
Ereignisse mit  $Q^2 > 0,5 \text{ (GeV/c)}^2$  werden hauptsächlich durch das äußere System getriggert. Hierbei wird die vertikale Position des gestreuten Myons an zwei Stellen gemessen, um die Projektion des Streuwinkels in der y-z-Ebene zu bestimmen. In dieser Ebene werden Teilchen nicht durch die Spektrometermagnete abgelenkt, sodass die Spur direkt auf  $z = 0$  extrapoliert werden kann. Die vertikale Position der Spur bei  $z = 0$  wird dann auf Kompatibilität mit der Targetposition überprüft (vertical target pointing).

Bei  $Q^2 < 0,5 \text{ (GeV/c)}^2$  ist der Streuwinkel des Myons zu klein für diese Methode. Daher werden diese Ereignisse anhand des relativen Energieverlusts  $y$  des Myons selektiert, indem die Ablenkung der Spur in den Spektrometermagneten bestimmt wird. Der innere Trigger misst im Bereich  $0,2 < y < 0,5$ , der Leitertrigger im Bereich  $0,5 < y < 0,9$ . Um Hintergrundprozesse zu unterdrücken, kann zusätzlich eine minimale Energiedeposition in den hadronischen Kalorimetern gefordert werden.

## Protontrigger

Seit 2008 besteht mit dem Rückstoß-Proton-Detektor eine weitere Möglichkeit eine Triggerentscheidung zu treffen. Aufgabe des RPD ist es, rückgestreute Protonen zu identifizieren und von anderen Teilchen (z.B. Deltaelektronen oder Pionen, sowie Teilchen aus dem Halo des Strahls) zu unterscheiden. Dazu wird der Energieverlust des Teilchens beim Durchgang durch den inneren Ring (A) und den äußeren Ring (B) des RPD bestimmt. Abb. 3.5 zeigt den Zusammenhang zwischen dem Energieverlust  $E_A$  in Ring A und  $E_B$  in Ring B für Protonen und Pionen. Es werden auf  $E_A$  und  $E_B$  jeweils zwei Schwellen ( $S^{Low}$  und  $S^{High}$ ) angewendet. Die Triggerbedingung für ein Proton lautet damit:

$$(E_A > S_A^{Low}) \wedge (E_B > S_B^{High}) \quad \text{oder} \quad (E_B > S_B^{Low}) \wedge (E_A > S_A^{High}). \quad (3.4)$$



**Abbildung 3.5:** Links: Energieverlust von Pionen und Protonen im inneren Ring A in Abhängigkeit vom Energieverlust im äußeren Ring B. Ebenfalls eingezeichnet sind die Schwellen für die Triggerbedingung (3.4). Rechts: Energieverlust in Ring B in Abhängigkeit von der Teilchengeschwindigkeit. (gefüllte Kreise: Protonen, offene Kreise: Pionen)

Außerdem wird die geometrische Korrelation der getroffenen Segmente berücksichtigt. Abb. 3.6 zeigt, dass zu einem Treffer in einem Segment des inneren Rings nur drei Segmente für einen Treffer im äußeren Ring in Frage kommen.

Die Signale der Photomultiplier werden zunächst in sogenannten Splitter-Modulen geteilt und verstärkt, um die unterschiedlichen Auslesemodule zu versorgen. Jeder Eingangskanal wird auf acht Ausgangskanäle verteilt (siehe Abb. 3.7). Davon gehen zwei Kanäle auf ADCs zur Amplitudenbestimmung, drei Kanäle auf TDCs zur Zeitbestimmung, und zwei Kanäle werden nach Anwendung der Schwellen in Constant-Fraction-Diskriminatoren zur Erzeugung des Triggersignals verwendet.

Um die verschiedenen Koinzidenzen zu bilden, kommen programmierbare Logikboards auf FPGA-Basis zum Einsatz.

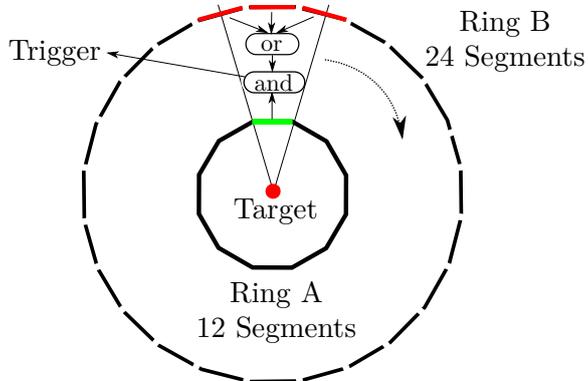


Abbildung 3.6: Darstellung der möglichen geometrischen Kombinationen eines Treffers im inneren und äußeren Ring des RPD. [25]

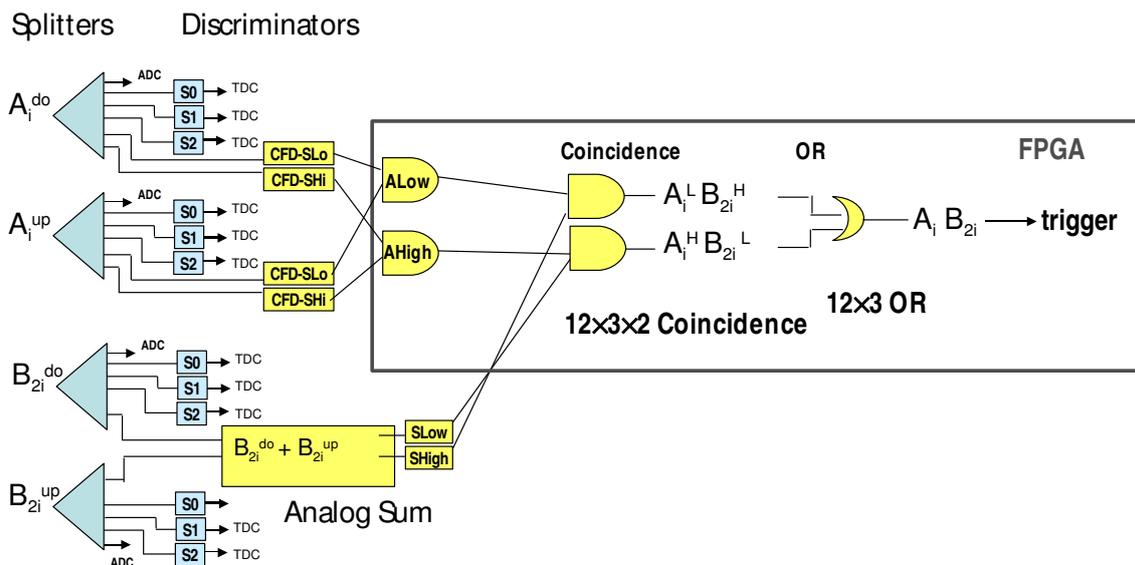


Abbildung 3.7: Schematische Darstellung des Protontriggers.

### 3.5 Die Datennahme

Das Datenauslesesystem (DAQ<sup>8</sup>) bei COMPASS muss vielfältige Anforderungen erfüllen. Über 250.000 Detektorkanäle und Triggerraten bis 100 kHz bei einem Teilchenfluss von  $2 \cdot 10^8$  Myonen pro 4,8s Spill legen die Entwicklung eines eigenen Datennahmesystems für COMPASS nahe. Der schematische Aufbau ist in Abb 3.8 gezeigt. Der größte Teil der Detektor-Ausleseelektronik ist an CATCH<sup>9</sup>-Module angeschlossen. Für die Auslese der GEMs und Silicons werden GeSiCA<sup>10</sup>-Module ver-

<sup>8</sup>Data Acquisition system

<sup>9</sup>COMPASS Accumulate, Transfer and Control Hardware

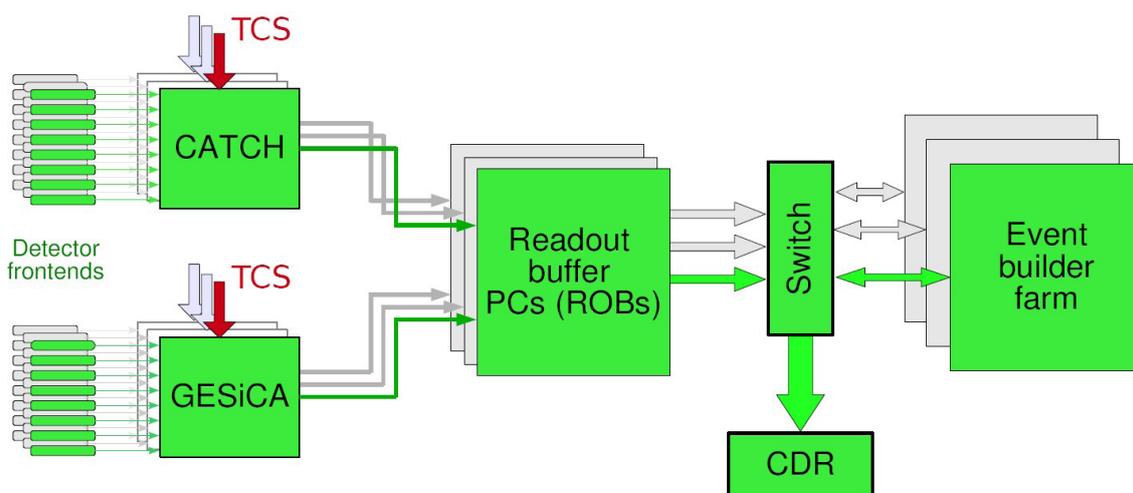
<sup>10</sup>GEM and Silicon Control and Acquisition

**Tabelle 3.3:** Auflistung der verfügbaren CATCH Common-Mezzanine-Cards und ihre wichtigsten Eigenschaften.

TDC-CMC	zur Zeitbestimmung von Signalen 32 LVDS-Eingänge Digitalisierung in 128 ps breite Bins alternativ: 16 Eingänge bei 64 ps breiten Bins
Scaler-CMC	zum Zählen von Signalen 32 LVDS-Eingänge max. Rate 250 MHz
HOTLINK-CMC	Schnittstelle für 4 Frontendkarten (Digitalisierung der Daten bereits am Detektor) HOTLINK-Protokoll Anschluss per twisted-pair Kabel (RJ45)
HOT-CMC	wie HOTLINK-CMC aber Anschluss per optischer Glasfaser

wendet. Für das CATCH-Board existiert eine Reihe von sogenannten Common-Mezzanine-Cards (CMC). Dies sind aufsteckbare Tochterkarten, die je nach Einsatzzweck (siehe Tabelle 3.3) gewählt werden können.

Von den CATCH- und GeSiCA-Modulen gelangen die Daten über optische Fasern (S-Link Protokoll) zu den Readoutbuffer-PCs, wo die Daten eines Spills zwischengespeichert werden. Eventbuilder-PCs erhalten diese Daten via Gigabit Ethernet, um aus den einzelnen Datenpaketen der Subdetektoren vollständige Events zusammenzusetzen. Hierfür wird auch die Zeit zwischen den Spills genutzt. Schließlich gelangen die Daten zur zentralen Datenaufnahme (CDR<sup>11</sup>), wo sie auf Magnetband gespeichert werden.



**Abbildung 3.8:** Schematische Darstellung des COMPASS Datennahmesystems.

<sup>11</sup>Central Data Recording

Eine zentrale Rolle in der Datennahme spielt das Triggerkontrollsystem (TCS). Es sorgt neben der Verteilung der Triggerimpulse auch für die Synchronisation aller Auslese-Module, die Verteilung des COMPASS-Referenztaktes (38,88 MHz) und die Vergabe von eindeutigen Ereignisnummern. Weiterhin sorgt das TCS für einen Mindestabstand zwischen den Triggern (Totzeit), um ein Überlaufen des Speichers der Ausleseelektronik zu vermeiden.

## 3.6 Erweiterungen für die DVCS-Messungen

Für das Jahr 2011 sind DVCS-Messungen geplant, um die GPD  $H$  zu bestimmen. Wie in Abschnitt 2.4 beschrieben, soll dies über eine Messung der Strahl-Ladungs-Asymmetrie (BCA) erfolgen, indem die Wirkungsquerschnitte sowohl mit positivem als auch mit negativem Myonstrahl gemessen werden.

Zur Durchführung dieser Messungen sind neben den vorhandenen Elementen des COMPASS-Experiments auch einige Erweiterungen nötig, die im folgenden beschrieben werden sollen.

### Positiver und negativer Myonstrahl

Zur Messung der Strahl-Ladungs-Asymmetrie wird sowohl ein positiver als auch ein negativer Myonstrahl benötigt. Zur Durchführung der DVCS-Messungen müssen beide den gleichen Impuls und entgegengesetzte Polarisierung besitzen. Um ausreichende Statistik zu erhalten, sollte die Intensität so hoch wie möglich sein. Folgende Lösung wurde vorgeschlagen [28]:

Für maximale Intensität werden Pionen mit  $p_\pi = 110$  GeV/c und Myonen mit  $p_\mu = 100$  GeV/c selektiert. Die Kollimatoren, welche die Breite der Impulsverteilung von Pionen und Myonen bestimmen, werden konstant gehalten, um genau entgegengesetzte Polarisierungen zu erhalten:  $-80\%$  für  $\mu^+$  und  $+80\%$  für  $\mu^-$ . Die maximal erreichbare Anzahl negativer Myonen pro Spill beträgt dann mit dem längsten Produktionstarget (500 mm Be)  $N(\mu^-) \approx 2 \cdot 10^8$ . Die Anzahl positiver Myonen pro Spill  $N(\mu^+)$  wird durch ein entsprechend kürzeres Produktionstarget auf den gleichen Wert eingestellt.

Zur Bestimmung der Wirkungsquerschnitte ist es notwendig, die absolute Luminosität zu messen. Dies wurde bereits durch die NMC Kollaboration mit 1% Genauigkeit erreicht. Dazu wurde der integrierte Myonfluss gemessen, indem die Rate in zwei Hodoskopebenen mit Zählern aufgezeichnet wurde [29]. Für die Anwendung dieser Methode am COMPASS-Experiment wurde die notwendige Hardware bereits installiert und eine umfassende Studie der systematischen Unsicherheiten durchgeführt [30].

### Neue Targetregion

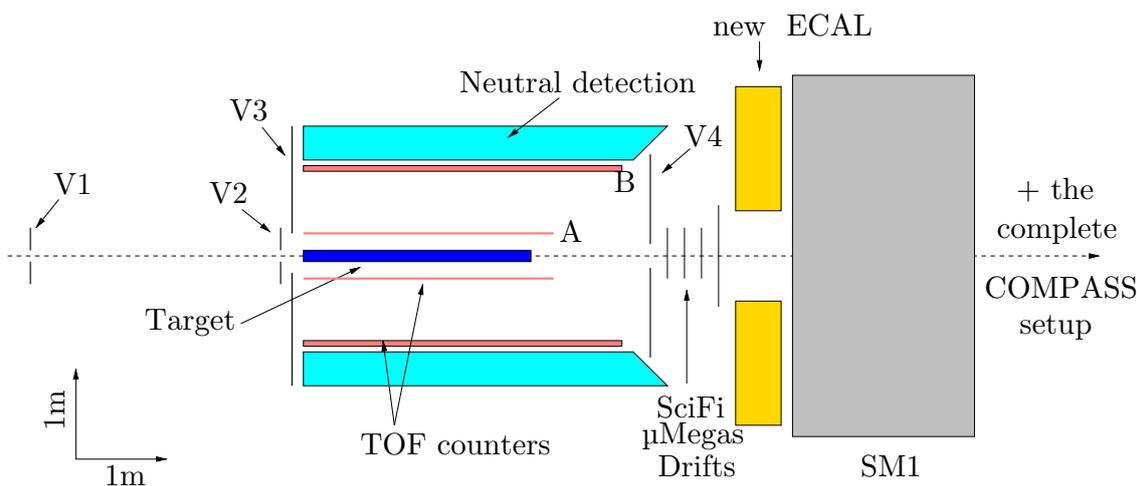
Zur Erhöhung der Luminosität wird ein neues Flüssigwasserstoff-Target mit einer Länge von 2,5 m gebaut. Dieses wird von einem neu zu bauenden Rückstoß-Proton-Detektor (RPD) umgeben.

Abb. 3.9 zeigt die geplante Erweiterung der Targetregion. Die optimale Geometrie der Detektoren wurde durch eine Simulation ermittelt. Das Ziel der Optimierung besteht darin, dass möglichst wenige Untergrundereignisse fälschlicherweise als DVCS-Ereignisse registriert werden [23].

Der RPD wird aus zwei zylindrischen Lagen von Szintillatorstreifen bestehen, und der Flugzeitmessung und Energiebestimmung von Teilchen dienen, die das Target unter Winkeln von mehr als  $40^\circ$  verlassen. Der innere Ring (A) des RPD wird aus 2,8 m langen und möglichst dünnen (4 mm) Streifen bestehen, um auch Protonen mit niedrigen Impulsen ab 270 MeV/c nachweisen zu können. Der äußere Ring (B) in ca. 1 m Entfernung zum inneren Ring wird aus 4 m langen und 5 cm dicken Streifen bestehen.

Zur Vergrößerung der Photon-Akzeptanz wird direkt vor SM1 ein neues zusätzliches elektromagnetisches Kalorimeter ECAL0 errichtet werden. Dadurch wird sich der Winkelbereich, in dem Photonen nachgewiesen werden, von  $10^\circ$  auf  $24^\circ$  vergrößern. Zur Erkennung von geladenen Teilchen in Vorwärtsrichtung bis  $40^\circ$  wird ein zusätzliches Veto (V4) direkt nach dem RPD installiert werden. Außerhalb des RPD sollen Szintillator-/Blei-Schichten installiert werden, um zusätzliche neutrale Teilchen nachzuweisen.

Die Szintillatorstreifen des RPD sollen beidseitig mit Photomultipliern ausgelesen werden. Dabei werden hohe Anforderungen an die Zeitauflösung und den dynamischen Bereich der Ausleseelektronik gestellt. In den folgenden Kapiteln wird die Entwicklung eines Transientenrekorders beschrieben, der für die Auslese des RPD verwendet werden wird.



**Abbildung 3.9:** Geplante Erweiterung der Targetregion.

## 4. Das GANDALF Framework

Wie im vorausgehenden Abschnitt erläutert, ist für die Auslese des neuen Rückstoß-Proton-Detektors neue Elektronik notwendig. Die Signale der Photomultiplier des RPD sollen digitalisiert und danach weiterverarbeitet werden, um einerseits die relevanten Informationen wie Amplitude und Zeit der Pulse extrahieren zu können, aber andererseits auch, um einen Protontrigger (siehe Abschnitt 3.4) zu generieren, der das Auftreten eines interessanten DVCS-Ereignisses signalisiert.

Zu diesem Zweck wurde das modulare GANDALF<sup>1</sup>-Konzept entwickelt. Grundsatz dieses Konzepts ist die Trennung in ein äußerst flexibles Hauptmodul (Mainboard), welches mit leistungsfähigen Recheneinheiten und viel Speicher ausgestattet ist, sowie in verschiedene Aufsteckkarten (Mezzanine Cards), die je nach Einsatzzweck gewählt werden können. Dieses Konzept wurde bereits bei den CATCH-Modulen [31] erfolgreich verfolgt, die bei COMPASS bei den meisten Detektoren zur Auslese verwendet werden.

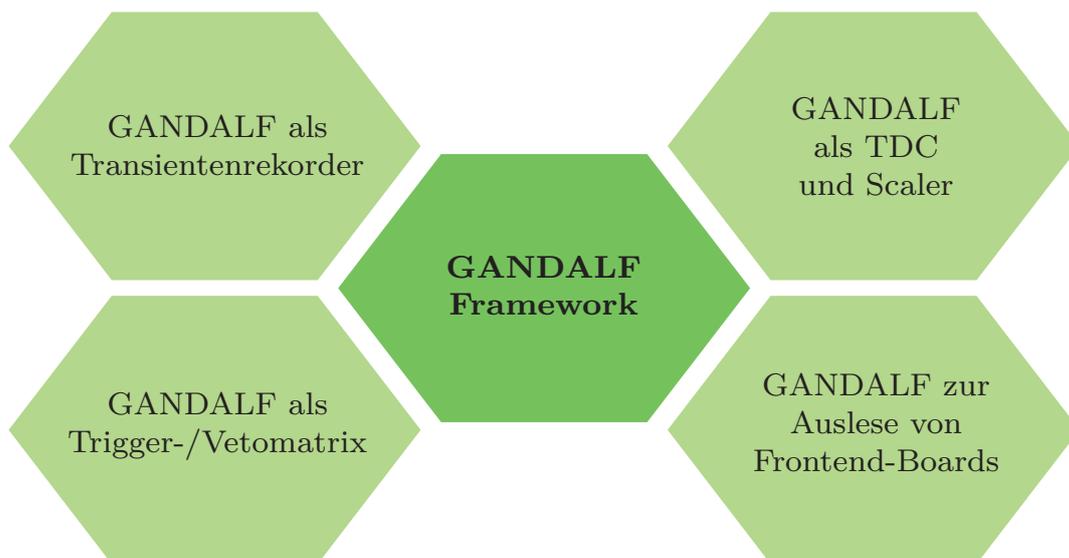
Für die Auslese des RPD soll das GANDALF-Board als Transientenrekorder zum Einsatz kommen. Die Entwicklung der dafür nötigen ADC-Mezzanine-Card war Teil der vorliegenden Arbeit, und wird in Kapitel 6 genauer beschrieben. Mit weiteren Aufsteckkarten kann das GANDALF-Board jedoch auch mit anderen Signaleingängen ausgestattet werden und andere Funktionen übernehmen. Eine Übersicht über die Vielseitigkeit des GANDALF-Frameworks bietet Abb. 4.1.

### 4.1 Das GANDALF Mainboard

Das GANDALF-Board (FPF 330) ist ein 6U VME64x/VXS Modul ( $233 \times 160\text{mm}^2$ ). Es besitzt zwei Steckplätze für Signaleingangskarten und einen Steckplatz für eine Takt/Trigger-Interface-Karte (Schemazeichnung siehe Abb. 4.2, Fotos siehe Abb. 4.3

---

<sup>1</sup>Generic Advanced Numerical Device for Analytic and Logic Functions



**Abbildung 4.1:** Das GANDALF-Framework: durch das modulare Konzept ist das GANDALF-Board vielseitig einsetzbar und kann jederzeit an neue Anwendungen angepasst werden. Dies sind nur einige Anwendungen die für die nahe Zukunft geplant sind.

und 4.4). Die Daten gelangen von den Aufsteckkarten in den zentralen FPGA<sup>2</sup>, wo sie verarbeitet werden. Zur Speicherverwaltung ist ein weiterer FPGA vorhanden. Er hat Zugriff auf 144 Mbit QDR II-Speicher und 4 Gbit DDR2-Speicher. Außerdem dient er als Zwischenspeicher (FIFO) für die Daten, bevor sie über die S-Link-Schnittstelle an die DAQ gesendet werden. Die beiden FPGAs sind über serielle Hochgeschwindigkeitsleitungen miteinander verbunden. Es stehen insgesamt 16 sogenannte Aurora-Lanes zur Verfügung, von denen jede eine Datenrate von bis zu 3,125 Gbit/s besitzt.

Der zentrale FPGA ist ein Virtex5 XC5V SX95T von *Xilinx* [32]. Er besitzt mit 60.000 Flip-Flops und 8 Mbit Block-RAM genügend Platz, um auch anspruchsvolle Algorithmen implementieren zu können. Die Datenverarbeitung kann dabei mit Taktfrequenzen von bis zu 500 MHz erfolgen. Zusätzlich besitzt der FPGA 640 sogenannte DSP<sup>3</sup>-Slices, in denen bestimmte Operationen zur Signalverarbeitung besonders effizient ausgeführt werden können. Bei der Verarbeitung der RPD-Signale werden hier Zeit- und Amplitudeninformationen mit Hilfe von DSP-Filtern extrahiert.

Zur Zwischenspeicherung von Daten besitzt das GANDALF-Board ein System aus QDR II- und DDR2-Speichern, welches je nach Bedarf konfiguriert werden kann. Es lassen sich sowohl die Rohdaten als auch die Ergebnisse der Signalverarbeitung speichern. Der 144 Mbit große QDR II-Speicher besitzt getrennte Ports für Schreib- und Lesezugriffe und lässt sich mit jeweils max. 14,4 Gbit/s gleichzeitig beschreiben und auslesen. Weiterhin steht ein 4 Gbit großer DDR2-Speicher zur Verfügung, welcher über einen Schreib-/Lesebus mit max. 4,2 Gbit/s angebunden ist.

<sup>2</sup>Field Programmable Gate Array

<sup>3</sup>Digital Signal Processing

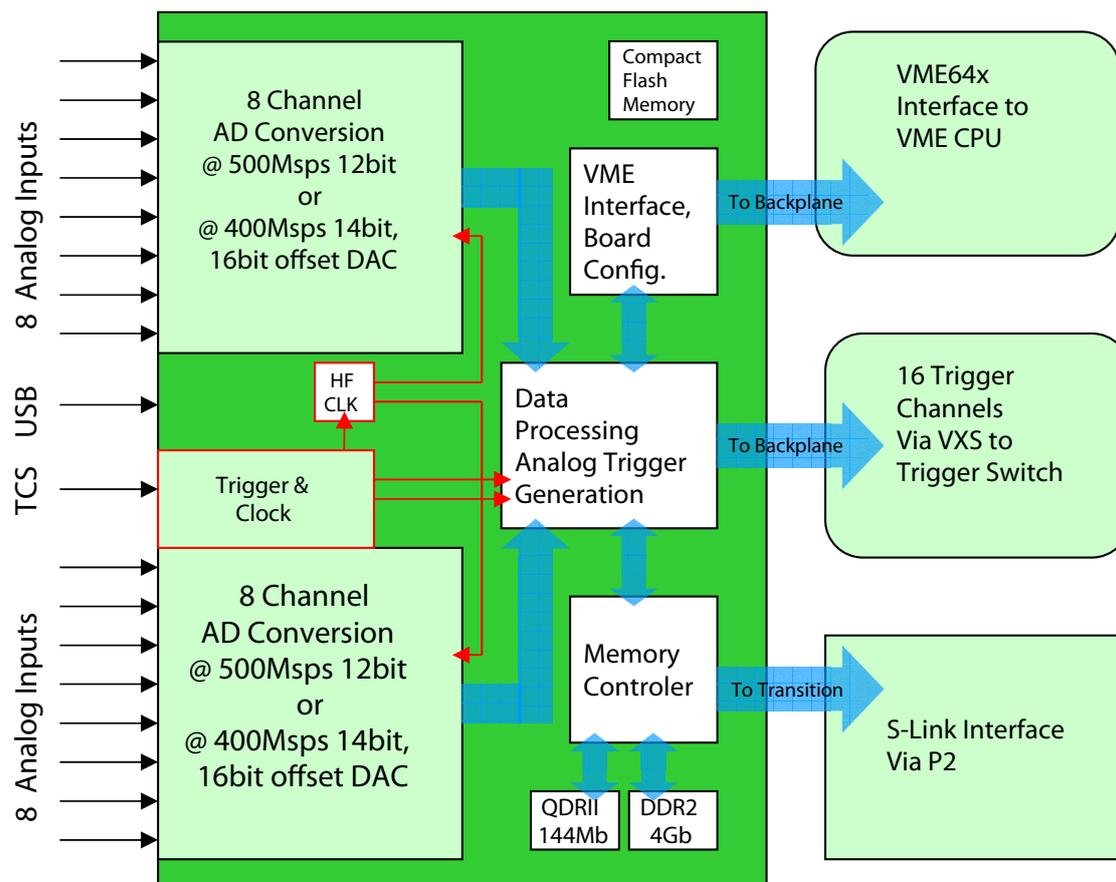


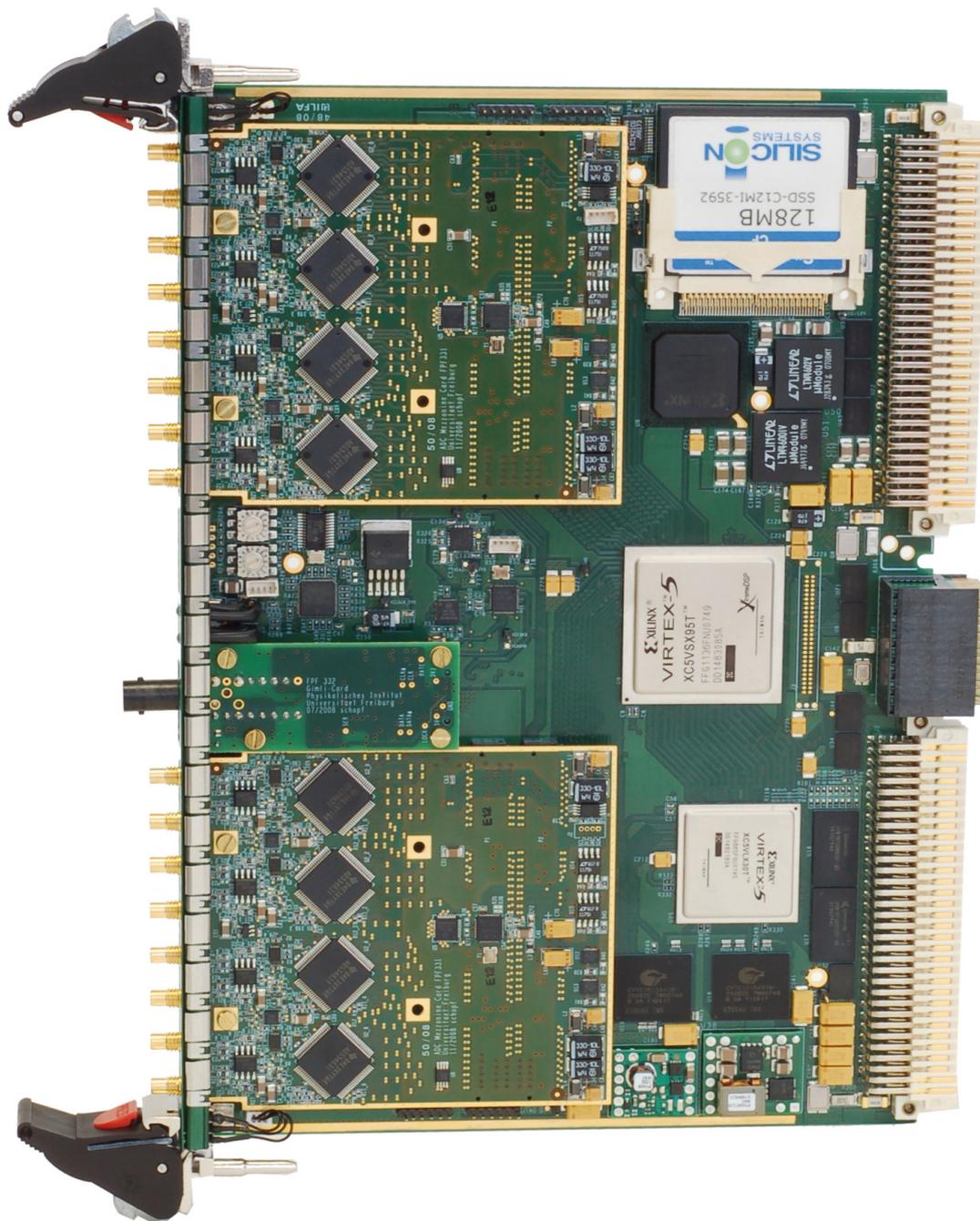
Abbildung 4.2: Schematische Darstellung des GANDALF als Transientenrekorder.

Der FPGA hat außerdem die Aufgabe, Signale für den Protontrigger bereitzustellen. Diese werden über die VXS-Busse der Backplane an ein dediziertes GANDALF-Triggerswitch gesendet. Darin wird die entsprechende Koinzidenzmatrix zwischen den Szintillatoren des inneren und des äußeren RPD-Rings implementiert.

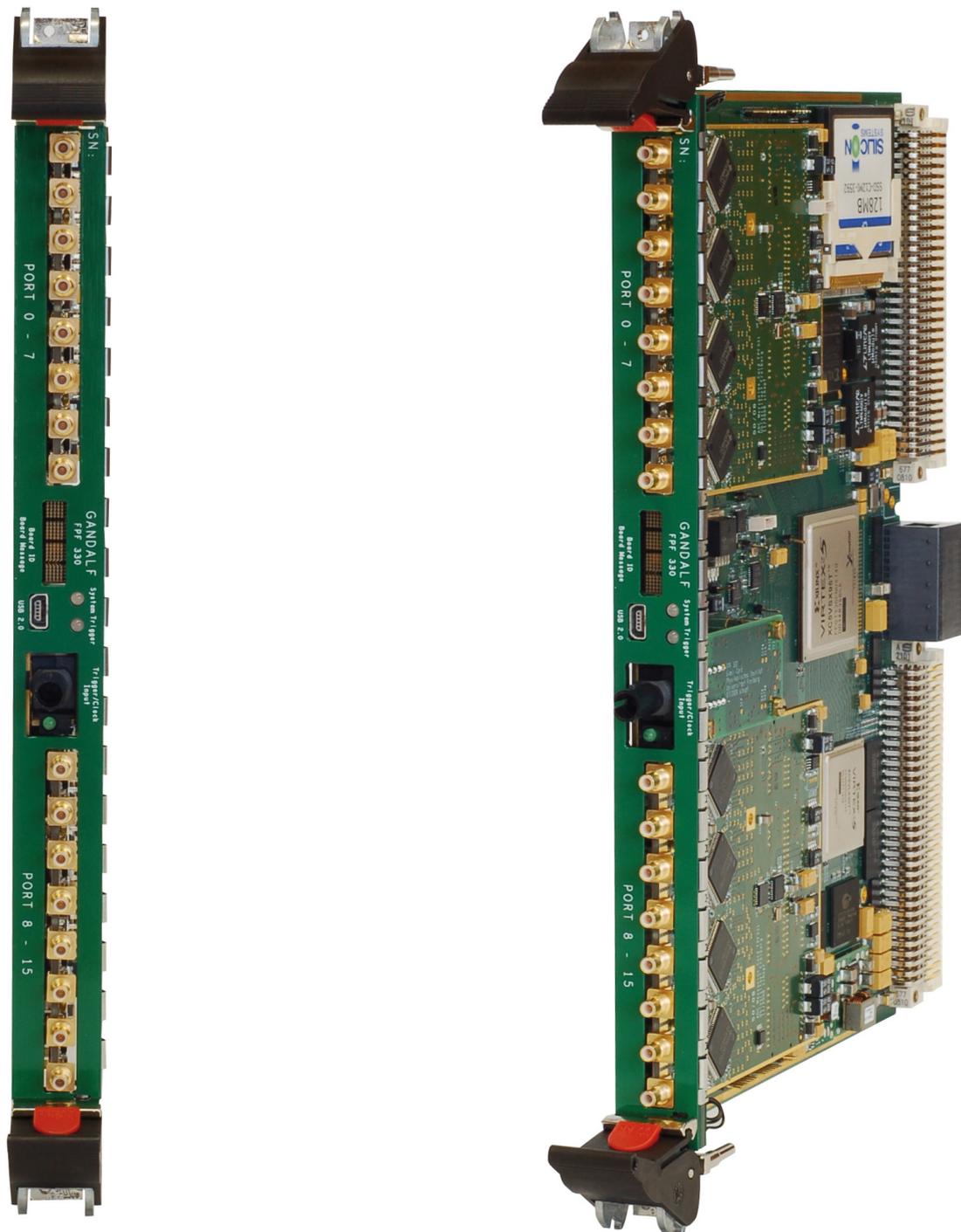
Zur Konfiguration der FPGAs dient ein CoolRunner CPLD<sup>4</sup> von *Xilinx*. Während FPGAs nach jedem Einschalten erneut programmiert werden müssen, behalten CPLDs ihre Programmierung auch im ausgeschalteten Zustand bei. Der CPLD dient als Schnittstelle zum VME-Bus und kann von der VME-CPU Konfigurationsdaten für die FPGAs erhalten [33]. Auf diese Weise lassen sich die GANDALF-Module aus der Ferne neu laden, ohne dass Zugang zum Crate bestehen muss. Dies ist wichtig, da sich die Elektronik in direkter Nähe zum RPD befinden wird, und somit in einem Bereich der Experimentierhalle, der bei aktiviertem Strahl nicht zugänglich ist. Alternativ zur Konfiguration über die VME-Schnittstelle kann die Initialisierung der FPGAs auch über SystemACE<sup>5</sup> erfolgen. Dazu befindet sich eine CompactFlash-Karte auf dem Board, in der die Konfigurationsdaten gespeichert werden können.

<sup>4</sup>Complex Programmable Logic Device

<sup>5</sup>System Advanced Configuration Environment



**Abbildung 4.3:** Seitenansicht: auf dem GANDALF Mainboard sind zwei ADC-Mezzanine-Karten und eine TCS-Karte installiert. Rechts im Bild sieht man die Schnittstellen zur VME-Backplane.



**Abbildung 4.4:** Ansicht von vorne: oben und unten an der Frontplatte befinden sich die VME-Auswurfhebel zur Fixierung im VME-Crate. Sie dienen außerdem zum Ein- und Ausschalten des Boards. In der Mitte befindet sich ein Display, Status-LEDs, eine MiniUSB-Buchse und der Anschluss der TCS-Karte. Jede ADC-Mezzanine-Karte besitzt acht analoge Eingänge in Form von SMC-Steckern.

## 4.2 Schnittstellen

In diesem Abschnitt werden die verschiedenen Schnittstellen des GANDALF-Boards beschrieben. Dies umfasst sowohl die Standardschnittstellen nach außen, als auch die Schnittstellen zwischen Mainboard und Aufsteckkarten, die im Rahmen des GANDALF-Projekts definiert wurden. Tabellen mit den Pinbelegungen sind in Anhang B zusammengefasst.

### 4.2.1 VME64x

Das GANDALF-Board ist gemäß der VME64x-Spezifikation (ANSI/VITA 1.1-1997) gefertigt. VME64x ist eine Erweiterung des weitverbreiteten VME-Standards<sup>6</sup> [34] und bietet unter anderem eine bis zu vierfache Datenrate sowie eine zusätzliche 3.3V-Versorgungsspannung. Zum Betrieb wird das GANDALF-Board in ein VME64x-Crate eingesteckt und über eine Schnittstelle mit zwei 160-poligen Steckverbindern (P1 und P2) mit der sogenannten Backplane verbunden. Diese dient sowohl der Stromversorgung als auch dem Anschluss an den VME-Bus. Als VME-Master befindet sich in jedem Crate eine VME-CPU, welche die GANDALF-Boards über den VME-Bus konfigurieren sowie deren Status abfragen kann. Für Anwendungen mit Datenraten unter 40 MB/s kann auch die Auslese über den VME-Bus erfolgen. Das GANDALF-Board kann jedoch auch unabhängig von einem VME-Crate betrieben werden. In diesem Fall erfolgt die Konfiguration entweder über SystemACE oder über die USB-Schnittstelle, und der Datentransfer erfolgt entweder ebenfalls über USB oder über das Transition-Card-Interface.

### 4.2.2 VXS

An der Schnittstelle zur Backplane befindet sich zwischen den beiden VME64x-Steckern noch ein Stecker nach dem VXS Switched Serial Standard (ANSI/VITA 41.0-2006). VXS ist ein Zusatz zum VME64x-Standard und bietet differentielle Hochgeschwindigkeitsleitungen von jedem VME-Modul zu einem zentralen VXS-Switch.

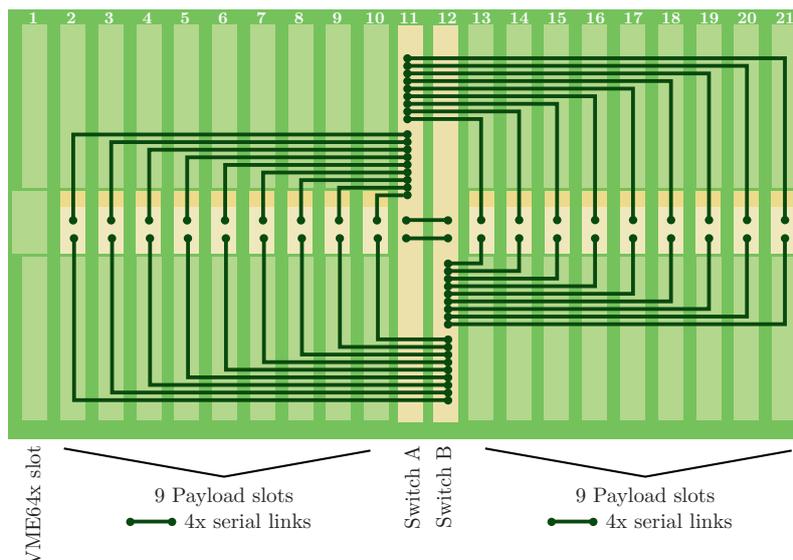
Pro GANDALF-Board sind 16 differentielle Leitungspaare verfügbar. Bei der Auslese des RPD werden diese Leitungen beispielsweise dazu verwendet, bei potentiell interessanten Ereignissen Zeit- und Amplitudeninformationen an ein zentrales Trigger-Switch zu senden, welches dann bei entsprechender Koinkidenz ein RPD-Triggersignal erzeugt. Für die Grundfunktion des GANDALF-Moduls als Transientenrekorder ist der VXS-Bus jedoch nicht erforderlich.

### 4.2.3 Transition-Card-Interface

Die Übertragung der Messdaten vom GANDALF-Board zum Datennahmesystem kann per S-Link [36] über optische Fasern erfolgen. Dazu wird an der Rückseite

---

<sup>6</sup>VERSA Module Eurocard



**Abbildung 4.5:** VXS Backplane: 18 sogenannte Payload-Slots stehen für die GANDALF-Boards zur Verfügung. In der Mitte befinden sich zwei Slots für Switch-Boards, zu denen die seriellen Links der Payload-Slots führen. Der erste Slot ganz links ist ein VME64x-Slot für die VME-CPU ohne VXS-Verbindung. [35]

der VME-Backplane eine S-Link-Interfacekarte an das Transition-Card-Interface des GANDALF-Boards angeschlossen. Die Verbindung erfolgt über die benutzerdefinierbaren Pins des Steckers P2. Wird die volle Datenrate des S-Links (160 MB/s) nicht benötigt, können bis zu vier GANDALF-Boards über einen S-Link-Multiplexer an einen S-Link angeschlossen werden. Alternativ kann die Anbindung an das Datennahmesystem über eine GbE-Interfacekarte auch per Gigabit-Ethernet erfolgen.

#### 4.2.4 USB

An der Vorderseite des GANDALF-Moduls befindet sich eine MiniUSB-Schnittstelle, über die eine USB 2.0 Verbindung (bis zu 480 Mbit/s) zu einem PC hergestellt werden kann. Für Anwendungen, bei denen kein VME-Crate vorhanden ist, kann diese Schnittstelle zur Konfiguration, Statusabfrage und Datenauslese verwendet werden.

#### 4.2.5 Takt/Trigger-Schnittstelle

Zum Anschluss an das Triggersystem besitzt das GANDALF-Board eine Schnittstelle für eine Takt/Trigger-Aufsteckkarte. Die Pinbelegung der 20-poligen Buchse vom Typ *Samtec* ERF8 ist in Tabelle B.8 aufgeführt. Neben zwei differentiellen Leitungspaaren für die Übertragung von Takt (Clock) und Triggerinformationen besitzt die Schnittstelle noch zwei Steuerleitungen sowie 3,3 V und 5 V Pins zur Versorgung der Aufsteckkarte.

#### 4.2.6 GANDALF Mezzanine-Schnittstelle

Die GANDALF Mezzanine-Schnittstelle besteht aus zwei Steckverbindern vom Typ *Samtec* QSH-DP-80 mit jeweils 160 Pins. Diese Steckverbinder sind für die Übertra-

gung von schnellen differentiellen Signalen optimiert. Die zwei Kontaktreihen sind durch integrierte Masseebenen voneinander getrennt. Die zwei Pins eines differentiellen Paares liegen nahe beieinander, zum benachbarten Paar ist der Abstand größer. Auf diese Weise wird ein Übersprechen zwischen den Paaren minimiert. Weiterhin besitzen die differentiellen Paare eine Impedanz von ca. 100  $\Omega$ , sodass bei entsprechender Leitungsführung auf der Platine Reflektionen aufgrund von Impedanzänderungen am Steckverbinder weitgehend vermieden werden.

Die Mezzanine-Schnittstelle besitzt acht LVDS<sup>7</sup>-Busse mit jeweils 14 Datenleitungen und einer Clockleitung. Diese Busse dienen der Datenübertragung von der Mezzanine-Karte in den zentralen FPGA. Alle Leitungen eines Busses sind gleich lang, so dass keine Laufzeitdifferenzen auftreten. Die maximale Taktfrequenz ist durch den FPGA auf 500 MHz oder 250 MHz DDR<sup>8</sup> limitiert.

Neben den Datenbussen besitzt die Schnittstelle noch fünf LVTTL-Steuerleitungen, eine JTAG-Kette, zwei I<sup>2</sup>C Busse und zwei Clockleitungen. Außerdem stehen für die Stromversorgung der Aufsteckkarte fünf Spannungen zur Verfügung (siehe Tabelle 4.1). Die Pinbelegung der Mezzanine-Schnittstelle ist in den Tabellen B.3 bis B.6 im Anhang aufgeführt.

Spannung	max. Strom
analog 5,0 V	4,0 A
analog 3,3 V	2,2 A
3,3 V	2,0 A
+12,0 V	1,0 A
-12,0 V	1,0 A

**Tabelle 4.1:** Verfügbare Spannungen und Ströme an der Mezzanine-Schnittstelle. Die mit „analog“ gekennzeichneten Spannungen werden auf dem GANDALF-Board mit Schaltreglern erzeugt, die anderen Spannungen kommen direkt vom VME-Crate.

## 4.3 Die Aufsteckkarten

### 4.3.1 Die Takt/Trigger-Karten

Für die Takt/Trigger-Schnittstelle existieren momentan zwei Varianten von Aufsteckkarten. Sie wurden im Rahmen der vorliegenden Diplomarbeit entwickelt und werden daher in Abschnitt 5.3 noch genauer beschrieben.

Die TCS-Variante besitzt einen Anschluss für eine Glasfaser des COMPASS Triggerkontrollsystems. Sie wandelt die optischen Signale zurück in elektrische Signale und

<sup>7</sup>Low Voltage Differential Signaling: differentieller Übertragungsstandard mit niedrigen Signalpegeln

<sup>8</sup>Double Data Rate: Informationen werden sowohl bei steigender als auch bei fallender Flanke des Clock-Signals übertragen.

stellt aus dem Datenstrom den TCS-Referenztakt wieder her. Takt und Daten werden dann zur weiteren Verarbeitung an den zentralen FPGA des GANDALF-Boards weitergeleitet.

Die zweite Variante der Takt/Trigger-Karte ist auch außerhalb der COMPASS-Umgebung einsetzbar, da sie nicht auf das TCS angewiesen ist. Sie besitzt zwei LEMO-Eingänge für einen Referenztakt und ein Triggersignal. Zusätzlich befindet sich als hochstabiler Taktgeber ein geheizter Schwingquarz auf der Karte, um das GANDALF-Board als Transientenrekorder ohne externen Referenztakt zu betreiben.

### 4.3.2 Die GANDALF Mezzanine-Karten

Damit das GANDALF-Modul möglichst vielseitig einsetzbar ist, kann man es mit unterschiedlichen Aufsteckkarten für die Mezzanine-Schnittstelle ausstatten. So lässt es sich je nach gewünschter Funktionalität und vorliegenden Eingangssignalen an neue Aufgaben anpassen.

Dies bringt gleich mehrere Vorteile mit sich. So ist es z.B. einfacher, für alle Betriebsarten am Experiment Ersatzmodule vorrätig zu halten. Auch der Austausch von defekten Modulen wird erleichtert, da Kurzschlüsse oder Überspannungen am Eingang, die im rauen Experimentieralltag vorkommen können, meistens nur zu einem Defekt auf der Mezzanine-Karte führen. Dann kann durch Tausch der betroffenen Karte das GANDALF-Modul in kürzester Zeit wieder einsatzbereit sein. Weiterhin wirkt es sich auch positiv auf die Herstellungskosten aus, wenn das GANDALF-Board in höheren Stückzahlen produziert werden kann.

Momentan existiert die ADC-Mezzanine-Card, die im Rahmen dieser Diplomarbeit entwickelt wurde (siehe Kapitel 6). Sie besitzt acht Kanäle, in denen analoge Signale durch ADCs digitalisiert werden. Bei der Bestückung der Baugruppe hat man die Wahl zwischen zwei ADC-Varianten: entweder 12bit Auflösung bei 500 MHz Abtastrate oder 14bit bei 400 MHz Abtastrate. Optional lassen sich auch jeweils zwei Kanäle zusammenschalten, so dass dann vier Kanäle bei doppelter Abtastrate zur Verfügung stehen (Interleaved-Mode). Mit der ADC-Mezzanine-Card wird das GANDALF-Modul zum Transientenrekorder, und kann in dieser Betriebsart z.B. für die Auslese des RPD verwendet werden.



# 5. Die TCS-Schnittstelle

Um das GANDALF-Board in der COMPASS-Datennahme verwenden zu können, muss es eine Schnittstelle zum Triggerkontrollsystem (TCS) besitzen. In diesem Kapitel wird die Funktionsweise des TCS zunächst kurz vorgestellt, bevor dann auf die Entwicklung der GANDALF TCS-Schnittstelle eingegangen wird.

## 5.1 Das Triggerkontrollsystem

Das Triggerkontrollsystem (Abb. 5.1) verbindet die Triggerlogik des Experiments mit dem Datennahmesystem (DAQ). Es verteilt die Triggersignale über ein Netzwerk aus optischen Fasern an die Auslesemodule (z.B. CATCH, GeSiCA, GANDALF). Zusätzlich wird auf diesem Weg der 38,88 MHz Referenztakt (die sogenannte TCS-Clock) sowie Synchronisationssignale, Eventlabel und Informationen über die Spillstruktur übertragen. [37]

### 5.1.1 Der TCS-Controller

Der TCS-Controller empfängt die Triggersignale von der Triggerlogik und erzeugt die dazugehörigen Eventlabels. Diese stellen eine eindeutige Kennzeichnung für jedes Ereignis dar. Jedes Datenpaket wird von den Auslesemodulen mit dieser Kennzeichnung versehen, sodass die Eventbuilder des Datennahmesystems später in der Lage sind, die Datenpakete wieder einem bestimmten Ereignis zuzuordnen. Das Eventlabel enthält die folgenden Informationen: die Spillnummer im aktuellen Run, die Eventnummer im Spill und den Eventtyp. Tabelle 5.1 zeigt die verschiedenen Eventtypen.

Die Datennahme ist in sogenannte Runs eingeteilt. Ein Run beginnt mit dem Start der DAQ und endet mit deren Stop. Innerhalb eines Runs werden die Spills von 1 ausgehend nummeriert, innerhalb jedes Spills werden die Events beginnend von 1 gezählt.

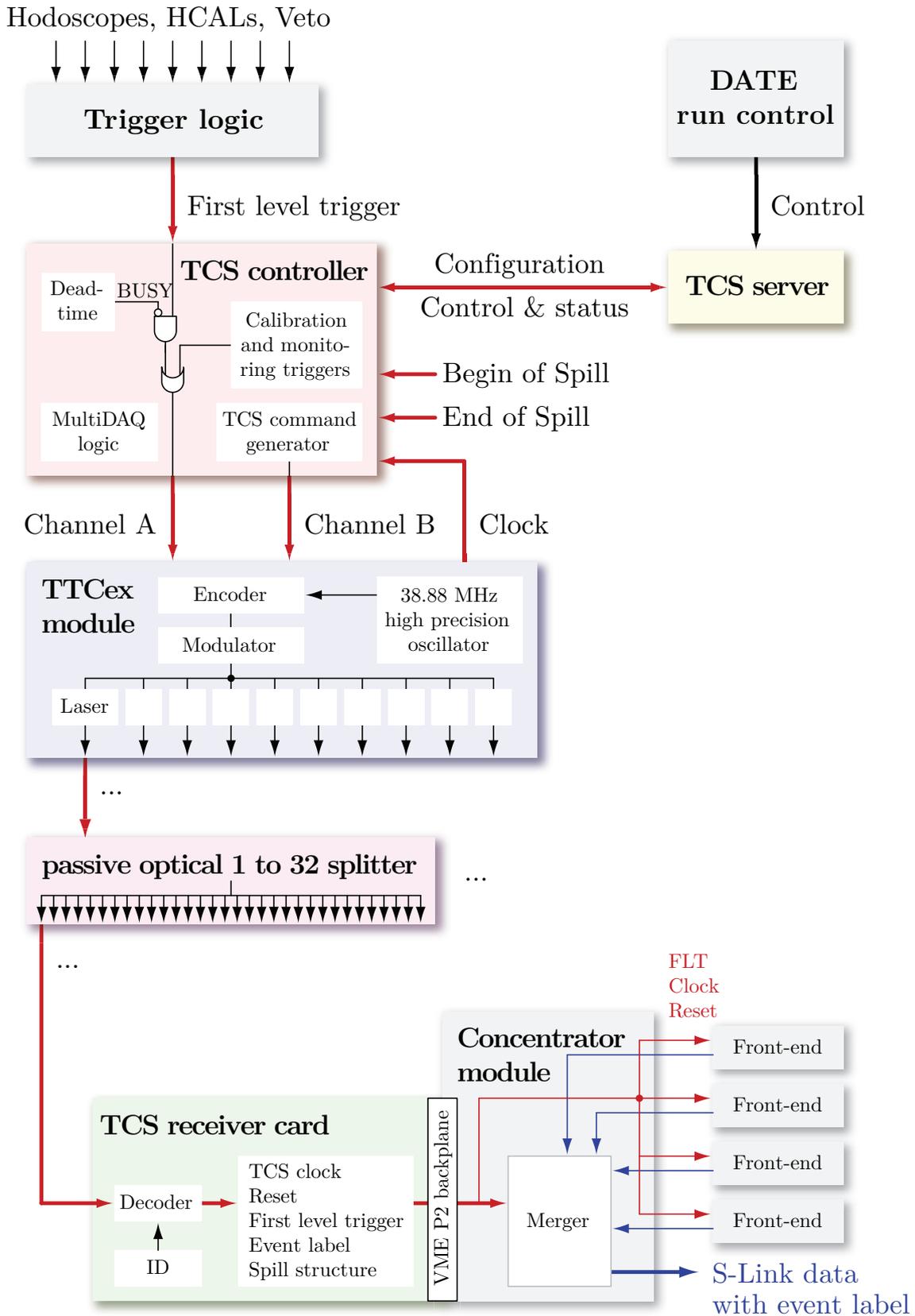


Abbildung 5.1: Architektur des Triggerkontrollsystems. [37]

Neben den physikalischen Triggern (Eventtyp 0x00), die von der Triggerlogik geliefert werden, kann der TCS-Controller noch künstliche Trigger generieren. Dies sind zum einen spezielle Events, die die Spillstruktur betreffen. Abb. 5.2 zeigt den Verlauf der SPS-Spillstruktur. Ein Zyklus dauert typischerweise insgesamt 16,8 s und wird in die On-spill- und die Off-spill-Phase unterteilt. Während der On-Spill-Phase findet die 4,8 s dauernde Extraktion der Teilchen aus dem Beschleuniger statt. Um den Auslesemodulen die aktuelle Position im Zyklus mitzuteilen, werden die Eventtypen 0x1B bis 0x1F verwendet.

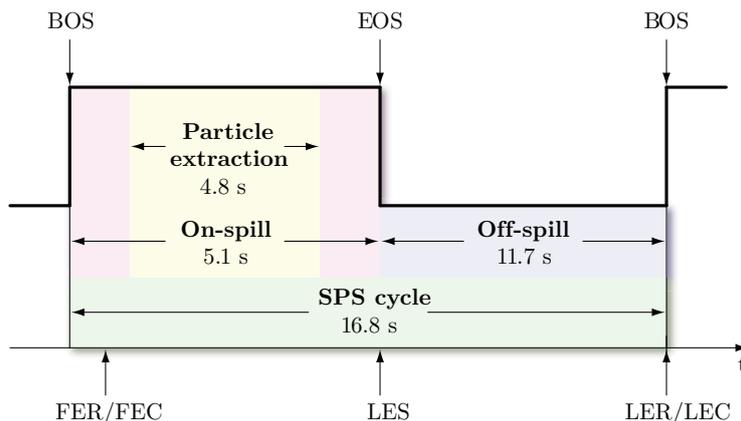


Abbildung 5.2: SPS Spillstruktur

Tabelle 5.1: TCS-Eventtypen

Eventtyp	Beschreibung
0x00	Physikalisches Event
0x01	Kalibrationstrigger 1
⋮	⋮
0x1A	Kalibrationstrigger 26
0x1B	Letztes Event im Spill (LES)
0x1C	Erstes Event im Run (FER)
0x1D	Letztes Event im Run (LER)
0x1E	Erstes Event im Zyklus (FEC)
0x1F	Letztes Event im Zyklus (LEC)

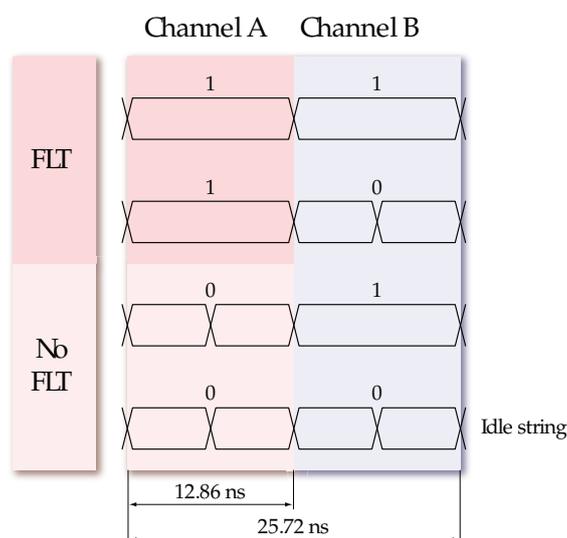
Zu Beginn eines neuen Runs werden durch das *erste Event im Run (FER)* alle Auslesemodule veranlasst, den Zähler der Spillnummer zurückzusetzen. Zu Beginn jedes SPS-Zyklus (Begin of Spill) wird ein Reset der Eventnummer durch das *erste Event im Zyklus (FEC)* ausgelöst. Zusätzlich werden die Auslesemodule in einen wohldefinierten Zustand zurückgesetzt für den Fall, dass im vorausgegangenen Spill ein Fehler (z.B. Speicherüberlauf) aufgetreten ist. Das *letzte Event im Spill (LES)* kennzeichnet das Ende der On-Spill-Phase. Das *letzte Event im Zyklus/Run (LEC/LER)* kennzeichnet entsprechend das Ende des SPS-Zyklus (End of Spill) bzw. der Datenaufzeichnung.

Außerdem generiert der TCS-Controller noch die sogenannten *Calibration and Monitoring Trigger*, die von einigen Detektoren benötigt werden. So wird z.B. die Kalibration der Kalorimeter überwacht, indem Lichtpulse bekannter Intensität injiziert und die Photomultiplier-Signale ausgelesen werden. Dieser Vorgang wird in der Off-spill-Phase in bestimmten Abständen durch die Kalibrationstrigger ausgelöst. Insgesamt stehen 26 Kalibrationstriggertypen zur Verfügung.

### 5.1.2 Signalkodierung und optische Verteilung

Die Kodierung der TCS-Informationen und die Umwandlung in optische Signale geschieht im TTCex-Modul. Die Hardware sowie das Kodierungsverfahren, welches zur Signalübertragung verwendet wird, basiert auf den Entwicklungen der CERN RD12 Kollaboration für das TTC-System<sup>1</sup> der LHC-Experimente [38].

Der TCS-Controller liefert zwei Datenströme an das TTCex. In Kanal A sind lediglich die Triggerimpulse (synchronisiert zur TCS-Clock) enthalten, alle weiteren TCS-Informationen sind in Kanal B enthalten. Für die Übertragung wird ein Zeitmultiplexverfahren (TDM<sup>2</sup>) verwendet. Dabei werden die Bits der beiden Kanäle zu einem Datenstrom zusammengeführt und im Zweiphasenmarkierungscode<sup>3</sup> mit 155,52 Mbit/s kodiert. Die vier möglichen Symbole, die innerhalb einer 25,72 ns Periode übertragen werden können, sind in Abb. 5.3 gezeigt. Kanal A und B werden in abwechselnden Zeitscheiben übertragen, wobei zwischen den Kanälen immer ein Signalwechsel stattfindet. Ein Signalwechsel innerhalb einer Zeitscheibe steht für eine „0“, findet kein Signalwechsel statt, wird dies als „1“ interpretiert.



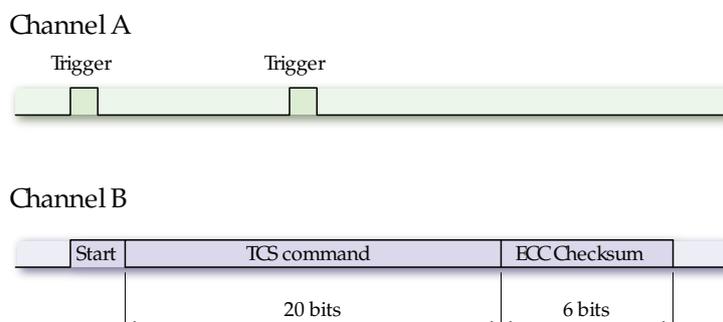
**Abbildung 5.3:** Die vier TCS-Symbole, die während einer 25,72 ns Periode übertragen werden können.

<sup>1</sup>Timing, Trigger and Control System

<sup>2</sup>Time Division Multiplex

<sup>3</sup>biphase mark encoding: ein Verfahren, das ähnlich wie der differentielle Manchester-Code Signalwechsel zur Übertragung von logischen Nullen und Einsen verwendet

Mit dem kodierten TCS-Signal werden die zehn synchron betriebenen Laserdioden des TTCex-Moduls moduliert, deren Ausgangssignale durch nachfolgende passive Splitter auf die Fasern des optischen Netzwerks verteilt werden. Außerdem besitzt das TTCex-Modul einen präzisen Oszillator, der die TCS-Clock bereitstellt.



**Abbildung 5.4:** Die Trennung des TCS-Datenstroms in die Kanäle A und B minimiert die Totzeit zwischen den Triggern.

Abb. 5.4 zeigt den Vorteil des Zeitmultiplexverfahrens: da die Trigger in Kanal A völlig unabhängig von den sonstigen TCS-Informationen übertragen werden, wird der minimale Abstand zwischen zwei Triggern nicht von der Übertragung der Eventlabel beeinflusst. Die Eventlabel können asynchron in Bezug zu den Triggern übertragen werden, da sie von den Auslesemodulen erst beim Fertigstellen der Datenpakete benötigt werden. Auf diese Weise wird die Triggerlatenz auf einem konstanten Wert gehalten, was für die Latenzkompensation in der Frontend-Elektronik wichtig ist.

Die vom TCS übertragenen Trigger sind systembedingt zur TCS-Clock synchronisiert. Dies führt zu einer Unsicherheit von 25,72 ns zwischen der wahren Triggerzeit und der Triggerzeit, die an der Frontend-Elektronik ankommt. Um dies bei der Offline-Datenrekonstruktion zu korrigieren, muss der Triggerzeitpunkt innerhalb des TCS-Clockzyklus bekannt sein. Diese sogenannte TCS-Phase wird durch dedizierte TDCs gemessen.

### 5.1.3 Der TCS-Receiver

Die optischen Fasern des TCS erstrecken sich über den gesamten Bereich des Experiments und erreichen jedes Auslesemodul. Sie sind an die TCS-Receiver angeschlossen, welche den kodierten Datenstrom des TTCex-Moduls verarbeiten und über den Stecker P2 der VME-Backplane eine Schnittstelle zu den Auslesemodulen CATCH und GeSiCA bereitstellen.

Das optische Signal wird durch einen opto-elektronischen Empfänger wieder in ein elektrisches Signal zurückgewandelt. Ein sogenannter Clock Recovery Chip gewinnt aus dem Datenstrom den 155,52 MHz Takt zurück, aus dem dann durch Teilung die 38,88 MHz TCS-Clock generiert wird. Eine Synchronisationslogik sorgt dafür, dass die Phase der TCS-Clock korrekt gewählt wird. Weiterhin werden die Kanäle A und B wieder getrennt und korrekt identifiziert.

Sobald die Synchronisation zum TCS-Signal hergestellt ist, werden die Triggersignale von Kanal A direkt über den VME-Stecker an das Auslesem modul gesendet. Die Informationen von Kanal B werden in einem FPGA dekodiert und verarbeitet und dem Auslesem modul ebenfalls in geeigneter Form zur Verfügung gestellt.

#### 5.1.4 Die TCS-Kommandos

Die Datenübertragung in Kanal B erfolgt durch sogenannte Kommandos [39]. Ein Kommando beginnt mit einem Startbit, darauf folgt das 20 Bit lange Kommando und eine 6 Bit lange Prüfsumme. Man unterscheidet zwischen allgemeinen Kommandos (BC, broadcast commands), die von allen TCS-Receiver n verarbeitet werden, und adressierten Kommandos (AC), die nur von Receiver n mit einer bestimmten ID verarbeitet werden. Die beiden wichtigsten Kommandos (BC1 und BC2) werden im folgenden kurz beschrieben.

##### BC1

19 16	15	14	13	12	11	10	0
0001	Rec. reset	EOS	BOS	*	Auslesem od. reset	Spill-Nr. [10:0]	

BC1 wird verwendet, um die Signale *Begin of Spill (BOS)* und *End of Spill (EOS)* zusammen mit der 11 bit langen Spillnummer zu senden. Außerdem kann ein globaler Reset der Auslesem odule und der TCS-Receiver bewirkt werden. Das höchstwertige Bit (19) wird zuerst gesendet, „\*“ bezeichnet unbenutzte Bits.

##### BC2 (Teil 1)

19 16	15	8	7 5	4	0
0110	Event-Nr. [7:0]		***	Event-Typ [4:0]	

##### BC2 (Teil 2)

19 16	15 12	11	0
0111	****	Event-Nr. [19:8]	

BC2 überträgt die Eventnummer und den Eventtyp. Da die maximale Datenmenge eines Kommandos 16 Bit beträgt, besteht BC2 aus zwei Teilen. Der erste Teil beinhaltet den Triggertyp und das unterste Byte der Eventnummer, Teil 2 enthält die restlichen zwölf Bits der Eventnummer. Zur Verringerung der Latenz des Datenkanals kann auf das Senden von Teil 2 verzichtet werden, solange sich die höherwertigen Bits der Eventnummer nicht ändern. Das bedeutet, dass nur alle 256 Events der zweite Teil von BC2 gesendet werden muss.

## 5.2 Die TCS-Schnittstelle des GANDALF

Da das GANDALF im Gegensatz zum CATCH ein 6U VME-Board ist, wird der VME-Stecker P2, der auf die Rückseite der Backplane durchgeföhrt ist, zum Anschluss der S-Link-Karte benötigt und steht daher nicht für den TCS-Receiver zur Verfügung. Aus diesem Grund musste eine andere Schnittstelle zum TCS geschaffen werden.

Die Funktionen des TCS-Receiver werden beim GANDALF aufgeteilt. Die Wandlung des optischen Signal zurück in ein elektrisches sowie die Taktrückgewinnung erfolgen auf einer kleinen Aufsteckkarte, der sogenannten Gimli<sup>4</sup>-Karte. Das Demultiplexen der Kanäle A und B sowie die Dekodierung der TCS-Kommandos erfolgen hingegen direkt im zentralen FPGA des GANDALF-Boards. So ist es gelungen die Größe der Aufsteckkarte mit lediglich  $24 \times 55 \text{ mm}^2$  erfreulich gering zu halten.

In Abb. 5.5 ist die GANDALF TCS-Schnittstelle schematisch dargestellt. Die Gimli-Karte überträgt die folgenden Signale an das GANDALF-Board: den seriellen TCS-Datenstrom, die 155,52 MHz Clock und ein *Lock*-Signal, welches anzeigt, dass der Taktrückgewinnungschip mit dem TCS-Signal synchronisiert ist. Mit dem *Rate*-Signal kann zwischen zwei voreingestellten TCS-Frequenzen gewählt werden.

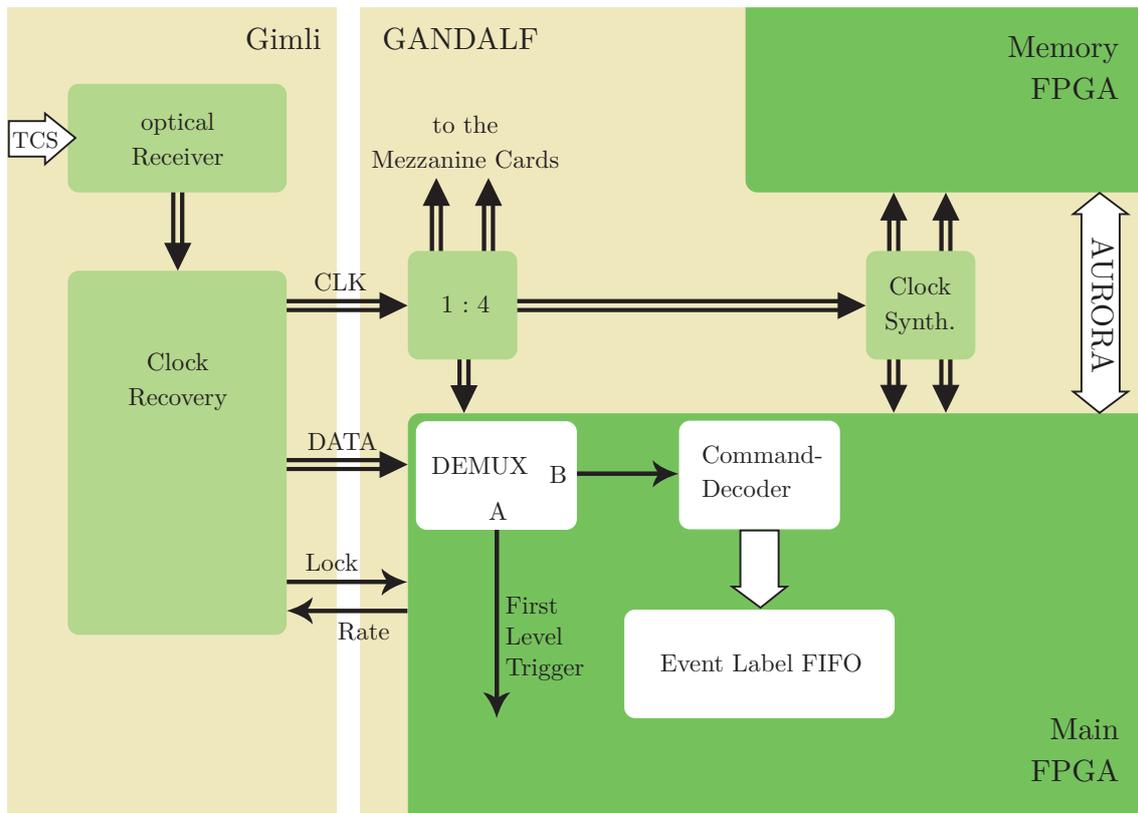


Abbildung 5.5: Die TCS-Schnittstelle zwischen GANDALF und Gimli.

<sup>4</sup>Name eines Zwergs aus Tolkiens Welt. Anspielung auf die geringe Größe der Karte

Während der serielle TCS-Datenstrom direkt vom zentralen FPGA des GANDALF-Boards empfangen wird, muss die 155,52 MHz Clock zunächst durch einen Clockverteilerchip auf vier Ausgänge aufgeteilt werden. Ein Signal gelangt danach zum FPGA, zwei zu den beiden Mezzanine-Karten und das vierte zu einem Clock-Synthesizer, der daraus zwei weitere Taktfrequenzen erzeugt (Funktionsweise siehe Abschnitt 6.2.3). Diese stehen in einem festen Verhältnis zur Eingangsfrequenz und können von den FPGAs z.B. zur Datenverarbeitung oder zur Kommunikation über den Aurora-Hochgeschwindigkeitsbus genutzt werden.

### 5.3 Die Gimli-Karte

Abb. 5.6 zeigt ein Foto der Gimli-Karte (FPF 332). Der Schaltplan ist in Anhang C zu finden.



**Abbildung 5.6:** Die Gimli-Karten. Links: FPF 332. Rechts: FPF 333.

Zum Empfang des optischen TCS-Signals wird ein Receiver des Typs HFBR-2119TZ von *Avago Technologies* verwendet. Er besitzt einen Anschluß für optische Fasern mit ST Steckern, welche beim COMPASS-TCS verwendet werden. Die Taktrückgewinnung erfolgt durch einen CLC016 von *National Semiconductor*. Er besitzt eine Phasenregelschleife (PLL<sup>5</sup>), die sich mit der Frequenz des Eingangssignals synchronisiert. Die Regelcharakteristik der PLL lässt sich durch einen externen Loop-Filter anpassen (siehe Abschnitt 5.3.1). Es lassen sich zwei Frequenzbereiche für die PLL voreinstellen, indem die Pins R0 und R1 mit entsprechenden Widerständen beschaltet werden. Über das Rate-Signal kann dann zwischen diesen beiden Bereichen gewählt werden. Bei *Rate* = 0 wird die Mitte des Frequenzbereichs durch R0 bestimmt, bei *Rate* = 1 durch R1.

R0 ist für den Betrieb am COMPASS-TCS mit 6,2 k $\Omega$  bestückt. R1 ist im Moment unbestückt und kann für andere Taktfrequenzen nach folgender Formel bestimmt werden [40]:

$$R1 = \left( \frac{1000 \text{ MHz}}{f_{\text{CLK}}} - 0,2 \right) \cdot 1 \text{ k}\Omega \quad (5.1)$$

Die Breite des Frequenzbereichs, in dem die PLL der Eingangsfrequenz folgt, beträgt typischerweise  $\pm 8,3\%$  von  $f_{\text{CLK}}$ .

Wenn über die optische Faser ein Signal empfangen wird, dessen Frequenz im gewählten Frequenzbereich der PLL liegt, dann synchronisiert sich die PLL zur Eingangsfrequenz. In diesem Fall zeigt *Lock* = 1, die Status-LED an der Frontseite der

<sup>5</sup>Phase Locked Loop

Gimli-Karte leuchtet grün, und Takt- und Datenausgang werden aktiviert. Wenn die PLL nicht synchronisiert ist, zeigt  $Lock = 0$ , die Status-LED erlischt und Takt- und Datenausgang der Gimli-Karte werden deaktiviert.

Takt- und Datenausgang des CLC016 arbeiten nach dem PECL<sup>6</sup>-Standard. Daher müssen die Signale zunächst noch nach LVDS konvertiert werden, bevor sie zum GANDALF-Board gesendet werden. Diese Aufgabe übernimmt ein PECL-nach-LVDS-Konverter des Typs SY55855V von *Micrel*.

Für Anwendungen, bei denen das TCS-Signal nicht per optischer Faser sondern per Coax-Kabel übertragen wird, kann anstelle des optischen Receivers eine LEMO-Buchse bestückt werden.

### 5.3.1 Optimierung der PLL des CLC016

Die Phasenregelschleife des CLC016 (Abb. 5.7) besteht aus einem Phasendetektor, einem Schleifenfilter und einem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO). Der Phasendetektor vergleicht die Phasenlage des Eingangssignals mit der Phasenlage des Oszillators und liefert als Ausgangssignal einen Strom der proportional zur Phasenabweichung ist. Dieser Strom (das sogenannte Fehlersignal) wird durch den Schleifenfilter in ein Spannungssignal transformiert, mit dem der Oszillator gesteuert wird. Das Regelverhalten der PLL wird durch die Übertragungsfunktion des Filters bestimmt. Der Filter ist ein Tiefpass zweiter Ordnung, welcher oberhalb seiner Bandbreite  $f_{BW}$  den Jitter<sup>7</sup> des Eingangssignals dämpft (siehe Abb. 5.8).

Messungen an einem Testaufbau haben gezeigt, dass das COMPASS TCS-Signal eine starke periodische Jitterkomponente im Frequenzbereich von 200 kHz besitzt, d.h. dass die Periodendauer der TCS-Clock mit dieser Frequenz variiert (Abb. 5.9). Der Schleifenfilter wurde daher so gebaut, dass seine Bandbreite kleiner als 200 kHz ist. Damit die PLL des CLC016 stabil ist, muss für die relative Bandbreite  $\lambda_{BW}$  gelten [40]:

$$\lambda_{BW} = \frac{f_{BW}}{f_{CLK}} = \left( \frac{\rho}{2\pi} \right) \frac{R_{BW}}{16,67 \text{ k}\Omega} > 5 \cdot 10^{-4} \quad (5.2)$$

Hierbei ist  $\rho$  die Anzahl der Signalfanken des Eingangssignals pro Bitzelle. Aufgrund der speziellen Dekodierung des TCS-Signals ist  $7/8 < \rho < 1$ . Die untere Grenze wird für einen voll ausgelasteten TCS-Datenkanal erreicht, die obere Grenze wird erreicht, wenn sich das TCS im Leerlauf befindet.  $R_{BW}$  wurde mit  $68 \Omega$  so klein wie möglich gewählt, sodass die Bandbreite (je nach  $\rho$ ) zwischen 88 kHz und 100 kHz liegt. Dies führt dazu, dass Jitter oberhalb dieser Frequenz gedämpft wird, allerdings tritt unterhalb dieser Frequenz sogenanntes *Jitter Peaking* auf, also eine Verstärkung des Jitters um  $\delta$ . Die Verstärkung wird umso größer, je näher die Nullstelle  $f_Z$  an die Bandbreite  $f_{BW}$  rückt. Daher wurde  $f_Z$  auf ca. 2,3 kHz gelegt, um das Jitter Peaking in akzeptablen Grenzen zu halten. Die Polstelle  $f_P$  wurde auf ca. 230 kHz

<sup>6</sup>Positive emitter-coupled logic

<sup>7</sup>zur Definition von Jitter und Time Interval Error siehe Anhang A

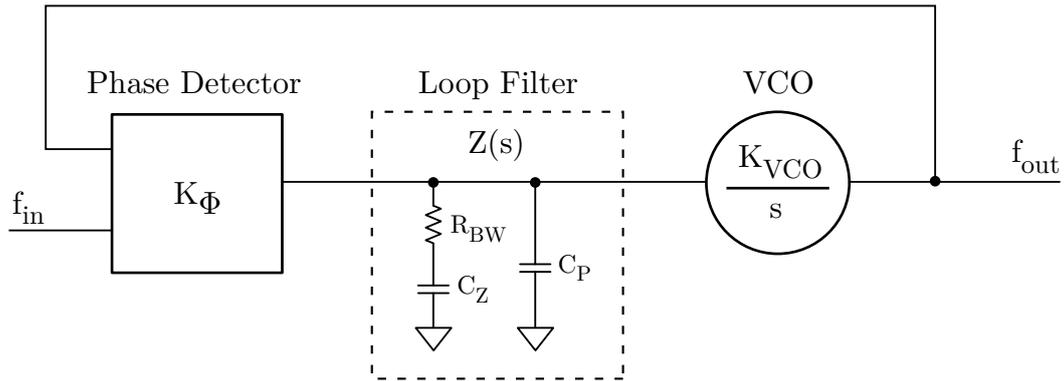


Abbildung 5.7: Prinzip der PLL des CLC016.

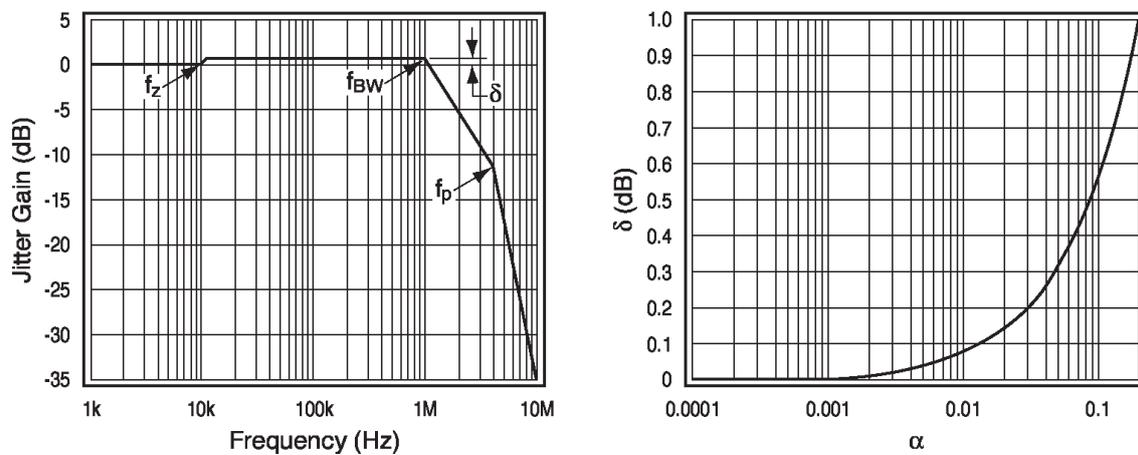


Abbildung 5.8: Links: Jitter-Transferfunktion des CLC016 mit einem Schleifenfilter laut Datenblatt. Bandbreite  $f_{BW}$ , Polstelle  $f_p$ , Nullstelle  $f_z$  und Jitter Peaking Faktor  $\delta$ . Rechts: Abhängigkeit des Jitter Peaking Faktors  $\delta$  von  $\alpha = f_z/f_{BW}$ .

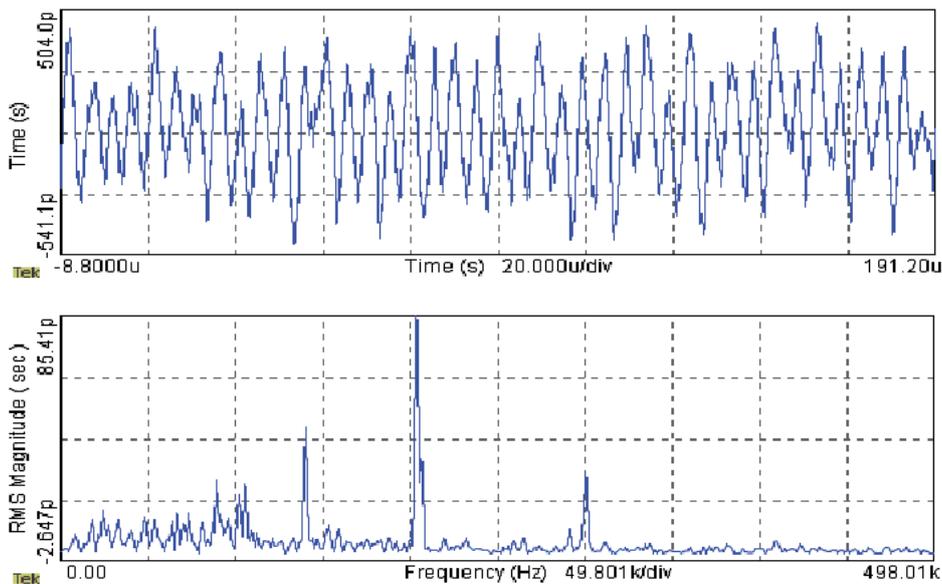
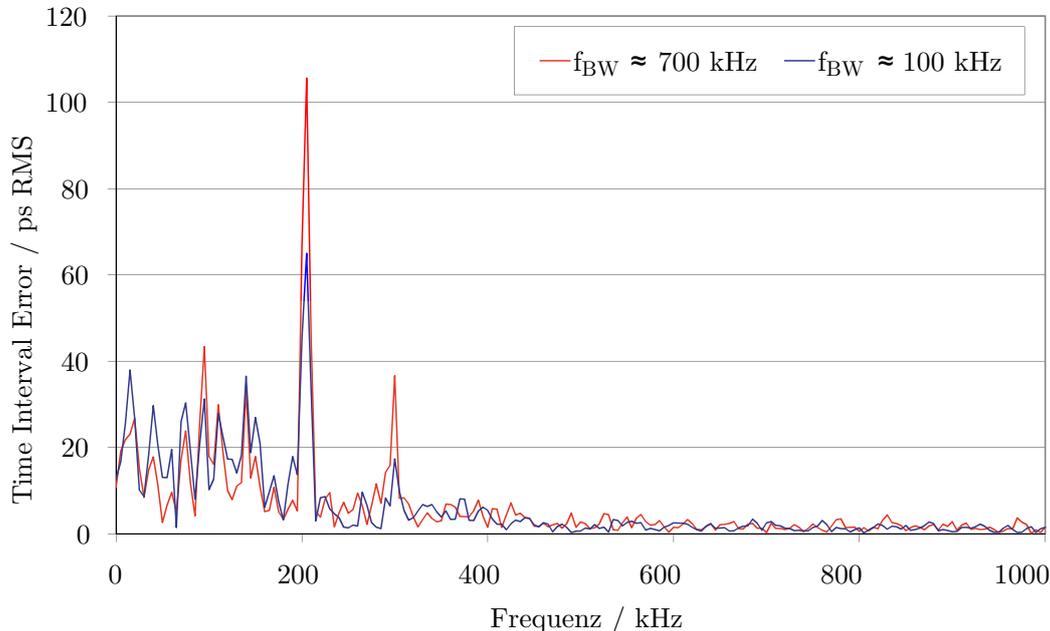


Abbildung 5.9: Time Interval Error (TIE) der TCS-Clock am Ausgang des CLC016. Oben: zeitlicher Verlauf. Unten: Spektralanalyse. Der periodische Jitter ist deutlich erkennbar.

gelegt. Ein steileres Verhalten oberhalb der Bandbreite wäre zwar wünschenswert, würde aber zu weiterem Jitter Peaking führen. Abb. 5.10 zeigt, dass die Optimierung des Schleifenfilters eine Dämpfung des Jitters bei 200 kHz um ca. 40% bewirkt.



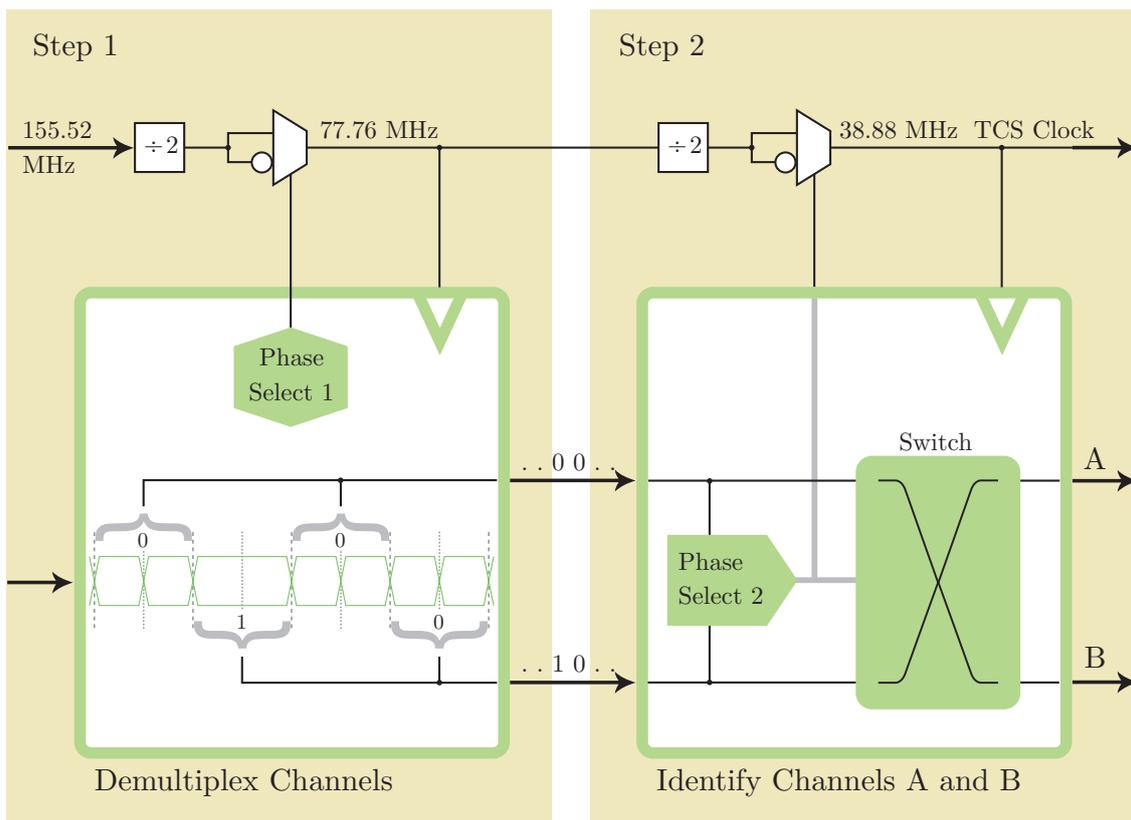
**Abbildung 5.10:** Spektralanalyse des Time Interval Error der TCS-Clock vor ( $f_{\text{BW}} \approx 700\text{kHz}$ ) und nach ( $f_{\text{BW}} \approx 100\text{kHz}$ ) der Optimierung des Schleifenfilters. Die Optimierung führte zu einer Dämpfung des dominanten Peaks um ca. 40%.

### 5.3.2 Aufbau und Entflechtung der Leiterplatte

Die Erstellung des Schaltplans und das Routing der Platine wurde mit der Software *Cadence Allegro* durchgeführt. Die Leiterplatte wurde als 4-lagiger Multilayer gefertigt, wobei die inneren Lagen zur Spannungsversorgung und die äußeren Lagen zur Entflechtung verwendet wurden. Als Basismaterial wurde halogenfreies FR4 verwendet, da dies aufgrund von Brandschutzbestimmungen am CERN vorgeschrieben ist. Tabelle D.1 zeigt den Lagenaufbau der Platine. Um bestmögliche Signalintegrität zu erreichen, wurden alle Leitungen mit definierter Impedanz geroutet. Die Parameter für single-ended und differentielle Leitungen können Tabelle D.2 entnommen werden. Eine Herausforderung beim Routing stellte die geringe Größe der Platine sowie die Forderung nach einseitiger Bestückung dar, was sich jedoch als gute Vorübung für das Routing der wesentlich komplexeren ADC-Mezzanine-Card erwies.

## 5.4 Die FPGA-Software

Wie in Abschnitt 5.1.2 erklärt, werden Triggersignale (Kanal A) und Kommandos (Kanal B) im Zeitmultiplexverfahren übertragen. Abb 5.11 zeigt schematisch die Dekodierung der TCS-Daten im zentralen FPGA des GANDALF-Boards.



**Abbildung 5.11:** Dekodierung der TCS-Daten im GANDALF-FPGA. Stufe 1 trennt die im Zeitmultiplexverfahren übertragenen Datenströme. Stufe 2 ordnet sie den Kanälen A und B zu.

Aus der 155,52 MHz Clock wird durch zweimaliges halbieren die 38,88 MHz TCS-Clock rekonstruiert. Um eine phasenrichtige TCS-Clock zu erhalten, müssen dabei zwei Phasen gewählt werden, die aus dem Datenstrom bestimmt werden müssen.

In Stufe 1 wird der serielle Datenstrom zunächst wieder in Zeitscheiben unterteilt. Die Zeitscheiben sind zwei Bit lang, sodass es prinzipiell zwei Möglichkeiten gibt, zu schneiden. Die Grenzen der Kanäle sind dadurch gekennzeichnet, dass dort immer ein Signalwechsel stattfindet. Sobald auf einem Kanal eine „1“ (fehlender Signalwechsel) übertragen wurde, ist die Phase der ersten Stufe somit festgelegt.

Danach müssen die Kanäle A und B noch eindeutig identifiziert werden. Dies wird dadurch erreicht, dass die „Einsen“ auf beiden Kanälen gezählt werden. Da zu jedem Trigger (eine „1“ auf Kanal A) mindestens ein TCS-Kommando auf Kanal B übertragen wird, muss der Kanal mit mehr „Einsen“ also Kanal B sein. Dies legt die Phase der zweiten Stufe fest.

Während Kanal A die Triggerimpulse beinhaltet, welche direkt die Erzeugung eines neuen Events initiieren, müssen die Daten in Kanal B noch interpretiert werden. Sobald im Datenstrom ein Startbit auftaucht, wird das folgende Datenwort parallelisiert und als TCS-Kommando interpretiert (z.B. Schreiben eines Event-Labels ins Event-Label-FIFO).

Der Dekodieralgorithmus benötigt nach der Initialisierung ein übertragenes TCS-Kommando, um sich zu synchronisieren. Damit eine Synchronisierung jederzeit erfolgen kann, werden vom TCS sogenannte Dummy-Kommandos gesendet, auch wenn keine Datennahme läuft. Der VHDL-Code des Dekodieralgorithmus ist in Anhang E abgedruckt.

## 5.5 Die alternative Gimli-Karte

Für Einsätze außerhalb der COMPASS-Umgebung und zu Testzwecken wurde eine zweite Variante der Gimli-Karte entwickelt (FPF 333). Ein temperaturstabilisierter Schwingquarz (OCXO<sup>8</sup>) des Typs ASOF3S3 von *Connor Winfield* stellt einen hochstabilen und jitterarmen Referenztakt (20 MHz) bereit. Die Frequenzabweichung über den gesamten Betriebstemperaturbereich (0..70°C) beträgt maximal 0,25 ppm, der Period-Jitter liegt unter 3 ps RMS. Weiterhin kann über eine LEMO-Buchse ein externer Referenztakt zugeführt werden. Mit dem Rate-Signal wählt man zwischen interner (*Rate* = 1) und externer (*Rate* = 0) Clock. Über eine zweite LEMO-Buchse kann dem GANDALF-FPGA ein weiteres Signal zugeführt werden, wie zum Beispiel externe Triggerimpulse. Der Schaltplan dieser Karte befindet sich ebenfalls in Anhang C.

---

<sup>8</sup>Oven Controlled Crystal Oscillator



# 6. GANDALF als Transientenrekorder

Zur Auslese des neu zu bauenden Rückstoß-Proton-Detektors (RPD) am COMPASS-Experiment sollen GANDALF-Module als Transientenrekorder eingesetzt werden. Zu diesem Zweck wurde die ADC-Mezzanine-Card (AMC) entwickelt. Dabei handelt es sich um eine Aufsteckkarte für das GANDALF-Modul mit Analog-zu-Digital-Wandlern (ADCs), welche die Photomultiplier-Signale des RPD zur weiteren Verarbeitung digitalisieren.

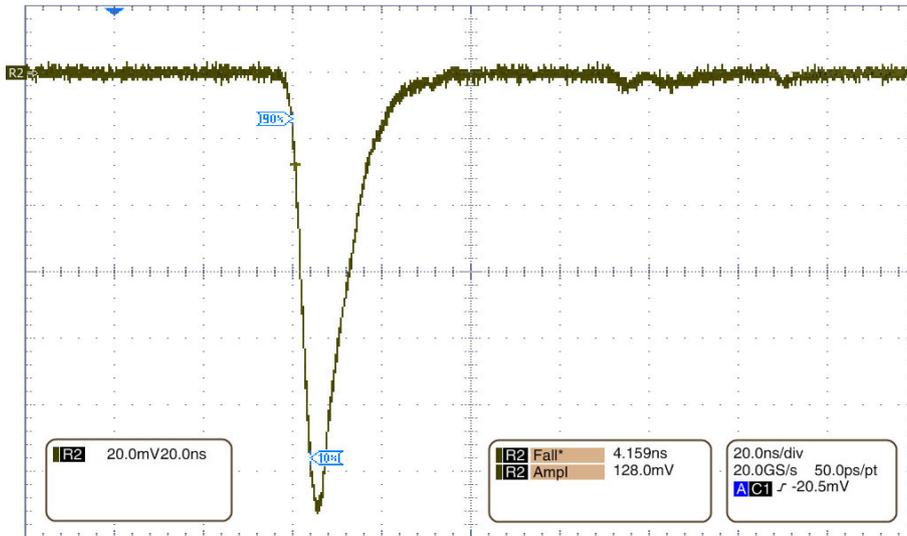
## 6.1 Anforderungen

Die Signale der Photomultiplier (PMT) geben die Spezifikationen für das Design der ADC-Mezzanine-Card vor. Abb. 6.1 zeigt einen PMT-Puls, der am derzeit verwendeten RPD mit einem Oszilloskop aufgezeichnet wurde. Die Grundlinie liegt bei 0 V, und der Puls verläuft im negativen Bereich. Die Amplitude  $A$  des Pulses kann zwischen wenigen Millivolt und ca.  $-4$  Volt betragen. Die Anstiegsflanke<sup>1</sup> des Pulses ist sehr steil; die Anstiegszeit beträgt nur  $t_{\text{rise}} \approx 0,6 \frac{\text{ns}}{\text{V}} \cdot A + 3,5 \text{ ns}$ . Die exakten Parameter der Signale sind vom verwendeten Szintillator, von den PMTs und von der eingestellten Hochspannung abhängig. Grundsätzlich werden Pulse der beschriebenen Form jedoch auch für den neu zu bauenden RPD erwartet.

Die Signale werden von ADCs digitalisiert und danach im FPGA des GANDALF-Boards weiterverarbeitet. Dort werden Pulshöhe, Zeitnullpunkt und Integral des Pulses berechnet. Die dazu verwendeten Algorithmen wurden in [26] entwickelt und mit Hilfe von Simulationen getestet. Aus den Ergebnissen der Simulationen (siehe Abb. 6.2) ergeben sich folgende Anforderungen an die Digitalisierung:

---

<sup>1</sup>hiermit ist die (eigentlich fallende) Flanke zu Beginn des Signals gemeint



**Abbildung 6.1:** Oszilloskop-Aufnahme eines PMT-Pulses mit 20 Gsps.

Die Abtastrate (Samplingrate) sollte  $1 \text{ Gsps}^2$  betragen. So ist sichergestellt, dass sich auf der Anstiegsflanke eines Pulses mindestens vier Messpunkte befinden, die für eine optimale Bestimmung des Zeitnullpunkts erforderlich sind. Die Simulationen versprechen eine Zeitauflösung besser als 50 ps für Pulse mit Amplituden größer als 80 mV. Bei größeren Amplituden verbessert sich die Zeitauflösung auf bis zu 20 ps. Bei geringeren Anforderungen an die Zeitauflösung ist auch eine Samplingrate von 0,5 Gsps ausreichend.

Die vertikale Auflösung der simulierten ADCs beträgt 12 Bit. Bei einem dynamischen Bereich von 4 V beträgt der Abstand der diskreten Spannungswerte somit ca. 1 mV, so dass auch kleine Pulse noch hinreichend gut aufgelöst werden können. Eine Erhöhung der ADC-Auflösung auf 14 Bit erzielte in den Simulationen keine wesentlichen Verbesserungen.

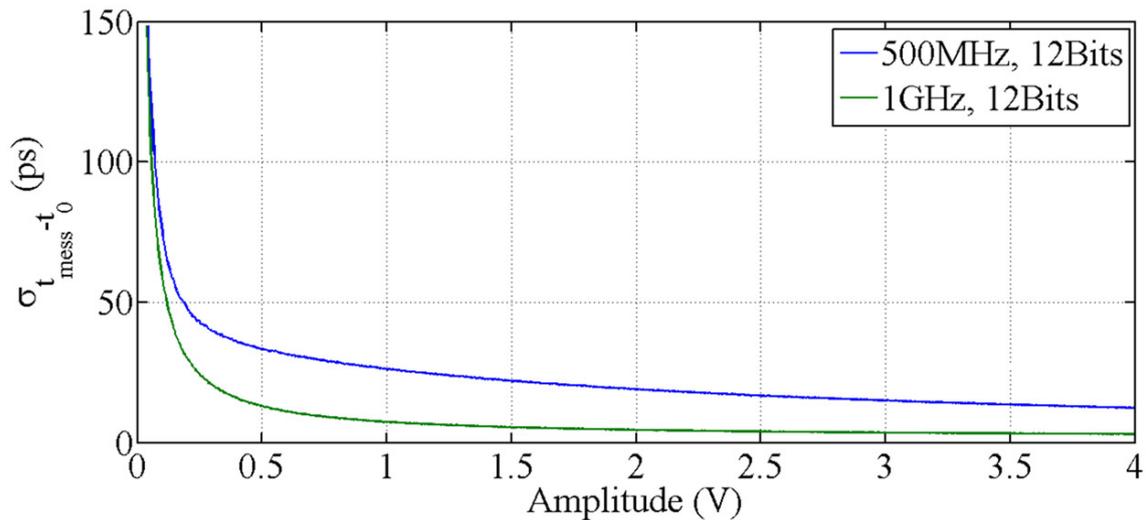
Bei einem idealen  $n$ -Bit ADC ist der Signal-zu-Rausch-Abstand (SNR) durch den Quantisierungsfehler bestimmt und kann wie folgt berechnet werden: Das Eingangssignal sei eine Sinusfunktion, die den vollen Eingangsbereich des ADCs abdeckt. Die Amplitude beträgt  $A = 2^{n-1}q$ , wobei  $q$  die Breite eines ADC-Bins ist. Der RMS-Wert des Signals beträgt  $A/\sqrt{2}$ , der RMS-Wert des Quantisierungsrauschens beträgt  $q/\sqrt{12}$ . Der Quotient der beiden RMS-Werte liefert

$$\text{SNR} = (2^{n-1}q/\sqrt{2}) / (q/\sqrt{12}) = 2^{n-1}\sqrt{6} \quad (6.1)$$

Ausgedrückt in dB entspricht dies

$$\text{SNR(dB)} = 20 \log(2^{n-1}\sqrt{6}) = 6,02 n + 1,76. \quad (6.2)$$

<sup>2</sup>Gigasample pro Sekunde



**Abbildung 6.2:** Zeitauflösung in Abhängigkeit von der Pulshöhe für 12-Bit ADCs mit 0,5 Gsps und 1 Gsps. Simulationsergebnisse aus [26].

Bei einem nicht idealen ADC ist der Signal-zu-Rausch-Abstand niedriger als dieser Wert. Mit (6.2) lässt sich aus dem gemessenen SNR die effektive Auflösung (ENOB<sup>3</sup>) des ADC-Systems bestimmen:

$$\text{ENOB} = (\text{SNR} - 1,76) / 6,02. \quad (6.3)$$

Bei der Simulation des Digitalisierungsvorgangs wurde das nichtideale Verhalten einer ADC-Schaltung berücksichtigt. Das Eingangssignal wurde mit einem Rauschen von 2 mV RMS versehen, für den Jitter der Sampling-Clock wurden 0,6 ps RMS angesetzt. Der so simulierte ADC besitzt eine effektive Auflösung von ca. 10 Bit. Dies entspricht auch in etwa dem Wert, der bei optimaler Schaltungsentwicklung erreicht werden kann.

## 6.2 Entwicklung des Konzepts

Am Anfang einer Schaltungsentwicklung steht die Auswahl der zentralen Komponenten. Da 12-Bit/1-Gsps ADC-Chips nicht erhältlich sind, wurde eine Time-Interleaved-Lösung entwickelt. Beim Time-Interleaved-Verfahren tasten zwei ADCs das gleiche Signal abwechselnd ab, sodass man effektiv eine Verdopplung der Samplingrate erreicht.

### 6.2.1 Analog-zu-Digital-Wandler

Als ADC wurde ein 12-Bit/500-MSPS Pipeline-ADC von *Texas Instruments* (ADS 5463) gewählt. Er besitzt einen differentiellen Analogeingang mit einem Eingangsbereich von 2,2 V<sub>pp</sub> und einer Common-Mode-Spannung<sup>4</sup> von 2,4 V. Die differentielle

<sup>3</sup>Effective Number of Bits

<sup>4</sup>Gleichtaktspannung, siehe auch Abschnitt 6.2.2

**Tabelle 6.1:** Signal-zu-Rausch-Abstand (SNR), Verzerrung durch zweite (HD2) und dritte (HD3) Harmonische sowie effektive Auflösung (ENOB) des ADS5463 für verschiedene Eingangsfrequenzen  $f_{\text{IN}}$ .

$f_{\text{IN}} / \text{MHz}$	SNR /dBFS	HD2 /dBc	HD3 /dBc	ENOB /Bit
10	65,4	-87	-85	10,4
70	65,4	-82	-90	10,4
230	65,1	-81	-90	10,4
450	64,6	-80	-75	10,2
900	62,6	-66	-56	8,7

Nichtlinearität beträgt  $\pm 0,25$  LSB, die integrale Nichtlinearität beträgt  $+0,8 / -0,3$  LSB. In Tabelle 6.1 sind Signal-zu-Rausch-Abstand, harmonische Verzerrung und effektive Auflösung des ADCs für einige Eingangsfrequenzen aufgelistet. Für eine Einführung in die charakteristischen Größen von Analog-zu-Digital-Wandlern sei auf Kapitel 7 in Referenz [41] verwiesen.

Die digitalisierten Daten stehen an den LVDS-Ausgängen mit einer konstanten Latenz von nur 3,5 Taktzyklen bereit. Die Daten werden dabei im DDR-Verfahren gesendet, so dass die Frequenz der Daten-Clock der halben Samplingfrequenz entspricht.

### 6.2.2 Analoge Eingangsschaltung

Die Aufgabe der analogen Eingangsschaltung besteht darin, die PMT-Signale an den Eingangsbereich des ADCs anzupassen. Aus dem unsymmetrischen PMT-Signal muss ein differentielles Signal mit der richtigen Common-Mode-Spannung für den ADC erzeugt werden. Die Common-Mode-Spannung ist definiert als

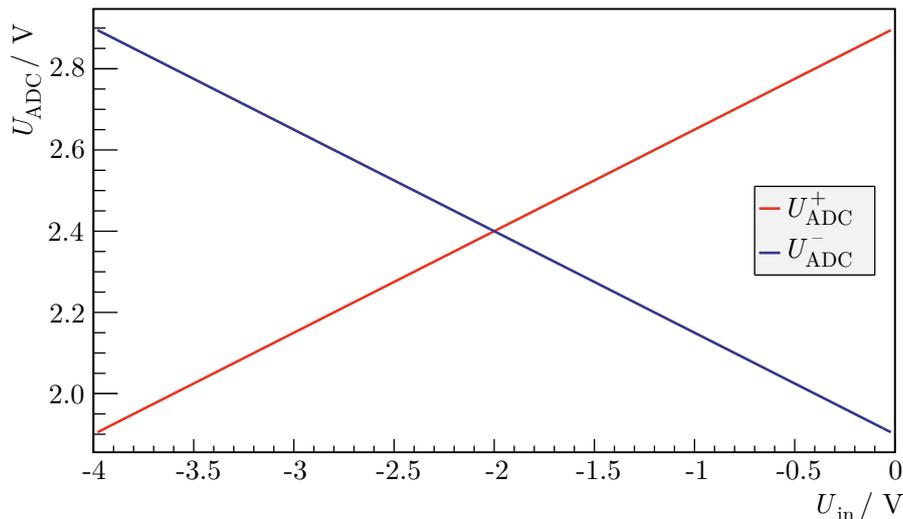
$$U_{\text{CM}} = \frac{U_{\text{ADC}}^+ + U_{\text{ADC}}^-}{2} \quad (6.4)$$

und wird vom ADS5463 auf 2,4 V festgelegt.  $U_{\text{ADC}}^+$  und  $U_{\text{ADC}}^-$  sind die beiden Spannungen des differentiellen Eingangssignals. Der ADS5463 verlangt, dass  $U_{\text{ADC}}^+$  und  $U_{\text{ADC}}^-$  im Bereich  $(2,4 \pm 0,55)$  V verlaufen. Die differentielle Spannung am ADC-Eingang beträgt

$$U_{\text{ADC}}^{\text{diff}} = U_{\text{ADC}}^+ - U_{\text{ADC}}^- \quad (6.5)$$

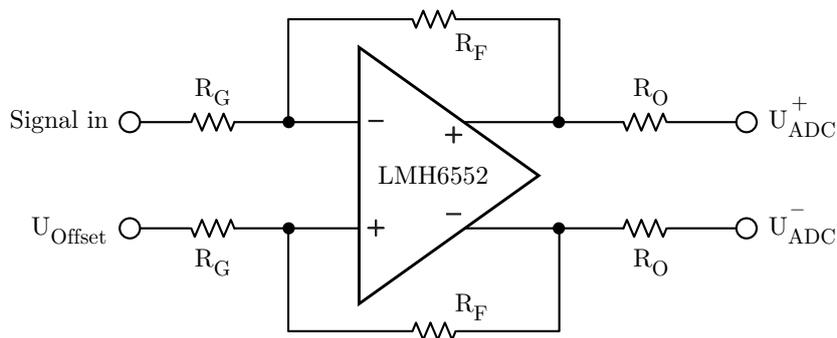
und liegt im Bereich zwischen  $-1,1$  V und  $+1,1$  V. Der differentielle Eingangsbereich des ADCs beträgt somit  $2,2 V_{\text{pp}}$ .

Das PMT-Signal kann eine Amplitude von bis zu  $-4$  V besitzen und verläuft nur im negativen Bereich. Um den vollen Digitalisierungsbereich des ADCs zu nutzen, wird das Signal nach oben verschoben, so dass die Grundlinie des PMT-Signals am oberen Ende des ADC-Fensters liegt. Zusätzlich muss das Eingangssignal um den Faktor 2 abgeschwächt werden. Abb. 6.3 zeigt die gewünschte Abhängigkeit der ADC-Spannungen von der Eingangsspannung.



**Abbildung 6.3:** Zuordnungsvorschrift für die Spannungen  $U_{ADC}^+$  und  $U_{ADC}^-$  am differentiellen ADC-Eingang in Abhängigkeit von der Eingangsspannung  $U_{in}$ .

Herzstück der analogen Eingangsschaltung (Abb. 6.4) ist der differentielle Verstärker LMH6552 von *National Semiconductor*. Der LMH6552 ist ein stromrückgekoppelter Operationsverstärker, und zeichnet sich durch eine hohe Bandbreite (0,1 dB flach bis 450 MHz) aus. Er wird mit einer positiven (+5 V) und einer negativen (−5 V) Versorgungsspannung betrieben. Dies ist notwendig, da die Eingangssignale negativ, die Ausgangssignale jedoch positiv sind. Eine AC-Kopplung des Eingangssignals kam nicht in Frage, da dies zu Verschiebungen der Grundlinie in Abhängigkeit von der Pulsrate führt („Baseline Shift“). Weiterhin besitzt der LMH6552 einen Eingang für die Spannung  $U_{CM}$ , welche die Common-Mode-Spannung des differentiellen Ausgangssignals festlegt. Der ADS5463 stellt die benötigte Spannung  $U_{CM}$  an seinem Referenzspannungs-Ausgang  $V_{REF}$  zur Verfügung.



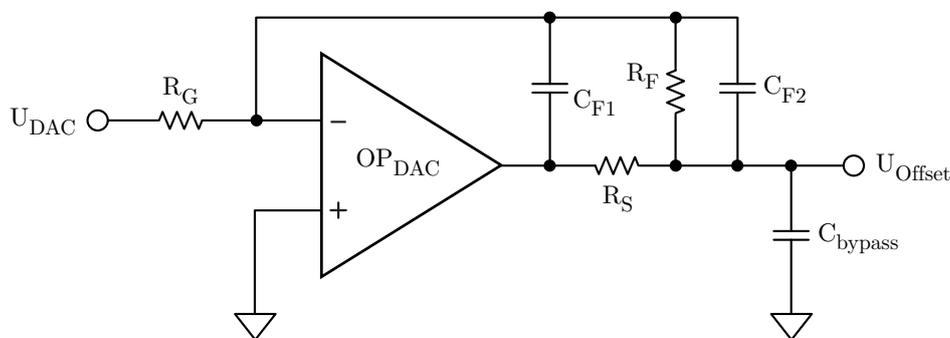
**Abbildung 6.4:** Beschaltung des differentiellen Verstärkers LMH6552. Die Widerstände  $R_O$  trennen die Ausgänge von der kapazitiven Last des ADC-Eingangs.

Das PMT-Signal wird nach einer passiven Abschwächung um 3 dB dem invertierenden Eingang des Verstärkers zugeführt. Zum Verschieben des Signals in die Mitte des ADC-Fensters wird über den nicht-invertierenden Eingang eine konstante negative Offset-Spannung  $U_{Offset}$  addiert. Um eine variable Verschiebung zu ermöglichen,

wird die Offset-Spannung durch einen Digital-zu-Analog-Wandler (DAC) erzeugt und durch einen Operationsverstärker  $OP_{DAC}$  invertiert (Abb. 6.5).

Da es sich beim LMH6552 um einen stromrückgekoppelten Verstärker handelt, besitzt er niederohmige Eingänge. In den nicht-invertierenden Eingang fließt daher je nach eingestellter Offset-Spannung ein Strom von bis zu  $-10$  mA. Aufgrund der Rückkopplung des differentiellen Verstärkers stellt der Offset-Eingang eine dynamische Last dar, so dass  $U_{Offset}$  durch einen Kondensator  $C_{bypass}$  entkoppelt werden muss.

Für ein stabiles Verhalten von  $OP_{DAC}$  muss  $C_{bypass}$  vom OP-Ausgang durch einen Serienwiderstand  $R_S$  isoliert werden. Abb. 6.5 zeigt den Aufbau des Rückkopplungsnetzwerks nach dem Prinzip der In-Loop Kompensation [42]. Die optimalen Werte für  $R_S$ ,  $C_{F1}$  und  $C_{F2}$  wurden durch eine SPICE<sup>5</sup>-Simulation ermittelt.



**Abbildung 6.5:** Erzeugung und Stabilisierung der Offset-Spannung. Aufgrund der großen kapazitiven Last  $C_{bypass}$  muss die Rückkopplungsschleife sorgfältig dimensioniert werden.

### 6.2.3 Erzeugung der Sampling-Clock

Bei ADCs mit hoher Eingangsbandbreite kommt der Qualität der Sampling-Clock besondere Bedeutung zu. Schon kleinste Abweichungen vom idealen Sampling-Zeitpunkt führen zu fehlerhaften Messungen der Spannung und somit zu zusätzlichem Rauschen auf dem digitalisierten Signal (Abb. 6.6 (a)). Bei einem ansonsten idealen ADC führt ein Jitter  $t_j$  der Sampling-Clock bei einer Eingangsfrequenz  $f_{in}$  zu einem Signal-zu-Rausch-Abstand von

$$SNR = -20 \log(2\pi f_{in} t_j). \quad (6.6)$$

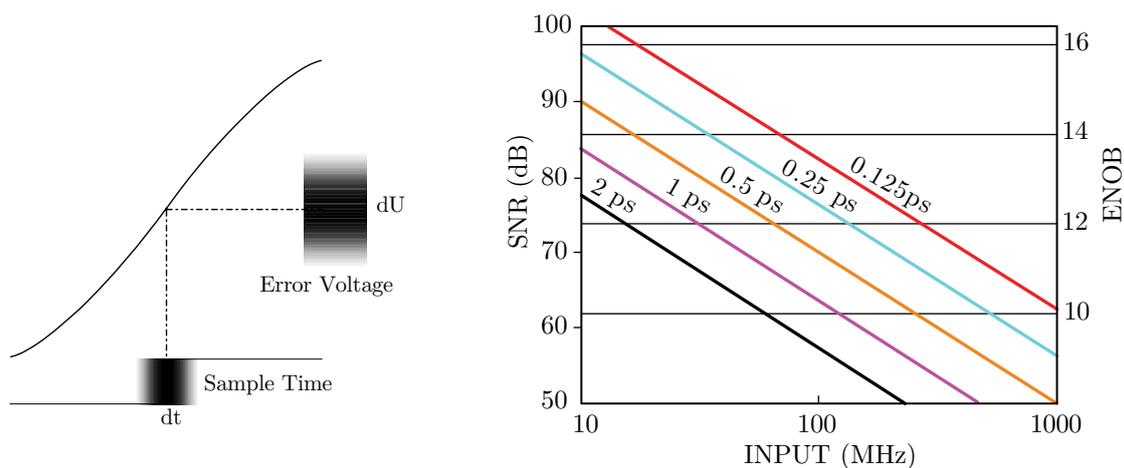
Dies lässt sich mit

$$ENOB = (SNR - 1,76) / 6,02 \quad (6.7)$$

in eine effektive Auflösung umrechnen.

Die Abhängigkeit der effektiven Auflösung von der analogen Eingangsfrequenz für verschiedene Werte des Sampling-Clock-Jitters ist in Abb. 6.6 (b) gezeigt. Wie man

<sup>5</sup>Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis



(a) Abweichungen vom idealen Sampling-Zeitpunkt führen zu fehlerhaften Messungen der Spannung.

(b) Abnahme der effektiven Auflösung eines ADCs mit steigender Eingangsfrequenz für verschiedene Jitter-Werte.

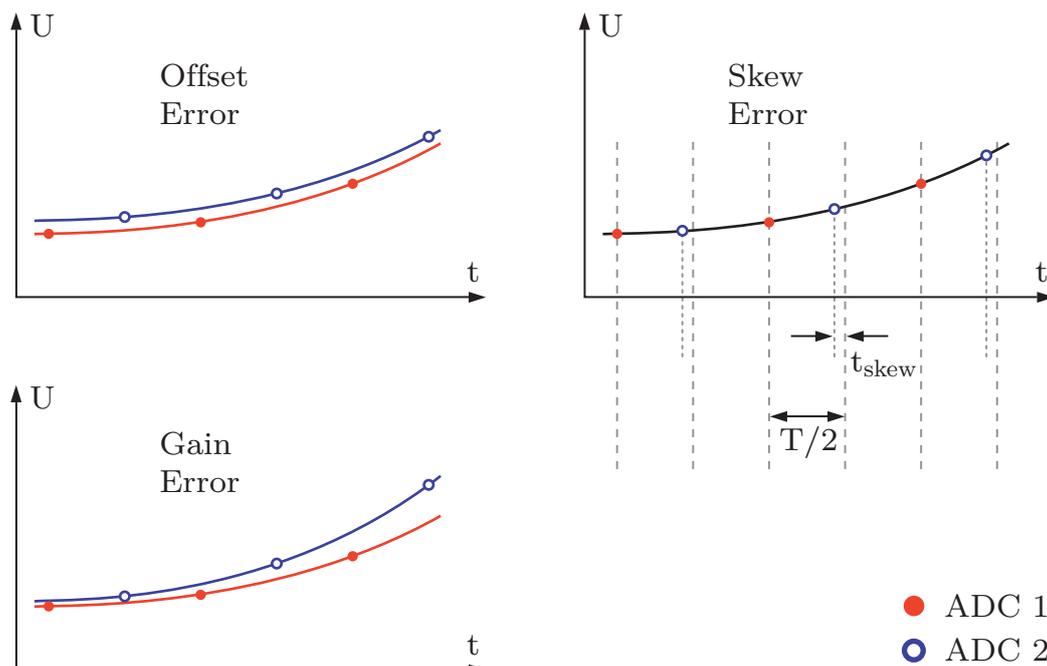
**Abbildung 6.6:** Auswirkung von Sampling-Clock-Jitter auf die ADC-Performance. [43]

sieht, erfordert die hohe Bandbreite der PMT-Pulse (bis zu 200 MHz) eine präzise Sampling-Clock mit einem Jitter unterhalb von 1 ps, um eine Auflösung von 10 ENOB zu erreichen.

Für diese Aufgabe wurde ein Si5326 Precision Clock Multiplier von *Silicon Labs* ausgewählt. Der Si5326 erzeugt die Sampling-Clock durch Multiplikation eines Referenztaktes mit einem festen Faktor. Gleichzeitig wird der Jitter des Referenztaktes gedämpft. Dazu enthält das Bauteil eine integrierte PLL, bestehend aus einem digital gesteuerten Oszillator (DCO), einem digitalen Phasendetektor und einem programmierbaren Loopfilter. Die Bandbreite des Loopfilters kann auf bis zu 100 Hz hinabgesetzt werden, um Jitter des Referenztaktes praktisch vollständig zu eliminieren. Der DCO schwingt mit einer Frequenz im Bereich von 5 GHz, die gewünschte Ausgangsfrequenz wird durch Teilen der DCO-Frequenz erreicht. Die beiden Ausgänge des Bauteils lassen sich zueinander phasenverschieben. Dies wird im Interleaved-Mode verwendet, bei dem jeweils zwei ADCs zeitversetzt das gleiche Signal abtasten.

Die beiden Ausgangssignale werden durch einen Clock-Buffer auf jeweils vier Kanäle aufgeteilt, um alle acht ADCs einer Mezzanine-Karte zu versorgen. Zum Einsatz kommt hier der MC100LVEP210 von *ON Semiconductor*. Der Grund für die Wahl eines LVPECL-Bauteils liegt in der im Vergleich zu LVDS höheren Signalamplitude, was sich vorteilhaft auf den Aperturjitter des ADS5463 auswirkt [44].

Als Referenztakt für den Si5326 wird die 155,52 MHz Clock des TCS-Systems verwendet. So ist sichergestellt, dass die ADCs auf allen GANDALF-Boards im Experiment synchron laufen.



**Abbildung 6.7:** Offset-Fehler, Gain-Fehler und Zeitversatz zwischen zwei ADCs im Interleaved-Mode.

### 6.2.4 Der Time-Interleaved-Mode

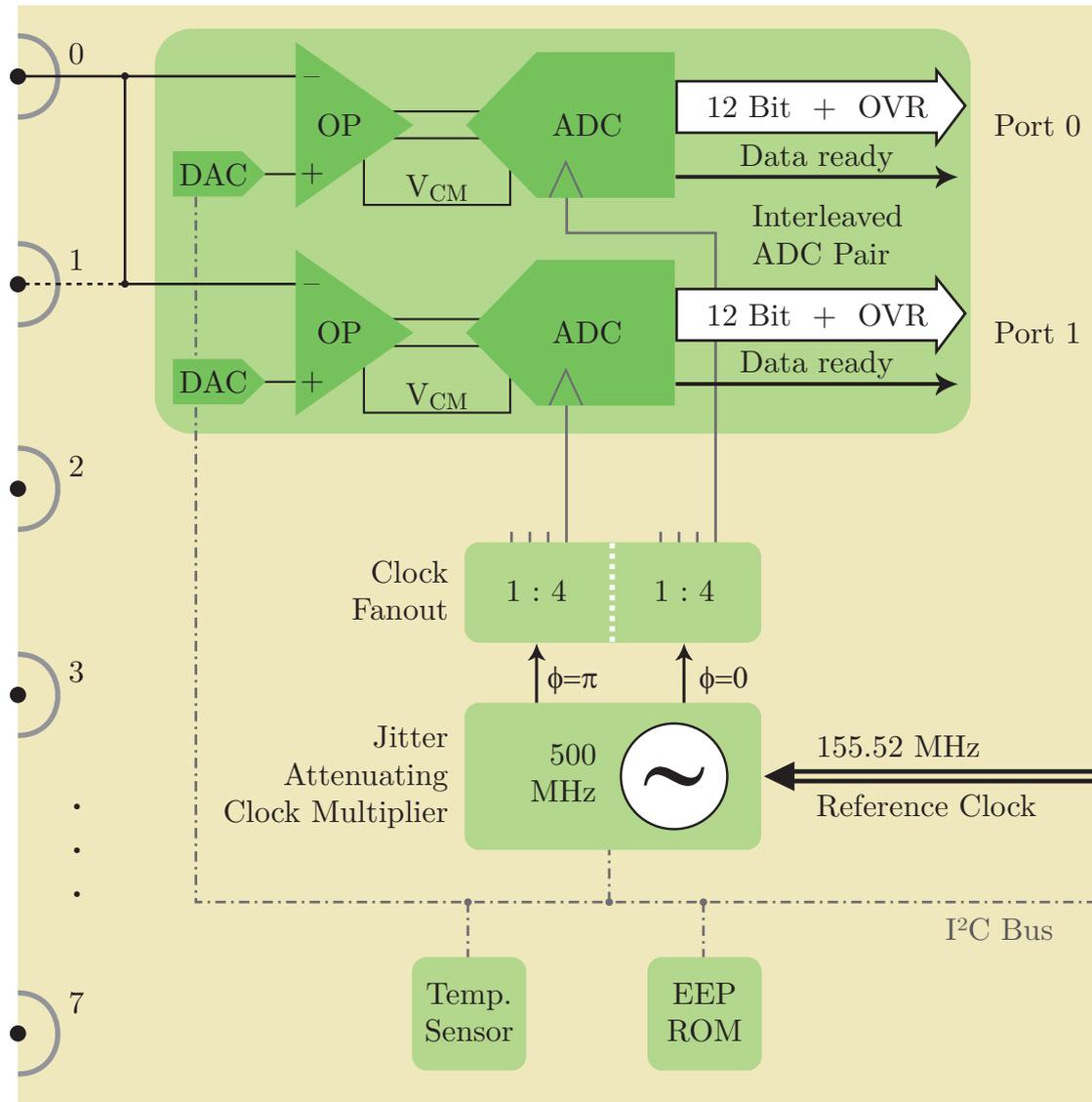
Der Time-Interleaved-Mode bringt neben dem Vorteil der doppelten Abtastrate auch einige Schwierigkeiten für die Signalverarbeitung mit sich. Damit man nicht an effektiver Auflösung verliert, müssen die beiden ADCs eines Kanals zueinander kalibriert werden. Abb. 6.7 veranschaulicht die drei Größen, die hierbei beachtet werden müssen: Offset (Verschiebung in y-Richtung), Gain (Verstärkung) und Skew (Zeitversatz).

Der Offset kann durch den DAC der analogen Eingangsschaltung kompensiert werden. Gain und Skew müssen hingegen bei der Signalverarbeitung im FPGA korrigiert werden. Dazu werden bei einem Kalibrierungsvorgang die entsprechenden Korrekturwerte ermittelt und in einem EEPROM<sup>6</sup> auf der AMC abgelegt. Auf diese Weise hat der FPGA des GANDALF-Boards für jede AMC automatisch die richtigen Werte zur Verfügung. Für den Fall dass die Korrekturwerte stark von der Temperatur der Baugruppe abhängen, befinden sich auf der AMC zwei Temperatursensoren, sodass eine temperaturabhängige Kompensation von Offset, Gain und Skew durchgeführt werden kann.

## 6.3 Die ADC-Mezzanine-Card

In Abb. 6.8 ist die ADC-Mezzanine-Card schematisch dargestellt. Ausschnitte des Schaltplans sind in Anhang C zu finden. Eine Fotografie des GANDALF-Boards mit montierten AMCs befindet sich auf Seite 32.

<sup>6</sup>Electrically Erasable Programmable Read Only Memory



**Abbildung 6.8:** Diagramm der ADC-Mezzanine-Card. Es sind nur zwei von acht ADCs dargestellt. An den Ports 2 bis 7 befinden sich drei weitere Interleaved-Paare von ADCs. Die ungeradzahigen Eingänge sind im Interleaved-Mode funktionslos.

Die AMC besitzt acht Eingänge in Form von SMC-Buchsen für analoge Signale. SMC-Buchsen zeichnen sich durch einen geringen Platzbedarf aus, bieten aber dank ihrer Verschraubung dennoch hohe Kontaktsicherheit. SMC-Stecker lassen sich auf Koaxialkabel mit bis zu 3,2 mm Außendurchmesser montieren, z.B. auf das halogenfreie Enviroflex 316D von *Huber+Suhner*.

Jedem Eingang folgt eine analoge Eingangsschaltung (siehe Abschnitt 6.2.2) zur Anpassung der Signale an den nachfolgenden ADC. Insgesamt acht ADCs finden auf der AMC Platz. Jeweils zwei ADCs sitzen sich auf Ober- und Unterseite der Platine genau gegenüber und tasten im Interleaved-Mode das gleiche Signal ab. Die Aufteilung des Signals auf die beiden Interleaved-Zweige erfolgt direkt nach der Eingangsbuchse. Die zweite Eingangsbuchse wird dadurch im Interleaved-Mode

funktionslos. Die Entscheidung für vier Interleaved-Kanäle oder acht einfache Kanäle wird bei der Bestückung der Baugruppe getroffen. Die Unterschiede zwischen den Bestückungsvarianten sind in Anhang C zu finden. Auf eine umschaltbare Lösung mit Relais oder elektronischen Schaltern wurde aus Gründen der Signalintegrität verzichtet.

Als weitere Bestückungsvariante besteht die Möglichkeit, den pinkompatiblen 14-Bit/400-MSPS ADC ADS5474 zu verwenden. Da der ADS5474 die Common-Mode-Spannung für den Vorverstärker über einen anderen Pin ausgibt als der ADS5463, existieren hierfür  $0\ \Omega$ -Brücken, die entsprechend bestückt werden. Außerdem muss bei der 14-Bit-Variante auf das Overrange-Bit verzichtet werden, welches anzeigt, ob der ADC übersteuert wurde. Bei der 12-Bit-Variante wird diese Information über eine Leitung des 14-Bit-Busses übertragen.

Die Sampling-Clock wird durch den Si5326 Clock Multiplier erzeugt und danach durch einen Clock-Buffer an alle ADCs verteilt (siehe Abschnitt 6.2.3). Der Si5326 wird über einen I<sup>2</sup>C-Bus vom FPGA des GANDALF-Moduls programmiert. Die DACs zur Offset-Korrektur lassen sich ebenfalls über I<sup>2</sup>C programmieren. Weiterhin befinden sich am I<sup>2</sup>C-Bus zwei Temperatursensoren zur Bestimmung der Platinentemperatur in der Umgebung der ADCs und ein EEPROM zur Speicherung von Kalibrierungswerten und Konfigurationsdaten.

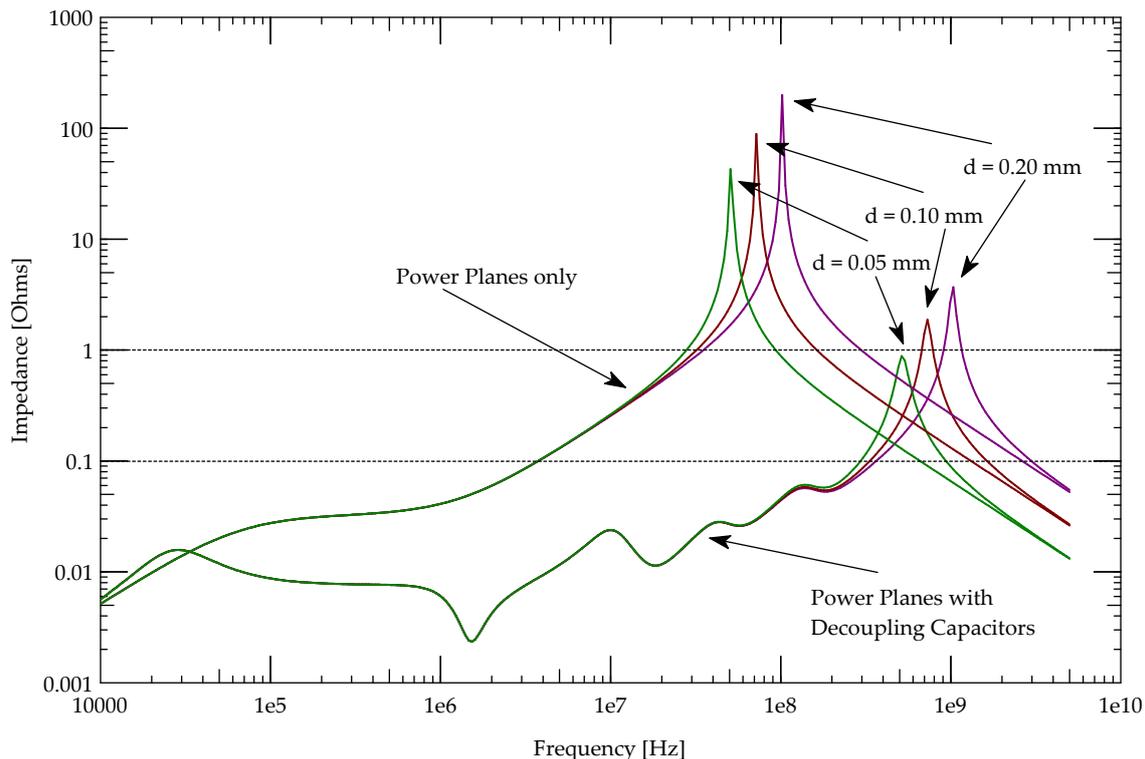
### 6.3.1 Aufbau der Leiterplatte

Die Erstellung des Schaltplans und das Routing der Platine wurde mit der Software *Cadence Allegro* durchgeführt. Die Leiterplatte wurde als 12-lagiger Multilayer gefertigt. Tabelle D.3 zeigt den Lagenaufbau der Platine. In der Mitte befinden sich zwei Lagen zur Spannungsversorgung. Der Abstand zu den benachbarten Masse-Ebenen beträgt lediglich  $50\ \mu\text{m}$ , was eine niedrige Impedanz des Stromversorgungssystems ermöglicht [45].

Ein weiterer wesentlicher Punkt beim Entwurf eines niederimpedanten Stromversorgungssystems ist die richtige Auswahl und Platzierung von Abblockkondensatoren (Decoupling Capacitors) [46]. Dazu wurden Simulationen mit der *Allegro PCB Power Integrity* Software erstellt (siehe Abb. 6.9). Das so entstandene Stromversorgungssystem besitzt über einen weiten Frequenzbereich eine Impedanz von weniger als  $0,1\ \Omega$ , was die Voraussetzung für ein niedriges Rauschen der Versorgungsspannungen ist.

Jede Signallage besitzt eine zugeordnete Masse-Ebene, wodurch es möglich war, alle Leitungen für gute Signalintegrität mit definierter Impedanz zu routen. Die Parameter für single-ended und differentielle Leitungen können Tabelle D.4 entnommen werden.

Die Anordnung der Bauteile auf der Platine folgt einer strikten Trennung zwischen Analog- und Digitalteil. So wurde eine Störung der analogen Eingangsschaltungen



**Abbildung 6.9:** Simulierter Impedanzverlauf des 3,3 V-Stromversorgungssystems der AMC. Dargestellt für unterschiedliche Abstände  $d$  zwischen VCC- und GND-Ebene.

durch die schnell schaltenden digitalen Signale weitestgehend vermieden. Neben den Versorgungsspannungen für die ADCs (3,3 V digital, 3,3 V und 5 V analog) werden auf der AMC noch +5 V und -5 V durch Linearregler erzeugt. Diese Spannungen dienen der Versorgung des Analogteils.

Die meisten ICs auf der Platine besitzen an der Unterseite ein sogenanntes Thermal Pad. Dabei handelt es sich um einen großflächigen Masseanschluss mit einem geringen thermischen Widerstand zum Die<sup>7</sup>. Mit diesem Anschluss wird der Chip direkt auf die Platine gelötet, sodass die Verlustleistung der Chips effizient auf die Platine abgeführt werden kann. Die Platine wird dann über einen großflächigen und fein gerippten Kühlkörper im Luftstrom des VME-Crates gekühlt.

## 6.4 Performance-Messungen

Die gefertigten Module wurden im Labor einer Reihe von Tests unterzogen, um ihre Leistungsfähigkeit zu bestimmen und zu überprüfen, ob die Entwicklungsziele erreicht wurden.

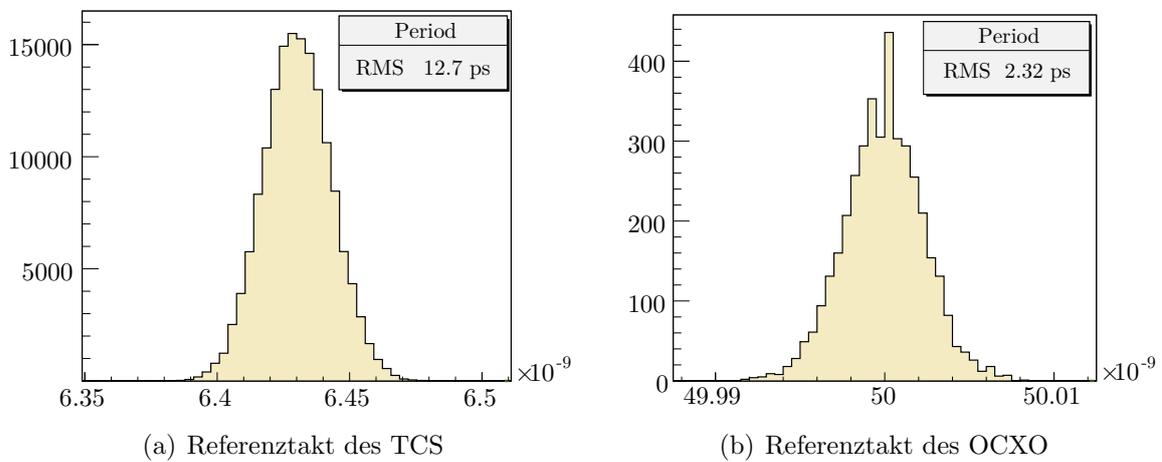
### 6.4.1 Clock-Jitter

Wie in Abschnitt 6.2.3 erläutert wurde, werden hohe Anforderungen an die Qualität der Sampling-Clock gestellt. Der Jitter der Sampling-Clock wurde mit einem

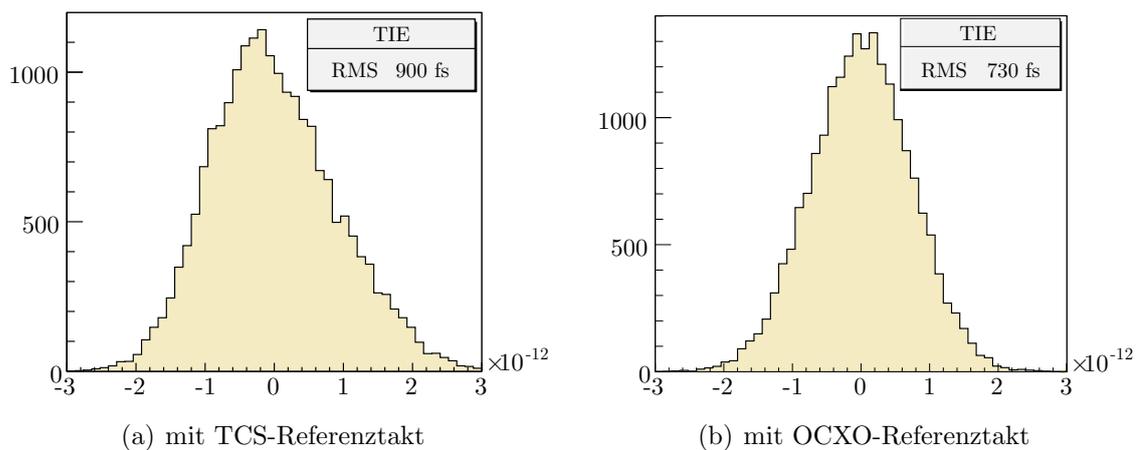
<sup>7</sup>das eigentliche Halbleiterbauteil innerhalb des Chip-Gehäuses

Echtzeit-Oszilloskop vom Typ *Tektronix* TDS6154C in Verbindung mit einer Software zur Jittermessung (TDSJIT3 V2.0 Advanced) untersucht. Eine kurze Beschreibung des Messprinzips wird in Anhang A gegeben. Für weiterführende Informationen sei auf [47] verwiesen. Weiterhin wurde untersucht, welche Auswirkung der Jitter der Referenz-Clock auf den Jitter der Sampling-Clock hat. Dazu wurde der Jitter der beiden Gimli-Card-Varianten ebenfalls untersucht.

Der Period-Jitter der Referenz-Clock ist in Abb. 6.10 zu sehen. Die Verteilung des Time Interval Errors der Sampling-Clock ist in Abb. 6.11 dargestellt. Im jeweils linken Diagramm wurde der Referenztakt des TCS verwendet, im jeweils rechten Diagramm wurde der Referenztakt durch den geheizten Schwingquarz (OCXO) erzeugt.



**Abbildung 6.10:** Period-Jitter des Referenztakts.



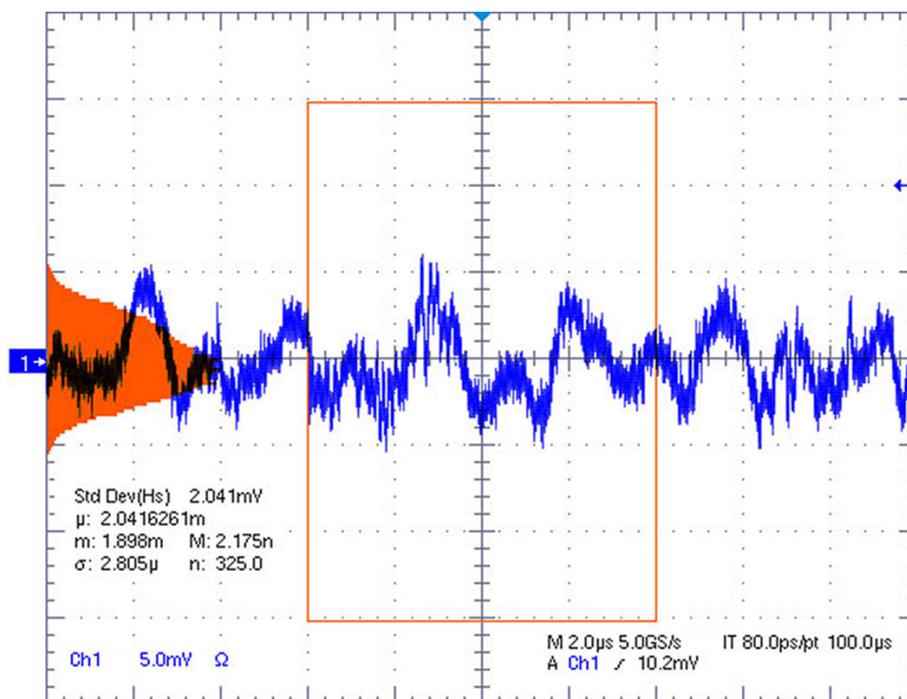
**Abbildung 6.11:** Verteilung des Time Interval Errors der Sampling-Clock.

Die Periodendauer des TCS-Referenztakts besitzt einen Jitter von 12,7 ps RMS. Der OCXO besitzt hingegen einen Period-Jitter von nur 2,3 ps RMS. Dieser Unterschied macht sich auch im Jitterverhalten der Sampling-Clock bemerkbar. Wird

der TCS-Referenztakt zur Erzeugung der Sampling-Clock verwendet, so beträgt der Time Interval Error der Sampling-Clock 900 fs RMS. Bei Verwendung des OCXO-Referenztakts besitzt die erzeugte Sampling-Clock einen Time Interval Error von 730 fs RMS. Das Ziel, eine Sampling-Clock mit einem Jitter von unter einer Picosekunde zu erzeugen, wurde in beiden Fällen erreicht.

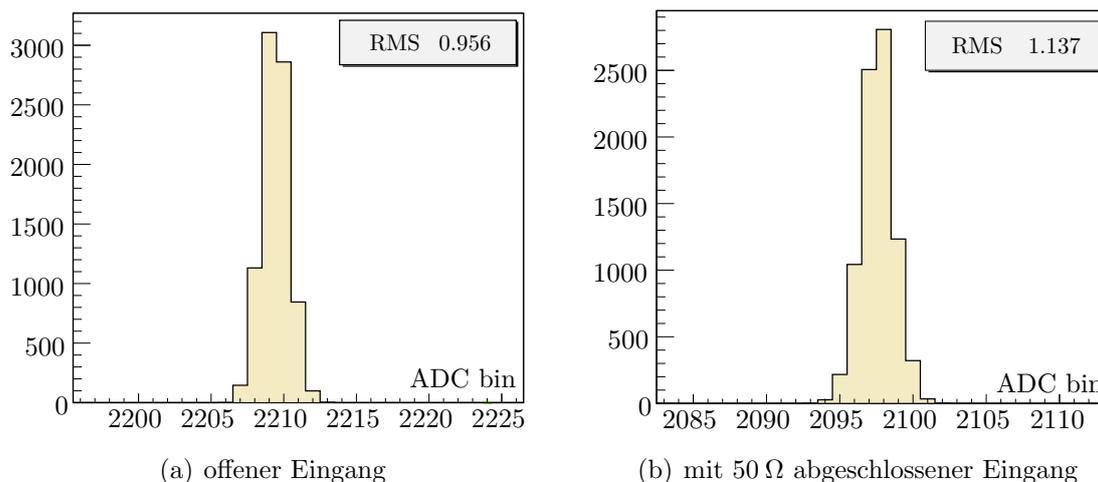
## 6.4.2 Rauschen

Da der Analogteil der ADC-Mezzanine-Card sensibel auf Schwankungen der Versorgungsspannung ist, wurde bei der Entwicklung des Stromversorgungssystems der Platine auf eine geringe Welligkeit der Analog-Spannungen geachtet. Abb. 6.12 zeigt das Rauschen auf der 5V-Versorgungsspannung des Analogteils. Die Messung ergibt eine Breite des Rauschens von 2,0 mV RMS.



**Abbildung 6.12:** Rauschen auf der 5V-Versorgungsspannung des Analogteils.

Das Rauschen der analogen Eingangsschaltung wurde durch die Digitalisierung eines DC-Signals ermittelt. Dazu wurde sowohl mit offenem Eingang als auch mit 50  $\Omega$ -abgeschlossenem Eingang die Verteilung der ADC-Codes aufgezeichnet und deren Breite bestimmt (siehe Abb. 6.13). Bei offenem Eingang beträgt die Breite der Verteilung 0,96 ADC-Bins RMS. Dies entspricht einem Rauschen von 0,93 mV. Bei 50  $\Omega$ -abgeschlossenem Eingang beträgt die Breite der Verteilung 1,14 ADC-Bins RMS. Dies entspricht einem Rauschen von 1,11 mV. Die Ursache für das im Vergleich zum offenen Eingang etwas höhere Rauschen liegt in der Einkopplung von Ground-Noise über den Abschlusswiderstand.



**Abbildung 6.13:** Verteilung der ADC-Codes bei Messung eines DC-Signals.

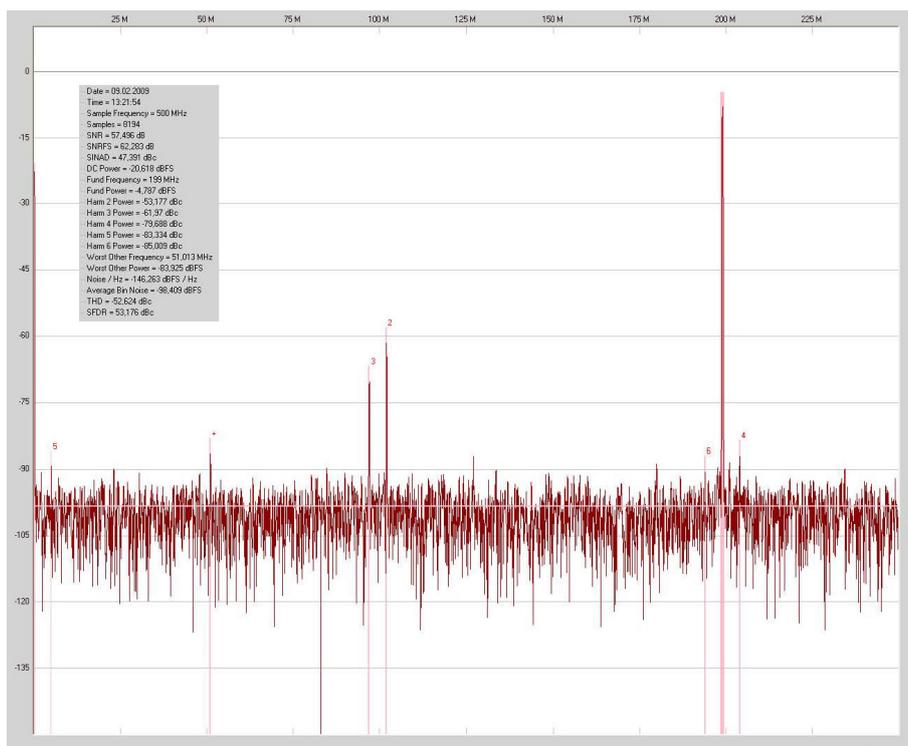
### 6.4.3 Performance des Signalpfads

Zur Charakterisierung des Signalpfads der ADC-Mezzanine-Card eignen sich Sinus-Signale. Über eine Fast-Fourier-Transformation wird das Spektrum des aufgezeichneten Sinussignals berechnet und daraus wichtige charakteristische Größen wie SNR (Signal-zu-Rausch-Abstand), Pegel der Harmonischen relativ zur Grundfrequenz und SINAD (Signal to noise and distortion) bestimmt.

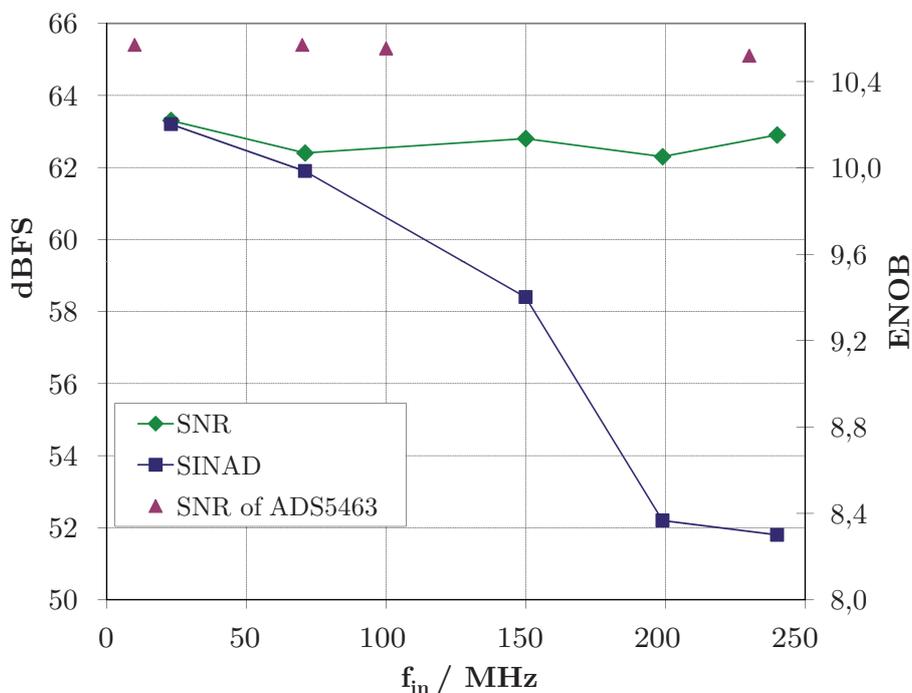
Um die Performance des Signalpfads zu ermitteln, wurden Sinussignale digitalisiert und mit der Software VisualAnalog [48] von *Analog Devices* ausgewertet. In Abb. 6.14 ist eine solche Auswertung dargestellt. Die Werte für SNR und SINAD werden auf den vollen Bereich des ADCs skaliert („Full Scale“) angegeben. Dies ist hilfreich, da bei den Messungen die Amplitude der Sinussignale auf einen etwas kleineren als den maximal möglichen Wert eingestellt wird, um eine Übersteuerung des ADCs zu vermeiden.

Die Erzeugung der Sinussignale erfolgte mit einem Signalgenerator vom Typ *Tektronix* AFG3251. Die Charakterisierung des Signalpfads benötigt ein Eingangssignal mit sehr geringen harmonischen Verzerrungen, damit die Harmonischen der zu untersuchenden Schaltung nicht von denen des Signalgenerators überdeckt werden. Daher wurden sehr schmalbandige Bandpassfilter zwischen Signalgenerator und Eingang der ADC-Mezzanine-Card eingebaut. Die Auswertung wurde bei mehreren Frequenzen zwischen 23 MHz und 240 MHz durchgeführt. Die Ergebnisse sind in den folgenden Diagrammen dargestellt.

Der Signal-zu-Rausch-Abstand des Signalpfads vom Analogeingang über die Vorverstärkerschaltung bis zur Digitalisierung durch den ADC liegt im gemessenen Frequenzbereich über 62 dB (Abb. 6.15). Dies entspricht einer effektiven Auflösung (ENOB) von ca. 10,1 Bit. Der Vergleich mit den Herstellerangaben für den SNR des reinen ADCs zeigt, dass es gelungen ist, auf der ADC-Mezzanine-Card eine sehr rauscharme Eingangsschaltung zu entwickeln.



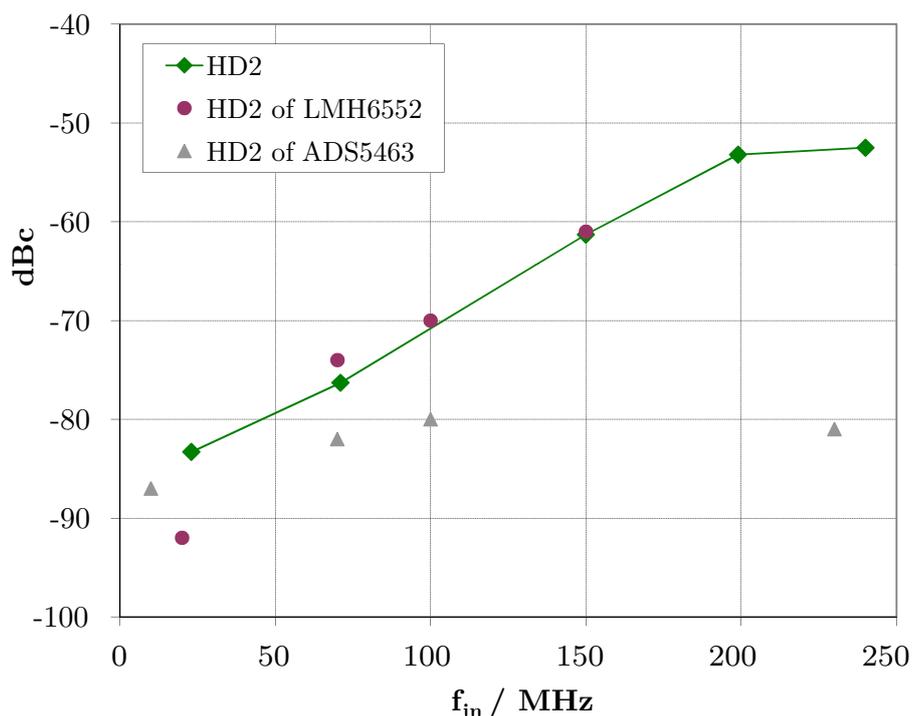
**Abbildung 6.14:** Auswertung eines mit 0,5 Gps digitalisierten 199 MHz Sinussignals mit der Software VisualAnalog. Die Nyquist-Frequenz beträgt 250 MHz. Die Harmonischen werden daher in das Nyquist-Band zurückgespiegelt, was von der Software automatisch berücksichtigt wird.



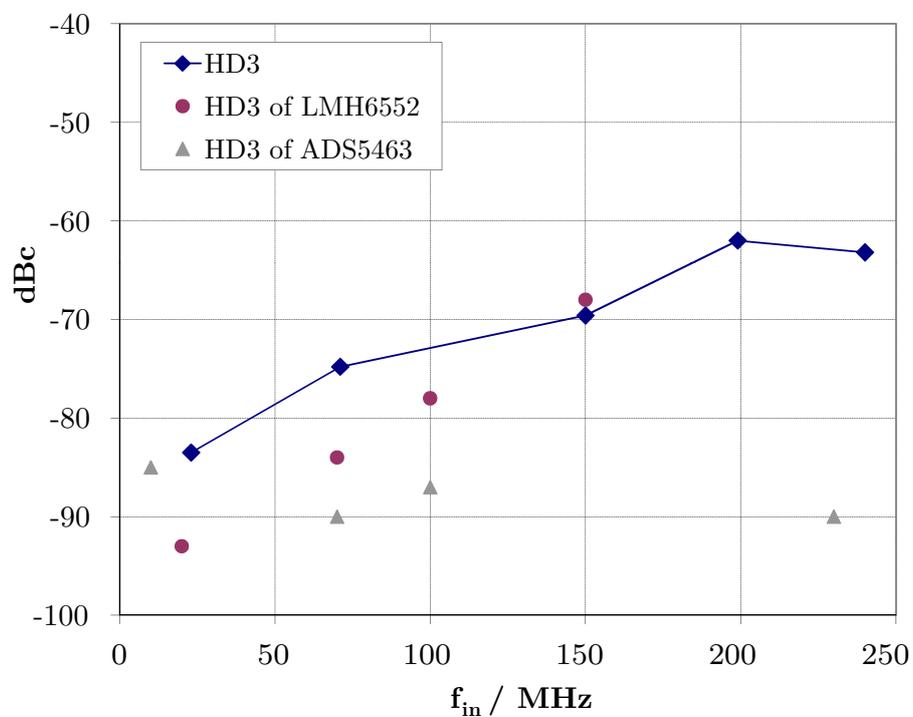
**Abbildung 6.15:** Performance der ADC-Mezzanine-Card: SNR und SINAD in Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz. Zum Vergleich sind die Werte für den ADC laut Datenblatt eingezeichnet.

Die Pegel der zweiten und dritten Harmonischen sind in Abb. 6.16 und 6.17 dargestellt. Im Vergleich mit den eingezeichneten Werten aus den Datenblättern von ADC und Verstärker erkennt man, dass die Harmonischen (außer im unteren Frequenzbereich) in erster Linie durch den Eingangsverstärker erzeugt werden. Die Zunahme der Harmonischen bei steigender Eingangsfrequenz zeigt sich auch im Verlauf des SINAD in Abb. 6.15.

Die Performance der ADC-Mezzanine-Card entspricht den hohen Anforderungen, die bei der Konzeption des Transientenrekorders gestellt wurden. Die DC-gekoppelte Eingangsschaltung verhält sich sehr rauscharm und besitzt dabei viele Vorteile gegenüber einem AC-gekoppelten Eingang. So lassen sich die DC-Pegel der asymmetrischen Signale, wie sie z.B. von PMTs erzeugt werden, über einen DAC verschieben, um den vollen Digitalisierungsbereich des ADCs zu nutzen. Weiterhin tritt bei einem DC-gekoppelten Eingang keine Verschiebung der Grundlinie in Abhängigkeit von der Pulsrate auf („Baseline Shift“). Die Eingangsschaltung in Verbindung mit der sehr jitterarmen Sampling-Clock ermöglicht es, sehr gute Werte für den Signal-zu-Rausch-Abstand zu erreichen. Durch die Implementierung des Time-Interleaved-Verfahrens ist es gelungen, einen Transientenrekorder mit hoher Zeit- und Amplitudenauflösung zu entwickeln. Zusammen mit den DSP-fähigen FPGAs, den großen Speichern und den vielseitigen Schnittstellen stehen damit alle Elemente für eine anspruchsvolle Signalverarbeitung zur Verfügung.



**Abbildung 6.16:** Performance der ADC-Mezzanine-Card: Verlauf der zweiten Harmonischen (HD2) in Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz. Zum Vergleich sind die Werte für den ADC und den Eingangsverstärker eingezeichnet, sofern im Datenblatt vorhanden.



**Abbildung 6.17:** Performance der ADC-Mezzanine-Card: Verlauf der dritten Harmonischen (HD3) in Abhängigkeit von der Eingangsfrequenz. Zum Vergleich sind die Werte für den ADC und den Eingangsverstärker laut Datenblatt eingezeichnet.



## 7. Zusammenfassung

Am COMPASS-Experiment sollen in den kommenden Jahren durch Messungen der tief-virtuellen Compton-Streuung die generalisierten Partonverteilungen bestimmt werden. Dazu wird der Aufbau des Experiments um einen Rückstoß-Proton-Detektor erweitert, mit welchem Protonen nachgewiesen werden können, die das Target unter großen Winkeln verlassen. Dies ist neben dem Nachweis von Myonen und Photonen notwendig, um die Exklusivität der Messung sicherzustellen.

Das Ziel dieser Arbeit war die Entwicklung eines Auslesesystems für den Rückstoß-Proton-Detektor am COMPASS-Experiment. Von den Signalen des Detektors müssen Zeitpunkt und Amplitude mit hoher Präzision bestimmt werden, um eine zuverlässige Identifizierung von Protonen zu gewährleisten. Dazu wurde auf Basis des GANDALF-Frameworks ein hochauflösender Transientenrekorder entwickelt, welcher die Pulse der Photomultiplier digitalisiert und ihre charakteristischen Merkmale bestimmt.

Der Vorteil des GANDALF-Transientenrekorders gegenüber anderen Auslese-Systemen besteht in der Echtzeit-Datenverarbeitung der digitalisierten Signale. Die Parameter der Pulse wie z.B. Zeitpunkt, Pulshöhe und Integral werden im FPGA des GANDALF-Moduls durch DSP-Algorithmen bestimmt. Eine Speicherung der digitalisierten Rohdaten ist somit nicht notwendig, was zu einer erheblichen Datenreduktion führt. Die Fähigkeit, überlappende Pulse zu trennen und ihre Parameter separat zu bestimmen, macht den GANDALF-Transientenrekorder zu einem idealen Auslesesystem für Detektoren mit hohen Raten.

Zur Geschwindigkeitsbestimmung per Flugzeitmessung müssen die Zeitpunkte der Detektorpulse mit einer Genauigkeit von 50 ps bestimmt werden. Die Anforderungen an die Ausleseelektronik, die sich dadurch ergeben, wurden durch Simulationen ermittelt. Zum einen ist eine hohe Abtastrate nötig, um die 3 bis 5 ns kurzen Pulsflanken präzise zu erfassen. Außerdem muss der Transientenrekorder Signale in einem weiten dynamischen Bereich verarbeiten, da die Pulshöhen der PMT-Signale

je nach Energieabgabe der Teilchen im Szintillator zwischen wenigen Millivolt und etwa  $-4$  Volt betragen können. Die Simulationen ergaben, dass eine Abtastung der Signale mit einer Rate von 1 Gsps und einer effektiven Auflösung von 10 Bit erforderlich ist.

In der vorliegenden Arbeit wurde die ADC-Mezzanine-Card entwickelt. Mit dieser Aufsteckkarte für das GANDALF VME-Modul werden die Detektorsignale mit 12-Bit ADCs bei einer Abtastrate von 1 Gsps digitalisiert. Bei der Entwicklung der Karte lag der Schwerpunkt auf der Implementierung eines Time-Interleaved-Verfahrens, bei dem jeweils zwei ADCs abwechselnd das gleiche Signal abtasten, um eine Verdopplung der Sampling-Rate zu erreichen. Zur Taktung der ADCs ist eine hochpräzise Sampling-Clock notwendig, um einen hohen Signal-zu-Rausch-Abstand zu erreichen. Daher wurde eine Schaltung zur Erzeugung eines Taktsignals mit sehr niedrigem Time-Jitter entworfen. Auf einem GANDALF VME-Board finden insgesamt acht Time-Interleaved-Kanäle Platz. Bei einer non-interleaved Auslese mit halber Abtastrate kann die Kanalzahl verdoppelt werden. Zur Anpassung der Detektorsignale an den Eingangsbereich der ADCs wurde eine DC-gekoppelte Vorverstärkerschaltung mit hoher Bandbreite entwickelt, wobei besonderes Augenmerk auf die Integrität der analogen Signale gelegt wurde.

Ausführliche Untersuchungen der produzierten Prototypen zeigen, dass die gesetzten Designziele erreicht wurden. Das Rauschen der Vorverstärkerschaltung wurde zu  $930 \mu\text{V}$  RMS bestimmt. Der Time-Jitter der Sampling-Clock beträgt  $730 \text{ fs}$  RMS, wenn ein geheizter Schwingquarz als Referenztakt verwendet wird. Bei Verwendung des Referenztakts vom Triggerkontrollsystem steigt der Time-Jitter der Sampling-Clock auf  $900 \text{ fs}$  RMS. Der Signalpfad der ADC-Mezzanine-Card besitzt damit einen Signal-zu-Rausch-Abstand von  $> 62 \text{ dB}$  im untersuchten Frequenzbereich bis  $240 \text{ MHz}$ . Dies entspricht einer effektiven Auflösung von  $10,1 \text{ Bit}$ . Die geforderte Auflösung wurde somit erreicht, um eine Flugzeitbestimmung mit der gewünschten Präzision zu ermöglichen.

# A. Jitter und Time Interval Error

Die SONET-Spezifikation [49] definiert Jitter folgendermaßen:

**Jitter ist die kurzfristige Abweichung der signifikanten Zeitpunkte eines digitalen Signals von ihren idealen Positionen.**

Hierbei bedeutet **kurzfristig**, dass die zeitlichen Variationen mit Frequenzen  $> 10$  Hz auftreten. Bei langsameren Variationen spricht man nicht von Jitter, sondern von Wander. Die **signifikanten Zeitpunkte** sind die Flanken des Signals, also die Übergänge zwischen den logischen Zuständen. Ausschlaggebend sind die exakten Zeitpunkte, an denen das Signal eine gegebene Schwelle kreuzt. Diese Schwelle wird vom Empfänger des Signals bestimmt und kann für steigende und fallende Flanken unterschiedlich sein (z.B. Schmitt-Trigger-Eingang). Für ein Clock-Signal sind die **idealen Positionen** der Flanken gegeben durch eine jitterfreie Clock, deren Frequenz und Phase der mittleren Frequenz und Phase des gemessenen Signals entsprechen. Für ein Datensignal sind die idealen Flankenpositionen definiert durch den Referenztakt, der z.B. mit Hilfe einer PLL aus dem Datensignal zurückgewonnen werden kann.

Jitter kann z.B. mit einem Echtzeit-Oszilloskop gemessen werden, welches einen zusammenhängenden Abschnitt des Signals aufzeichnet. Aus dem Signalverlauf werden die Zeitpunkte der Signalflanken bestimmt und in einem Array gespeichert. Aus diesen Zeitinformationen können dann unterschiedliche Größen berechnet werden (siehe Abb. A.1). Die Zeitdifferenz zwischen zwei benachbarten steigenden Flanken ergibt die Periodendauer  $P_i$ . Die Differenz  $C_i = P_i - P_{i-1}$  entspricht der Änderung der Periodendauer von einem Zyklus zum nächsten. Der **Time Interval Error**  $TIE_i$  ist die Abweichung der Flanke  $i$  von ihrer Idealposition.

Ein Beispiel für den zeitlichen Verlauf der drei Größen ist in Abb. A.2 gegeben. Wie man sieht kann  $C_i$  durch Differenzieren und  $TIE_i$  durch Integrieren von  $P_i$  erhalten werden.

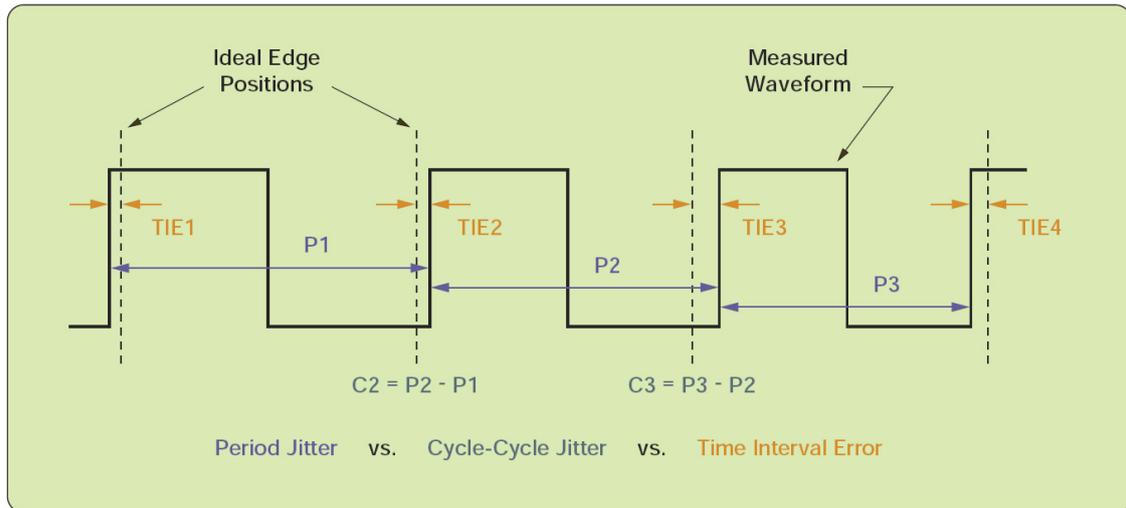
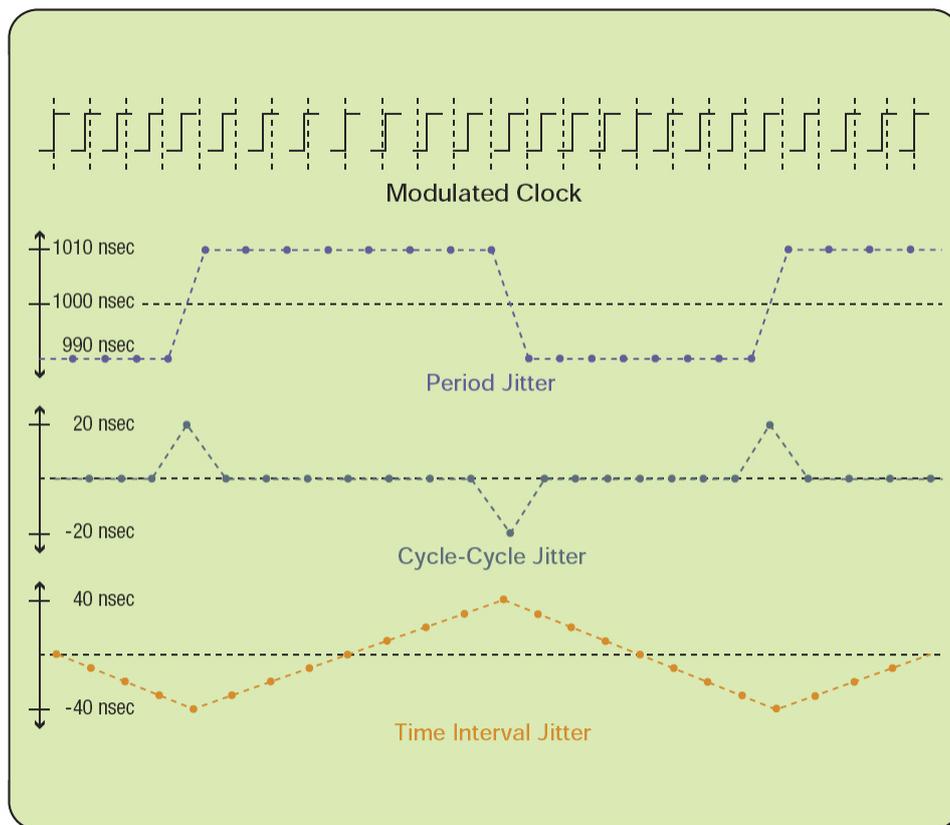


Abbildung A.1: Period Jitter, Cycle-to-Cycle Jitter und Time Interval Error. [50]

Die Standardabweichung der Verteilung von  $P_i$  nennt man **Period Jitter**. Der **Cycle-to-Cycle Jitter** ist die Standardabweichung der Verteilung von  $C_i$ , und der **TIE Jitter** ist die Standardabweichung der Verteilung von  $TIE_i$ . Ebenso lassen sich Peak-Peak Werte definieren. Aus dem zeitlichen Verlauf des Time Interval Error lässt sich durch Fouriertransformation eine spektrale Verteilung des Jitters erhalten (siehe auch Abb. 5.9). Die Information, bei welchen Frequenzen Jitter auftaucht, ist oft hilfreich bei der Suche nach den Ursachen des Jitters.

Es gibt verschiedene Ursachen für Jitter. Zunächst unterscheidet man zwischen zufälligem Jitter und deterministischem Jitter. Zufälliger Jitter wird hauptsächlich durch thermisches Rauschen in elektrischen Bauteilen erzeugt und ist daher in der Regel gaußförmig verteilt. Im TIE-Frequenzspektrum erscheint zufälliger Jitter als flaches Grundrauschen. Deterministischer Jitter kann weiter unterteilt werden in periodischen Jitter, daten-abhängigen Jitter und duty-cycle-abhängigen Jitter. Periodischer Jitter entsteht in der Regel durch externe Störquellen wie z.B. Schaltnetzteile. Auch instabile PLLs können periodischen Jitter verursachen. Periodischer Jitter ist im TIE-Frequenzspektrum in Form von scharfen Linien sichtbar. Für weitere Informationen zur Zerlegung des Jitters in seine einzelnen Komponenten siehe [50].





## **B. Pinbelegung der Schnittstellen**

**Tabelle B.1:** Pinbelegung des VME-Steckers P1

	Z	A	B	C	D
1	-	D(0)	-	D(8)	+5V
2	GND	D(1)	-	D(9)	GND
3	-	D(2)	-	D(10)	+12V
4	GND	D(3)	-	D(11)	+12V
5	-	D(4)	-	D(12)	-
6	GND	D(5)	-	D(13)	+12V
7	-	D(6)	-	D(14)	+12V
8	GND	D(7)	-	D(15)	-
9	-	GND	-	GND	GAP
10	GND	-	BG3IN	-	GA0
11	-	GND	BG3OUT	BERR	GA1
12	GND	DS1	-	SYSRES	+3.3V
13	-	DS0	-	LWORD	GA2
14	GND	WRITE	-	AM5	+3.3V
15	-	GND	-	A(23)	GA3
16	GND	DTACK	AM0	A(22)	+3.3V
17	-	GND	AM1	A(21)	GA4
18	GND	AS	AM2	A(20)	+3.3V
19	-	GND	AM3	A(19)	-
20	GND	IACK	GND	A(18)	+3.3V
21	-	IACKIN	-	A(17)	-
22	GND	IACKOUT	-	A(16)	+3.3V
23	-	AM4	GND	A(15)	-
24	GND	A(7)	-	A(14)	+3.3V
25	-	A(6)	-	A(13)	-
26	GND	A(5)	-	A(12)	+3.3V
27	-	A(4)	-	A(11)	LI/I
28	GND	A(3)	-	A(10)	+3.3V
29	-	A(2)	-	A(9)	LI/O
30	GND	A(1)	-	A(8)	+3.3V
31	-	-12V	-	+12V	GND
32	GND	+5V	+5V	+5V	+5V

**Tabelle B.2:** Pinbelegung des VME-Steckers P2. Die Signale der Reihen A und C gehören zum S-Link-Interface.

	Z	A	B	C	D
1	-	SINIT	+5V	SDONE	-
2	GND	SCLK	GND	SDIN	-
3	-	GND	-	SPROG	-
4	GND	UD(0)	A(24)	GND	-
5	-	UD(2)	A(25)	UD(1)	-
6	GND	UD(4)	A(26)	UD(3)	-
7	-	UD(6)	A(27)	UD(5)	-
8	GND	GND	A(28)	UD(7)	-
9	-	UD(8)	A(29)	GND	-
10	GND	UD(10)	A(30)	UD(9)	-
11	-	UD(12)	A(31)	UD(11)	-
12	GND	UD(14)	GND	UD(13)	-
13	-	GND	+5V	UD(15)	-
14	GND	UD(16)	D(16)	UD(17)	-
15	-	UD(18)	D(17)	GND	-
16	GND	UD(20)	D(18)	UD(19)	-
17	-	UD(22)	D(19)	UD(21)	-
18	GND	GND	D(20)	UD(23)	-
19	-	UD(24)	D(21)	UD(25)	-
20	GND	UD(26)	D(22)	GND	-
21	-	UD(28)	D(23)	UD(27)	-
22	GND	UD(30)	GND	UD(29)	-
23	-	GND	D(24)	UD(31)	-
24	GND	UCTRL	D(25)	UDW0	-
25	-	UDW1	D(26)	UDTEST	-
26	GND	UDRESET	D(27)	GND	-
27	-	GND	D(28)	UDWEN	-
28	GND	UDCLK	D(29)	GND	-
29	-	GND	D(30)	LFF	-
30	GND	LDOWN	D(31)	SRESET	-
31	-	-	GND	-	GND
32	GND	-	+5V	-	+5V

**Tabelle B.3:** Pinbelegung des Mezzanine-Steckers J1

1	PORT1_0N	VCC-12V	2
3	PORT1_0P	VCC-12V	4
5	PORT1_1N	VCA3V3	6
7	PORT1_1P	VCA3V3	8
9	PORT1_2N	VCA3V3	10
11	PORT1_2P	VCA3V3	12
13	PORT1_3N	VCA3V3	14
15	PORT1_3P	VCA3V3	16
17	PORT1_4N	VCA3V3	18
19	PORT1_4P	VCA3V3	20
21	PORT1_5N	PORT3_0N	22
23	PORT1_5P	PORT3_0P	24
25	PORT1_6N	PORT3_1N	26
27	PORT1_6P	PORT3_1P	28
29	PORT1_7N	PORT3_2N	30
31	PORT1_7P	PORT3_2P	32
33	PORT1_8N	PORT3_3N	34
35	PORT1_8P	PORT3_3P	36
37	PORT1_9N	PORT3_4N	38
39	PORT1_9P	PORT3_4P	40
41	PORT1_10N	PORT3_5N	42
43	PORT1_10P	PORT3_5P	44
45	PORT1_11N	PORT3_6N	46
47	PORT1_11P	PORT3_6P	48
49	PORT1_12N	PORT3_7N	50
51	PORT1_12P	PORT3_7P	52
53	PORT1_13N	PORT3_8N	54
55	PORT1_13P	PORT3_8P	56
57	PORT1_DRYN	PORT3_9N	58
59	PORT1_DRYP	PORT3_9P	60
61	GND	PORT3_10N	62
63	ADC_NC	PORT3_10P	64
65	ADCOFF	PORT3_11N	66
67	GND	PORT3_11P	68
69	SL_RST#	PORT3_12N	70
71	SL_LOL	PORT3_12P	72
73	GND	PORT3_13N	74
75	GND	PORT3_13P	76
77	CLK_155MHZ_P	PORT3_DRYN	78
79	CLK_155MHZ_N	PORT3_DRYP	80

**Tabelle B.4:** Pinbelegung des Mezzanine-Steckers J1 (Fortsetzung)

81	GND	PORT5_0N	82
83	GND	PORT5_0P	84
85	GND	PORT5_1N	86
87	GND	PORT5_1P	88
89	GND	PORT5_2N	90
91	GND	PORT5_2P	92
93	GND	PORT5_3N	94
95	GND	PORT5_3P	96
97	GND	PORT5_4N	98
99	GND	PORT5_4P	100
101	PORT7_0N	PORT5_5N	102
103	PORT7_0P	PORT5_5P	104
105	PORT7_1N	PORT5_6N	106
107	PORT7_1P	PORT5_6P	108
109	PORT7_2N	PORT5_7N	110
111	PORT7_2P	PORT5_7P	112
113	PORT7_3N	PORT5_8N	114
115	PORT7_3P	PORT5_8P	116
117	PORT7_4N	PORT5_9N	118
119	PORT7_4P	PORT5_9P	120
121	PORT7_5N	PORT5_10N	122
123	PORT7_5P	PORT5_10P	124
125	PORT7_6N	PORT5_11N	126
127	PORT7_6P	PORT5_11P	128
129	PORT7_7N	PORT5_12N	130
131	PORT7_7P	PORT5_12P	132
133	PORT7_8N	PORT5_13N	134
135	PORT7_8P	PORT5_13P	136
137	PORT7_9N	PORT5_DRYN	138
139	PORT7_9P	PORT5_DRYP	140
141	PORT7_10N	VCA5V0	142
143	PORT7_10P	VCA5V0	144
145	PORT7_11N	VCA5V0	146
147	PORT7_11P	VCA5V0	148
149	PORT7_12N	VCA5V0	150
151	PORT7_12P	VCA5V0	152
153	PORT7_13N	VCA5V0	154
155	PORT7_13P	VCA5V0	156
157	PORT7_DRYN	VCA5V0	158
159	PORT7_DRYP	VCA5V0	160

**Tabelle B.5:** Pinbelegung des Mezzanine-Steckers J2

1	AMCTMS	PORT0_DRYP	2
3	AMCTCK	PORT0_DRYN	4
5	AMCTDI	PORT0_13P	6
7	AMCTDO	PORT0_13N	8
9	GND	PORT0_12P	10
11	GP_SDA	PORT0_12N	12
13	GP_SCL	PORT0_11P	14
15	GND	PORT0_11N	16
17	GND	PORT0_10P	18
19	GND	PORT0_10N	20
21	PORT2_DRYP	PORT0_9P	22
23	PORT2_DRYN	PORT0_9N	24
25	PORT2_13P	PORT0_8P	26
27	PORT2_13N	PORT0_8N	28
29	PORT2_12P	PORT0_7P	30
31	PORT2_12N	PORT0_7N	32
33	PORT2_11P	PORT0_6P	34
35	PORT2_11N	PORT0_6N	36
37	PORT2_10P	PORT0_5P	38
39	PORT2_10N	PORT0_5N	40
41	PORT2_9P	PORT0_4P	42
43	PORT2_9N	PORT0_4N	44
45	PORT2_8P	PORT0_3P	46
47	PORT2_8N	PORT0_3N	48
49	PORT2_7P	PORT0_2P	50
51	PORT2_7N	PORT0_2N	52
53	PORT2_6P	PORT0_1P	54
55	PORT2_6N	PORT0_1N	56
57	PORT2_5P	PORT0_0P	58
59	PORT2_5N	PORT0_0N	60
61	PORT2_4P	GND	62
63	PORT2_4N	GND	64
65	PORT2_3P	GND	66
67	PORT2_3N	SLSDA	68
69	PORT2_2P	SLSCL	70
71	PORT2_2N	GND	72
73	PORT2_1P	SLLOS	74
75	PORT2_1N	MEZZ_ADDR	76
77	PORT2_0P	GND	78
79	PORT2_0N	CLK_38MHZ	80

**Tabelle B.6:** Pinbelegung des Mezzanine-Steckers J2 (Fortsetzung)

81	PORT4_DRYP	GND	82
83	PORT4_DRYN	GND	84
85	PORT4_13P	GND	86
87	PORT4_13N	GND	88
89	PORT4_12P	GND	90
91	PORT4_12N	GND	92
93	PORT4_11P	GND	94
95	PORT4_11N	GND	96
97	PORT4_10P	GND	98
99	PORT4_10N	GND	100
101	PORT4_9P	PORT6_DRYP	102
103	PORT4_9N	PORT6_DRYN	104
105	PORT4_8P	PORT6_13P	106
107	PORT4_8N	PORT6_13N	108
109	PORT4_7P	PORT6_12P	110
111	PORT4_7N	PORT6_12N	112
113	PORT4_6P	PORT6_11P	114
115	PORT4_6N	PORT6_11N	116
117	PORT4_5P	PORT6_10P	118
119	PORT4_5N	PORT6_10N	120
121	PORT4_4P	PORT6_9P	122
123	PORT4_4N	PORT6_9N	124
125	PORT4_3P	PORT6_8P	126
127	PORT4_3N	PORT6_8N	128
129	PORT4_2P	PORT6_7P	130
131	PORT4_2N	PORT6_7N	132
133	PORT4_1P	PORT6_6P	134
135	PORT4_1N	PORT6_6N	136
137	PORT4_0P	PORT6_5P	138
139	PORT4_0N	PORT6_5N	140
141	VCC3V3	PORT6_4P	142
143	VCC3V3	PORT6_4N	144
145	VCC3V3	PORT6_3P	146
147	VCC3V3	PORT6_3N	148
149	VCC3V3	PORT6_2P	150
151	VCC3V3	PORT6_2N	152
153	VCC+12V	PORT6_1P	154
155	VCC+12V	PORT6_1N	156
157	VCC+12V	PORT6_0P	158
159	VCC+12V	PORT6_0N	160

**Tabelle B.7:** Pinbelegung des VXS-Steckers

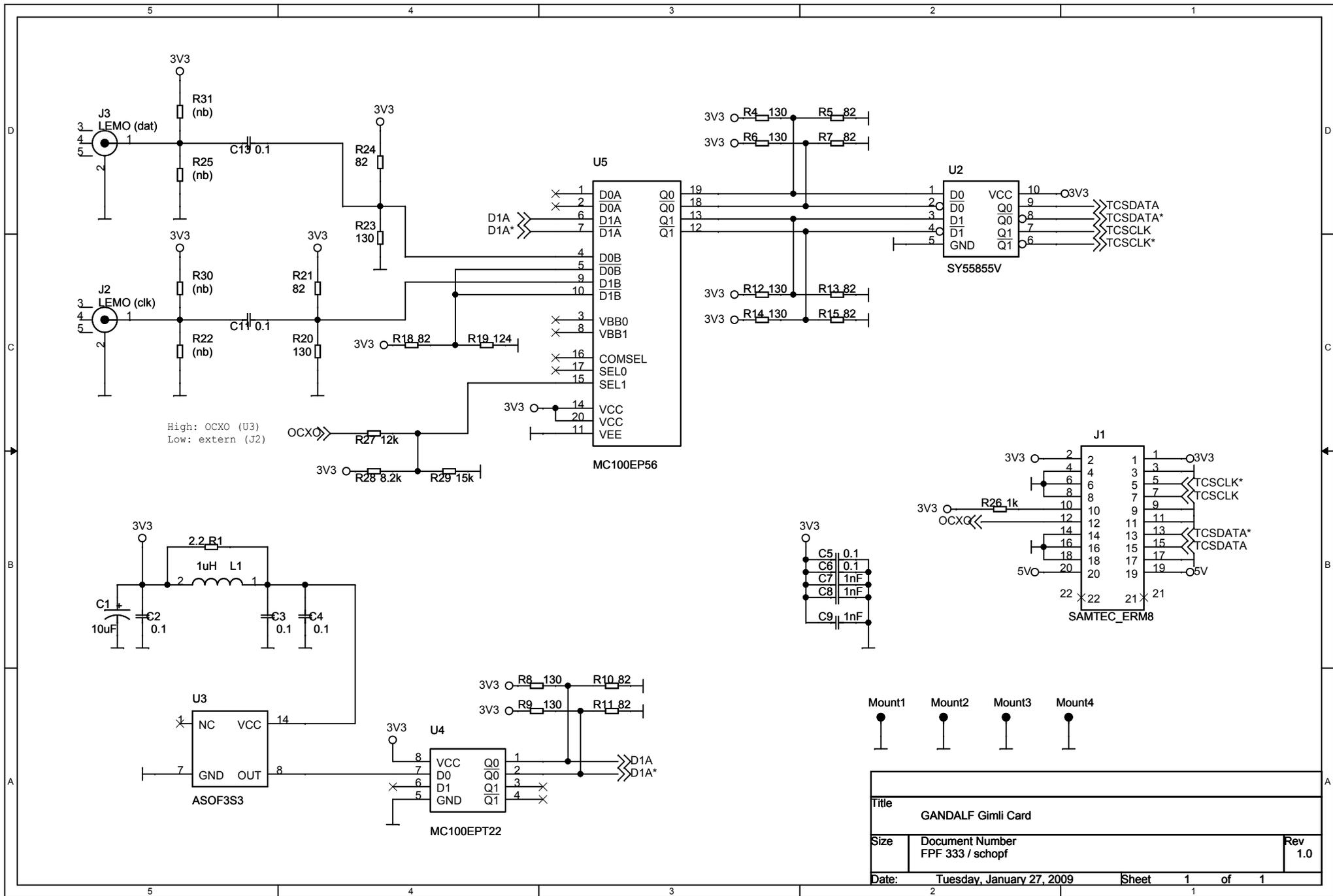
	A	B	C	D	E	F	G
1	TRG_2P	TRG_2N	GND	TRG_0P	TRG_0N	GND	VXS_SCL
2	GND	TRG_6P	TRG_6N	GND	TRG_1P	TRG_1N	GND
3	TRG_3P	TRG_3N	GND	TRG_4P	TRG_4N	GND	VXS_SDA
4	GND	TRG_12P	TRG_12N	GND	TRG_5P	TRG_5N	GND
5	-	-	GND	-	-	GND	-
6	GND	-	-	GND	-	-	GND
7	-	-	GND	-	-	GND	-
8	GND	-	-	GND	-	-	GND
9	-	-	GND	-	-	GND	-
10	GND	-	-	GND	-	-	GND
11	-	-	GND	-	-	GND	-
12	GND	TRG_14P	TRG_14N	GND	TRG_10P	TRG_10N	GND
13	TRG_8P	TRG_8N	GND	TRG_7P	TRG_7N	GND	-
14	GND	TRG_13P	TRG_13N	GND	TRG_15P	TRG_15N	GND
15	TRG_11P	TRG_11N	GND	TRG_9P	TRG_9N	GND	-

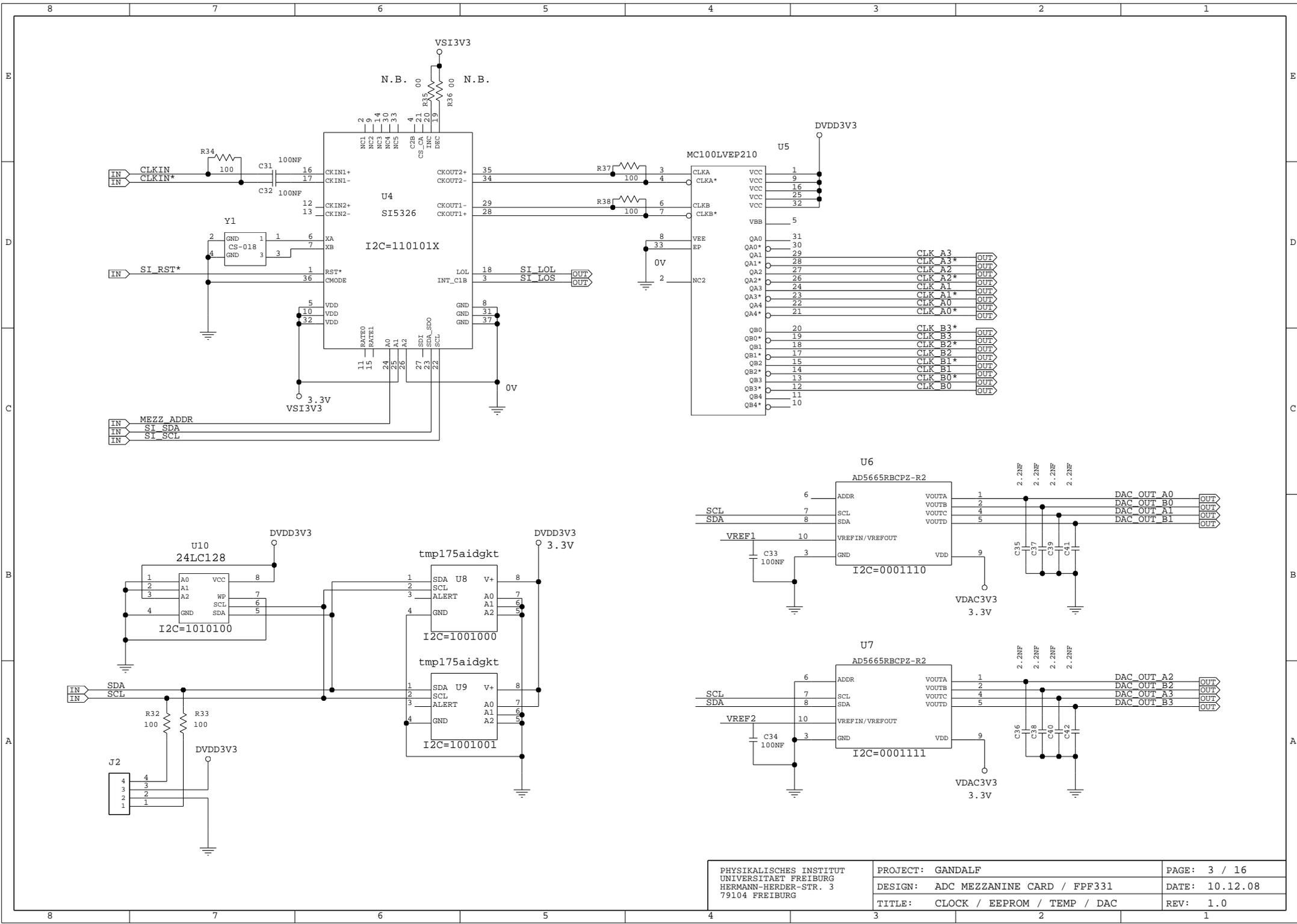
**Tabelle B.8:** Pinbelegung des Steckplatzes für die Takt/Trigger-Karte

1	+3.3V	+3.3V	2
3	GND	GND	4
5	CLK_N	GND	6
7	CLK_P	GND	8
9	GND	LOCK	10
11	GND	RATE	12
13	DATA_N	GND	14
15	DATA_P	GND	16
17	GND	GND	18
19	+5V	+5V	20

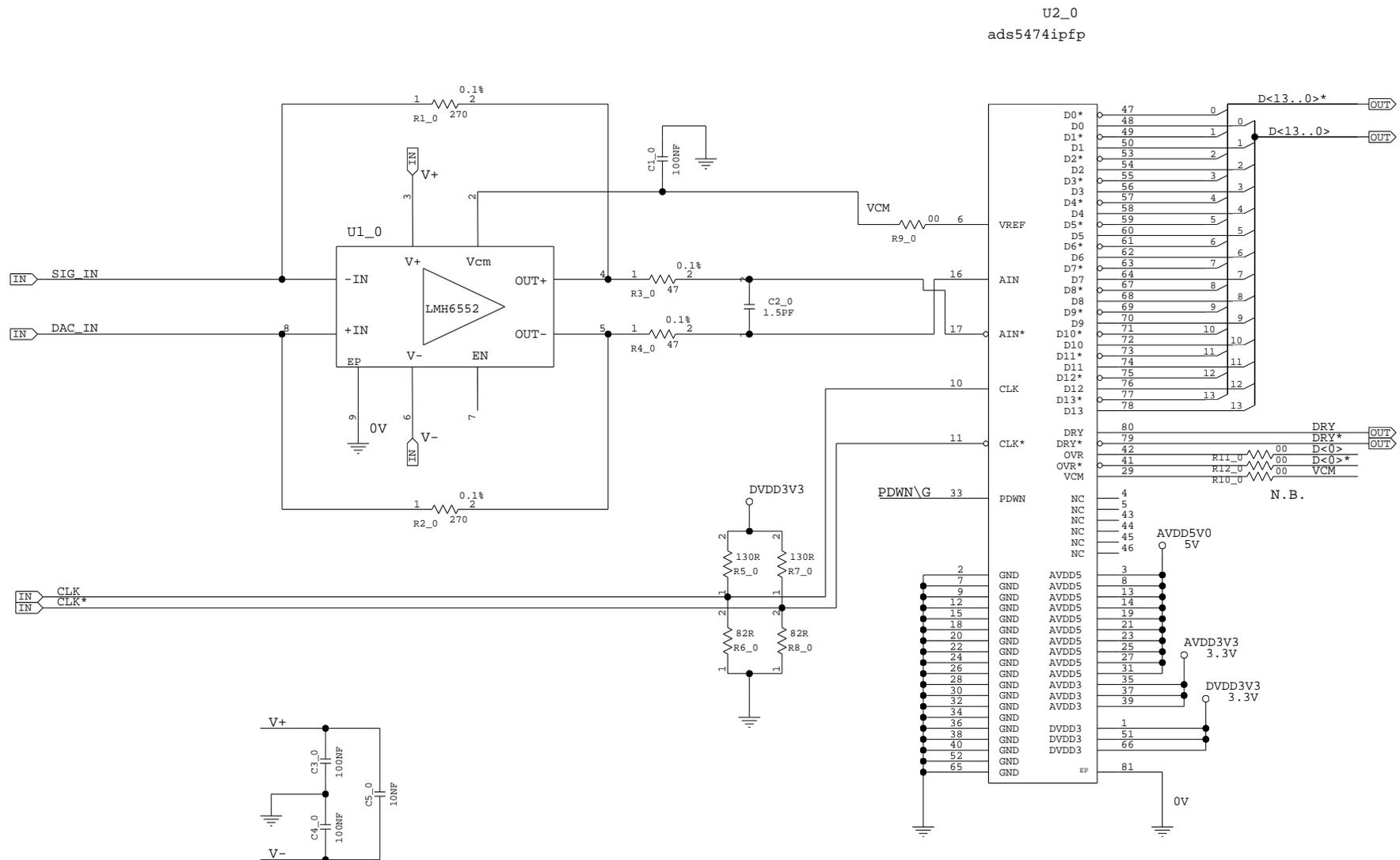
## C. Schaltpläne











## Bestückungsvarianten

**Tabelle C.1:** Unterschiede zwischen den Bestückungsvarianten für 12-Bit und 14-Bit ADCs.

RefDes	12-Bit	14-Bit
R9_0 bis R9_7	0R	n.b.
R10_0 bis R10_7	n.b.	0R
R11_0 bis R11_7	0R	n.b.
R12_0 bis R12_7	0R	n.b.
U2_0 bis U2_7	ADS5463	ADS5474

**Tabelle C.2:** Unterschiede zwischen den Bestückungsvarianten für 8 einzelne Kanäle oder 4 Interleaved-Kanäle.

RefDes	8 Kanäle	4 Kanäle Interleaved
R23_0, R23_2, R23_4, R23_6	240R	n.b.
R24_0, R24_2, R24_4, R24_6	n.b.	240R
R25_1, R25_3, R25_5, R25_7	240R	n.b.



# D. Aufbau der Leiterplatten

**Tabelle D.1:** Lagenaufbau der Gimli-Karte. Die Außenlagen bestehen aus  $17\ \mu\text{m}$  Kupferfolie. Während der galvanischen Durchkontaktierung wächst die Dicke auf ca.  $42\ \mu\text{m}$ . Gesamtdicke der Platine: ca. 1,5 mm.

Lage	Typ	Material	Dicke ( $\mu\text{m}$ )
TOP	Leiterbahnen	Kupfer	42
	Dielektrikum	FR-4	193
GND	Fläche	Kupfer	35
	Dielektrikum	FR-4	930
VCC	Fläche	Kupfer	35
	Dielektrikum	FR-4	193
BOTTOM	Leiterbahnen	Kupfer	42

**Tabelle D.2:** Breite und Abstand (bei differentiellen Leitungen) für impedanzdefinierte Leiterbahnen der Gimli-Karte.

	Impedanz	Breite ( $\mu\text{m}$ )	Abstand ( $\mu\text{m}$ )
differentiell	$100\ \Omega$	200	200
single ended	$50\ \Omega$	300	

**Tabelle D.3:** Lagenaufbau der AMC. Die Außenlagen bestehen aus  $17\ \mu\text{m}$  Kupferfolie. Während der galvanischen Durchkontaktierung wächst die Dicke auf ca.  $42\ \mu\text{m}$ . Gesamtdicke der Platine: ca. 1,7 mm.

Lage	Typ	Material	Dicke ( $\mu\text{m}$ )
TOP	Leiterbahnen	Kupfer	42
	Dielektrikum	FR-4	100
GND2	Fläche	Kupfer	17
	Dielektrikum	FR-4	100
SIG3	Leiterbahnen	Kupfer	17
	Dielektrikum	FR-4	300
SIG4	Leiterbahnen	Kupfer	17
	Dielektrikum	FR-4	100
GND5	Fläche	Kupfer	17
	Dielektrikum	FR-4	50
POWER6	Fläche	Kupfer	35
	Dielektrikum	FR-4	100
POWER7	Fläche	Kupfer	35
	Dielektrikum	FR-4	50
GND8	Fläche	Kupfer	17
	Dielektrikum	FR-4	100
SIG9	Leiterbahnen	Kupfer	17
	Dielektrikum	FR-4	300
SIG10	Leiterbahnen	Kupfer	17
	Dielektrikum	FR-4	100
GND11	Fläche	Kupfer	17
	Dielektrikum	FR-4	100
TOP	Leiterbahnen	Kupfer	42

**Tabelle D.4:** Breite und Abstand (bei differentiellen Leitungen) für impedanzdefinierte Leiterbahnen der AMC.

	Impedanz	Breite ( $\mu\text{m}$ )	Abstand ( $\mu\text{m}$ )
differentiell	$100\ \Omega$	100	200
single ended	$50\ \Omega$	100	

## **E. VHDL-Code für das TCS-Decoding**

**tcs\_demux.vhd**

```
1 library IEEE;
2 use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
3 use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
4 use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;
5
6 entity TCS_DEMUX is
7     Port ( DATA : in  STD_LOGIC;
8           CLK   : in  STD_LOGIC;
9           CLKOUT : out STD_LOGIC;
10          QA    : out  STD_LOGIC;
11          QB    : out  STD_LOGIC);
12 end TCS_DEMUX;
13
14 architecture Behavioral of TCS_DEMUX is
15     signal state: STD_LOGIC_VECTOR(1 downto 0);
16     signal chanSwap: integer range 0 to 3 := 0;
17     signal reg: STD_LOGIC_VECTOR(3 downto 0);
18     signal sCLKOUT : STD_LOGIC;
19     signal sQA : STD_LOGIC;
20     signal sQB : STD_LOGIC;
21 begin
22
23     on_rising_clock: process (CLK)
24     begin
25         -- on rising edge of CLK
26         if ( CLK='1' and CLK'event ) then
27             -- shift DATA in register
28             reg <= reg(2 downto 0) & DATA;
29         end if;
30     end process;
31
32     on_falling_clock: process (CLK)
33     begin
34         -- on falling edge of CLK
35         if ( CLK='0' and CLK'event ) then
36             -- test if we are phase shifted
37             if ( (reg(0) xnor reg(1))='1' and state(0)='1' ) then
38                 -- wait to correct phase shift
39                 null;
40             else
41                 case state is
42                     when "00" =>
```

```
43         -- Channel A, read on rising CLKOUT
44         sQA <= reg(0) xnor reg(1);
45         state <= "01";
46         when "01" =>
47             if chanSwap=3 then state <= "00"; else state <= "10"; end if;
48             sCLKOUT <= '1';
49             QA <= sQA; -- synchronize Trigger with Clock
50         when "10" =>
51             -- Channel B, read on falling CLKOUT
52             sQB <= reg(0) xnor reg(1);
53             state <= "11";
54             when "11" =>
55                 if chanSwap=3 then state <= "10"; else state <= "00"; end if;
56                 sCLKOUT <= '0';
57             when others =>
58                 state <= "11";
59         end case;
60     end if;
61 end if;
62 end process;
63
64 on_rising_state0: process (state(0))
65 begin
66     if ( state(0)'event and state(0)='1' ) then
67         if (chanSwap=3) then
68             chanSwap <= 0;
69         elsif (sQA='1' and sCLKOUT='1') then
70             chanSwap <= chanSwap + 1;
71         elsif (chanSwap=0) then
72             null;
73         elsif (sQB='1' and sCLKOUT='0') then
74             chanSwap <= chanSwap - 1;
75         end if;
76     end if;
77 end process;
78
79 CLKOUT <= sCLKOUT;
80 QB <= sQB;
81
82 end Behavioral;
```

**tcs\_ser2par.vhd**

```

1  library IEEE;
2  use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
3  use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;
4  use IEEE.STD_LOGIC_UNSIGNED.ALL;
5
6  entity TCS_SER2PAR is
7      Port ( CLK : in  STD_LOGIC;
8            B : in  STD_LOGIC;
9            STROBE: out STD_LOGIC;
10           Q : out  STD_LOGIC_VECTOR (31 downto 0));
11 end TCS_SER2PAR;
12
13 architecture Behavioral of TCS_SER2PAR is
14     signal reg: STD_LOGIC_VECTOR (31 downto 0) := X"00000000";
15     signal start: STD_LOGIC := '0';
16     signal count: integer range 0 to 29 := 0;
17 begin
18
19     on_falling_clock: process (CLK)
20     begin
21         -- B-channel data are valid on falling clock
22         if ( CLK='0' and CLK'event ) then
23             -- shift DATA in register
24             reg <= reg(30 downto 0) & B;
25             STROBE <= start;
26         end if;
27     end process;
28
29     on_rising_clock: process (CLK)
30     begin
31         -- on rising edge of CLK
32         if ( CLK='1' and CLK'event ) then
33             if (count=0) then
34                 if(reg(28)='1' and (reg(29) or reg(30) or reg(31))='0') then
35                     -- start when 0001....
36                     start <= '1';
37                     count <= 29;
38                 end if;
39             else
40                 start <= '0';
41                 count <= count-1;
42             end if;

```

```
43     end if;
44 end process;
45
46 on_data_ready: process (start)
47 begin
48     -- on rising edge of start => readout data
49     if ( start='1' and start'event ) then
50         Q <= reg;
51     end if;
52 end process;
53
54 end Behavioral;
```



# Glossar

**6U** Größenangabe für VME-Module,  $h \times b = 233 \times 160 \text{ mm}^2$

**ADC** *Analog-to-Digital Converter*, wandelt analoge Eingangssignale in digitale Daten um

**AMC GANDALF ADC-Mezzanine-Card**, Aufsteckkarte für den Betrieb des GANDALF-Moduls als Transientenrekorder

**AURORA** Protokoll zur Datenübertragung auf seriellen Hochgeschwindigkeitsleitungen

**Backplane** siehe VME-Crate

**Biphase Mark Encoding** ein Verfahren, das ähnlich wie der differentielle Manchester-Code Signalwechsel zur Übertragung von logischen Nullen und Einsen verwendet

**Clock** Taktsignal

**Clock Recovery** Takt-Rückgewinnung aus einem seriellen Datenstrom

**Common-Mode Voltage** Gleichtaktspannung; Mittelwert der beiden Spannungen eines differentiellen Signals

**CPLD** *Complex Programmable Logic Device*, programmierbarer Logikbaustein

**Crate** siehe VME-Crate

**DAC** *Digital-to-Analog Converter*, erzeugt aus digitalen Daten analoge Signale; auch als programmierbare Spannungsquelle einsetzbar

**DAQ** *Data Acquisition*, Datenerfassung

**dB** Dezibel

**dBc** *dB Carrier*, Differenz zwischen dem Pegel eines Signals und dem Pegel eines Träger- oder Referenzsignals

**DDR** *Double Data Rate*, Informationen werden sowohl bei steigender als auch bei fallender Flanke des Clock-Signals übertragen

**DSP** *Digital Signal Processing* digitale Signalverarbeitung

**EEPROM** *Electrically Erasable Programmable Read Only Memory*, nichtflüchtiger Speicherbaustein, elektrisch löschar und überschreibbar

**ENOB** *Effective Number of Bits*, effektive Auflösung eines ADCs; aufgrund von Rauschen und Nichtlinearitäten stets geringer als die Digitalisierungs-Auflösung

**FIFO** *First In – First Out*, Pufferspeicher, bei dem das zuerst gespeicherte Wort auch als erstes wieder entnommen wird

**FPGA** *Field Programmable Gate Array*, programmierbarer Logikbaustein

**GANDALF** *Generic Advanced Numerical Device for Analytic and Logic Functions*

**GbE** *Gigabit-Ethernet*, Netzwerkstandard zur Datenübertragung mit bis zu 1 GBit/s über Twisted-Pair-Kabel oder Glasfaser

**Gsps** *Gigasample per Second*, Anzahl der Abtastvorgänge eines ADCs pro Sekunde

**HD2, HD3** *Harmonic Distortion*, Pegel der 2. bzw. 3. Harmonischen (des 1. bzw. 2. Obertons) im Verhältnis zum Pegel der Grundfrequenz; Einheit: dBc

**I<sup>2</sup>C-Bus** *Inter-Integrated Circuit Bus*, serieller Datenbus, bestehend aus einer Clock- und einer Datenleitung; meist zur geräteinternen Kommunikation mit Taktraten zwischen 100 kHz und 1 MHz

**Jitter** Taktzittern, leichte Schwankung im Übertragungstakt

**JTAG** *Joint Test Action Group*, Schnittstelle für Boundary-Scan, zur Funktionsprüfung von Baugruppen; auch zur Konfiguration von Logikbausteinen

**LSB** *Least Significant Bit*, niedrigstwertiges Bit; manchmal auch verwendet für den Abstand zwischen zwei benachbarten Quantisierungsstufen eines ADCs

**LVDS** *Low Voltage Differential Signaling*, differentieller Übertragungsstandard mit niedrigen Signalpegeln

**LVPECL** *Low-voltage Positive Emitter-Coupled Logic*, wie PECL, aber mit 3,3 V Versorgungsspannung

**LVTTTL** *Low Voltage Transistor-Transistor-Logic*, Signalstandard

**Mezzanine-Card** Tochter-Karte; Aufsteckkarte zur Funktionserweiterung einer Hauptplatine

**OCXO** *Oven Controlled Crystal Oscillator*, Oszillator, der auf eine konstante Temperatur aufgeheizt wird; dadurch auch bei schwankender Umgebungstemperatur besonders frequenzstabil

**PECL** *Positive Emitter-Coupled Logic*, differentieller Signalstandard (5 V Versorgungsspannung)

**PLL** *Phase-Locked Loop*, Phasenregelschleife; Schaltung zur Synchronisation eines Oszillators mit einem externen Referenztakt

**QDR RAM** *Quad Data Rate*, Speicherbaustein mit zwei Ports zum gleichzeitigen Lesen und Schreiben; jeder Bus arbeitet nach dem DDR-Prinzip

**Sampling-Clock** Taktsignal, welches den Digitalisierungsvorgang (das Sampling) eines ADCs initiiert

**Scaler** Gerät zur Zählung von Impulsen; für Raten bis zu ca. 250 MHz

**SINAD** *Signal to Noise and Distortion*, Verhältnis von Signalleistung zu Rauschleistung unter Berücksichtigung von Verzerrungen und alle anderen Störungen im Übertragungskanal; Einheit: dB

**S-Link** CERN-Protokoll zur optischen Datenübertragung

**SNR** *Signal to Noise Ratio*, Verhältnis der mittleren Leistung des Nutzsignals zur mittleren Rauschleistung des Störsignals; Einheit: dB

**SPICE** *Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis*, Programm zur Simulation analoger, digitaler und gemischter Schaltkreise

**SystemACE** *System Advanced Configuration Environment*, Konfigurationsverfahren für FPGAs von Xilinx, bei dem die Konfigurationsdaten von einer CompactFlash-Karte gelesen werden

**TCS** *Trigger Control System*, System zur Erzeugung und Verteilung der Triggerinformationen

**TDC** *Time-to-Digital-Converter*, zur präzisen Messung von Zeitintervallen

**TDM** *Time Division Multiplex*, Zeitmultiplexverfahren

**THD** *Total Harmonic Distortion*, Summe der Pegel aller harmonischen Verzerrungen im Verhältnis zum Pegel der Grundfrequenz; Einheit: dBc

**Time Interval Error (TIE)** Abweichung einer Taktflanke von ihrer Idealposition

**Transition-Card** VME-Karte, die an der Rückseite des Crates eingesteckt wird und über die Backplane eine Verbindung zum Stecker P2 des VME-Moduls auf der Vorderseite besitzt

**VCO** *Voltage Controlled Oscillator*, Oszillator, dessen Frequenz in gewissen Grenzen durch ein Spannungssignal gesteuert werden kann

**VHDL** *Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language*, Sprache zur Beschreibung und Programmierung von digitaler Logik, z.B. für FPGAs

**Virtex-5** FPGA-Familie von Xilinx

**VMEbus** *VERSA Module Eurocard Bus*, standardisiertes Bussystem für 19-Zoll-Einschubgehäuse

**VME-Crate** 19-Zoll-Einschubgehäuse mit Busplatine (Backplane) zur Aufnahme von VME-Modulen

**VXS** *VME Switched Serial*, Erweiterung des VME-Standards um serielle Hochgeschwindigkeitsleitungen



# Literaturverzeichnis

- [1] M. GELL-MANN, 1964; *A schematic model of baryons and mesons*. Physics Letters, 8(3):214
- [2] D. J. GROSS, F. WILCZEK, 1973; *Ultraviolet Behavior of Non-Abelian Gauge Theories*. Phys. Rev. Lett., 30(26):1343
- [3] H. D. POLITZER, 1973; *Reliable Perturbative Results for Strong Interactions?* Phys. Rev. Lett., 30(26):1346
- [4] EUROPEAN MUON COLLABORATION, 1988; *A measurement of the spin asymmetry and determination of the structure function  $g_1$  in deep inelastic muon-proton scattering*. Physics Letters B, 206:364
- [5] X. JI, 1997; *Gauge-Invariant Decomposition of Nucleon Spin*. Phys. Rev. Lett., 78(4):610
- [6] COMPASS COLLABORATION, 2009; *COMPASS Medium and Long Term Plans*. CERN-SPSC-2009-003, SPSC-I-238
- [7] R. L. JAFFE, A. MANOHAR, 1990; *The  $G(1)$  Problem: Fact and Fantasy on the Spin of the Proton*. Nucl. Phys., B337:509
- [8] M. BURKARDT, A. MILLER, W. D. NOWAK, 2008; *Spin-polarized high-energy scattering of charged leptons on nucleons*. Subm. to Rep. Progr. Phys. arXiv:hep-ph/0812.2208
- [9] A. W. THOMAS, W. WEISE, 2001; *The Structure of the Nucleon*. Wiley-VCH
- [10] J. COLLINS, D. E. SOPER, G. STERMAN, 2004; *Factorization of Hard Processes in QCD*. Hep-ph/0409313
- [11] J. KIEFER, 2007; *First Measurement of the Transverse-Target Single-Spin Asymmetry in Exclusive Muon-Production of  $\rho^0$  Mesons at COMPASS*. Diplomarbeit, Physikalisches Institut Freiburg
- [12] PARTICLE DATA GROUP, 2008; *Review of Particle Physics*. University of California

- [13] U. ELSCHENBROICH. *Diagram 01-105*. <http://www-hermes.desy.de/notes/pub/trans-public-subject.html>
- [14] D. MÜLLER, D. ROBASCHIK, B. GEYER, 1994; *Wave Functions, Evolution Equations and Evolution Kernels from Light-Ray Operators of QCD*. Fortschritte der Physik, 42(2):101
- [15] A. V. RADYUSHKIN, 1997; *Nonforward parton distributions*. Phys. Rev. D, 56(9):5524
- [16] J. COLLINS, A. FREUND, 1998; *Proof of Factorization for Deeply Virtual Compton Scattering in QCD*. Hep-ph/9801262
- [17] J. COLLINS, 1997; *Light-cone Variables, Rapidity and All That*. ArXiv High Energy Physics - Phenomenology e-prints. ArXiv:hep-ph/9705393
- [18] K. GOEKE, M. V. POLYAKOV, M. VANDERHAEGHEN, 2001; *Hard exclusive reactions and the structure of hadrons*. Progress in Particle and Nuclear Physics, 47(2):401
- [19] X. JI, 1997; *Deeply virtual Compton scattering*. Phys. Rev. D, 55(11):7114
- [20] A. V. BELITSKY, D. MÜLLER, A. KIRCHNER, 2002; *Theory of deeply virtual Compton scattering on the nucleon*. Nuclear Physics B, 629(1-3):323
- [21] N. D'HOSE, E. BURTIN, P. A. M. GUICHON, J. MARRONCLE, M. MOINESTER, J. POCHODZALLA, A. SANDACZ, 2002; *Possible measurements of GPDs at COMPASS*. ArXiv High Energy Physics - Experiment e-prints. ArXiv:hep-ex/0212047
- [22] S. J. BRODSKY, F. E. CLOSE, J. F. GUNION, 1972; *Phenomenology of Photon Processes, Vector Dominance, and Crucial Tests for Parton Models*. Phys. Rev. D, 6(1):177
- [23] COMPASS COLLABORATION, 2005; *Outline for generalized parton distribution Measurements with COMPASS at CERN*. CERN-SPSC-2005-007
- [24] COMPASS COLLABORATION, 2007; *The COMPASS experiment at CERN*. Nucl. Instr. and Meth. A, 577(3):455
- [25] J. B. BERNHARD, 2007; *Aufbau des inneren Rings eines Recoildetektors am COMPASS-Experiment*. Diplomarbeit, Institut für Kernphysik Mainz
- [26] S. P. BARTKNECHT, 2009; *Untersuchungen von Strukturen zeitdiskreter Systeme in Experimenten der Teilchenphysik*. Staatsexamensarbeit, Physikalisches Institut Freiburg

- 
- [27] B. KETZER, ET AL., 2007; *A Triple-GEM Detector with Pixel Readout for High-Rate Beam Tracking in COMPASS*. IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record, S. 242 – 244
- [28] L. GATIGNON. Private Kommunikation
- [29] P. AMAUDRUZ, ET AL., 1992; *Proton and deuteron F2 structure functions in deep inelastic muon scattering*. Physics Letters B, 295(1-2):159
- [30] H. WOLLNY, 2007; *Bestimmung des Myonenflusses am COMPASS-Experiment*. Diplomarbeit, Physikalisches Institut Freiburg
- [31] H. FISCHER, ET AL., 2002; *The COMPASS data acquisition system*. IEEE Trans. Nucl. Sci., 49:443
- [32] XILINX, 2009; *Virtex-5 FPGA User Guide (UG190)*. <http://www.xilinx.com>
- [33] L. P. LAUSER, 2009; *Implementierung von Kommunikationssystemen in einen Transientenrekorder*. Diplomarbeit, Physikalisches Institut Freiburg
- [34] W. D. PETERSON, 1997; *The VMEbus Handbook*. VITA
- [35] W-IE-NE-R PLEIN & BAUS ELEKTRONIK, 2008; *Product Catalog 2008*
- [36] H. VAN DER BIJ, R. MCLAREN, O. BOYLE, G. RUBIN, 1997; *S-LINK, a data link interface specification for the LHC era*. IEEE Transactions on Nuclear Science, 44(3):398
- [37] B. GRUBE, 2006; *A Trigger Control System for COMPASS and a Measurement of the Transverse Polarization of  $\Lambda$  and  $\Xi$  Hyperons from Quasi-Real Photo-Production*. Dissertation, Technische Universität München
- [38] B. G. TAYLOR, 2002; *Timing distribution at the LHC*. 8th Workshop on Electronics for the LHC Experiments
- [39] B. GRUBE, 2001; *The Trigger Control System and the Common GEM and Silicon Readout for the COMPASS Experiment*. Diplomarbeit, Technische Universität München
- [40] NATIONAL SEMICONDUCTOR, 2002; *Datasheet CLC016*
- [41] K. WENZL, 2008; *Konzeption und Planung eines Transientenrekorders*. Diplomarbeit, Physikalisches Institut Freiburg
- [42] G. KING, 1997; *Ask The Applications Engineer 25: OP Amps Driving Capacitive Loads*. Analog Dialogue, 31(2):19
- [43] ANALOG DEVICES, 2006; *Application Note AN-501: Aperture Uncertainty and ADC System Performance*

- [44] TEXAS INSTRUMENTS, 2008; *Datasheet ADS5463*
- [45] J. KNIGHTEN, B. ARCHAMBEAULT, 2006; *PDN Design Strategies: III. Planes and Materials*. IEEE EMC Society Newsletter, 210:58
- [46] J. KNIGHTEN, B. ARCHAMBEAULT, 2005; *PDN Design Strategies: I. Ceramic SMT Decoupling Capacitors*. IEEE EMC Society Newsletter, 207:34
- [47] TEKTRONIX, 2006; *TDSJIT3 v2 Jitter Analysis Application, 077-0023-01*
- [48] ANALOG DEVICES, 2007; *Application Note AN-905: VisualAnalog Converter Evaluation Tool Version 1.0 User Manual*
- [49] TELCORDIA TECHNOLOGIES, 2005; *GR-253-CORE: Synchronous Optical Network (SONET) Transport Systems: Common Generic Criteria*
- [50] TEKTRONIX, 2002; *Understanding and Characterizing Timing Jitter*

## Danksagung

Mein Dank gilt allen, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben:

- Prof. Kay Königsmann für die freundliche Aufnahme in seine Abteilung,
- Prof. Horst Fischer für die Vergabe des interessanten Themas und seine umfassende Betreuung,
- Dr. Christian Schill, der mir des öfteren mit seinem umfangreichen Wissen weiterhalf,
- Florian Herrmann, der für meine Fragen stets ein offenes Ohr hatte,
- Heiner, Louis, Stefan und allen anderen Kollegen aus der Abteilung für die konstruktiven Diskussionen,
- Andi für die erfrischenden Kaffeepausen,
- Martin Kienzler, der mir beim Einstieg in die hohe Kunst des Leiterplatten-designs behilflich war.

## Erklärung

Ich erkläre hiermit, dass ich die vorliegende Arbeit selbständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel verwendet habe.

Freiburg, den 23. Februar 2009