

# Fakultät für Physik und Astronomie

Ruprecht-Karls-Universität Heidelberg

## Entwicklung einer Stripline-Auslese für Kathodensignale einer langen, zylindrischen Vielfrahtproportional- kammer

*Diplomarbeit*  
*im Studiengang Physik*

*vorgelegt von*  
**Michael Kollak**  
*aus Heidelberg*

*September 1998*



# Fakultät für Physik und Astronomie

Ruprecht-Karls-Universität Heidelberg

*Diplomarbeit*  
*im Studiengang Physik*

*vorgelegt von*  
**Michael Kollak**  
*aus Heidelberg*

*September 1998*



Entwicklung einer  
Stripline-Auslese  
für Kathodensignale  
einer langen, zylindrischen  
Vieldrahtproportional-  
kammer

*Die Diplomarbeit wurde ausgeführt von Michael Kollak am  
Physikalischen Institut  
unter Betreuung von  
Herrn Prof. Dr. Ulrich Straumann*



## Zusammenfassung

Seit 1992 liefert das H1-Experiment am DESY in Hamburg Daten für ein umfassendes Gebiet der physikalischen Forschung im Bereich der Hochenergiephysik. Um diese erfolgreiche Arbeit weiter zu vertiefen und die Messungen in neue kinematische Regionen zu erweitern, ist eine Erhöhung der Luminosität bei HERA für das Jahr 2000 geplant. In diesem Zusammenhang sind umfangreiche Modifikationen der Detektorkomponenten notwendig.

Diese Arbeit befaßt sich mit der Entwicklung der Stripline-Auslese für die Kathodensignale der neuen, zum Trackingsystem gehörenden, inneren Proportionalkammer. Die Geometrien der Kammer und der Stripline werden hierbei durch diskrete, analoge Bauteile nachgebildet und mit Hilfe von elektronischen Simulationen analysiert. Für die Parameterbestimmung dieser Bauteile werden verschiedene Verfahren verwendet und untersucht. In mehreren Iterationen wird der Aufbau der Stripline und der Kammer optimiert, simuliert und den Anforderungen angepaßt.

Den Abschluß bildet der Bau eines Prototyps und der Vergleich der an ihm durchgeführten Messungen mit den Resultaten der Simulation.

## Abstract

*Development of a Stripline Readout for the Cathode Signals of a Long Cylindrical Multiwire Proportional Chamber:*

Since 1992 the H1 experiment at DESY in Hamburg delivers valuable data for a wide range of high energy physics research. In order to even surpass this successful work, and to extend the measurements to new kinematic regions a further increase in luminosity is planned for the year 2000. Therefore various modifications concerning the components of the detector are necessary.

This thesis documents the development of a stripline readout for the cathode signals in the newly planned central inner proportional chamber which belongs to the inner tracker. The geometry of chamber and stripline is transferred into a circuit diagram with equivalent passive analog parts. The electrical behaviour of the chamber and the striplines is then simulated with appropriate software. Several different methods to determine the parameters of the components were used and examined. Multiple runs of simulation and optimization were used to adapt the geometry to the requirements.

Finally the simulation and the used methods were compared with the measurements taken from a single layer prototype of the chamber.





# Inhaltsverzeichnis

<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2. Das H1-Experiment</b>	<b>3</b>
2.1. Der HERA Speicherring . . . . .	3
2.2. Der H1-Detektor . . . . .	5
2.2.1. Das Triggersystem . . . . .	7
2.3. Das Trackingsystem bei H1 und H1 2000 . . . . .	8
2.3.1. Die Funktionsweise von Proportional- und Driftkammern . . . . .	8
2.3.2. Der H1-2000-Upgrade . . . . .	9
2.3.3. Die Komponenten des Trackingsystems bei H1 und H1 2000 . . . . .	10
<b>3. CIP-Upgrade</b>	<b>16</b>
3.1. Motivation des Upgrades . . . . .	16
3.2. Die neue Geometrie der CIP . . . . .	16
3.2.1. Aufbau in der ursprünglichen Planung . . . . .	16
3.2.2. Überlegungen zur Segmentierung der neuen CIP . . . . .	17
<b>4. Elektrische Simulation der CIP</b>	<b>21</b>
4.1. Methoden der Simulation . . . . .	21
4.1.1. Ersatzschaltung einer einfachen Leitung . . . . .	21
4.1.2. Vorüberlegungen zur Umsetzung der CIP . . . . .	22
4.1.3. Schaltplanelemente der CIP . . . . .	23
4.1.4. Schaltpläne der verschiedenen Simulationen . . . . .	27
4.1.5. Simulationsprogramm und Tools . . . . .	30
4.2. Parameterbestimmung der Glieder . . . . .	32
4.2.1. Physikalische Daten der verwendeten Materialien . . . . .	32
4.2.2. Näherungsweise Berechnung . . . . .	32
4.2.3. Korrekturen der Näherungen . . . . .	35
4.2.4. Untersuchung der Gültigkeit . . . . .	36
4.2.5. Ergebnis der Untersuchung . . . . .	41
4.3. Verwendete Parameter . . . . .	43

<b>5. Optimierung der Stripline-Geometrie</b>	<b>44</b>
5.1. Simulation der Signale	44
5.1.1. Einfache Stripline	44
5.1.2. Einführung einer Masse-Backplane (Microstrip)	46
5.1.3. Einführung von zusätzlichen Masse-Bahnen	47
5.1.4. Signalausbreitung in der Simulation	48
5.2. Variationen der Terminierung	51
5.2.1. Abweichung der Terminierung vom Wellenwiderstand	52
5.2.2. Beidseitige Terminierung	54
5.3. Ergebnisse	55
<b>6. Optimierung für den CIPix</b>	<b>57</b>
6.1. Beschreibung des CIPix	57
6.1.1. Funktionsweise und Komponenten	57
6.1.2. Anforderung des CIPix an die Kammer	58
6.2. Kapazitätsminimierung	58
6.2.1. Veränderung der Konstruktion	58
6.2.2. Feldsimulationen mit ACE	59
6.2.3. Einschränkung der möglichen Geometrien	64
6.3. Simulation mit dem CIPix-Vorverstärker	66
6.3.1. Ausgangssignal bei Stimulation verschiedener Pads	67
6.4. Zusammenfassung der Optimierung für den CIPix	68
<b>7. Überprüfung der Ergebnisse anhand eines Prototyps</b>	<b>70</b>
7.1. Die Einzelteile des Prototyps	70
7.1.1. Herstellung der Microstrip	70
7.1.2. z-Bonden	71
7.1.3. Kaptonfolie und Rohacell-Schichten	72
7.2. Aufbau des Prototyps	73
7.2.1. Bau der Kaptonfolie mit der Kohleschicht und den Pads	73
7.2.2. Anbringen der Platine am Meßausgang	73
7.2.3. Zusammenbau des Prototyps	75
7.3. Vergleich des Prototyps mit der Simulation	77
7.3.1. Bestimmung der Prototyp-Parameter	77
7.3.2. Meßergebnisse am Prototyp	82
7.3.3. Simulationsergebnisse	84
7.4. Ergebnisse	87
7.4.1. Ergebnisse aus dem Vergleich von Simulation und Versuch	87
7.4.2. Ergebnisse aus den Rohacell-Untersuchungen	89
<b>8. Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>91</b>

<b>A. Formeln zur Berechnung von Microstrips</b>	<b>93</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>95</b>

# Abbildungsverzeichnis

2.1.	Der HERA-Speicherring am Deutschen Elektronen-Synchrotron DESY.	4
2.2.	Die von Hera produzierte integrierte Luminosität ( <i>links</i> ) und die vom H1-Detektor für die Datennahme genutzte ( <i>rechts</i> , rund 2/3 wurden genutzt).	4
2.3.	Seitliche Ansicht des H1-Detektors. An der Stelle des warmen elektromagnetischen Kalorimeters (12) befindet sich seit 1995 das SpaCal.	6
2.4.	Übersicht über die Detektoren des H1-Tracking-Systems und deren Upgrademaßnahmen. Details sind dem Text zu entnehmen.	10
2.5.	( $r,z$ )-Ansicht des H1-Trackingsystems mit seinen Komponenten.	11
2.6.	Die radiale Ansicht des H1-Trackingsystems mit seinen Komponenten.	11
2.7.	Der <i>forward track detector</i> (FTD) mit drei Supermodulen aus jeweils einer <i>multiwire proportional chamber</i> (fMWPC), einer planaren (für die $(r, z)$ -Komponente) und einer radialen Driftkammer (für die $\phi$ -Komponente).	12
2.8.	Der fertig aufgebaute <i>central silicon track detector</i> (CST).	13
2.9.	Spurrekonstruktion mit den in der CIP und der COP aktivierten Pads [Bec96].	14
2.10.	Die Histogrammbildung bei der $z$ -Vertex-Bestimmung mit Informationen der CIP und der COP oder der fMWPC [Bec96].	15
3.1.	Signalentstehung und prinzipieller Aufbau einer Kammerlage der neuen CIP.	17
3.2.	Distanz zum nächsten Track und Anzahl der Pads innerhalb von 5 cm um den Track für Daten (hell) und Simulation (dunkel).	18
3.3.	Anzahl der Cluster in der CIP gegen die totale Anzahl der Hits in den Spurkammern und die totale Energie für Daten sowie Simulation.	19
3.4.	$z$ -Vertex Verteilung und Untergrundseparation bei der neuen CIP.	20
4.1.	RLCG-Glied einer Leitung.	21
4.2.	RLCG-Element der Kammer.	23
4.3.	Makrosymbol eines Kammer-RLCG-Blocks.	24
4.4.	Zusammenschaltung der Kammer-RLCGs.	25
4.5.	Makrosymbol eines Zehner-Kammerblocks.	25

4.6. RLCG-Element einer Signalleitung . . . . .	25
4.7. Makrosymbol eines Zehner-Signalleitungsblocks . . . . .	26
4.8. Schaltplan mit einfacher Signalleitung . . . . .	27
4.9. Schaltplan mit einfacher Signalleitung; Einkopplung . . . . .	28
4.10. Schaltplan mit einfacher Signalleitung; Ausgang . . . . .	28
4.11. Schaltplan mit zwei Signalleitungen; Ausgang . . . . .	29
4.12. Schaltplan mit zwei Signalleitungen und Schutzbahn; Eingangsseite . . . . .	31
4.13. Verschiedene denkbare Drahtradien bei rechteckigen Leitern. . . . .	33
4.14. Prinzipschaltung der Bahn-Umgebungs-Kapazitäten . . . . .	37
4.15. Schaltung der „realen“ Microstrip . . . . .	38
4.16. Simulierte Signale der Microstrip . . . . .	39
4.17. Signale des Pulsers beim ersten Vergleich . . . . .	39
4.18. Steigende Flanke des Pulsersignals beim ersten Vergleich . . . . .	40
4.19. Ein- und Ausgangssignal der Vergleichs-Microstrip (Version 1) . . . . .	41
4.20. Ein- und Ausgangssignal der Vergleichs-Microstrip (Version 2) . . . . .	41
4.21. $X_T$ -Signal der realen Strip (Version 1) . . . . .	42
4.22. $X_T$ -Signal der realen Strip (Version 2) . . . . .	42
5.1. Ausgangssignal und $X_T$ bei einfacher Stripline . . . . .	45
5.2. Ausgangssignal und $X_T$ bei Signalleitungen mit rückseitiger Masse . . . . .	47
5.3. Ausgangssignal und $X_T$ bei Signalleitungen mit rückseitiger Masse und zwischenliegenden Schutzbahnen . . . . .	48
5.4. Signalausbreitung in der Signalleitung in Schritten von 30 Pads . . . . .	49
5.5. Signalausbreitung in der Kohleschicht in Schritten von 30 Pads . . . . .	50
5.6. Signalausbreitung in den Wolframdrähten in Schritten von 30 Pads . . . . .	50
5.7. Signalausbreitung in der geerdeten „Schutzbahn“ zwischen den Signal- leitungen in Schritten von 30 Pads . . . . .	51
5.8. Signale auf den nicht angeschlossenen Pads in Schritten von 30 Pads . . . . .	51
5.9. Ausgangssignal und $X_T$ bei 20% verringertem Widerstand der Termini- erung (auf $42,4 \Omega$ ) . . . . .	52
5.10. Ausgangssignal und $X_T$ bei 20% vergrößertem Widerstand der Termini- erung (auf $63,3 \Omega$ ) . . . . .	53
5.11. Ausgangssignal und $X_T$ bei Terminierung mit Vorverstärkerimpedanz ( $1 \text{ k}\Omega$ ) . . . . .	53
5.12. Ausgangssignal und $X_T$ bei Terminierung mit Vorverstärkerimpedanz ( $1 \text{ k}\Omega$ ); lange Simulation . . . . .	54
5.13. Ausgangssignal und $X_T$ bei beidseitiger Terminierung . . . . .	55
6.1. Abmessungen der Microstrip für ACE; Übersicht . . . . .	60
6.2. Abmessungen der Microstrip für ACE; drei Bahnen . . . . .	61
6.3. Anordnung und Geometrie der Microstripleitungen für minimierte Ka- pazität . . . . .	65

6.4. Ausgangssignal des CIPix <i>preamp</i> , der CIP und des Wolframdrahtes; Stimulierung des Pads 239 . . . . .	68
6.5. Ausgangssignal des CIPix <i>preamp</i> , der CIP und des Wolframdrahtes; Stimulierung des Pads 116 . . . . .	69
6.6. Ausgangssignal des CIPix <i>preamp</i> , der CIP und des Wolframdrahtes; Stimulierung des Pads 22 . . . . .	69
7.1. Nahaufnahme einer $x$ -Bond-Stelle zweier Microstrips . . . . .	72
7.2. Die Platine am Ausgang der Prototyp-Microstrip. . . . .	74
7.3. Nahaufnahme der Bond-Drähtchen bei der Microstrip-Platine-Verbindung. . . . .	75
7.4. Zusammenbau des Kammerprototyps . . . . .	76
7.5. Der Anschluß der Pads an die Signalleitungen beim Prototyp . . . . .	77
7.6. Die Eingangsseite des Prototyps; Pad- und Kohleschichtanschlüsse . . . . .	78
7.7. Der Ausgang des Prototyps; drei Signalleitungen und vier geerdete Schutzbahnen . . . . .	79
7.8. Übersicht über die Abmessung der Prototyp-Microstrip für die Feldsimulation . . . . .	80
7.9. Abmessung der Bahnen der Prototyp-Microstrip für die Feldsimulation	80
7.10. Aufteilung des Raums um die Signalleitungen in finite Elemente unter ACE . . . . .	81
7.11. Ergebnis der Prototyp-Feldsimulation: Die Equipotentiallinien um die Bahnen in ACE; Bahnen zwei und vier auf +1 V. . . . .	81
7.12. Eingangs- und Ausgangssignal bei der Messung am Prototyp . . . . .	83
7.13. Das Eingangssignal und das $X_T$ -Signal der benachbarten Signalleitung beim Prototyp. . . . .	84
7.14. $X_T$ -Signale der benachbarten Leitungen und deren Differenzsignal (in der Mitte) beim Prototyp . . . . .	85
7.15. Eingangssignal und Signal direkt am Pad beim Prototyp . . . . .	85
7.16. Ausgangs- und $X_T$ -Signal der Simulation des Prototyps . . . . .	86
7.17. $X_T$ -Ausgangssignal bei Spannungsabnahme direkt am Abschlußwiderstand des Prototyps . . . . .	89

# Tabellenverzeichnis

4.1. Spezifische Durchgangswiderstände . . . . .	32
4.2. Oberflächenwiderstände . . . . .	32
4.3. Dielektrizitätszahlen . . . . .	32
4.4. Für die Simulation der CIP verwendete Parameter. . . . .	43
6.1. Mit ACE ermittelte Kapazitäten für verschiedene Geometrien: Kapazität einer Bahn gegen die Nebenbahn $C_{xs}$ , gegen die Abschirmungen (Masse) $C_g$ und Gesamtkapazität $C_{total}$ . . . . .	63
6.2. Übersicht über Bahnabstände in Abhängigkeit von der Konstruktion .	66
6.3. Gegenüberstellung der Parameter der ersten Simulationen der CIP und die der kapazitätsoptimierten Version . . . . .	67
7.1. Gegenüberstellung der Parameter der kapazitätsoptimierten Version und des Prototyps . . . . .	82
7.2. Theoretische Signallaufzeiten und Wellenwiderstände der beiden Moden bei der Simulation des Prototyps . . . . .	87





# 1. Einleitung

Das H1-Experiment am  $ep$ -Speicherring des Deutschen-Elektronen-Synchrotrons (DESY) in Hamburg bildet mit seinem erfolgreichen Betrieb seit 1992 die Plattform für ein breites Gebiet verschiedener Forschungsbereiche in der Hochenergiephysik. Mit der geplanten Erhöhung der HERA-Luminosität im Jahr 2000 sollen neue Bereiche der Physik zugänglich gemacht und bestehende weiter vertieft werden. Um die bisher geleistete, erfolgreiche Forschungsarbeit des H1-Experiments fortzuführen, sind verschiedene Projekte geplant, um den Detektor weiter zu verbessern und für die zukünftigen Aufgaben vorbereitet zu sein. Zusammen mit den umfassenden Umbauten am Detektor werden auch die einzelnen Komponenten des Systems technisch und konzeptionell überarbeitet, um H1 optimal an die neue Strahlführung und die veränderten Untergrundverhältnisse anzupassen.

Diese Arbeit beschäftigt sich mit dem in diesem Zusammenhang notwendig gewordenen Neubau der inneren Proportionalkammer (*central inner proportional chamber*, CIP), die als Teil des Trackingsystems bei H1 Informationen für die Trigger liefert. Schwerpunkt ist hierbei die Entwicklung einer Stripline-Auslese für die Kathodensignale der Kammer, die elektrische Simulation und Optimierung der gesamten Kammer- und Striplinegeometrie sowie eine abschließende Verifikation der Ergebnisse und verwendeten Methoden.

Das Kapitel 2 gibt einen Überblick über das H1-Experiment und geht auf die Komponenten des heutigen Trackingsystems sowie der geplanten Umbaumaßnahmen ein. In Kapitel 3 wird speziell der Neubau der CIP näher beschrieben. Die dort vorgestellte Geometrie der Kammer bildet den Ausgangspunkt dieser Diplomarbeit. Die einzelnen Kapitel folgen chronologisch aufeinander, um die aufeinanderfolgenden Schritte der kontinuierlichen Optimierung zu verdeutlichen, und schließen mit dem Kapitel über die Validierung der Ergebnisse.

Kapitel 4 stellt die Methoden vor, die für die elektrische Simulation verwendet wurden und führt in die Schaltpläne und Parameterbestimmung ein. Hier wird ebenfalls eine erste Überprüfung und Korrektur der verwendeten Verfahren zur Parameterbestimmung beschrieben. Der nächste Teil der Arbeit besteht in der Optimierung der Stripline und deren Einbettung in die Kammer. In Kapitel 5 werden die drei aufeinanderfolgenden Schritte, in denen die Stripline jeweils nach einer Simulation optimiert und erneut simuliert wurde, erläutert. Die Anpassung der so optimierten Stripline an die geplante Readout-Elektronik, mit der Notwendigkeit von komplexen

Feldsimulationen zur Feststellung der Parameter, und die sich aus der Anpassung ergebenden Konsequenzen sind in Kapitel 6 dargestellt. Im 7. und letzten Kapitel wird dann die bisher geschilderte Theorie in die Praxis umgesetzt, indem die Simulationsverfahren auf einen eigens dafür aufgebauten Prototyp angewendet und mit den Meßergebnissen verglichen werden.

## 2. Das H1-Experiment

### 2.1. Der HERA Speicherring

Der Speicherring HERA (Hadron-Elektron-Ring-Anlage) der Großforschungseinrichtung DESY (Deutsches-Elektronen-Synchrotron) in Hamburg ist das weltweit einzige Beschleunigersystem dieser Art, in dem Elektronen und Protonen mit einer Schwerpunktenenergie von  $\sqrt{s_{ep}} \approx 300 \text{ GeV}$  zur Kollision gebracht werden. Seit Mitte 1994 werden aus technischen Gründen ausschließlich Positronen statt Elektronen verwendet, mit denen höhere Strahlströme und damit höhere Luminositäten erreicht werden können.

Die Abbildung 2.1 zeigt einen Überblick über HERA. Der Ring besitzt einen Durchmesser von 6,3 km. Er verläuft unterirdisch zum Teil unter dem Gelände des Hamburger Volksparks entlang. In einem System aus Linearbeschleuniger, Vorbeschleuniger (PETRA) und Speicherring (HERA) werden die Positronen ( $e^+$ ) und Protonen ( $p$ ) auf eine Energie von 12 bzw. 40 GeV vorbeschleunigt, in die getrennten Strahlröhren des Speicherrings HERA eingekoppelt und auf die Endenergien von 27,6 GeV für die Positronen  $e^+$  beziehungsweise 820 GeV für die Protonen  $p$  beschleunigt.

Die Strahlen in den beiden Strahlrohren bestehen aus bis zu 210 einzelnen Teilchenpaketen, sogenannten „*bunches*“, die jeweils  $10^{10}$  bis  $10^{11}$  Teilchen enthalten. Die Ströme der beiden Strahlen betragen typisch  $I_{e^+} = 20 \text{ mA}$  und  $I_p = 60 \text{ mA}$ . Der Zeitraum zwischen dem Zusammentreffen (*bunchcrossing*) zweier Teilchenpakete (*bunches*) in einer der Wechselwirkungszone beträgt 96 ns. Die Abbildung 2.2 zeigt die von HERA produzierte integrierte Luminosität für die Jahre 1992-1996 und das erste Halbjahr 1997.

Innerhalb der Wechselwirkungszone werden beide Strahlen zur Kollision gebracht. In der Nord- und Südhalle sind die Experimente H1 und ZEUS aufgebaut, die seit dem Sommer 1992 Daten nehmen. Die physikalischen Fragestellungen, die in diesen Experimenten untersucht werden sollen, sind im wesentlichen:

- Bestimmung der Protonstrukturfunktion  $F_2(x, Q^2)$ . Unter  $x$  versteht man im Quark-Parton-Modell den Impulsbruchteil des Partons,  $Q^2$  ist das Quadrat des Viererimpulsübertrags.

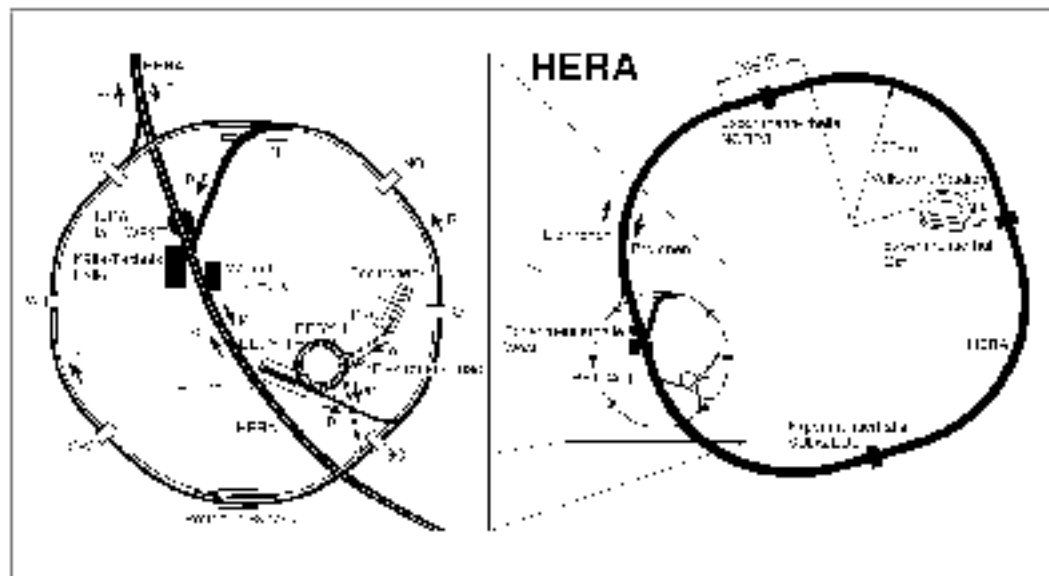


Abbildung 2.1.: Der HERA-Speicherring am Deutschen Elektronen-Synchrotron DESY.

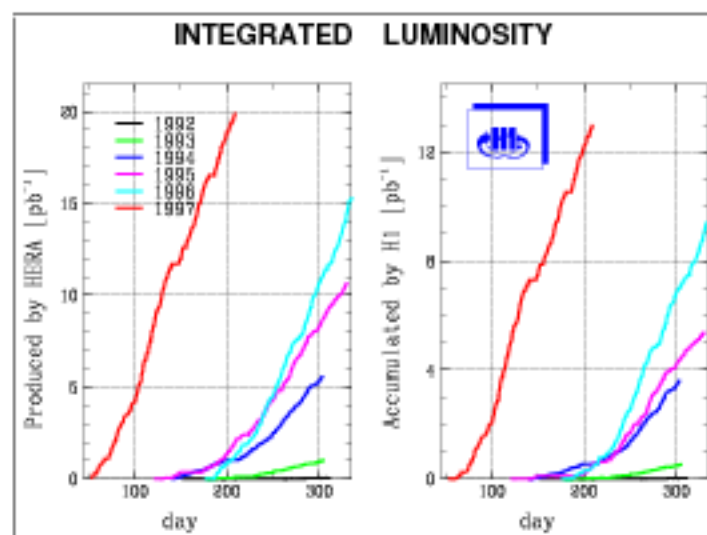


Abbildung 2.2.: Die von Hera produzierte integrierte Luminosität (*links*) und die vom H1-Detektor für die Datennahme genutzte (*rechts* rund 2/3 wurden genutzt).

- Untersuchung des hadronischen Endzustandes in der tiefinelastischen Lepton-Proton-Streuung und der hadronischen Struktur des Photons.
- Präzisionstests der Theorien der starken und elektroschwachen Wechselwirkungen.
- Suche nach Physik jenseits des Standardmodells.

Zwei weitere Experimente in der Ost- (HERMES) und der Westhalle (HERA-B) benutzen für ihre Untersuchungen jeweils nur einen der Teilchenstrahlen. Bei HERMES wird die Streuung polarisierter Elektronen an polarisierten Atomkernen untersucht. HERA-B, für das 1998 erste Datennahmen geplant sind, soll die CP-Verletzung im System der neutralen B-Mesonen nachweisen.

## 2.2. Der H1-Detektor

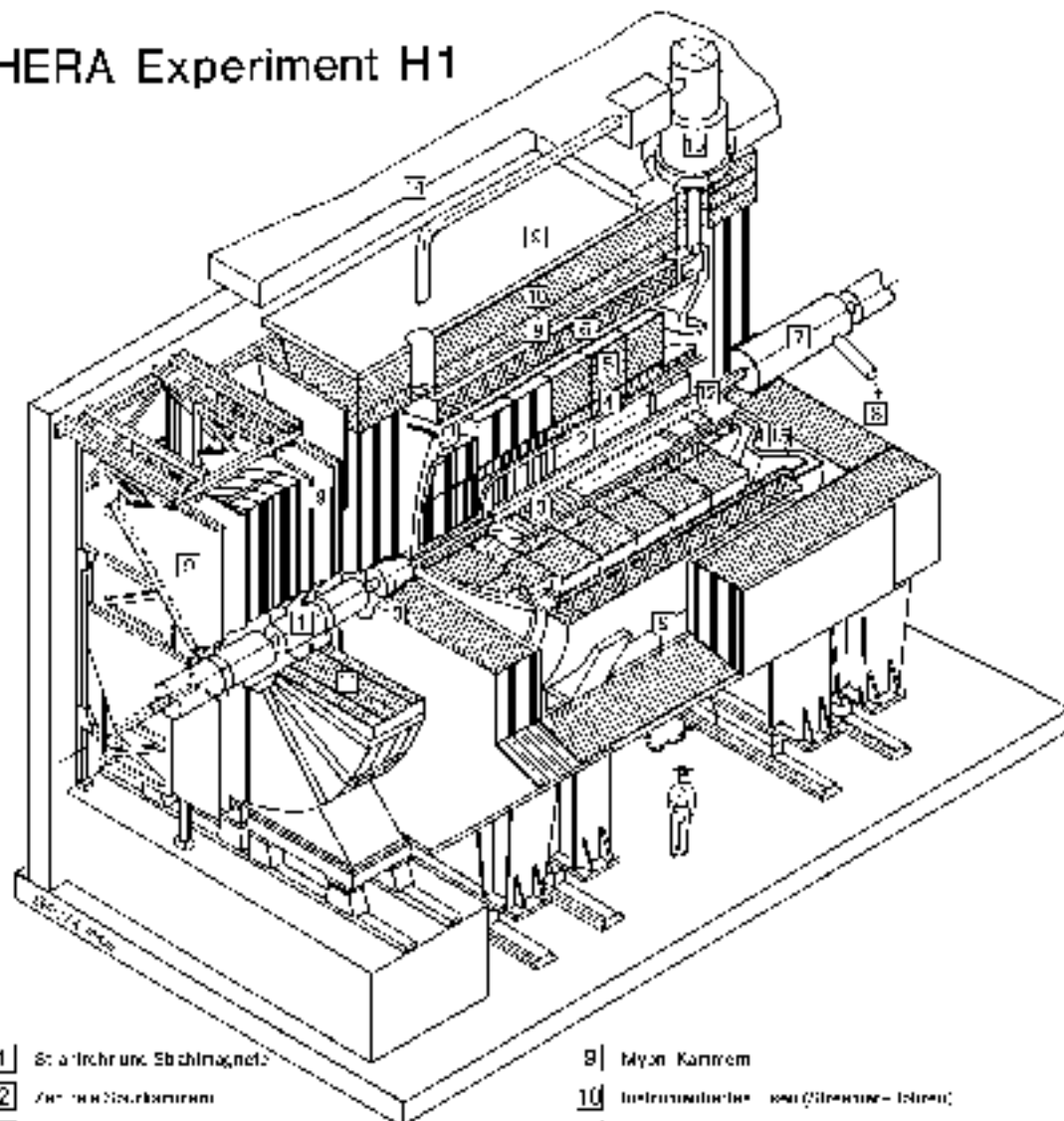
Der H1-Detektor (Abb. 2.3) ist detailliert in einer Veröffentlichung in den *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research* [H1 97b] beschrieben. Im folgenden sollen daher nur ein Überblick gegeben und die für diese Arbeit wichtigen Komponenten beschrieben werden.

Das Koordinatensystem wird bei H1 durch den HERA-Ring definiert: Die z-Achse zeigt in die Richtung des Protonenstrahls, die x-Achse zeigt auf den Mittelpunkt des Beschleunigerrings und die y-Achse nach oben. Auf diese Weise ergibt sich ein rechtshändiges Koordinatensystem, dessen Ursprung im nominellen Wechselwirkungspunkt liegt. Die oft verwendete Richtungsangabe „vorwärts“ bezieht sich auf die Flugrichtung der einlaufenden Protonen, zeigt also entlang der positiven z-Achse, „rückwärts“ bezeichnet die Gegenrichtung. Zur Beschreibung der Richtung auslaufender Teilchen oder Jets werden der Azimutwinkel  $\phi$  und der Polarwinkel  $\theta$  benutzt.

Um seine vielfältigen Aufgaben erfüllen zu können, ist der von der H1-Kollaboration gebaute Detektor von der Wechselwirkungszone aus gesehen wie folgt aufgebaut:

- Ein zweilagiger *Silizium Vertexdetektor* (der *central silicon tracker*, CST) mit einer intrinsischen Auflösung von  $10\ \mu\text{m}$  bestimmt den Kollisionspunkt und die Zerfallsorte von Teilchen aus der Reaktion. Dieser Detektorteil, als Erweiterung des ursprünglichen Konzepts, war erst 1997 voll einsetzbar.
- Ein komplexes System von sechs *Spurkammern* im zentralen und neun Kammer im Vorwärtsbereich (der *forward track detector*, FTD), die die Krümmung der Spur von geladenen Teilchen und ihren Winkel  $\theta$  gegenüber der Strahlachse genau bestimmen. Die Genauigkeit der Messung des Transversalimpulses  $p_T$  von geladenen Teilchen liegt bei  $dp_T/p_T^2 \simeq 1\%/ \text{GeV}$ .
- Ein fein segmentiertes *flüssig Argon Kalorimeter* umschließt die Spurkammern im zentralen und vorwärtigen (in Richtung des auslaufenden Protons) Bereich. Es ist unterteilt in einen elektromagnetischen und einen hadronischen Teil, was eine Unterscheidung von Elektronen und Hadronen erlaubt. Die Energieauflösung liegt bei  $\sigma(E)/E \simeq 12\%/\sqrt{E/\text{GeV}} \oplus 1\%$  für Elektronen und  $50\%/\sqrt{E/\text{GeV}} \oplus 2\%$  für Hadronen. Die absolute Energieskala ist auf 3% (4%)

## HERA Experiment H1



- |   |   |
|---|---|
| 1   Spaltführung, Spaltmagnet                                 | 9   Myon-Kammern                                |
| 2   Zentralkalorimeter  | 10   Instrumentelle (von Strahlung) - Isolation |
| 3   Vertexpunktromer und Übergangstrahlungsprodukt            | 11   Myon-Toroid-Magnet                         |
| 4   Kaloriengeometrischer Kalorimeter (EM)                    | 12   warmelektromagnetischer Kalorimeter        |
| 5   Hadronischer Kalorimeter (Hadronen) } Hadronenkalorimeter | 13   Vorwärt-Kalorimeter                        |
| 6   Supraleitende Spule (L2H)                                 | 14   Urmagnetierung                             |
| 7   Kompensationsmagnet                                       | 15   Flüssig-Argon-Kalorimeter                  |
| 8   H10m-Kalorimeter  |   |

Abbildung 2.3.: Seitliche Ansicht des H1-Detektors. An der Stelle des warmen elektromagnetischen Kalorimeters (12) befindet sich seit 1995 das SpaCal.

genau bekannt. In rückwärtiger Richtung befindet sich ein *Szintillator-Blei Kalorimeter* (das sogenannte „Spaghetti Calorimeter“, SpaCal), wiederum unterteilt in einen elektromagnetischen und hadronischen Teil. Die Energieskala des

elektromagnetischen Teils ist auf 1.7% genau bekannt.

- Der *supraleitende Magnet* umschließt das Kalorimeter und produziert ein Magnetfeld von 1.15T parallel zur  $z$ -Achse (Strahlachse).
- Ausserhalb des Magneten befinden sich *Muonkammern*.
- Die *Luminosität* des Strahls wird mit dem Bethe-Heitler Prozess  $ep \rightarrow ep\gamma$ , der sehr genau bekannt ist, gemessen. Zwei kleine Kalorimeter, 105 m bzw. 33 m vom Wechselwirkungspunkt entfernt, weisen diese Photonen (Photontagger) und Elektronen (Elektrontagger) nach.

### 2.2.1. Das Triggersystem

Der Trigger hat die Aufgabe, Untergrund von physikalisch interessanten Ereignissen zu trennen und gegebenenfalls durch „*downscaling*“ die Datenrate auf ein für die nachfolgende Verarbeitung zu bewältigendes Maß zu reduzieren. Wichtig ist hierbei die Minimierung der Totzeit. Da das Auslesen der Detektordaten Zeit in Anspruch nimmt und die Auslekette währenddessen keine neuen Ereignisse annimmt, soll der Detektor im Idealfall nur bei physikalisch interessanten Ereignissen ausgelesen werden.

Bei H1 wird ein dreistufiges Triggerschema verwendet. Die erste Stufe (L1) wird von schnellen, in Hardware realisierten Triggerelementen bearbeitet. Diese liefern die unmittelbar nach der Wechselwirkung zur Verfügung stehenden Informationen aus verschiedenen Detektorkomponenten für erste Aussagen über das Ereignis, wie z.B. „ein Vertex“, „eine Spur in der zentralen Driftkammer“ oder „Elektronkandidat im Elektrontagger gefunden“. Die einzelnen Triggerelemente werden logisch zu 128 Subtriggern zusammengefaßt. Je nach Strahlbedingungen (Ströme und Untergrund) wird ein Run einer Runphase zugeteilt, deren Einteilung von 1 („hohe Luminosität, starker Untergrund“) bis 4 („niedrige Luminosität, geringer Untergrund“) reicht. Abhängig von der Runphase werden die Subtrigger festgelegt, die ein Ereignis triggern können. Ein logisches „oder“ aller Subtrigger entscheidet 24 *bunchcrossings* später, ob das Ereignis weiter behandelt werden soll („L1 keep“). Kommt dieses Signal, werden die Auslesepipelines angehalten, und eine partielle Auslese des Detektors wird gestartet.

Die anschließende Triggerstufe L2 nutzt diese Informationen, um nach charakteristischen Korrelationen zwischen Meßgrößen zu suchen. Diese Suche nach Eventtopologien wird von einem Hardware-Topologiefinder und einem Prozessorsystem mit einem neuronalen Netzwerk durchgeführt, welches eine Entscheidung im Mittel nach 20  $\mu$ s liefert. Fällt diese positiv aus, wird das „L2 keep“-Signal gegeben, das die zeitaufwendige Auslese der Driftkammern und die analoge Auslese des Kalorimeters initiiert.

Die folgende Triggerstufe L4 läuft asynchron zu den Stufen L1 und L2 und trägt nicht zur Totzeit bei, solange die „L2 keep“-Rate unter der maximalen, für den L4 noch zu bewältigenden Eventrate bleibt. Diese Stufe besteht aus einer massiv parallelen Rechnerfarm, die zum ersten Mal alle zu einem Detektorereignis gehörenden Daten zusammenführt. Sämtliche L1-Subtriggerinformationen werden anhand des vollen Datenvolumens einer Überprüfung unterzogen. Kann keiner der Subtrigger nachvollzogen werden und keine Klassifizierung der Daten als physikalisches Ereignis vorgenommen werden, wird dieses verworfen. Zu Kontrollzwecken werden die Daten von 1% dieser verworfenen Ereignisse auf Magnetbänder geschrieben. Typischerweise werden 10 Ereignisse pro Sekunde von der Filterfarm der Ereignisrekonstruktion (L5) zugeführt.

Alle von L4 akzeptierten Ereignisse werden mit Hilfe der Standard-Routinen aus dem Rekonstruktionspaket HIREC rekonstruiert und anhand der rekonstruierten Größen einer oder mehreren Ereignisklassen (z.B. „Elektron im Detektor nachgewiesen“) zugeordnet. Nicht klassifizierte Ereignisse werden verworfen, die übrigen dauerhaft gespeichert. Ebenso wie bei L4 werden zur Kontrolle die Daten von 1% aller verworfenen Ereignisse gesondert auf Magnetbänder geschrieben.

### 2.3. Das Trackingsystem bei H1 und H1 2000

#### 2.3.1. Die Funktionsweise von Proportional- und Driftkammern

##### Proportionalkammern

Proportionalkammern bestehen aus einem flachen Gasvolumen, in dem viele dünne Drähte ( $r \approx 10 \mu\text{m}$ ) parallel gespannt sind. Die Abstände zwischen diesen Anodendrähten, die auf eine positive Spannung von einigen kV aufgeladen werden, betragen typischerweise 2 mm. Als Kathoden dienen die äußeren Wände des Gasvolumens. Stößt ein Teilchen durch dieses Volumen, werden Gasatome entlang seiner Spur ionisiert, und die dabei freigesetzten Elektronen driften zu den Anodendrähten. In der Umgebung der dünnen Drähte ist die elektrische Feldstärke so hoch, daß die hierdurch beschleunigten Primärelektronen eine so hohe kinetische Energie erreichen, daß sie ihrerseits weitere Gasatome ionisieren. Das Verhältnis zwischen der Anzahl der so entstehenden Sekundärelektronen und der Anzahl der Primärelektronen nennt man „Gasverstärkung“. Die entstehende Ladungslawine verursacht dann einen meßbaren, negativen Spannungspuls auf dem Draht, dessen Ankunftszeit und Amplitude elektronisch registriert werden können.

Alternativ zur Auslese des Anodendrahtes kann die Innenseite des Gasvolumens mit einer hochohmigen Schicht versehen werden. In dieser entsteht dann ein Spannungsimpuls entgegengesetzter Polarität, der kapazitiv mit Hilfe der außen, möglichst nah an der hochohmigen Schicht angebrachten Pads abgenommen und ausgelesen werden kann. In diesem Fall spricht man von einer Kathodenauslese, wie sie zum



Beispiel bei H1 in der CIP (*central inner proportional chamber*) verwendet wird. Ein Beispiel für eine Proportionalkammer mit Kathodenauslese ist in Abbildung 3.1 auf Seite 17 zu sehen.

Bei der Anodenauslese ergibt sich eine Ortsauflösung in der Koordinate senkrecht zu den Drähten in der Größenordnung des halben Drahtdurchmessers. Im Falle der Kathodenauslese bestimmt primär die Form der Pads die Auflösung, jedoch spielt auch der Durchmesser der entstehenden Ladungswolke aus Primär- und Sekundärelektronen eine Rolle.

### Driftkammern

Eine Driftkammer hat dasselbe Funktionsprinzip wie eine Proportionalkammer, die Drähte habe jedoch einen wesentlich größeren Abstand voneinander, der im Bereich von einigen Zentimetern liegt. Die Ortskoordinate  $x$  wird hier aus dem Zeitpunkt  $t_{\text{Impuls}}$  des Spannungspulses relativ zum Zeitpunkt  $t_0$  des Teilchendurchgangs bestimmt. Für die Messung des Teilchendurchgangs wird entweder ein externer Detektor oder eine geeignete Anordnung der Signaldrähte benötigt. Sorgt man mit zusätzlichen Elektrodenanordnungen dafür, daß das elektrische Feld im Detektor sehr homogen ist, ist die Driftgeschwindigkeit der freigesetzten Elektronen im Gas konstant, und es ergibt sich eine lineare Beziehung zwischen der Zeitdifferenz und dem Ort des Teilchendurchgangs. Diese Kammern eignen sich sehr gut für großflächige Spurdetektoren, die Flächen bis zu mehreren Quadratmetern abdecken können.

## 2.3.2. Der H1-2000-Upgrade

### Motivation

Die Intention, die zur Zeit stattfindenden Experimente sensibler auf Physik außerhalb des Standardmodells zu machen sowie die Sensitivität auf die seltenen Ereignisse mit großem  $Q^2$  oder großem Transversalimpuls zu erhöhen, führte zu dem Projekt, die HERA-Luminosität im Jahr 2000 auf das Fünffache der ursprünglichen HERA-Designparameter zu erhöhen. Zum Erreichen dieses Ziels muß der Protonenstrom erhöht und die Fokussierung am Wechselwirkungspunkt verbessert werden. Eine ausführliche Beschreibung des jetzigen Stands, der Motivation und der Maßnahmen für das Upgrade befindet sich in [H1 97a].

### Notwendige Umbaumaßnahmen

Um eine bessere Fokussierung zu erreichen, müssen die Quadropolmagnete für die Strahlentrennung bzw. -zusammenführung näher an den Wechselwirkungspunkt gebracht werden. Dies bedeutet, daß sie sich dann im H1-Detektor befinden: Ein Magnet ragt in das Spurkammersystem in Vorwärtsrichtung (FTD) hinein, der zweite

auf der anderen Seite in das elektromagnetische und hadronische Kalorimeter (SpaCal) (siehe Abb. 2.4).

Die Abschirmung der Synchrotron-Strahlung muß hierfür, ebenso wie das Argon-Kühlsystem, komplett überarbeitet und das Luminosity-System an die neuen Verhältnisse angepaßt werden. Außerdem soll ein ovales Strahlrohr (*beam pipe*) eingebaut werden, um Material zu sparen und um seitlich die Strahltrennung nicht zu behindern, aber trotzdem dem CST zu gestatten, möglichst nah am Strahl zu sein.

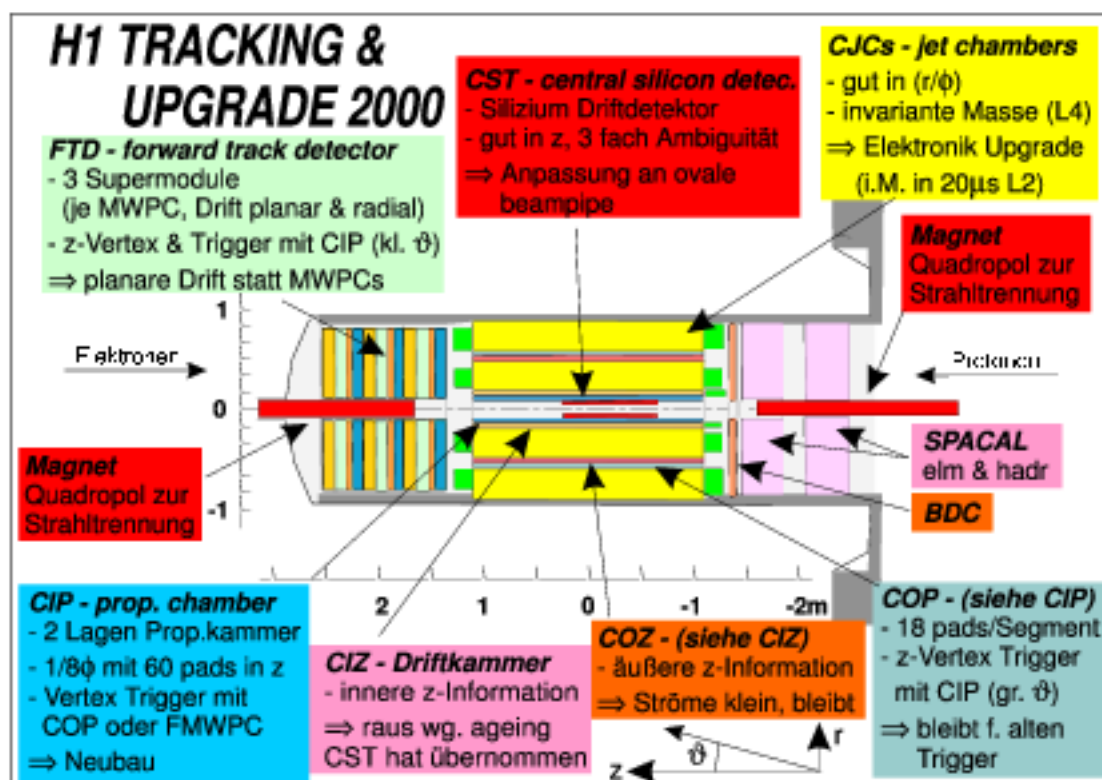


Abbildung 2.4.: Übersicht über die Detektoren des H1-Tracking-Systems und deren Upgrademaßnahmen. Details sind dem Text zu entnehmen.

### 2.3.3. Die Komponenten des Trackingsystems bei H1 und H1 2000

Im Folgenden werden die einzelnen Detektorkomponenten des Trackingsystems kurz vorgestellt. Gleichzeitig werden auch die Veränderungen, die im Zuge des Upgrades an diesen Komponenten vorgenommen werden geschildert. Eine ausführliche Beschreibung der Komponenten und ihrer derzeitigen Aufgaben kann in [H1 97b] nachgeschlagen werden. Eine Übersicht der einzelnen Detektoren, deren Aufgabe und des geplanten Upgrades ist in der Abbildung 2.4 zu sehen. Abbildung 2.5 liefert eine Übersicht über den Aufbau, die radiale Ansicht wird in Abbildung 2.6 gezeigt.

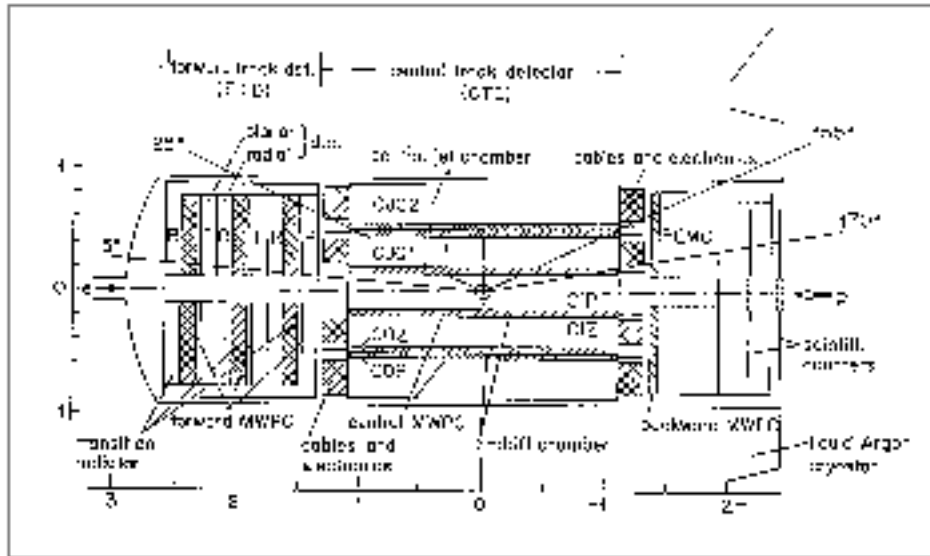


Abbildung 2.5.: (r,z)-Ansicht des H1-Trackingsystems mit seinen Komponenten.

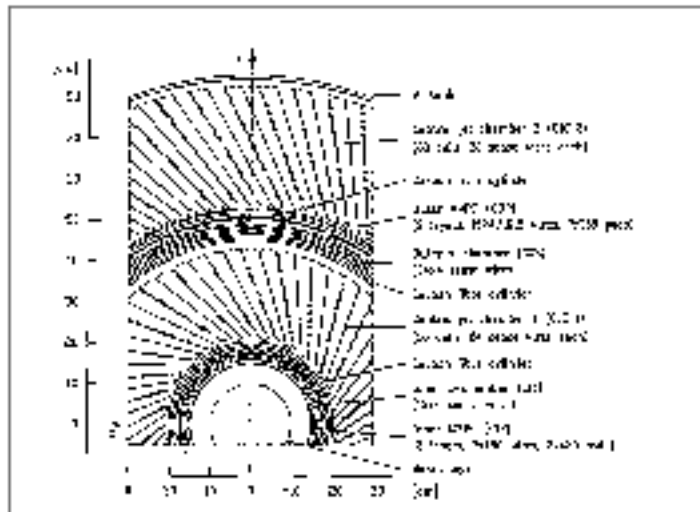


Abbildung 2.6.: Die radiale Ansicht des H1-Trackingsystems mit seinen Komponenten.

### FTD - forward track detector

Der FTD (siehe Abb. 2.7) besteht aus drei Supermodulen, von denen jedes aus einer Vieldrahtproportionalkammer (fMWPC), einer planaren Driftkammer zur Feststellung der  $(r, z)$ -Komponente eines Teilchendurchgangs und einer radialen Driftkammer zur Bestimmung der  $\phi$ -Komponente aufgebaut ist. Die Hauptfunktion des FTDs ist die Erkennung von Spuren in Vorwärtsrichtung. Hinzu kommt die Aufgabe, zusammen mit der CIP den z-Vertex zu bestimmen, d.h. festzustellen, an welcher z-Position die Spur des durchgehenden Teilchens die Strahlachse schneidet (dies ist nur

bei kleinem  $\vartheta$ , d.h. flachen Winkeln, der Fall). Diese Informationen werden für den L1-Vertex-Trigger benutzt. Die Genauigkeit der Messung des Transversalimpulses  $p_T$  von geladenen Teilchen liegt bei  $dp_T/p_T^2 \simeq 1\%/GeV$ . Das Problem dieser Kammer besteht in der großen Anzahl auftretender Spuren, die durch Schauer, die an der Elektronik der CJs (totes Material) erzeugt werden, entstehen. Außerdem beträgt die Effizienz für die Spurfindung nur 50% bis 90%.

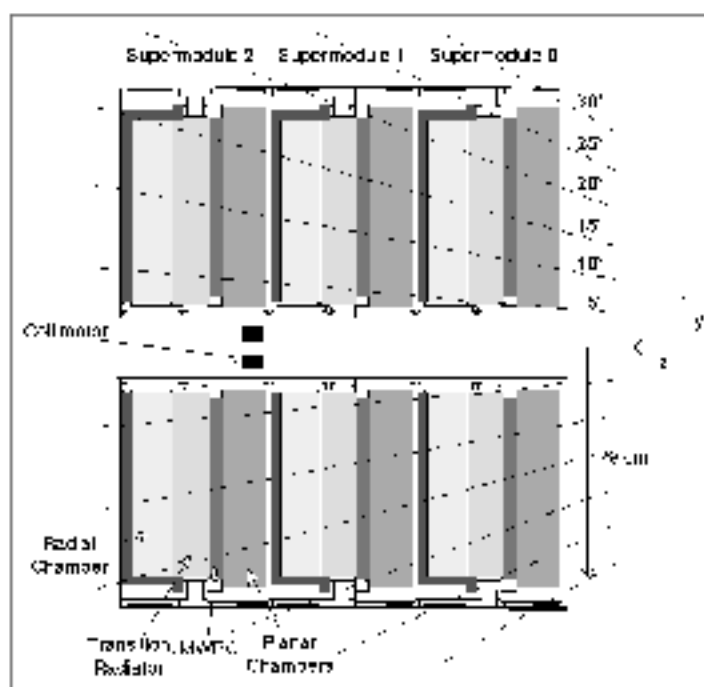


Abbildung 2.7.: Der forward track detector (FTD) mit drei Supermodulen aus jeweils einer *multiwire proportional chamber* (MWPC), einer planaren (für die  $(r, z)$ -Komponente) und einer radialen Driftkammer (für die  $\phi$ -Komponente).

Damit bessere Fits erreicht werden können, müssen mehr redundante Daten zur Verfügung stehen. Diese erhält man durch den Einbau einer zusätzlichen planaren Driftkammer für die Feststellung der  $(r, z)$ -Komponente eines Teilchens, die an die Stelle der MWPC, die nur zum Triggern verwendet wurde, eingebaut wird. Zum Triggern bei kleinen  $\vartheta$  wird die Information der MWPC nicht mehr benötigt, da die neue CIP mit ihren fünf Schichten diese Aufgabe übernimmt. Weitere Informationen stehen im Upgrade-Proposal der H1-Collaboration [H1 98a].

### CST/BST - central and backward silicon tracker

Der CST ist ein direkt an der Beampipe angeordneter Silizium-Driftdetektor. Er liefert eine sehr gute  $z$ -Auflösung, besitzt aber wegen der notwendigen Kabelersparnis eine 3-fache Ambiguität. Diese muß für eine Nutzung der vollen Auflösung durch die

$z$ -Informationen eines anderen Detektors aufgelöst werden. Die Abbildung 2.8 zeigt ein Bild des fertig aufgebauten Detektors. Der CST besitzt eine intrinsische Auflösung von  $10\ \mu\text{m}$ .



Abbildung 2.8.: Der fertig aufgebaute *central silicon track detector* (CST).

Der CST muß für H1 2000 an die geplante ovale Strahlröhre angepaßt werden. Die  $z$ -Information der CIP wird dazu dienen, in den Analysen die dreifache Ambiguität des CST aufzulösen. Die vorhandenen Wafer können wiederverwendet werden, wobei nur ihre Anordnung verändert werden muß. Ebenso muß der BST der neuen Beam-pipe angepaßt werden, und er soll mit weiteren  $\phi$ -Detektoren ausgerüstet werden.

### CJC - central jet chamber

Beide Jetkammern (CJC1 und CJC2) dienen zur Feststellung der  $(r, \phi)$ -Komponente der durchlaufenden Teilchen; die Auflösung in  $z$ -Richtung ist schlecht. Mit den Informationen werden die Tracks rekonstruiert und der Transversalimpuls bestimmt. Die Spuren werden verwendet, um die invariante Masse der Teilchen in L4 zu bestimmen.

Beide CJs sollen eine schnellere Auslese-Elektronik erhalten, damit die Information der invarianten Masse schon nach  $20\ \mu\text{s}$  für den L2-Trigger und nicht erst für den L4 zur Verfügung steht.

### COP - central outer proportional chamber

Die COP ist, ebenso wie die CIP, eine Vieldrahtproportionalkammer mit Kathodenauslese. Sie besteht aus zwei Lagen mit einer 16-fach-Segmentierung in  $\phi$ , besitzt aber nur 18 Pads pro Segment in  $z$ -Richtung und dient zusammen mit der CIP zur Bestimmung des  $z$ -Vertex bei großen  $\vartheta$  auf Triggerlevel.

Diese Kammer bleibt unverändert eingebaut, um Daten für den alten Trigger zu liefern.

### COZ,CIZ - central outer/inner z-chamber

Hierbei handelt es sich um Driftkammern mit 4 mal 14 Drähten zur Feststellung der  $z$ -Komponente der Teilchen; die Auflösung in  $\phi$  ist nicht so hoch.

Die beiden Detektoren werden zur Messung der  $z$ -Position der in den CJs gemessenen Spuren benötigt. Während die Informationen der äußeren Kammer (COZ) weiterhin gebraucht werden, kann der CST die Aufgabe der inneren Kammer (CIZ) übernehmen. Diese soll ausgebaut werden, da sie schon jetzt aufgrund des kleinen Abstandes zum Strahl Probleme mit Alterungsprozessen hat.

### CIP - central inner proportional chamber

Die CIP ist eine dünne, lange und zylindrische Vieldrahtproportionalkammer mit Kathodenauslese (ausführliche Informationen stehen in [Mül92]). Sie besteht aus zwei übereinanderliegenden Lagen mit einer 8-fach-Segmentierung in  $\phi$ . Die beiden Lagen sind gegeneinander um  $22,5^\circ$  versetzt, was einer effektiv 16-fachen Segmentierung entspricht. In einem Segment befinden sich 60 Pads in  $z$ -Richtung. Die gesamte Kammer ist eine Sandwich-Konstruktion aus dünnen Metallschichten und Rohacell. Ihre Aufgabe ist die Lieferung der  $z$ -Vertex-Information (zusammen mit COP oder der ersten fMWPC bei kleinen  $\theta$ ) für den L1-Trigger. Die Abbildung 2.9 zeigt die Spurrekonstruktion mit der CIP und der COP. In der Abbildung 2.10 ist das Prinzip dargestellt, wie der  $z$ -Vertex gefunden wird: Mit den Informationen aus CIP und COP bzw. CIP und der ersten fMWPC werden alle, aus den Padkombinationen möglichen, Spuren rekonstruiert und ein Histogramm gebildet, in dem die Anzahl der von dieser  $z$ -Position kommenden Spuren aufaddiert wird. Der Peak in diesem Histogramm entspricht der  $z$ -Position des Kollisionsvertex. Eine ausführliche Abhandlung über den  $z$ -Vertex-Trigger kann man in der Arbeit von Hanspeter Beck [Bec96] nachlesen. Die aktuelle CIP bietet einen erprobten und stabilen Betrieb mit Triggerinformationen für fast alle Ereignisklassen.

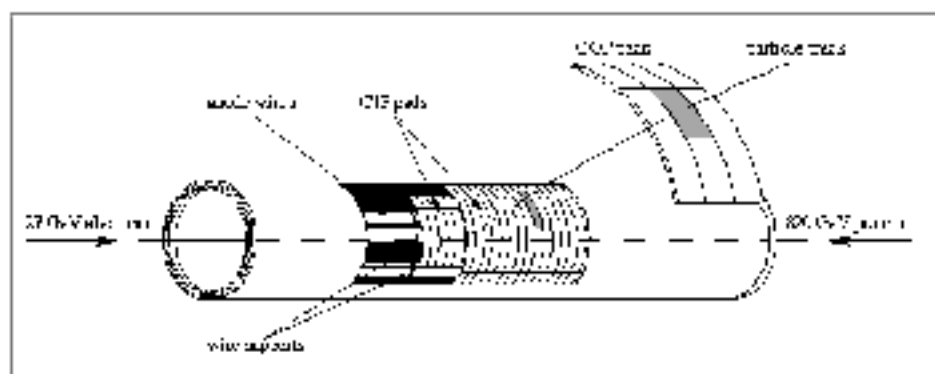


Abbildung 2.9.: Spurrekonstruktion mit den in der CIP und der COP aktivierten Pads [Bec96]

Eine Lage der CIP besteht aus einem 6mm dicken Gasvolumen (radial), in dessen Mitte vergoldete Wolframdrähte als Anoden gespannt sind. Unter dem Gasvolumen (innen) befindet sich eine Aluminiumfolie als Kathode. Über dem Volumen (außen) folgt eine hochohmige Kohleschicht als Kathode und eine 20  $\mu\text{m}$  dicke Kaptonfolie,

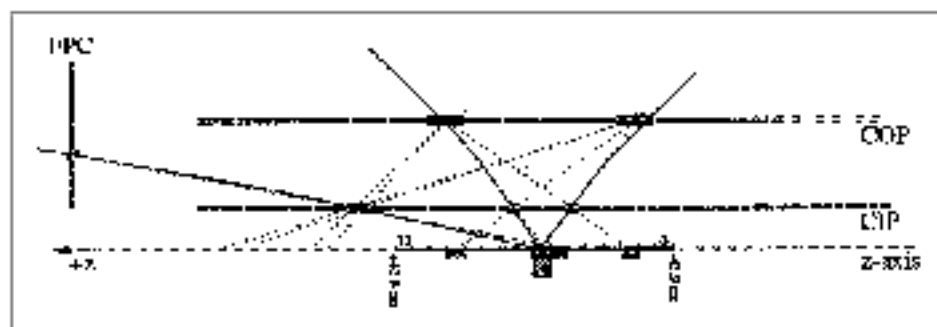


Abbildung 2.10.: Die Histogrammbildung bei der z-Vertex-Bestimmung mit Informationen der CIP und der COP oder der fMWPC [Bec96].

auf welche die Kathodenpads (3,5 cm in z-Richtung mal 13 cm in  $\phi$ ) aufgebracht sind. Diese werden durch die darauf liegende 2 mm dicke Rohacellschicht an die dort verlegten Auslesedrähte aus Aluminium angeschlossen. Als letzte Schichten folgen dann 20  $\mu\text{m}$  dicke Kaptonfolie, eine Aluminiumabschirmung mit einer Dicke von 0,5  $\mu\text{m}$ , 1 mm Rohacell und schließlich eine Aluminiumschicht, die die untere (innere) Kathode der nächsten (äußeren) Kammerlage ist. Den genauen Aufbau und Informationen über die Herstellung findet man in der Veröffentlichung in den *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research* [Mül92].

Auf die neue Konstruktion der CIP gehe ich in den folgenden Kapiteln ausführlich ein.

## 3. CIP-Upgrade

### 3.1. Motivation des Upgrades

Durch das im vorigen Kapitel besprochene Ersetzen der *multiwire proportional chamber* (MWPC) im *forward track detector* (FTD) durch weitere planare Driftkammern tritt ein Akzeptanzverlust in Vorwärtsrichtung auf, da mit der alten CIP allein der  $z$ -Vertex der Spuren mit kleinem  $\vartheta$  nicht bestimmt werden kann. Die *central inner proportional chamber* (CIP) muß also neue Aufgaben erfüllen:

- bessere Akzeptanz in Vorwärtsrichtung, um das Wegfallen der MWPC zu kompensieren, und in Rückwärtsrichtung (für *low*  $Q^2$ -Ereignisse),
- Auflösung der 3-fach Ambiguität des CST und damit
- genauere  $z$ -Vertexinformation zusammen mit dem CST vor allem bei hoher Luminosität, wenn die anderen Detektoren im System nicht funktionieren (nur *offline*, mit einer Auflösung von 0,46 cm),
- Unterscheidung von Physik und Untergrund durch die  $z$ -Vertex-Information.

### 3.2. Die neue Geometrie der CIP

#### 3.2.1. Aufbau in der ursprünglichen Planung

Damit die neue CIP die an sie gestellten Anforderungen erfüllen kann, soll sie in Zukunft aus fünf statt zwei übereinanderliegenden Lagen bestehen. In der ursprünglichen Planung soll die Anzahl der Pads auf 240 pro Segment erhöht werden, wobei es bei einer 8-fach-Segmentierung bleibt. Die Erhöhung der Anzahl der Lagen ist, ohne die Dicke der Lagen zu verändern, möglich, weil die CIZ ausgebaut werden soll und somit entsprechend mehr Platz zur Verfügung steht.

Der prinzipielle Aufbau der einzelnen Lagen bleibt unverändert, d.h. weiterhin ein 6 mm dickes Gasvolumen mit in der Mitte eingesetzten goldbeschichteten Wolfrahmdrähten als Anoden. Die hochohmige Kohleschicht bleibt bestehen, nur die Abmessungen der auf einer Kaptonfolie aufgebrachten Kupferpads werden der veränderten



Anzahl angepaßt. Diese haben dann eine Länge von 9,125 mm in  $z$ -Richtung und eine Breite von rund 12 cm. Mit der alten Konstruktion (Drähte) ist es zu aufwendig, die Signale der erhöhten Anzahl von Pads abzuführen. Hierfür ist eine sogenannte Stripline vorgesehen, die aus einer  $50\ \mu\text{m}$  Kaptonfolie bestehen soll und auf der 240 Kupferbahnen mit einer Breite von  $100\ \mu\text{m}$  und einem Abstand von  $150\ \mu\text{m}$  voneinander aufgebracht sein sollen. Diese Stripline liegt in dieser ersten Planung direkt auf den Pads. Darüber folgt eine Rohacellschicht und dann die Aluminiumabschirmung, die gleichzeitig die innere Abschirmung für die nächste, weiter außen liegende Lage bildet. Die Abbildung 3.1 zeigt den generellen Aufbau einer Lage.

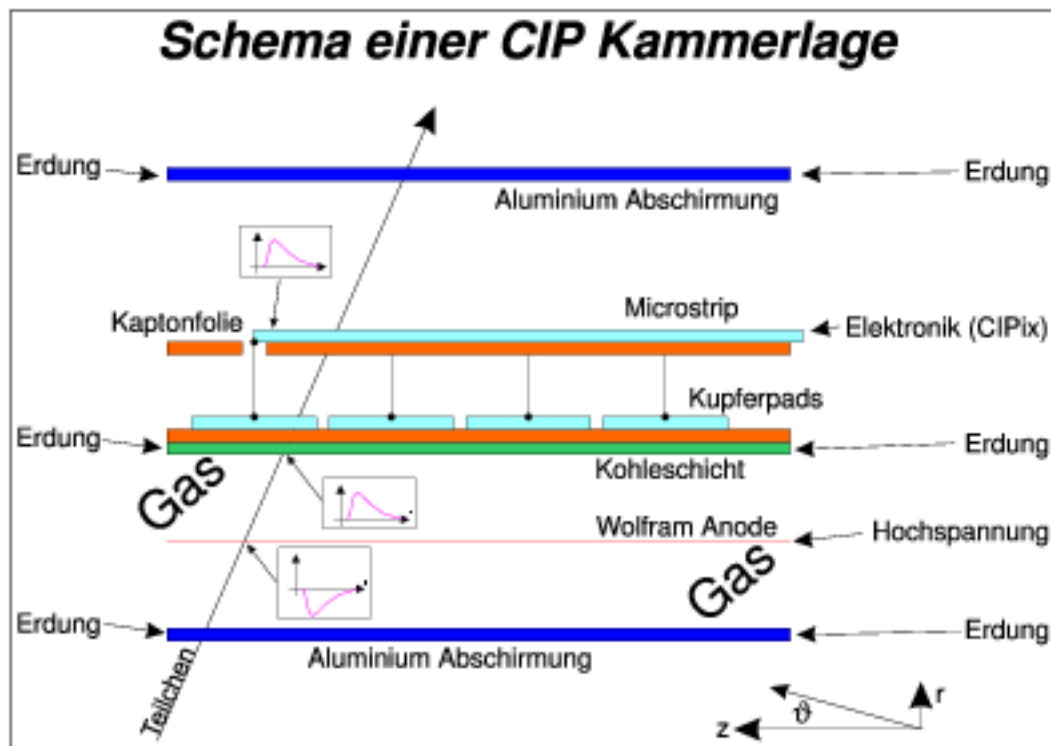


Abbildung 3.1.: Signalentstehung und prinzipieller Aufbau einer Kammerlage der neuen CIP

Für die Auslese soll ein neuer Chip mit dem Namen „CIPix“ benutzt werden, dessen *front-end* auf dem HELIX128-2 basiert. Weitere Informationen hierzu im Kapitel 6.1. Die Ausleseelektronik befindet sich an der  $(-z)$ -Seite der Kammer, von wo aus auch die Zählung der Pads eines Segments mit Null beginnt. Das Pad 239 befindet sich somit 2 m von der Ausleseelektronik in  $z$ -Richtung entfernt am äußersten Ende der Kammer.

### 3.2.2. Überlegungen zur Segmentierung der neuen CIP

Für die Segmentierung der Kammer kommen natürlich auch andere Konfigurationen in Frage. So ist z.B. eine 16-fach-Segmentierung denkbar, oder es besteht die Möglich-

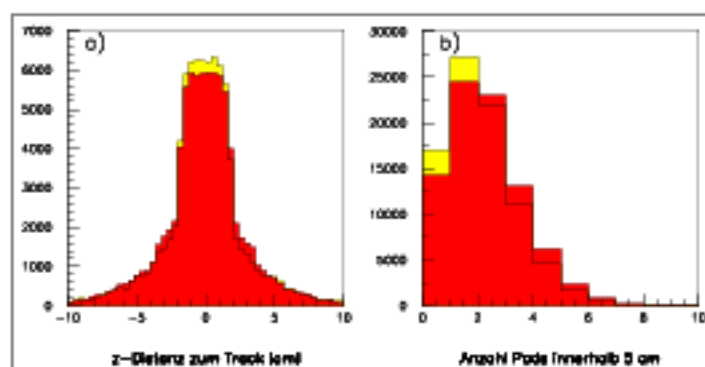
keit, daß eine geringere Padanzahl von 120 oder sogar 60 in z-Richtung ausreichend sind. Um dies endgültig zu entscheiden, müssen drei Faktoren berücksichtigt werden:

- Die benötigte Genauigkeit des z-Vertex zum Auflösen der 3-fach Ambiguität des CST
- Die für die Untergrundseparation notwendige Auflösung
- Technische Beschränkungen z.B. durch Anforderungen des CIPix

Simulationen, die die Auswirkungen verschiedener Konfigurationen der CIP auf das CIP/CST-Tracking untersuchen, erstellt zur Zeit Stefan Lüders von der ETH Zürich [Lüd98].

Die Studien zur Unterdrückung von protonenstrahl-induzierten Untergrundereignissen hat Katharina Müller, Heidelberg, durchgeführt. Eine ausführliche Beschreibung ihrer Ergebnisse ist im *progress report* für das PRC [H1 98b] zu finden, ich möchte an dieser Stelle nur einen kurzen Überblick geben.

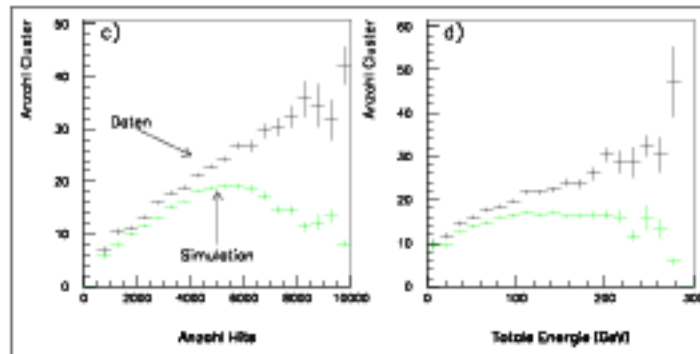
Um Aussagen über die Möglichkeit der Untergrundseparation zu erhalten, müssen als erstes die Simulationen auf die neue, fünfzügige CIP umgesetzt werden. Die Simulation geht von der in der alten CIP gemessenen Padverteilung aus. Dabei ist festzustellen, daß ein Großteil der aktiven Pads mit Spuren in den H1-Spurkammern korreliert. Damit kann die Padverteilung der alten CIP sehr gut durch die Simulation der Ladungsverteilung in der Kammer reproduziert werden. Die Abbildung 3.2 zeigt die Distanz zum Track sowie die Anzahl der aktiven Pads pro Track für die gemessenen Daten und die Simulation für die alte CIP-Geometrie. Die Verteilungen stimmen sowohl für Physik- wie auch für Untergrundereignisse sehr gut überein.



**Abbildung 3.2.:** Distanz zum nächsten Track und Anzahl der Pads innerhalb von 5 cm um den Track für Daten (hell) und Simulation (dunkel).

Ein Teil der aktivierten Pads korreliert jedoch nicht mit Spuren in den CJs und dem FTD. Dies gilt speziell für Tracks im Vorwärts- und Rückwärtsbereich der Kammer. Diese Pads stammen von Teilchendurchgängen, die aber in den Spurkammern

wegen fehlender Akzeptanz oder Effizienzverlusten nicht nachgewiesen wurden. Für das Untergrundsample mit sehr flachen Spuren von außerhalb des Detektors ist der Anteil solcher Tracks besonders hoch. Die Anzahl dieser zusätzlichen Spuren hängt von der Topologie des Ereignisses, speziell von der Anzahl der Hits in den Spurkammern, und der totalen Energie des Ereignisses ab, wie der Vergleich von Daten und Simulation in der Abbildung 3.3 zeigt. Diese Abhängigkeit sowie die  $z$ -Verteilung der aktivierten Pads wurden bei der Erzeugung der zusätzlichen Tracks, die mit einer ansonsten zufälligen Verteilung hineingewürfelt wurden, in der Simulation berücksichtigt.

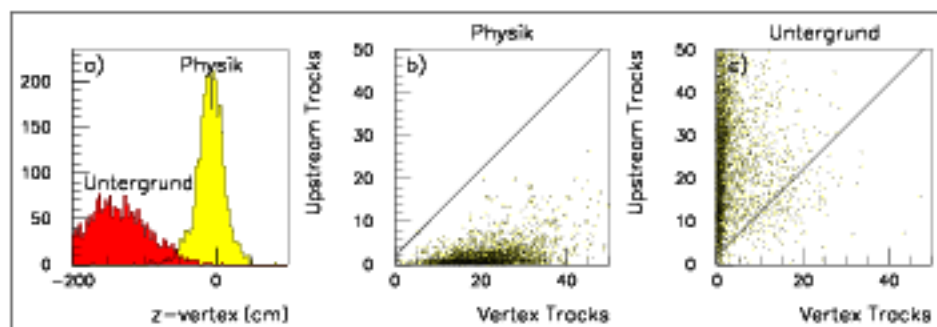


**Abbildung 3.3.:** Anzahl der Cluster in der CIP gegen die totale Anzahl der Hits in den Spurkammern und die totale Energie für Daten sowie Simulation

Mit der für die neue Geometrie angepaßten Simulation können dann die verschiedenen Untersuchungen zur Untergrundseparation gemacht werden. Die Idee ist es, einen einfachen  $z$ -Vertex-Trigger zu verwenden, der kein Histogramm erzeugt und damit auch keine Spitzenwertfindung durchführt, sondern die Anzahl der von *upstream* kommenden Spuren ( $z < -70$  cm) mit der Anzahl der aus der Vertexregion ( $\pm 50$  cm) kommenden Spuren vergleicht. Wie die Abbildung 3.4 für eine Simulation der 5-lagigen CIP zeigt, ist mit diesem einfachen Schnitt eine Unterscheidung der Ereignisklassen mit großer Effizienz möglich. Der Verlust für Physikereignisse beträgt weniger als 1%, wohingegen der Untergrund, der mit dem alten  $z$ -Vertex-T0 getriggert wurde, mit einer Effizienz von mehr als 95% verworfen werden kann, wenn der Vertex für Untergrundereignisse *upstream* bei  $-150$  cm liegt.

Diese Ergebnisse zeigen, daß der Triggeralgorithmus wahrscheinlich mit einem Schnitt wie in Abbildung 3.4 auskommen kann und deshalb kein Vertexhistogramm wie im alten System erzeugt werden muß. Da die meisten Triggerkombinationen bei H1, vor allem für *high*  $Q^2$ -Ereignisse, ein schwaches Spurkammertriggerelement ( $z$ VTX-T0) verwenden, kann mit dem neuen Triggersystem der Protonstrahl-Untergrundanteil um den Faktor 20 reduziert werden.

Die in diesem Zusammenhang gemachten Untersuchungen mit anderen Konfigurationen der CIP [Mül98] haben gezeigt, daß selbst bei einer 8-fach-Segmentierung mit nur 60 Pads pro Segment in  $z$ -Richtung noch eine hervorragende Unterschei-



**Abbildung 3.4.:** (a) Die  $z$ -Vertex Verteilung rekonstruiert aus der 5-lagigen CIP für Physik (hell) und Untergrund (dunkel) und die Verteilung von *upstream*-Tracks ( $z < -70$  cm) gegen Vertex-Tracks ( $z = \pm 50$  cm) für Physik- (b) und Untergrundereignisse (c). Die Linie zeigt den Schnitt, der zur Untergrundunterdrückung benutzt wurde.

dung von Physik und Untergrund möglich ist. Ein solcher Aufbau der CIP würde die Konstruktion der Signalleitungen sehr vereinfachen. Da aber eine endgültige Entscheidung über die Segmentierung und die Anzahl der Pads noch nicht gefallen ist, gehe ich im folgenden von der ursprünglichen Planung mit 8-facher Segmentierung und 240 Pads aus. Später werden sich dann Einschränkungen der Konstruktion durch den Auslesechip, den CIPix, ergeben.

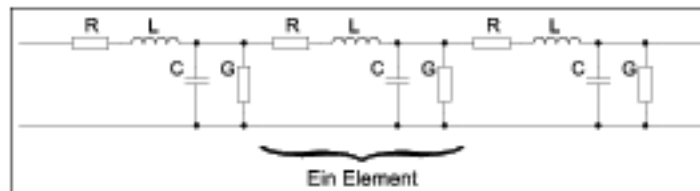
# 4. Elektrische Simulation der CIP

## 4.1. Methoden der Simulation

### 4.1.1. Ersatzschaltung einer einfachen Leitung

Um die elektrischen Eigenschaften der CIP zu untersuchen, muß die geplante Geometrie der Kammer mit einem geeigneten Modell nachgebildet werden. Für exakte Lösungen müssen alle Leitungsphänomene mit Hilfe der Maxwell'schen Gleichungen berechnet werden.

Eine übliche Methode für die Simulation ist die Benutzung diskreter, passiver Bauelemente, die kurze Teile der Leitung repräsentieren. Mehrere dieser einzelnen RLCG-Glieder (Abb. 4.1) werden dann zusammengeschaltet und bilden die verteilte Charakteristik der gesamten Leitung nach. Wichtig ist hierbei, daß genug Einzelelemente benutzt werden, und Oszillationen nahe der Eigenfrequenz der RLCG-Glieder vermieden werden [Mic97].



**Abbildung 4.1.:** RLCG-Glied mit ohmschem Widerstand (R) und Induktivität (L) längs den Leitern sowie einer Kapazität (C) und einem endlichen Leitwert (G) zwischen den Leitern

Bei der Ausbreitung des Signals nimmt die Spannung  $U$  und der Strom  $I$  vom Ort  $x$  bis  $x + dx$  also längs der Leitung ab [Hin95]:

$$-\frac{\partial U}{\partial x} dx = \left( RI + L \frac{\partial I}{\partial t} \right) dx \quad (4.1)$$

$$-\frac{\partial I}{\partial x} dx = \left( GU + C \frac{\partial U}{\partial t} \right) dx \quad (4.2)$$

Die Gleichung 4.1 wird nach  $x$  und die Gleichung 4.2 nach  $t$  differenziert. Daraus ergibt sich dann die sogenannte *Telegraphengleichung*:

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} = RG \cdot U + (RC + LG) \frac{\partial U}{\partial t} + LC \frac{\partial^2 U}{\partial t^2} \quad (4.3)$$

Für den Strom gilt eine analoge Gleichung. Unter der Annahme einer unendlich langen Leitung ist eine Welle in x-Richtung eine Lösung der obigen Gleichung:

$$U = U_0 e^{i\omega t} e^{-\gamma x} \text{ und } I = I_0 e^{i\omega t} e^{-\gamma x} \quad (4.4)$$

Die Ausbreitungskonstante ist i. a. komplex:  $\gamma = \alpha + i\beta$  mit der Dämpfungskonstanten  $\alpha$  und der Phasenkonstanten  $\beta$ . Das Einsetzen der Lösung in die Gleichungen 4.1 und 4.2 liefert dann den Ausdruck:

$$\gamma^2 = (\alpha + i\beta)^2 = (R + i\omega L)(G + i\omega C) \quad (4.5)$$

Da eine unendlich lange Leitung betrachtet wird, läßt sich der Wellenwiderstand direkt aus dem Verhältnis von Spannung ( $U$ ) zu Strom ( $I$ ) berechnen:

$$Z = \frac{U}{I} = \frac{R + i\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + i\omega L}{G + i\omega C}} \quad (4.6)$$

Für eine verlustfreie Leitung ( $R = G = 0$ ) vereinfachen sich diese Gleichungen, wobei  $v$  die Phasengeschwindigkeit ist:

$$\gamma = i\beta = i\omega\sqrt{LC}; \quad Z = \sqrt{L/C}; \quad v = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.7)$$

#### 4.1.2. Vorüberlegungen zur Umsetzung der CIP

Bei der CIP handelt es sich nicht um eine einfache Leitung. Der Schaltungsaufwand, der betrieben werden muß, ist erheblich größer. Es gilt hier nicht nur, die Microstrips als Signalleitungen nachzubilden, sondern entsprechend alle verschiedenen Schichten der Konstruktion durch elektrische Bauteile zu beschreiben. Als Signal wird durch eine Stromquelle ein Impuls zwischen der Kohleschicht und den Wolframdrähten injiziert und die Ausbreitung des Signals durch die CIP berechnet.

Um den Simulationsaufwand, vor allem die Berechnungszeit, in vernünftigem Rahmen zu halten, wird nur eine der fünf Schichten in einem  $\frac{1}{8}\phi$  Sektor betrachtet, das entspricht einer Padreihe mit 240 Pads. Dieser Sektor kann bei dem großen Radius des Detektors ( $r = 15 \text{ cm}$ ) und den geringen Abständen zwischen den relevanten Schichten ( $\leq 3 \text{ mm}$ ), d.h. geringer Krümmung, als flach angesehen werden. Die zu Verlusten führenden parasitären Widerstände parallel zu den Kondensatoren können im Hinblick auf die hochohmigen Schichtstoffe vernachlässigt werden (siehe Kapitel 4.2.1).

Da ein Pad in z-Richtung eine Länge von 9,125 mm hat, liegt es nahe, dieses als eine Einheit bzw. einen RLCG-Block zu definieren. Zusammen ergeben sich also 240 Blöcke in Reihe. Zur Vereinfachung der Erweiterung ist es zweckmäßig, zwei

verschiedene Blöcke zu definieren: einen zur Simulation einer Signalleitung der Microstrip und einen Block für die Kammerelemente von der inneren Abschirmung bis zum weiter außen liegenden Pad.

Weiterhin sind jeweils 10 solcher Einheiten zu einem Makromodul oder -block zusammengefaßt, um einen besseren Überblick zu gewähren. Alle Anschlüsse, die zum Zusammenschalten benötigt werden, sind als I/O-Port nach außen geführt.

### 4.1.3. Schaltplanelemente der CIP

#### RLCG-Block der Kammer

Die Abbildung 4.2 zeigt das Kammerelement; der Aufbau ist analog zur Konstruktion der Schichten. Statt der Werte für Widerstand, Kapazität und Induktivität stehen im Schema Angaben wie  $pPar('Rk')$ . Diese Nomenklatur steht für Parameterangaben im Simulationsprogramm und gestattet globale Veränderungen der Werte im Schaltplan. Im folgenden wird daher immer von  $R_k$  die Rede sein.

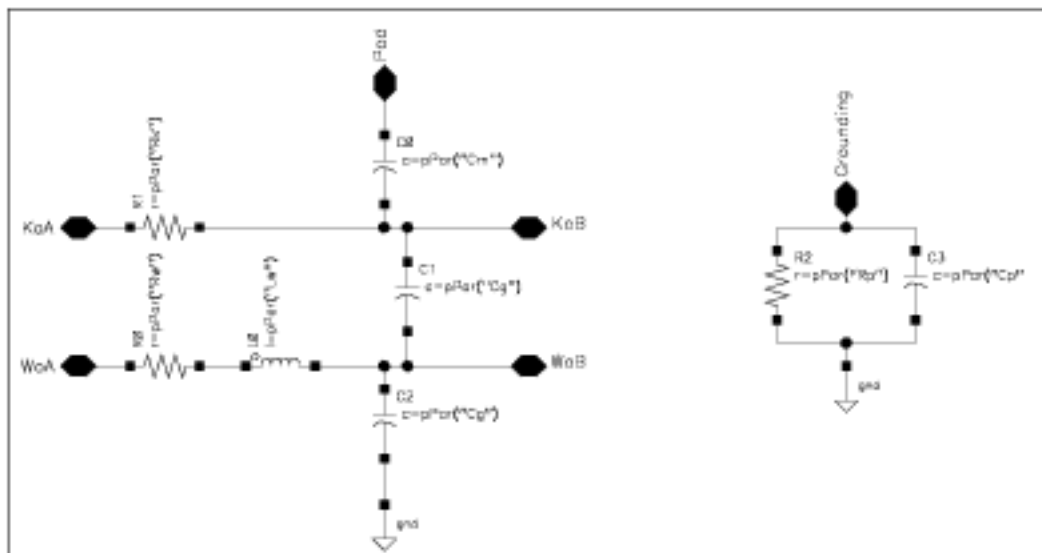


Abbildung 4.2.: Ein einzelnes RLCG-Element der Kammer, von der inneren Abschirmung (unten) bis zum Pad

Die Anschlüsse  $WoA$  und  $WoB$  stehen für den Satz von 60 Wolframdrähten (ein  $\frac{1}{8}\phi$  Segment) mit einem Widerstand  $R_w$  und einer Induktivität  $L_w$ . Diese Drähte bilden nach innen durch die Gasfüllung eine Kapazität  $C_g$  gegen die innere Aluminiumabschirmung (die hier wegen des geringen Widerstandes als Masse angesehen wird, siehe Kapitel 4.2.2) und ebenfalls eine Kapazität  $C_g$  gegen die Kohleschicht.

$KoA$  und  $KoB$  sind die Kontaktstellen für die Kohleschicht,  $R_k$  ist ihr Widerstand mit der Breite des  $\frac{1}{8}\phi$  Segments und einer Länge von 9,125 mm.  $C_m$  ist die Kapazität zwischen Kohleschicht und dem Pad mit der Kaptonträgerfolie als Dielektrikum. Das

Pad bildet in diesem Block eine Einheit, die weder weiter aufgeschlüsselt, noch seitlich angeschlossen wird.

Da das verwendete Programm nicht alle 240 Signalleitungen der Microstrip simulieren kann, weil sonst die Anzahl der zu simulierenden Elemente zu groß würde, wird darüber hinaus ein Abschluß für die nicht an eine Signalleitung angeschlossenen Pads benötigt. Der Anschluß *Grounding* bietet mit den Parametern  $R_p$  und  $C_p$  die Möglichkeit, diese Pads so abzuschließen, als befände sich der Vorverstärkereingang des CIPix direkt und ohne eine Zuleitung an dieser Stelle. Diese Art des Abschlusses stellt natürlich eine grobe Vereinfachung des Sachverhaltes dar, liegt aber näher an der Realität als eine reine Erdung oder ein Offenlassen (*floating*) des Kontaktes.

Um die Zusammenschaltung übersichtlicher zu machen, habe ich einen Schaltungsblock mit allen internen Parametern zu einem Symbol zusammengefaßt. Die Abbildung 4.3 zeigt den definierten Makroblock.

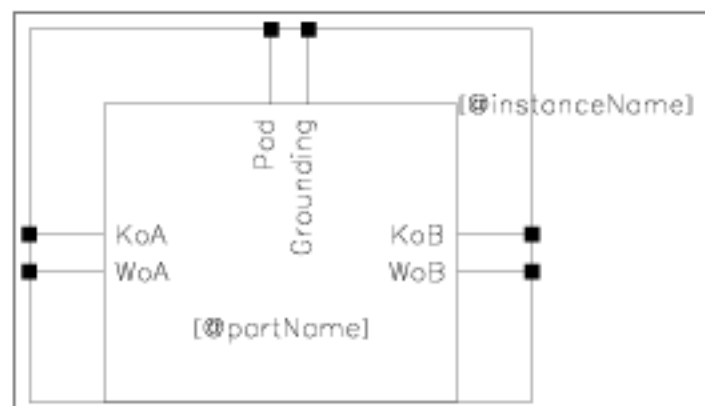


Abbildung 4.3.: Makrosymbol eines Kammer-RLCG-Blocks

Bei diesen Blöcken wird jeweils die „B“-Seite eines Blocks mit der „A“-Seite des nächsten verbunden. Bei den Zehnerblöcken, die nicht zur Anbindung eines Pads an eine Signalleitung dienen (hierzu werden nur Einzelblöcke verwendet), wird der Ausgang *Pad* mit *Grounding* verbunden (Abb. 4.4). Diese Verbindung muß zum Anschluß der darüberliegenden Microstrip-Elemente nach außen geführt sein und ist von *Pad0* bis *Pad9* durchnummeriert (Abb. 4.5).

### RLCG-Block einer Signalleitung der Microstrip

Nach dem gleichen Verfahren entstehen die Elemente der Microstrip, die Signalleitungen. Zunächst wird der Schaltplan für ein Element, also einen 9,125 mm langen Teil einer einzelnen Signalleitung, definiert (Abb. 4.6).

$R_s$  und  $L_s$  bilden den Widerstand und die Induktivität der Bahn für eine Einheit, die Anschlüsse *MsA* und *MsB* dienen zum Aufbau der Reihenschaltung.  $C_r$  ist die Kapazität zwischen Bahn und Aluminiumabschirmung durch das äußere Rohacell



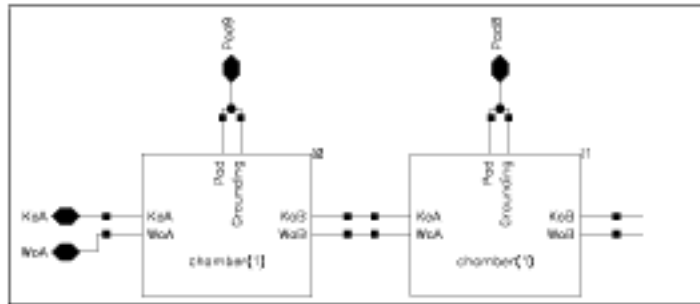


Abbildung 4.4.: Zusammenschaltung der Kammer-RLCGs zu Zehner-Einheiten mit elektrischem Abschluß der Pads. Ausschnitt der ersten beiden Elemente

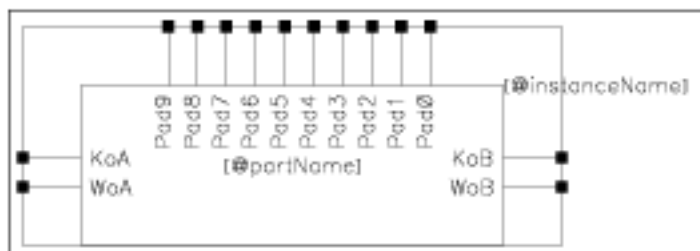


Abbildung 4.5.: Makrosymbol eines Zehner-Kammerblocks mit herausgeführten Pad-Anschlüssen.

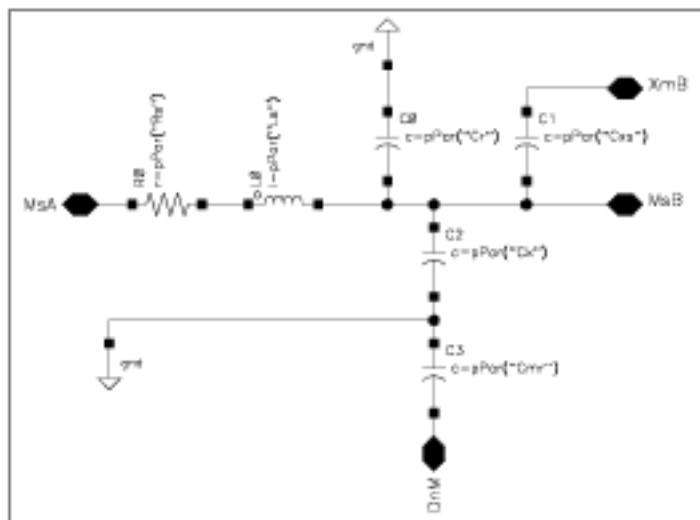


Abbildung 4.6.: Ein einzelnes RLCG-Element einer Signalleitung der Microstrip, vom Pad (unten. Angeschlossen an  $DnM$ ) bis zur äußeren Abschirmung aus Aluminiumfolie.

und  $C_k$  die Kapazität zwischen der Bahn und der unteren Microstripabschirmung durch die Kaptonträgerfolie und eine später hinzukommende Rohacellschicht.  $C_{mr}$  ist die Kapazität zwischen der Masse der Stripline und dem darunterliegenden Pad durch eine Rohacellschicht.

Die Kapazität  $C_{xs}$  dient zur Simulation des *crossstalk*  $X_t$ , also des Übersprechens auf eine benachbarte Signalleitung. Entsprechend wird bei der Simulation mehrerer Signalleitungen der Anschluß  $XmB$  mit dem Anschluß  $MsB$  der benachbarten Leitung verbunden. Der untere Kontakt  $DnM$  dient zur Verbindung mit dem tieferliegenden Pad, um das Übersprechen der anderen Pads auf die Signalleitung nachzubilden.

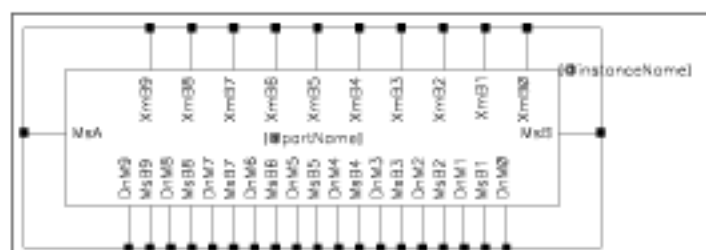


Abbildung 4.7.: Makrosymbol eines Zehner-Signalleitungsblocks mit herausgeführten Anschlüssen zur  $X_t$  Simulation.

Auch hier kann man zur Vereinfachung einen Makroblock aus zehn Einheiten definieren (Abb. 4.7). Es müssen aber alle benötigten Anschlüsse herausgeführt werden. Links und rechts befinden sich die Kontakte für den Aufbau der Reihe aus 240 Elementen. An der Oberseite liegen alle zehn Anschlüsse  $XmB0..9$  für den Bahn-Bahn- $X_t$  (also zwischen den Signalleitungen), die mit den untenliegenden Kontakten  $MsB1..8$  und  $MsB$  der nächsten Signalleitung verbunden werden müssen. Hinzu kommen die Anschlüsse  $Dnm0..9$  für die weiter innen liegenden Pads.

### Weitere Elemente

Für die Simulation werden noch einige Elemente benötigt. Zum einen die Stromquelle, mit deren Hilfe ein Signal zwischen Kohleschicht und Wolframdraht injiziert wird. Ausgehend von 20 Primärelektronen und einer Gasverstärkung von  $10^4$  [Str98] entstehen  $2 \cdot 10^5$  Elektronen. Die eine Hälfte davon entlädt sich zwischen Wolframdraht und innerer Abschirmung, die andere zur Kohleschicht hin. Da nur die letztere für die Signale wirksam wird, ist bei dieser Konfiguration mit  $10^5$  Elektronen zu rechnen. Diese liefern näherungsweise einen Dreiecksimpuls, bei dem der Strom in 2 ns auf  $2,7 \mu A$  ansteigt und in 10 ns auf null zurückgeht.

Außerdem wird der Eingang des CIPix benötigt, der in der ersten Stufe durch die Parallelschaltung eines Kondensators  $C_p$  und eines Widerstandes  $R_p$  vereinfacht dargestellt wird. Diese haben in der Simulation den gleichen Wert wie die Pseudo-Abschlüsse der unbenutzten Pads (vergl. Abb. 4.2).

Schließlich braucht man die Hochspannungsquelle für die Wolframdrähte, die durch eine Gleichspannungsquelle mit null Volt simuliert wird. Eine Beschleunigungsspannung ist für die Simulation ohne Belang, da die Sekundärelektronen von der

Stromquelle geliefert werden und das Potential der Wolframdrähte die Signalfortpflanzung in der Kammerlage nicht beeinflusst. Außerdem führt das Anlegen von 2,5 kV zu schwerwiegenden Konvergenzproblemen in der Simulation, da sich die Verhältnisse in der Kammer in diesem Fall erst stabilisieren müssen.

#### 4.1.4. Schaltpläne der verschiedenen Simulationen

##### Schaltplan mit einer Signalleitung

Um im ersten Schritt die Signalfortpflanzung zu beobachten, genügt eine Schaltung aus Kammerelementen und einer Signalleitung (Abb. 4.8). Hier kommt das Übersprechen ( $X_T$ ) zwischen den Bahnen noch nicht zum Tragen. Das Signal wird am oberen linken Ende eingespeist. Unten rechts befinden sich der an die Stripline angeschlossene CIPix und die Hochspannungsquelle. Auf jeweils einen Einzelblock folgen drei 10er Blöcke, damit die Signalstimulation erweitert werden kann und Messungen von Strömen und Spannungen an diesen Punkten ohne ein Hinabsteigen in der Hierarchie des Schaltplanes möglich sind.

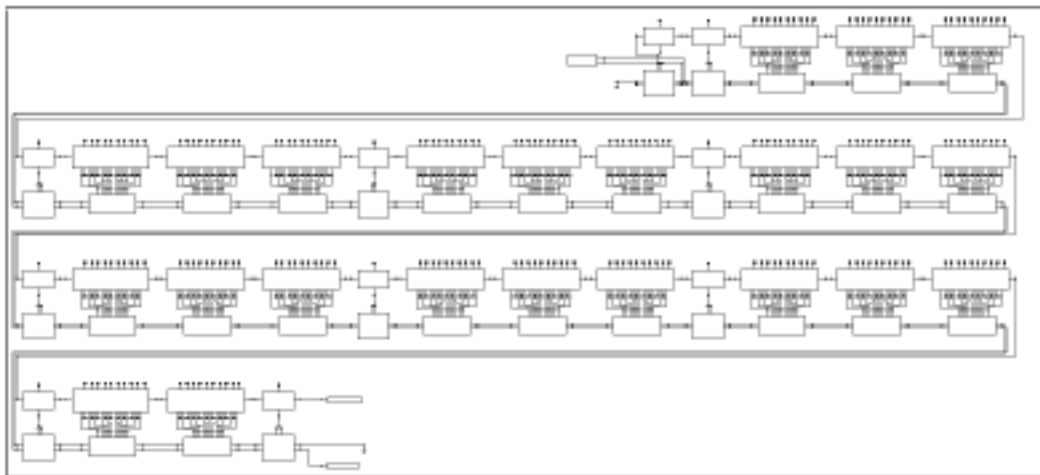


Abbildung 4.8.: Schaltplan einer CIP-Lage mit einer Signalleitung.

In der Ausschnittsvergrößerung (Abb. 4.9) sieht man, wie das Signal bei Pad 239 eingekoppelt wird. Der Stromimpuls wird auf der „B“-Seite des Kammerelements angeschlossen, weil sonst der interne Serienwiderstand und die Induktivität die Einkopplung verändern oder sogar verhindern. Der *Pad*-Anschluß des Kammerelements ist nicht mit dem Pseudo-Abschluß *Grounding* verbunden, sondern hochgeführt an den Anfang der Signalleitung (*MsA*). Bei der zweiten Einheit (Pad 238) sind die Anschlüsse verbunden und mit dem Kontakt *DnM* der Signalleitung verknüpft, um das Übersprechen zwischen Fremdpad und Signalleitung zu simulieren.

An der Ausgangsseite (Abb. 4.10) sitzt ein Block als CIPix Ersatz, angeschlossen an den Ausgang der Leitung (*MsB*) und die Hochspannungsquelle am Wolfram-

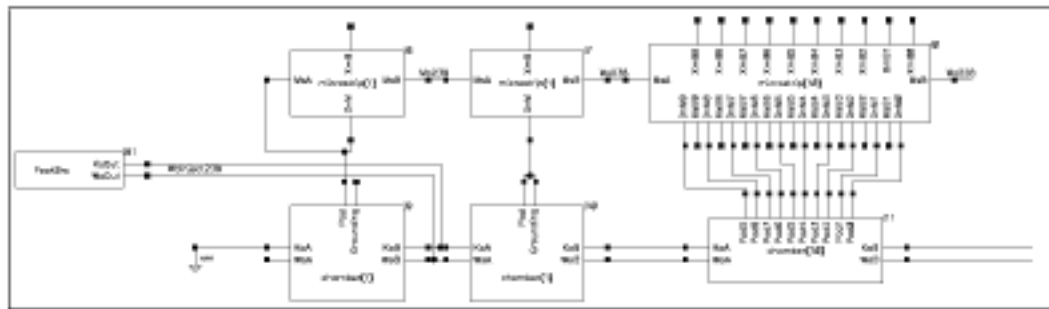


Abbildung 4.9.: Schaltplan einer CIP Lage mit einer Signalleitung: Ausschnitt der Signaleinkopplung.

draht (*WoB*). Die Direktkontakte des Microstrip-10er-Elements für die Signalleitung (*MsB1..8*) und die  $X_c$ -Anschlüsse (*XmB0..8*) sind hier unbenutzt.

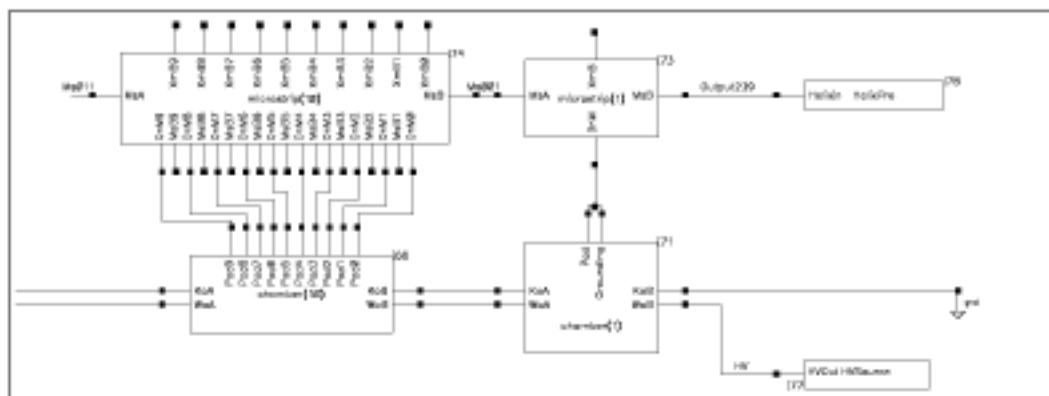


Abbildung 4.10.: Schaltplan einer CIP-Lage mit einer Signalleitung: Ausschnitt der Ausgangsseite.

### Schaltplan mit zwei Signalleitungen

Um abschätzen zu können, wieviel Crosstalk im schlimmsten Fall auftritt, wird das Übersprechen von Pad 239 auf Pad 238 untersucht (*worst case*), da die Leiterbahnen der beiden Pads 2m parallel laufen. Für die Schaltung bedeutet dies, daß eine Reihe zusätzlicher Signalleitungsblöcke eingeführt wird (Abb. 4.11).

Die Pads der Elemente 239 und 238 sind nun jeweils an eine Signalleitung der Microstrip angeschlossen und die Pins *XmB* und *MsB* verbunden. Über die im Makromodul definierte Kapazität  $C_{238}$  (vergleiche Abb. 4.6) wird das Übersprechen simuliert.

Links unten sind die zwei Signalquellen zu sehen, mit deren Hilfe es möglich ist, beide Pads zu stimulieren. Beim Kammerblock des zweiten Elements ist *Pad* ebenfalls nicht mit *Grounding* verbunden, sondern an den Start der zweiten Signalleitung

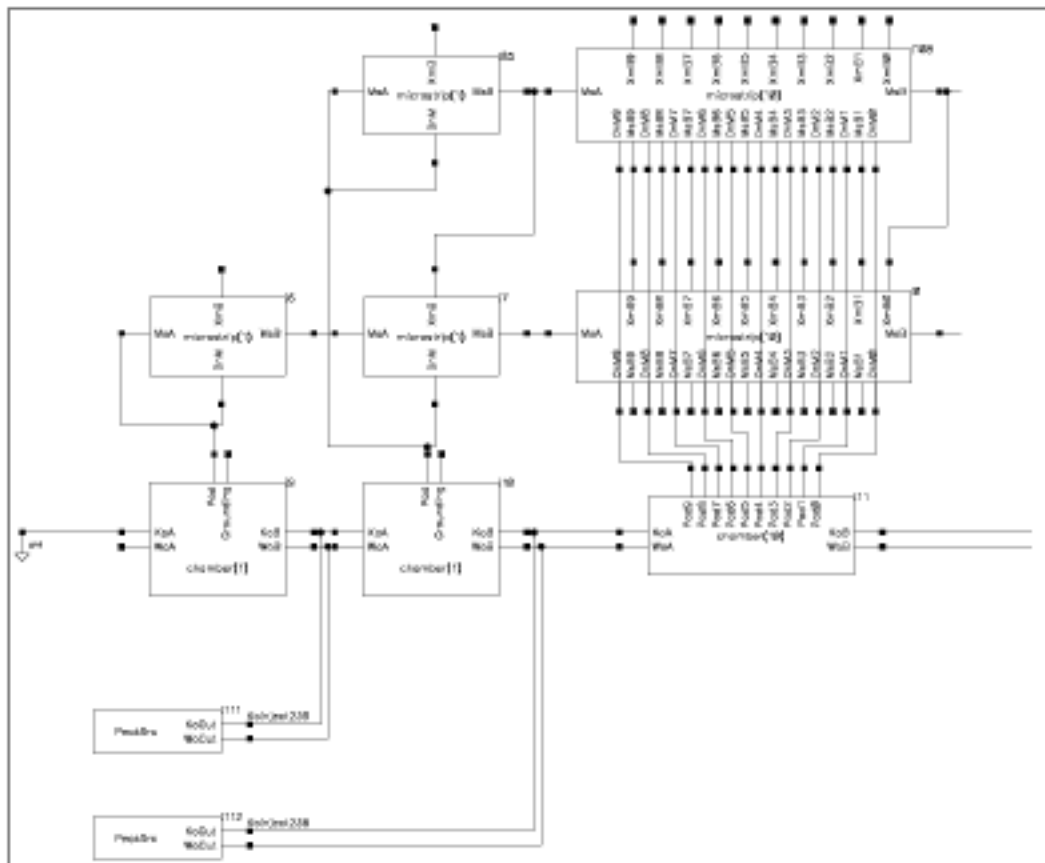


Abbildung 4.11.: Schaltplan einer CIP-Lage mit zwei Signalleitungen: Ausschnitt der Eingangsseite

angeschlossen. Die Kontakte *DnM* der beiden Signalleitungen sind mit dem Anschluß *Pad* des Kammerblocks verbunden, da dieses Pad unter beiden Bahnen liegt.

### Schaltplan mit zwei Signalleitungen und Massebahn

Um das Übersprechen zwischen den Signalbahnen weiter zu verringern, entstand die Idee, zwischen zwei Signalleitungen eine zusätzliche Leitung einzufügen, die an der Seite geerdet wird. Ebenso wie beim Hinzufügen einer weiteren Signalleitung wird der Schaltplan um eine dritte Reihe von Microstrip-Blöcken ergänzt (Abb. 4.12).

#### 4.1.5. Simulationsprogramm und Tools

Die elektrische Simulation wurde mit *Cadence* vorgenommen, einem Programm, das am ASIC-Labor am Institut für Hochenergiephysik auf HP-Rechnern installiert ist. Die Schaltpläne wurden mit dem *schematic composer* unter Verwendung der *analogLib* erstellt. Diese Bibliothek enthält Symbole und Simulationsbeschreibungen für passive analoge Bauteile wie Widerstände und verschiedene programmierbare Spannungs- und Stromquellen.

Die eigentliche Simulation wurde mit dem *analog artist* und *spectreS* durchgeführt. Üblicherweise bestand diese aus einer *transient analysis* über einige hundert Nanosekunden. Als Rechengenauigkeit wurde die Voreinstellung *conservative* benutzt. Dies bedeutet eine absolute Genauigkeit von  $10^{-12}$  in der Berechnung der Ströme, von absolut  $10^{-6}$  bei der Berechnung der Spannungen und einer relativen Genauigkeit von  $100 \cdot 10^{-6}$ .

Die Anpassung der Zeitabstände, in denen der nächste Schritt simuliert wurde, konnte dem Programm überlassen werden, welches diese dynamisch ermittelte. Bei stärkeren Veränderungen wurden die sogenannten *ticks* automatisch verkleinert.

Der Schaltplan mit zwei Signalleitungen und der Schutzmasse besteht aus ungefähr 8000 Passivbauteilen und erfordert eine Simulationszeit (Rechenzeit) von mindestens einer halben Stunde, wenn der verwendete Rechner nicht anderweitig parallel mitbenutzt wird. Im normalen Tagesbetrieb betrug die benötigte Zeit oft bis zu  $1\frac{1}{2}$  Stunden.

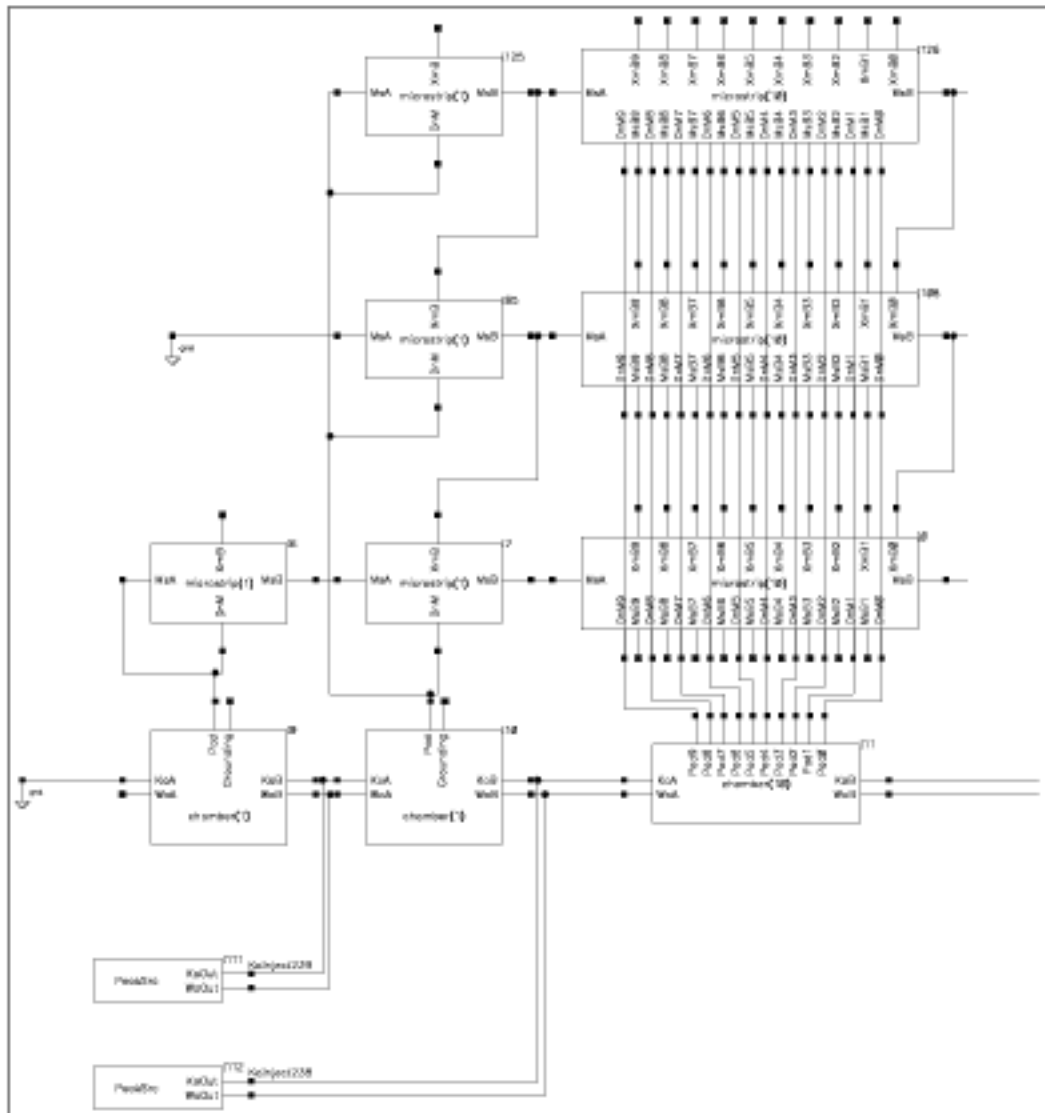


Abbildung 4.12.: Schaltplan mit zwei Signalleitungen und einer dazwischenliegenden, geerdeten Schutzbahn.

Material	spez. Durchgangswiderstand $\rho$
Aluminium	$0,0286 \cdot 10^{-6} \Omega\text{m}$
Kupfer	$0,0178 \cdot 10^{-6} \Omega\text{m}$
Wolfram	$0,055 \cdot 10^{-6} \Omega\text{m}$
Kapton	$10^{14} \Omega\text{m}$
Mylar	$10^{16} \Omega\text{m}$

Tabelle 4.1.: Spezifische Durchgangswiderstände

Material	Oberflächenwiderstand $[\frac{\Omega}{\square}]$
Kapton	$10^{15}$
Mylar	$10^{16}$
Kohleschicht	$4 \cdot 10^5$

Tabelle 4.2.: Oberflächenwiderstände

Material	Dielektrizitätszahl
Kapton	$\sim 3,4$
Mylar	$\sim 2,8 - 3,3$
Rohacell	$\sim 1$

Tabelle 4.3.: Dielektrizitätszahlen

## 4.2. Parameterbestimmung der Glieder

### 4.2.1. Physikalische Daten der verwendeten Materialien

### 4.2.2. Näherungsweise Berechnung

#### Aluminiumabschirmung

Die INDUKTIVITÄT des Aluminiummantels wird als Kreis mit großem Halbmesser  $R = 15,105\text{m}$  groß gegen  $r$  berechnet. Allerdings ist der Mantel nicht rund, sondern besitzt einen quadratischen Querschnitt. Es können also zwei Extreme angesetzt werden, einmal die Dicke der Aluminiumschicht ( $r = 5\mu\text{m}$ ) und deren Breite ( $r = 9,125\text{mm}$ ). Zur Berechnung wird benutzt [Koh60]:

$$L = \mu_0 R \left[ \ln \frac{R}{r} + 0,33 \right] \quad (4.8)$$

Man erhält hier also  $L_{2,5\mu\text{m}} = 2,2\mu\text{H}$  und  $L_{4,563\text{mm}} = 0,7\mu\text{H}$ .

Der WIDERSTAND kann bei gegebener Geometrie für den gesamten Umfang berechnet werden (Stromfluß in  $z$ -Richtung) oder für ein  $\frac{1}{8}\phi$  Segment. Das Ergebnis ist  $R_{\text{voll}} = 55\mu\Omega$  und  $R_{\text{frac18}} = 439\mu\Omega$ . In diesen vergleichsweise geringen Werten liegt der Grund, warum in den Schaltbildern (Abb. 4.2 und 4.6) die Aluminiumschicht als Masse angesehen wird.



Die KAPAZITÄT der Aluminiumschicht gegen eine Leiterbahn durch die Rohacell-Schicht kann wie eine Freileitung gegen Erde (Aluminium) bestimmt werden. Als Radius kann man die halbe Breite des Streifens benutzen, weil das am ehesten dem wirklichen Feldverlauf entspricht [Koh60]:

$$C = \frac{2\pi\epsilon l}{\ln\left(\frac{2h}{r}\right)} \quad (4.9)$$

Man erhält hier also  $C = 140 \text{ fF}$ .

### Signalleitungen der Microstrip

Die INDUKTIVITÄT einer Leiterbahn, als gerader Draht angenommen, ergibt sich aus folgender Formel [Koh60]:

$$L = \mu \frac{l}{2\pi} \left[ \ln\left(\frac{2l}{r}\right) - 0.75 \right] \quad (4.10)$$

Hier kann man zwei Drahradien annehmen, nämlich die Breite des Streifens und seine Höhe (Abb. 4.13). Diese Berechnung liefert die Extreme, der wirkliche Wert sollte dazwischen liegen. Wie sich später in Kapitel 4.2.3 zeigen wird, ist dies jedoch *nicht* der Fall. Man erhält mit der Formel 4.10  $L_{2,5 \mu\text{m}} = 14,8 \text{ nH}$  und  $L_{80 \mu\text{m}} = 9,4 \text{ nH}$ .

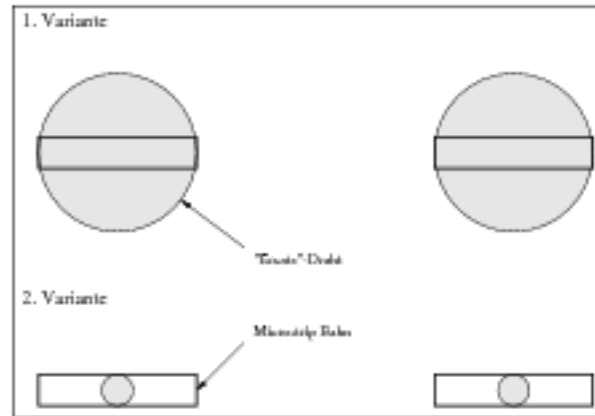


Abbildung 4.13.: Verschiedene denkbare Drahradien bei rechteckigen Leitern.

Der WIDERSTAND ist wieder, wie bei der Aluminiumabschirmung, einfach und eindeutig und ergibt sich für eine Länge von  $9,125 \text{ mm}$  zu  $R = 0,32 \Omega$ .

Die KAPAZITÄT zwischen zwei Bahnen ergibt sich aus der Formel für eine Doppelleitung mit einem Achsabstand  $a$  zwischen den Leitern. Strenggenommen muß dabei  $r \ll a \ll l$  gelten, was aber zwischen  $a$  und  $r$  nicht ganz gegeben ist. Man betrachtet als Radius für die Leiter entweder den halben Durchmesser ( $2,5 \mu\text{m}$ ), d.h. die sich gegenseitig zugewandten Seiten (Abb. 4.13 - Var. 2), oder aber die halbe Breite der

Leiter ( $50\ \mu\text{m}$ , Abb. 4.13 - Var. 1). Im ersten Fall erhält man für die Kapazität einen viel zu kleinen Wert, im zweiten Fall einen zu hohen. Die Formel für die Kapazität einer Doppelleitung lautet [Koh60]:

$$C = \frac{2\pi\epsilon l}{\ln\left(\frac{a}{r}\right)} \quad (4.11)$$

Das liefert  $C_{2,5\ \mu\text{m}} = 65\ \text{fF}$  und  $C_{50\ \mu\text{m}} = 277\ \text{fF}$ . Für konsistente Abschätzungen habe ich als Schätzwert 26%<sup>1</sup> der Differenz der beiden Werte vom größeren abgezogen. Die spätere Untersuchung zeigt, daß der so bestimmte Wert beim Vergleich mit einer vorliegenden Microstrip nur um 3% vom gemessenen abweicht.

Die KAPAZITÄT einer Microstripbahn gegen die Pads durch die Kaptonschicht kann zur Abschätzung wie eine Freileitung (Formel 4.9) gegen Erde berechnet werden. Die Formel ist aber nur gültig für eine  $50\ \mu\text{m}$  dicke Kaptonschicht und liefert  $C_{50\ \mu\text{m}} = 732\ \text{fF}$ . Eine andere Möglichkeit ist es, sie wie einen Plattenkondensator zu behandeln, die flache Seite der Microstripbahn definiert die Plattengröße. Man erhält so für unterschiedlich dicke Kaptonschichten:  $C_{25\ \mu\text{m}} = 323\ \text{fF}$  und  $C_{50\ \mu\text{m}} = 162\ \text{fF}$ .

### Kupferpads

Als weitere Vereinfachung wurden die Kupferpads wie ein normaler Leiter behandelt (Abb. 4.2), da ihr Widerstand in einem Element nur eine lokale Größe bildet.

Die KAPAZITÄT gegen die Kohleschicht durch das Kapton kann wie ein Plattenkondensator genähert werden (die Pads haben hier eine Breite von  $117,8\ \text{mm}$ ). Das Ergebnis ist  $C_{3,3} = 1,3\ \text{nF}$ . Die zweite Möglichkeit ist, die Pads wie einen *Schutzringkondensator* zu behandeln. Bei dieser Bauart befindet sich auf der einen Seite eine große Platte, auf der anderen eine kleinere, die von einer Ringplatte umschlossen ist. Dazwischen befindet sich ein möglichst schmaler Spalt. Die beiden oberen Platten werden auf das gleiche Potential gebracht und der äußere Ring dann abgekoppelt. Man vermeidet so die problematischen Randeffekte. Den Ring bilden in diesem Fall acht Pads, die um ein neuntes herumgruppiert sind. Die Kapazität eines solchen Kondensators berechnet sich nach [Koh60]:

$$C = \epsilon\pi \frac{(r + r')^2}{4a} \quad (4.12)$$

Hierbei ist  $r$  der Radius der kleinen Platte und  $r'$  der Radius der kleinen Platte plus Spaltbreite. Rechnet man die rechteckige Fläche des Pads in eine äquivalente Kreisscheibe um, erhält man für sie einen Radius von  $r = 18,5\ \text{mm}$  und  $r' = 19,5\ \text{mm}$  für den schlimmsten Fall, also wenn der Spalt zwischen den Pads  $1\ \text{mm}$  groß werden sollte. Das Ergebnis ist  $C_{3,3} = 1,3\ \text{nF}$ . Diese neue Betrachtung liefert demnach keine neuen Erkenntnisse.

<sup>1</sup>Dieser „unrunde“ Prozentwert entstand dadurch, daß ich zuerst die Kapazität mit einem „runden“ Wert geschätzt und dann die Berechnungsvorschrift aufgestellt habe.

### Kohleschicht

Der WIDERSTAND der Kohleschicht auf einem Sektor (117,8 mm breit und 9,125 mm lang) ergibt sich zu  $R = 31 \text{ k}\Omega$ . Das ist der Widerstand eines Segments in  $z$ -Richtung, also entlang der 9,125 mm.

Die KAPAZITÄT der Kohleschicht gegen den oder die Wolframdrähte kann nun auf drei verschiedene Arten gesehen werden: einmal wie Fläche gegen Fläche, also ein Plattenkondensator zwischen Kohle und Drähten mit  $C = 3,1 \text{ pF}$  für ein Segment. Oder wie zunächst ein Draht gegen die Kohlefläche (berechnet wie eine Freileitung nach Formel 4.9) mit  $C_{\text{einzel}} = 82 \text{ fF}$ . Da sich 56 Drähte im Segment befinden, ist  $C_{56\text{Stk.}} = 4,6 \text{ pF}$ . Die letzte Möglichkeit, die Kapazität auszurechnen, ist, den Teil der Kammer als Plattenkondensator mit der Gesamtfläche der Drähte mit  $C = 38 \text{ fF}$  zu betrachten. Das korrekte Ergebnis liegt höchstwahrscheinlich im Bereich von 3,1 pF, da die Abstände der Drähte zueinander kleiner sind als der Abstand zur Kohleschicht.

### Wolframdraht

Die INDUKTIVITÄT eines Einzeldrahtes nach Formel 4.10 ergibt  $L = 11,9 \text{ nH}$ . Der WIDERSTAND eines Drahtes beträgt  $R = 1 \Omega$ .

### 4.2.3. Korrekturen der Näherungen

Zur Überprüfung der Umsetzung und der verwendeten Näherungen wurde eine Simulation einer vorhandenen Microstrip durchgeführt. Diese hatte nicht die für den Detektor geplante Geometrie, daher wurden alle Parameter mit den im Kapitel 4.2.2 angegebenen Verfahren berechnet.

Schon die ersten Untersuchungen zeigten eine zu lange Laufzeit der simulierten Signale. Um eine erste Abschätzung über die Größe des Problems zu erhalten, habe ich die Induktivität der Signalleitung  $L_s$  so lange verringert, bis die Laufzeiten übereinstimmten. Dies lieferte eine Leitungsinduktivität von 1,5 nH/Block (ein Block entspricht 9,125 mm), die damit deutlich unter den durch die Berechnung gesetzten Grenzen von 14,1 nH/Block bis 6,5 nH/Block liegt.

Diese einfachen Näherungen sind offensichtlich nicht in der Lage, die elektrischen Eigenschaften der Microstrips in ausreichender Genauigkeit zu beschreiben. Zur Ermittlung der benötigten Parameter müssen also genauere Formeln benutzt werden.

In den Bereichen der geplanten Stripline-Geometrie wie auch bei der für den Versuch vorliegenden Bahn eignen sich Formeln der *IEEE Proceedings* [BG77], die in den vorliegenden Fällen eine Genauigkeit von besser als 2% liefern (Formeln und Gültigkeitsbereiche siehe Anhang A).

Für die im ersten Versuch benutzte Stripline erhält man die folgenden charakteristischen Werte:  $\epsilon_{\text{eff}} = 2,62$ ,  $w_{\text{eff}} = 108 \mu\text{m}$ ,  $Z_{\text{eff}} = 53 \Omega$ ,  $t_{\text{delay}} = 5,4 \text{ ns/m}$ ,

$L_{strip} = 285 \text{ nH/m}$  und  $C_{strip} = 102 \text{ pF/m}$ .

Die Ergebnisse der Formeln für die hier vorhandene Microstrip decken sich innerhalb der Meßfehler mit den gemessenen Werten, nämlich eine Laufzeit von 2,5 ns für 45 cm und eine Induktivität von nur 1,46 nH/Block.

Diese Ergebnisse führen zu einer Korrektur der Kapazität  $C_k$  auf 0,85 pF statt 0,24 pF und der Induktivität  $L_s$  auf 2,4 nH statt 12,1 nH.

#### 4.2.4. Untersuchung der Gültigkeit

Für die Versuche, die zeigen sollten, ob die nun verfeinerten Parameterbestimmungen genau genug sind, stand ein 45 cm langes Stück Stripline aus Restbeständen der Universität zur Verfügung. Dieses hatte allerdings andere Abmessungen, als die Planung der CIP vorsah. Ich habe das Stück also vermessen und die Werte so berechnet, wie in Kapitel 4.2.2 mit den Korrekturen aus Kapitel 4.2.3 dargelegt.

Die Bahnen der vorliegenden Stripline hatten eine Breite von  $500 \mu\text{m}$ . Dazwischen befand sich ein Spalt (*gap*) von  $500 \mu\text{m}$  (das bedeutet einen *pitch* von 1 mm). Die Bahnen der Kupferauflage ( $7,5 \mu\text{m}$  dick) waren auf eine  $100 \mu\text{m}$  dicke Kaptonfolie aufgebracht.

Auf der Rückseite der Kaptonfolie existierte keine Masse. Dies erleichterte die Messung der Bahn-Bahn-Kapazität. Diese Schicht wurde später für die weiteren Messungen mit selbstklebender Aluminiumfolie hinzugefügt.

Zur Signaleinspeisung diente ein Pulser, der Rechteckimpulse mit  $U_{low} = 0 \text{ V}$  und  $U_{high} = 6 \text{ V}$  sowie mit einer Flankensteilheit von  $t_{raise} = 1 \text{ ns}$  lieferte. Jeder Puls war  $1 \mu\text{s}$  lang, das Signal hatte eine Periode von  $3 \mu\text{s}$ .

#### Messung der Bahn-Bahn-Kapazität

Der Impuls wurde über einen  $10 \text{ k}\Omega$  Widerstand in eine Bahn eingekoppelt. Die beiden benachbarten Bahnen lagen auf Masse. Für die Spannung des so entstandenen Kondensators gilt  $V = \frac{I \cdot t}{C}$ , bzw. (weil beim Start der Aufladung nur der Ladewiderstand den Strom bestimmt)  $V = \frac{V_0}{R} \cdot \frac{t}{C}$  am Anfang des Impulses. Aus der Steigung der Spannung am Kondensator über der Zeit läßt sich dann die Kapazität mit  $2C_{ss} = \frac{V_0}{R} \cdot \frac{t}{V}$  berechnen. Der Faktor zwei ist auf die Tatsache zurückzuführen, daß es sich hier um zwei benachbarte Bahnen handelt.

Die Messung ergab bei  $V_0 = 6 \text{ V}$  einen Anstieg von  $50 \text{ ns/V}$ , was einer Kapazität von  $C_{ss} = 15 \text{ pF}$  entspricht. Die Berechnung nach der Abschätzmethode in Kapitel 4.2.2 liefert Extremwerte von  $18 \text{ pF}$  und  $5 \text{ pF}$ . Mit der festgelegten Gewichtung sind  $14,6 \text{ pF}$  anzunehmen. Die Methode, diese Kapazität so abzuschätzen, liefert also gute Ergebnisse.

### Messung der Bahn-Masse-Kapazität

Zunächst wurde die selbstklebende Aluminiumfolie auf der Rückseite der Trägerfolie angebracht. Für die erste Messung wurden die Bahnen neben der zu untersuchenden auf Masse gelegt. Der gemessene Anstieg betrug  $136 \text{ ns/V}$ , was einer Kapazität von  $81,6 \text{ pF}$  entspricht. Nun befinden sich aber noch die beiden benachbarten Bahn-Bahn-Kapazitäten parallel zu der gesuchten Bahn-Masse-Kapazität (Abb. 4.14). Was gemessen wurde, war also  $C_{\text{mess}} = C_k + 2 \cdot C_{\text{xs}}$ . Zusammen mit der bereits gemessenen Bahn-Bahn-Kapazität  $C_{\text{xs}} = 15 \text{ pF}$  erhält man somit  $C_k = 51,6 \text{ pF}$  für die gesuchte Kapazität.

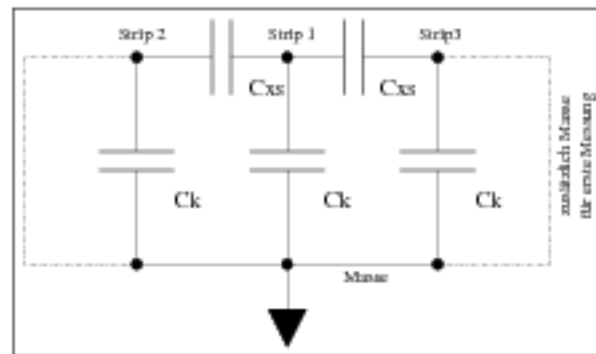


Abbildung 4.14.: Prinzipschaltung der Bahn-Umgebungs-Kapazitäten

Bei der zweiten Messung wurden die benachbarten Leiter von der Masse getrennt. Der Anstieg betrug dann  $136 \text{ ns/V}$ , daraus ergibt sich  $C_{\text{mess}} = 78 \text{ pF}$ . Parallel zur gesuchten Kapazität  $C_k$  befanden sich nun zwei Reihenschaltungen aus  $C_k$  und  $C_{\text{xs}}$ . Hier gilt  $C_{\text{mess}} = C_k + 2 \cdot \left( \frac{1}{C_k} + \frac{1}{C_{\text{xs}}} \right)^{-1}$ . Das Ergebnis für die Bahn-Masse-Kapazität nach diesem Verfahren ist  $C_k = 54,5 \text{ pF}$ .

Zusammengenommen kann als Ergebnis der Messung also  $C_k = 53,1 \text{ pF}$  angenommen werden. Eine Berechnung nach den Formeln der *IEEE Proceedings* (Anhang A) ergibt allerdings einen Wert von  $87 \text{ pF}$ . Diese Abweichung resultiert daraus, daß die nachträglich aufgebrachte Aluminiumklebefolie nicht perfekt sitzt. Außerdem besitzt die Klebschicht eine unbekanntes Dielektrizitätszahl und trägt zur Dicke des Trägermaterials bei.

### Simulation der Signale

Für die Simulation der vorliegenden Microstrip werden nur berechnete Parameter verwendet (trotz der Abweichungen zwischen Experiment und theoretischem Wert bei der Bahn-Masse-Kapazität  $C_k$ ), da die Abweichungen der Simulation vom Experiment festgestellt werden sollen.

Als Wellenwiderstand weisen die Formeln  $29 \Omega$  aus, also werden alle Bahnen mit diesem Widerstand abgeschlossen. Die Schaltung der Simulation ist in Abbildung

4.15 gezeigt. Auf der linken Seite befindet sich die Einkopplung des Signals über  $100\text{ pF}$  und  $100\ \Omega$  gegen Masse und rechts der  $29\ \Omega$  Abschlußwiderstand mit der Ersatzschaltung für die Meßspitze des Scopes ( $1\ \text{M}\Omega$  und  $20\ \text{pF}$ ). Alle Kapazitäten, die zwar in den Makroblöcken aber nicht in diesem Versuchsaufbau vorhanden sind (z.B.  $C_r$ ), werden auf Minimalwerte ( $0,0001\ \text{fF}$ ) gesetzt.

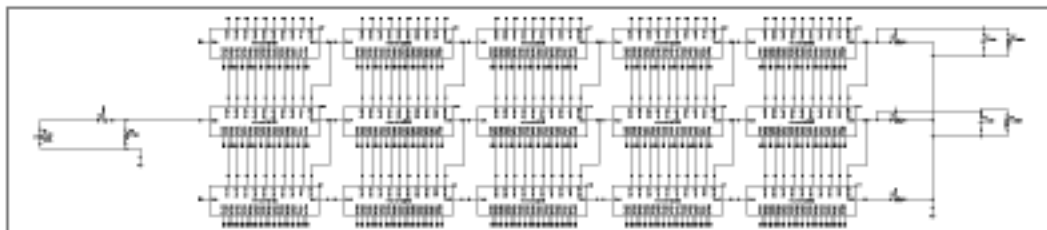


Abbildung 4.15.: Schaltung der „realen“ Microstrip

Das Signal des Pulsers wird über einen  $100\text{ pF}$  Kondensator in die Microstrip eingespeist. Ein  $100\ \Omega$  Widerstand zwischen Bahn und Masse sorgt für eine Zeitkonstante des Signals von  $10\ \text{ns}$ . Das Ausgangssignal der Microstrip (der Spannungsabfall am Abschlußwiderstand) steigt mit einer Verzögerung von  $2,5\ \text{ns}$  in  $5\ \text{ns}$  auf  $U_{max} = 1,6\ \text{V}$ . Die Anstiegszeit ist damit nur unwesentlich flacher als die am Eingang gemessene von  $4\ \text{ns}$ . Die Simulation lieferte hier  $U_{max} = 2\ \text{V}$  und  $t_{raise} = 4,1\ \text{ns}$ . Berechnete reale und simulierte Laufzeit des Signals sind mit  $2,5\ \text{ns}$  identisch.

Extrapoliert man die fallende Flanke zum Nulldurchgang hin, so liegt  $t_{fall}$  bei der Simulation bei  $4\ \text{ns}$  und im Experiment bei  $5\ \text{ns}$ . Bei beiden Signalen folgt dann ein weiteres Maximum vergleichbarer Amplitude (Simulation  $131\ \text{mV}$ , real  $100\ \text{mV}$ ), jedoch zeigt das reale Signal ein Überschwingen in den negativen Bereich, das beim simulierten Signal fehlt.

Auffallend ist beim experimentellen Signal eine deutliche Abflachung des Abfallens, was auf falsche Terminierung der Strip deutet. Ein Grund hierfür ist die abweichende Kapazität zwischen Bahn und Masse, da der Wellenwiderstand  $Z_{eff}$  für eine andere Kapazität berechnet ist.

Das Übersprechen ist bei der Simulation etwas stärker ( $U_{max} = 184\ \text{mV}$  im Gegensatz zu  $100\ \text{mV}$  bei der Messung), das Minimum fällt etwas schwächer ( $-83\ \text{mV}$  zu  $-100\ \text{mV}$  bei der Messung) aus. Die zeitliche Abfolge ist jedoch identisch. In Abbildung 4.16 sieht man die simulierten Signale für den Eingang in die Microstrip (bei  $t = 0\ \text{s}$ ), den Ausgang (starker Puls) und den *crosstalk*  $X_t$  (kleiner Puls).

### Vergleich Simulation und Experiment

In der Abbildung 4.17 im Plot des Oszilloscopes ist der Ausgang des Pulsers, d.h. der Eingang der Signalleitung zu sehen.

Eine Detailaufnahme der steigenden Flanke (Abb. 4.18) zeigt, daß die auf dem Puler angegebene Anstiegszeit von  $1\ \text{ns}$  in der Realität nicht erreicht wird. Daher

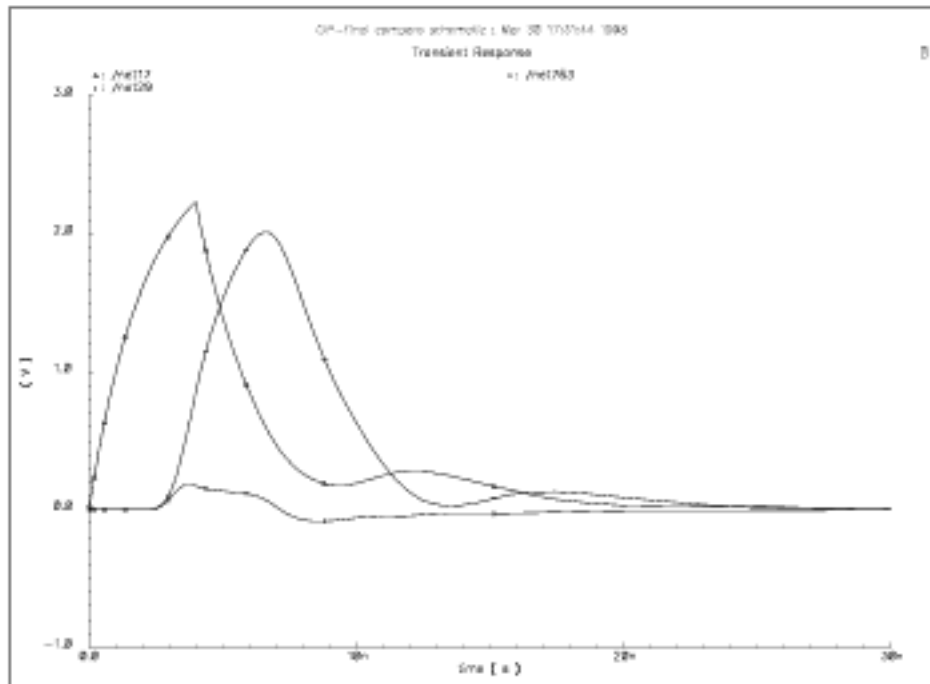


Abbildung 4.16.: Simulierte Signale der Microstip

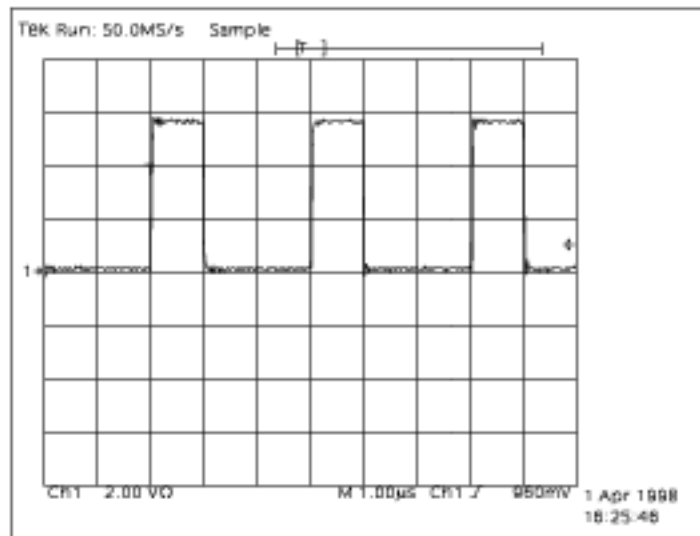


Abbildung 4.17.: Signale des Pulsers beim ersten Vergleich

wurde auch die Flankensteilheit der Simulations-Spannungsquelle entsprechend angepaßt.

Das Resultat der Messung ist jedoch kritisch zu betrachten. Das zeitliche Verhalten stimmt mit der Simulation sehr gut überein, aber die Pulshöhe variiert stark. Zum Teil schwankt sogar die Signalform erheblich. Das analoge Scope, mit dem die

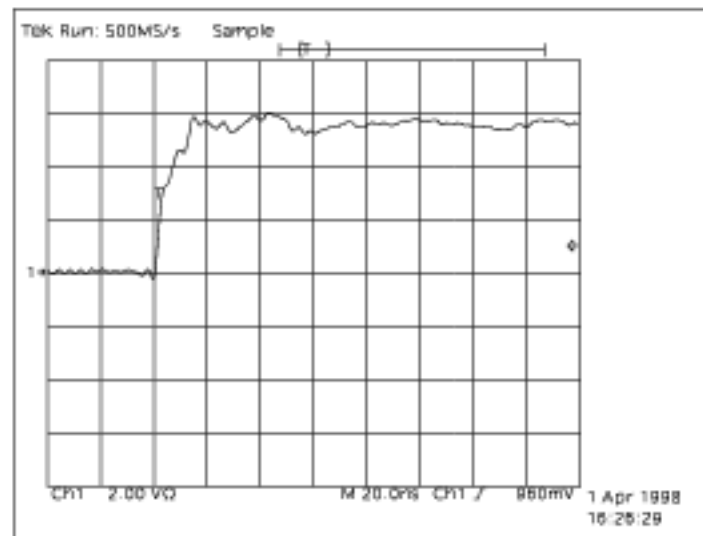


Abbildung 4.18.: Steigende Flanke des Pulssignals beim ersten Vergleich

ersten Messungen entstanden, mittelte die Ergebnisse, so daß der Eindruck eines relativ stabilen Signals entstand, welches nur durch Annähern an den Aufbau oder Bewegen von Kabeln verändert wurde.

Das Triggern in Einzelschritten beim modernen Digitalscope zeigte jedoch die Schwankungen. Vor allem scheint der Tastkopf dieses Gerätes mit aktivem FET-Verstärker, der eine deutlich niedrigere Kapazität aufweist ( $< 2 \text{ pF}$ ), das Ergebnis zu beeinflussen. Das Unterschwingen des Signals trat in dieser Konfiguration nicht mehr auf. Das Signal zeigte hier zum Teil erhebliche Veränderungen zwischen zwei getriggerten Ereignissen.

In der Abbildung 4.19 ist oben der Puls am Eingang der Microstrip und unten der Ausgang gezeigt. In diesem Fall zeigt sich ein recht schwaches Signal mit deutlicher Reflexion. Laufzeit und Anstiegszeit stimmen hier mit der Simulation überein.

Ein zweiter Plot (Abb. 4.20) zeigt, in welchen weiten Grenzen das Resultat variieren kann. Es wurde bei unveränderten Bedingungen aufgenommen.

Bei der  $X_T$ -Messung treten die gleichen Probleme auf. Man sieht trotzdem, daß das Übersprech-Signal das differenzierte Originalsignal ist. Das Zeitverhalten (Flankensteilheit) stimmt nicht mit der Simulation überein. Aber auch die in der Messung zu beobachtenden starken Schwingungen traten hier nicht auf. Bei der notwendigen Verstärkung der schwachen Signale spielen auch Einstreuungen eine große Rolle. Allerdings decken sich die gemessenen Peakhöhen mit denen der Simulation, ein quantitatives Abschätzen der Stärke des Übersprechens ist somit möglich. In Abbildung 4.21 sieht man ein relativ sauberes Signal.

Die zweite Abbildung 4.22 zeigt ein stark deformiertes, asymmetrisches Signal, welches eher der steiler ansteigenden und flacher abfallenden Flanke des Hauptsignals entspricht.



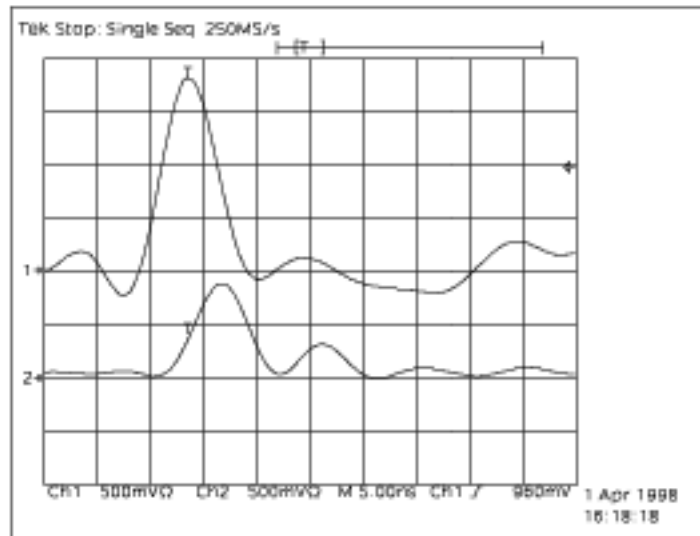


Abbildung 4.19.: Ein- und Ausgangssignal der Vergleichs-Microstrip (Version 1)

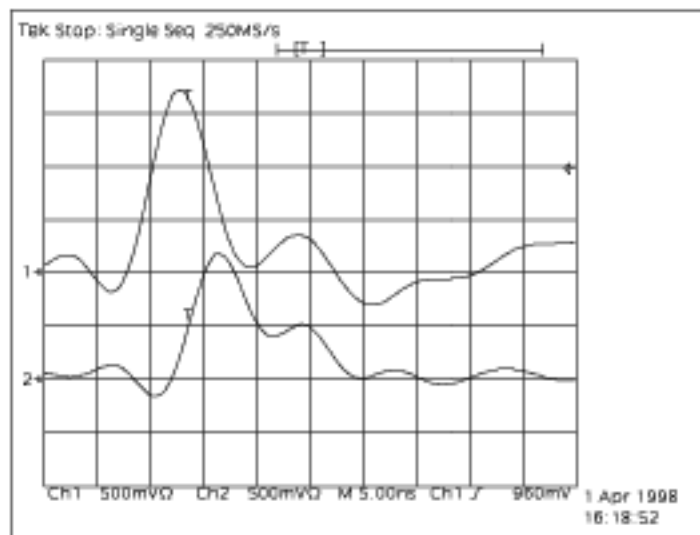


Abbildung 4.20.: Ein- und Ausgangssignal der Vergleichs-Microstrip (Version 2)

### 4.2.5. Ergebnis der Untersuchung

Das Experiment zeigte, daß die Induktivität der Bahnen nicht wie in Kapitel 4.2.2 dargelegt einfach abgeschätzt werden kann, sondern erst mit den Näherungsformeln aus den *IEEE Proceedings* in Anhang A korrekt beschrieben wird.

Die Unterschiede zwischen Messung und Simulation lassen sich zum Teil auf die nicht gerade ideale Konstruktion der Masseschicht zurückführen. Hinzu kommt, daß die Ablesung des alten Oszilloskops nur eine sehr begrenzte Genauigkeit erlaubte.

Es zeigte sich auch, daß der Meßaufbau extrem empfindlich auf äußere Einflüsse

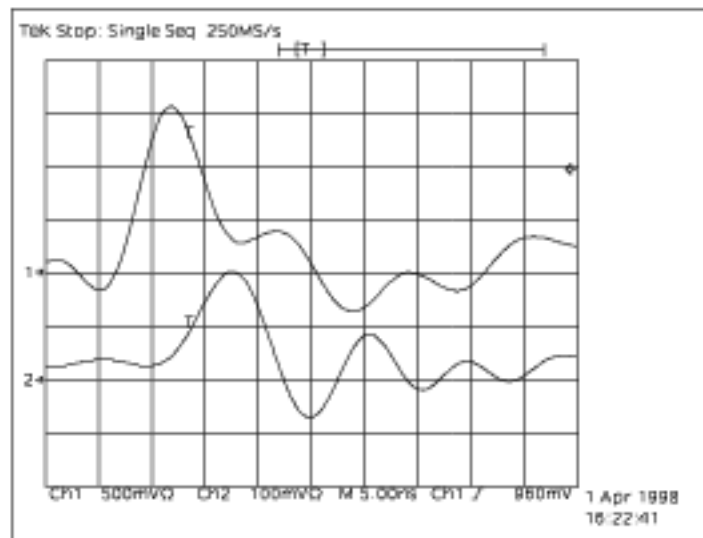


Abbildung 4.21.:  $X_1$ -Signal der realen Strip (Version 1)

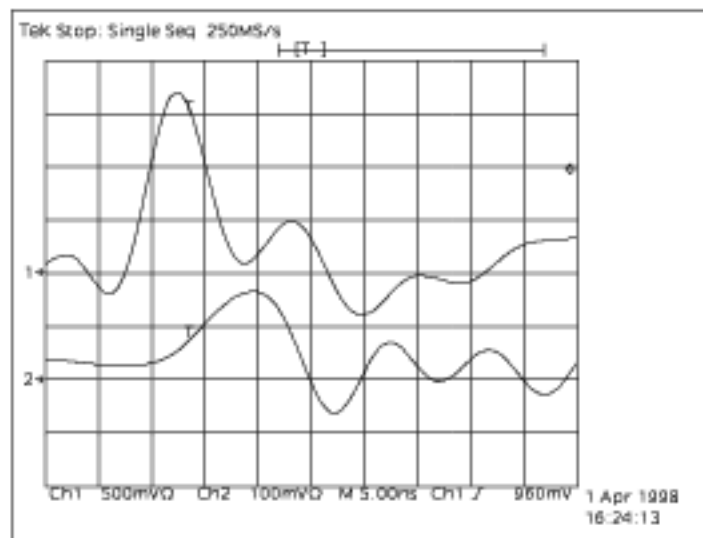


Abbildung 4.22.:  $X_1$ -Signal der realen Strip (Version 2)

reagiert, z.B. darauf, wie die Kabel des Meßkopfes verlaufen. Trotz einiger Unterschiede zur Messung liefert die Simulation gute Ergebnisse, da sie, was das Signal angeht, nah an der Realität liegt und der *crossstalk* richtig beschrieben wird.

Wichtig war in diesem Zusammenhang auch die Bestätigung der Formeln von *IEEE* (Anhang A), die alle Parameter korrekt ausgaben.

### 4.3. Verwendete Parameter

Nach der Korrektur der Parameterabschätzung und Kontrolle der Gültigkeit konnten nun die endgültigen Werte der passiven Bauteile der CIP-Simulation festgelegt werden.

Bezogen auf die Schaltpläne in den Abbildungen 4.2 und 4.6 zeigt die Tabelle 4.4 die Ergebnisse der Berechnungen, mit deren Hilfe nun die verschiedenen Simulationen durchgeführt wurden:

Wert	Größe/Block	Auftreten
$C_r$	0,1 pF	äußere Abschirmung gegen Signalbahn durch Rohacell
$R_s$	0,32 $\Omega$	Widerstand einer Signalbahn
$L_s$	2,4 nH	Induktivität einer Signalbahn
$C_k$	0,85 pF	Bahn gegen die innere Abschirmung durch Kapton/Rohacell
$C_{mr}$	4,8 pF	innere Abschirmung gegen Pad
$C_m$	1,2 nF	Pad gegen Kohleschicht durch Kapton
$R_k$	31 k $\Omega$	Widerstand der Kohleschicht
$C_g$	3,1 pF	Wolframdraht gegen Kohle bzw. innerste Abschirmung
$R_w$	18 m $\Omega$	Widerstand von 56 Wolframdrähten parallel im Sektor
$L_w$	213 pH	Induktivität von 56 parallelen Wolframdrähten
$C_{zs}$	0,2 pF	Bahn-Bahn-Kapazität für $X_T$

**Tabelle 4.4.:** Für die Simulation der CIP verwendete Parameter.

# 5. Optimierung der Stripline-Geometrie

## 5.1. Simulation der Signale

Bei allen nun folgenden Simulationen handelt es sich um *worst case* Betrachtungen, d.h. der ungünstigste Fall der jeweiligen Geometrie wird untersucht. Das bedeutet für die Signale, daß der Impuls an Pad 239 eingekoppelt wird und so die gesamten zwei Meter der Kammer zurücklegen muß. Das Übersprechen wird an Pad 238 untersucht, dessen Signalleitung über die zwei Meter parallel zu der von Pad 239 liegt.

Das Eingangssignal ist ein Strompuls, der zwischen Kohleschicht und Wolframdraht injiziert wird. Es startet 10 ns nach dem Simulationsstart, steigt linear in  $t_{\text{raise}} = 2 \text{ ns}$  auf den Maximalstrom  $I_{\text{max}} = 2,7 \mu\text{A}$  und fällt, ebenfalls linear, in  $t_{\text{fall}} = 10 \text{ ns}$  auf null ab. Über die Zeit integriert liefert dieses Signal eine Ladung von  $10^5$  Elektronen (16,4 fAs), was der Annahme von 20 Primärelektronen und einer Gasverstärkung von  $10^4$  entspricht, wobei nur die Hälfte der Elektronen zur Kohleschicht hin wirksam wird.

Die Signalleitungen sind in diesen Simulationen an der Ausgangsseite (beim CIPix) mit dem nach den *IEEE*-Formeln (Anhang A) berechneten Wellenwiderstand abgeschlossen. Für die Parameter bedeutet dies, daß  $R_p = Z_{\text{eff}}$  und  $C_p = 0,0001 \text{ fF}$  ist. Als Ausgangssignale dienen die an den Anschlußwiderständen  $R_p$  abfallenden Spannungen.

### 5.1.1. Einfache Stripline

Als erstes wird die Kammer mit einem Aufbau untersucht, der der ersten Planung entspricht. Das bedeutet, daß eine einfache Stripline (Kupferbahnen auf einer  $50 \mu\text{m}$  dicken Kaptonfolie, keine Masse auf der anderen Folienseite) verwendet wird, die direkt auf den Pads liegt. Die Näherungsformeln in Anhang A erlauben die Berechnung der Parameter, wenn die 1 mm über den Bahnen liegende äußere Abschirmung als Masse benutzt wird. Das Trägermaterial der Stripline ist dann das Rohacell mit  $\epsilon_r = 1$ . Der Quotient  $w/h = 0,1$  liegt in diesem Fall allerdings an der äußersten Grenze des für die angegebene Genauigkeit erlaubten Bereichs.

Die Berechnungen zeigen, daß die Kapazität einer Einheit der Bahn gegen die äußere Abschirmung mit  $C_v = 0,1 \text{ pF}$  korrekt abgeschätzt ist. Die Induktivität liegt in dieser Konfiguration bei  $L_s = 7,1 \text{ nH}$  für einen Block (9,125 mm). Für die Simulation wird der in Kapitel 4.1.4 beschriebene Schaltplan (Abb.4.11) mit zwei Signalleitungen benutzt.

Der Wellenwiderstand der berechneten Leitung liegt bei  $Z_{eff} = 256 \Omega$ . Dieser Wert wird auch als Abschlußwiderstand  $R_p$  verwendet. Außerdem geben die Formeln eine Phasengeschwindigkeit (*propagation delay*) von  $t_{prop} = 3,3 \text{ ns/m}$  an. Dies würde bedeuten, daß sich die Pulse mit Lichtgeschwindigkeit durch den Aufbau bewegen, was nicht zu erwarten ist. Die in den Formeln nicht berücksichtigte Nebenbahn sowie die zusätzlichen Kapazitäten zum Inneren der Kammer werden das Signal in jedem Fall verlangsamen.

Das RLCG-Glied der Microstrip (Abb. 4.6) muß dahingehend angepaßt werden, daß der Masseanschluß *gnd* zwischen C2 und C3 ( $C_k$  und  $C_{mr}$ ) entfernt wird, da es hier keine Abschirmung zwischen den Pads und den Leitungen gibt. Außerdem wird  $C_{mr}$  überbrückt, da in dieser Planung keine Zwischenschicht vorgesehen war. So wirkt  $C_k$  allein als Kapazität zwischen Bahnen und Pads.

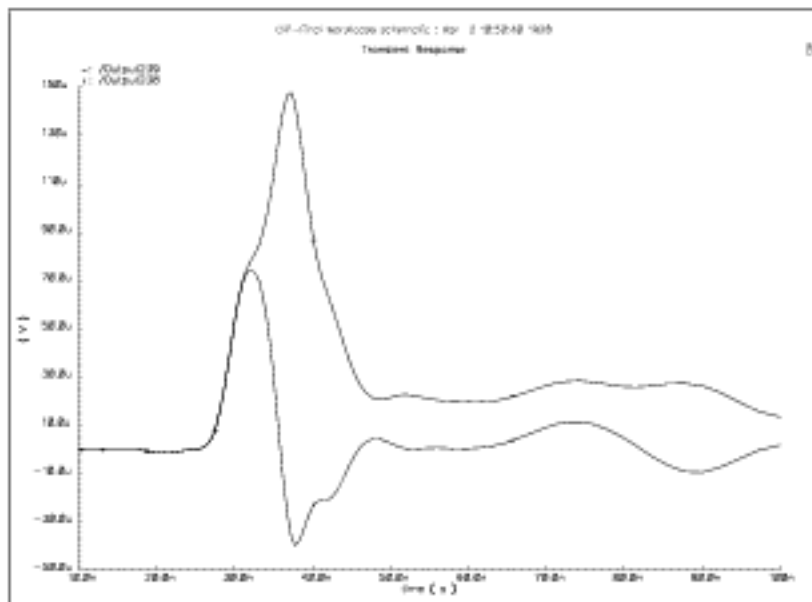


Abbildung 5.1.: Ausgangssignal und  $X_1$  bei einfacher Stripline

Das Ergebnis der Simulation (Abb. 5.1) zeigt, daß die Signallaufzeit mit 16,6 ns wie erwartet weit über dem theoretischen Wert von 6,6 ns liegt. Das zeigt deutlich, daß es sich bei der Kapazität gegen die äußere Abschirmung nicht um die hauptsächliche, das Signal bestimmende Komponente handelt. Diese wird vielmehr vom Rest der Kammer, d.h. den direkt ( $50 \mu\text{m}$ ) unter den Bahnen liegenden Pads, gebildet.

Die Anstiegszeit des Signals beträgt 10 ns und die Abfallzeit 12 ns. Um den

*crosstalk*  $X_t$  zu bestimmen, ist nicht die Amplitude, sondern das integrierte Signal zu benutzen, da auch der verwendete Vorverstärker im CIPix auf diese Weise arbeitet. Bei einer Integration über 50 ns (von  $t = 20$  ns bis 70 ns) beträgt der Anteil des übersprechenden Signals  $X_t = 13\%$  vom Hauptsignal. Der  $X_t$  setzt sich hier aus dem Übersprechen zwischen den beiden Bahnen und dem Übersprechen zwischen den Bahnabschnitten und den darunterliegenden Pads zusammen.

Man sieht in der Abbildung 5.1 deutlich, daß das  $X_t$ -Signal das differenzierte Hauptsignal ist. Auffallend bei der ansteigenden Flanke ist die deutliche Rückwirkung des  $X_t$ -Signals auf die Form des eigentlichen Signals. Offensichtlich findet hier eine starke Beeinflussung des Signals durch die Wechselwirkung mit dem Rest der Kammer statt.

Bei dem Hauptsignal vom stimulierten Pad 239 sieht man, daß die abfallende Flanke nicht auf null heruntergeht. Die Herkunft dieses Signalausläufers wird in den folgenden Simulationen noch deutlich (vor allem im Vergleich von 5.1.3 mit 5.2.2).

### 5.1.2. Einführung einer Masse-Backplane (Microstrip)

Um den *crosstalk* zu vermindern und um außerdem festzustellen, wie hoch der Anteil des Bahn-Bahn- $X_t$  ist, habe ich eine Massebahn auf der anderen Seite des Trägermaterials der Stripline angebracht. Als Schaltplan wird, wie bei der vorigen Simulation, der auf Seite 29 in Abbildung 4.11 gezeigte benutzt. Das RLCG-Glied der Bahn bedarf nun keiner Veränderung.

Unter der Masse der Leitung wird noch eine 0,5 mm dicke Rohacellschicht eingefügt, um einerseits die Abschirmung von des Pads zu isolieren und damit andererseits überhaupt erst eine Einkopplung des Signals in die Signalleitung zu ermöglichen. Die hohe Kapazität zwischen dem Pad und einer direkt aufliegenden Masseschicht würde für das schnelle Signal einen Kurzschluß darstellen, so daß dieses gar nicht erst in die Leitung eingekoppelt würde. Erste Simulationen ohne einen entsprechend niedrigeren Wert für  $C_{mr}$  (ohne die zusätzliche Rohacellschicht) bestätigten das.

Bei der Berechnung der charakteristischen Werte nach Anhang A kann nun die Masse der Microstrip und als Trägermaterial das Kapton benutzt werden. Die beiden Leitungen werden mit  $R_p = Z_{eff} = 53 \Omega$  abgeschlossen, die zu erwartende Signallaufzeit über die 2 m beträgt 10,8 ns.

Das Ergebnis in Abbildung 5.2 zeigt eine deutliche Verbesserung des Übersprechens. Integriert man hier über 50 ns, so erhält man ein Übersprechen von nur noch 7% des Hauptsignals. Das bedeutet, daß bei der letzten Simulation rund 6%  $X_t$  zwischen Pads und Bahn stattfanden, was in dieser Konfiguration eliminiert ist.

Die Anstiegszeit beträgt diesmal nur 5,3 ns, die Abfallzeit bleibt gegenüber der vorigen Simulation so gut wie unverändert bei 11,8 ns (hier wird die fallende Flanke des Hauptsignals benutzt und bis null extrapoliert). Die Signallaufzeit deckt sich diesmal mit  $t_{prop} = 10,7$  ns mit der theoretisch vorhergesagten. Auch Reflexionen der Signale sind nicht zu erkennen, was bedeutet, daß die Leitung auf der Ausgangsseite

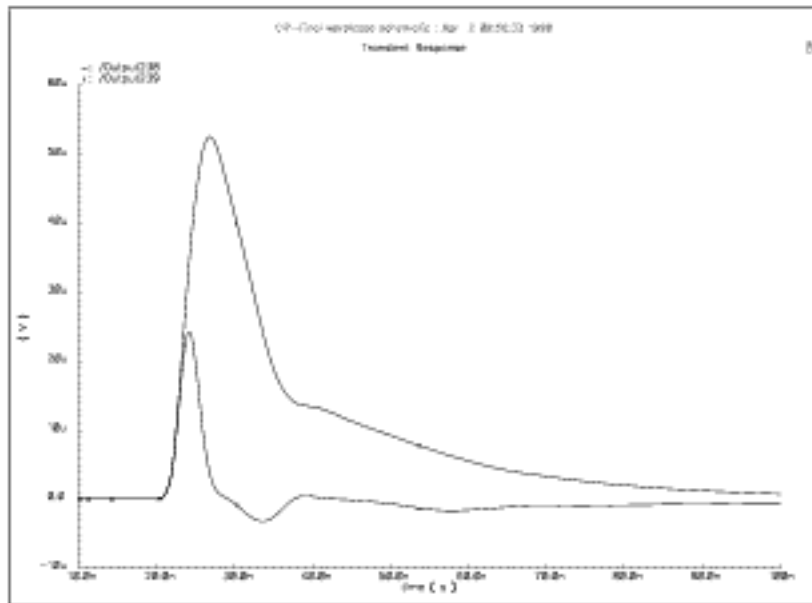


Abbildung 5.2.: Ausgangssignal und  $X_T$  bei Signalleitungen mit rückseitiger Masse

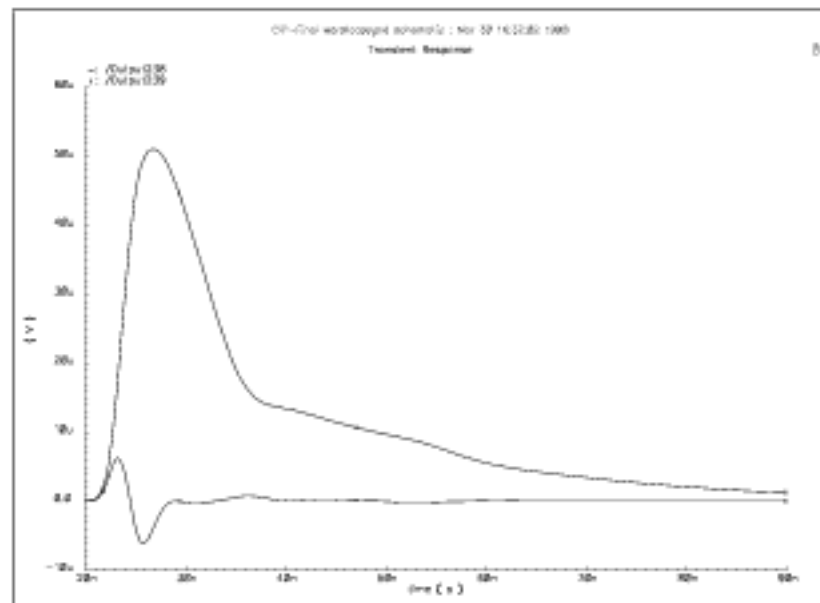
perfekt abgeschlossen ist. Eine Rückwirkung des  $X_T$  auf das Hauptsignal ist hier nicht zu erkennen.

### 5.1.3. Einführung von zusätzlichen Masse-Bahnen

Steht genügend Platz auf der Microstrip zur Verfügung, gibt es noch eine weitere Möglichkeit, das Übersprechen zu minimieren. So ist es sinnvoll, jede zweite Bahn der Microstrip auf Masse zu legen, d.h. auch nur jede zweite Bahn als Signalleitung zu benutzen. Erstens ist so der Abstand der Signalleitungen voneinander mehr als verdoppelt und zweitens bildet die geerdete Zwischenbahn (ich nenne sie im folgenden „Schutzbahn“) eine gewisse Abschirmung. Da diese Bahn trotzdem eine Leitung bleibt, wird sie mit den gleichen Schaltblöcken wie die Signalleitungen nachgebildet. Der einzige Unterschied besteht darin, daß sie statt einer Terminierung an Masse angeschlossen ist.

Die berechneten Werte für die Signalleitung verändern sich im Vergleich mit Kapitel 5.1.2 nicht, da die Formeln nur eine Bahn berücksichtigen. Der Abschlußwiderstand bleibt bei  $R_p = 53 \Omega$ .

Das Resultat in Abbildung 5.3 zeigt ein sehr kleines und vor allem kurzes  $X_T$ -Signal. Es ist so kurz, daß sein Ursprung nicht mehr das Hauptsignal sein kann, sondern nur noch das schnelle, direkt eingekoppelte Signal in Frage kommt. Relevantes Übersprechen findet also nur noch direkt in der Region der Einkoppelstelle bei den Pads statt. Während der Laufzeit des Signals durch die Microstrip passiert in dieser Konfiguration praktisch nichts mehr.



**Abbildung 5.3.:** Ausgangssignal und  $X_1$  bei Signalleitungen mit rückseitiger Masse und zwischenliegenden Schutzbahnen

Integriert man hier über 50 ns, so erhält man  $F_{Signal} = 735,2 \text{ fVs}$  und  $F_{X_1} = 2,1 \text{ fVs}$ . Da der Abschlußwiderstand bekannt ist ( $R_p = 53 \Omega$ ), bedeutet dies ein Übersprechen von nur noch 0,3%!

Darüberhinaus zeigt die Simulation, daß in diesen 50 ns zusammen 85% der injizierten Ladung, das sind 13,9 fAs von 16,4 fAs am Ausgang ankommen, wo sie dem CIPix zur Verfügung stehen. Integriert man über 90 ns sind dies sogar 97%.

Das Signal von Pad 239 besitzt ein Maximum von  $53 \mu\text{V}$ , und der Knick des Signalausläufers liegt relativ hoch bei  $14,8 \mu\text{V}$ . Das Signal benötigt so sehr viel Zeit, um auf null Volt zurückzugehen. 100 ns nach der Erzeugung des Impulses besteht theoretisch die Möglichkeit, daß ein neuer Puls entsteht (ein *bunch crossing* später). Dann liegen am Ausgangswiderstand immer noch  $0,5 \mu\text{V}$  an, was zu einem leichten *pile up* mit einem direkt folgenden Signal führt. Das Kapitel 5.2.2 zeigt im Zusammenhang mit der Untersuchung des Einflusses der Terminierung auf das Signal, daß man diesen Signalausläufer unterdrücken kann.

### 5.1.4. Signalausbreitung in der Simulation

In der optimierten Konfiguration mit einer „Schutzbahn“ zwischen und einer Abschirmung unter den Signalleitungen, werden nun die Signale und deren Fortpflanzung in der Kammer interessant.

Der Schaltplan bleibt der in 5.1.3 benutzte, alle nun folgenden Plots sind aufgetragene Spannungen gegen Masse (*gnd*) über der Zeit bei jedem 30. Block. Das heißt,



jedes der (zeitlich) nacheinander startenden, gezeigten Signale gibt den Spannungsverlauf 30 RLCG-Blöcke (das sind 30 Einheiten oder 30 Pads) weiter in Ausgangsrichtung auf den CIPix bzw. den Abschlußwiderstand hin an.

Die Abbildung 5.4 zeigt die Signalfortpflanzung durch die Signalleitung. Deutlich sieht man die Dämpfung des Signals von Einheit zu Einheit. Daß in diesem Fall mit einer optimalen Terminierung des Ausgangs gearbeitet wird, sieht man daran, daß der letzte Peak gleichmäßig gegenüber den vorigen gedämpft ist und die gleiche Signalform besitzt.

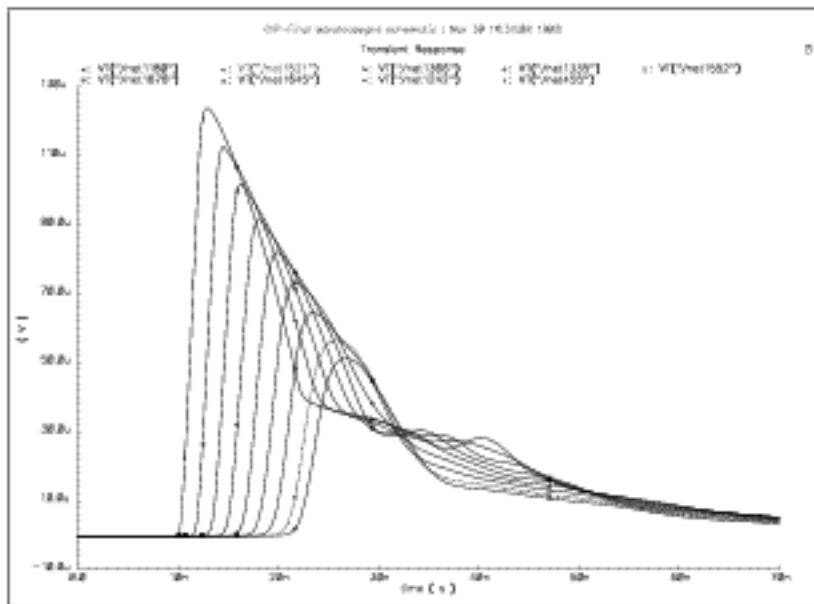


Abbildung 5.4.: Signalausbreitung in der Signalleitung in Schritten von 30 Pads

Auffallend ist auch, daß das Problem mit dem Signalausläufer bereits ganz am Anfang auftritt. Die Ursache hierfür ist also im Bereich der Einkopplung zu suchen.

Auf der hochohmigen Kohleschicht ist nur ein sehr schwaches Signal zu erwarten, da diese an beiden Seiten der Kammer geerdet ist (somit auch unmittelbar an der Einkoppelstelle bei Pad 239). Die Abbildung 5.5 zeigt die Ausbreitung durch die Kohleschicht. Die gegenphasigen Reflexionen durch den Kurzschluß auf Masse an den Enden sind gut zu sehen.

Die Abbildung 5.6 zeigt das Signal auf den Wolframdrähten, d.h. in diesem Fall (wegen der vorgenommenen Vereinfachung) das Gesamtsignal auf den Drähten in einem  $\frac{1}{8}\phi$ -Segment. Sollte ein Auslesen dieser Drähte gewünscht werden, müßten Überlegungen angestellt werden, wie eine Terminierung zur Verhinderung von Reflexionen an den Hochspannungsdrähten zu realisieren wäre.

In der Abbildung 5.7 sieht man auf den eingefügten Schutzbahnen Impulse mit Amplituden von bis zu 50% des Hauptsignals am Ausgang. Diese Signale würden beim Weglassen der Schutzbahnen zum *crosstalk* beitragen.

## 5. Optimierung der Stripline-Geometrie

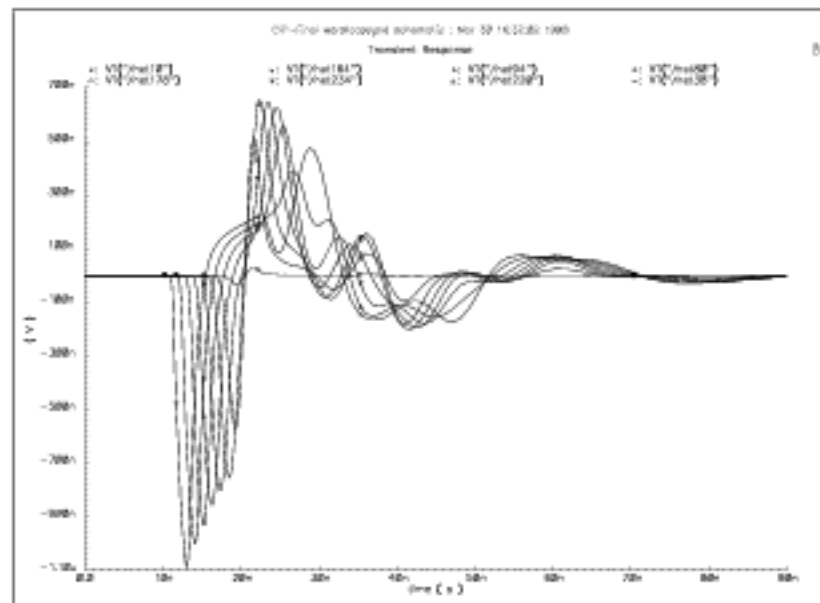


Abbildung 5.5.: Signalausbreitung in der Kohleschicht in Schritten von 30 Pads

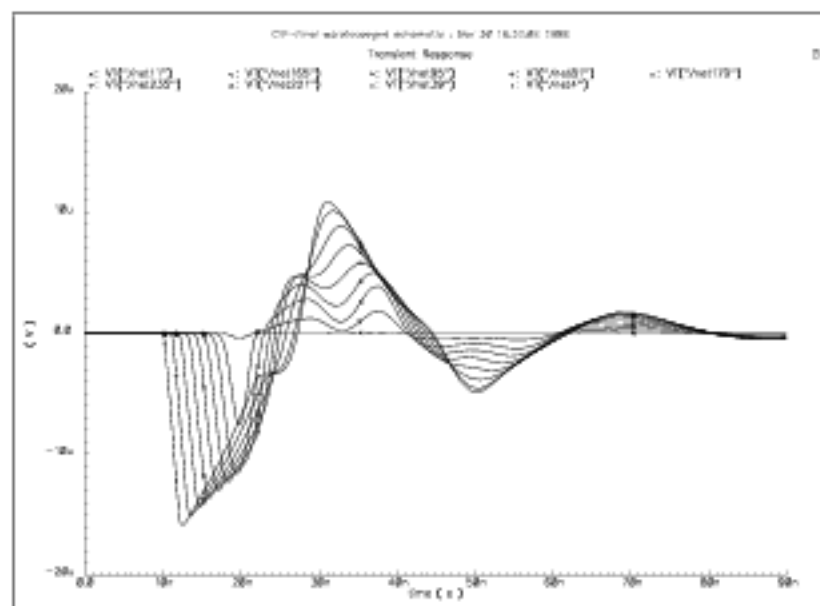


Abbildung 5.6.: Signalausbreitung in den Wolframdrähten in Schritten von 30 Pads

Daß die zusätzliche Masse unter den Leitungen diese wirkungsvoll von dem Rest der Kammer abschirmt, sieht man in Abbildung 5.8, die zeigt, was an den anderen Pads geschieht. Die Spannungen, die hier auftreten, bewegen sich zwischen  $-1\ \mu\text{V}$  und  $680\ \text{nV}$ , d.h. zu den unter den Leitungen liegenden Pads findet kein Übersprechen des über sie hinweggeführten Signals statt.

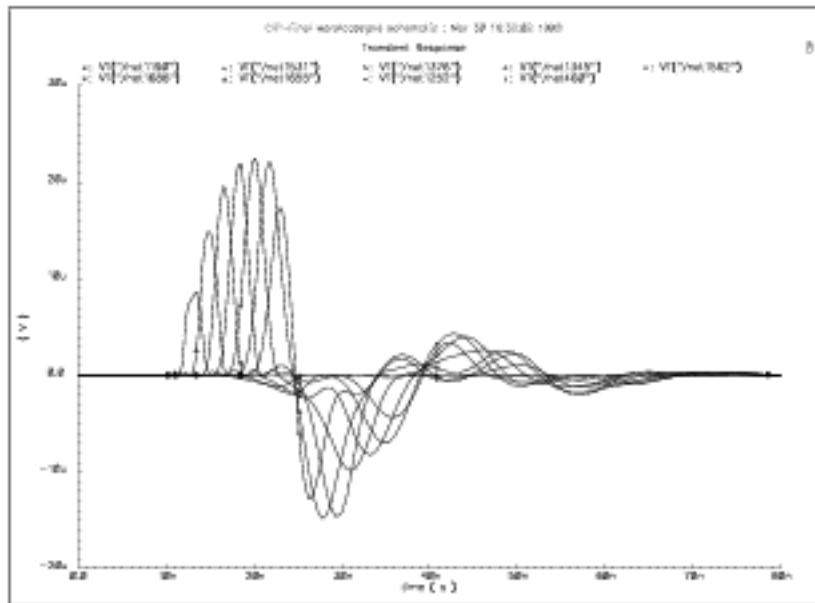


Abbildung 5.7.: Signalausbreitung in der geerdeten „Schutzbahn“ zwischen den Signalleitungen in Schritten von 30 Pads

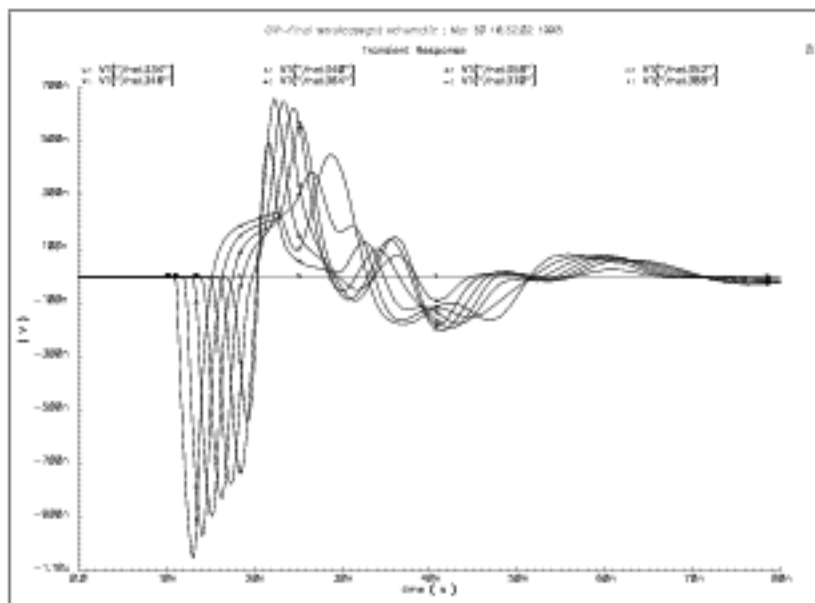


Abbildung 5.8.: Signale auf den nicht angeschlossenen Pads in Schritten von 30 Pads

## 5.2. Variationen der Terminierung

Bisher wurden alle Simulationen mit der bestmöglichen Terminierung auf der Ausgangsseite durchgeführt. Die nächste Frage nach der Minimierung des Übersprechens ist, wie kritisch diese Terminierung für den *crossstalk* ist und welche Auswirkungen

sie auf das Signal selbst hat.

### 5.2.1. Abweichung der Terminierung vom Wellenwiderstand

Die Formeln zur Berechnung der Microstrip (Anhang A) liefern einen Wellenwiderstand von  $Z_{eff} = 53 \Omega$ , mit dem die Leitungen auch terminiert wurden. Für die erste Simulation wird der Abschlußwiderstand um 20% auf  $42,4 \Omega$  verringert.

Das Ergebnis in Abbildung 5.9 zeigt, daß die Maximalspannungen des Signals und des  $X_T$ -Signals wie erwartet um den Faktor 1,2 abgeschwächt sind. Am Zeitverhalten der Signale hat sich nichts verändert. Der Hauptunterschied jedoch liegt im  $X_T$ -Signal. Integriert man hier über 50 ns, so erhält man einen stärkeren *crosstalk* von  $X_T = 0,4\%$ .

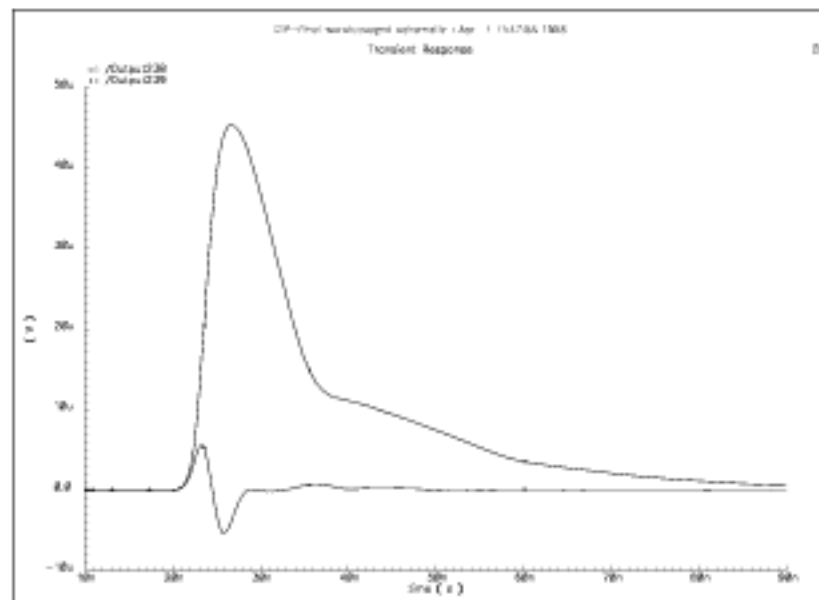


Abbildung 5.9.: Ausgangssignal und  $X_T$  bei 20% verringertem Widerstand der Terminierung (auf  $42,4 \Omega$ )

Bei einer Vergrößerung des Terminierungswiderstandes um 20% auf  $63,6 \Omega$  werden die Ausgangsspannungen größer (Abb. 5.10), und ebenso wie bei einer Verringerung des Widerstandes steigt der *crosstalk* von 0,3% bei einem optimalen Abschluß auf 0,4%.

Die Impedanz der Eingangsstufe des CIPix ist natürlich frequenzabhängig, liegt aber etwa im Bereich von  $1 \text{ k}\Omega$  [Str98]. Dieser Wert liegt sehr weit von der Impedanz der Microstrip entfernt, es treten also entsprechend massive Probleme auf. So zeigt der Plot 5.11 deutlich, welche Auswirkungen es hat, wenn man  $1 \text{ k}\Omega$  als Abschlußwiderstand der Leitungen benutzt. Eine Simulation über einen längeren Zeitraum (Abb. 5.12) beweist durch die Zeitkonstante des Abfallens, daß die langsame Abfall-

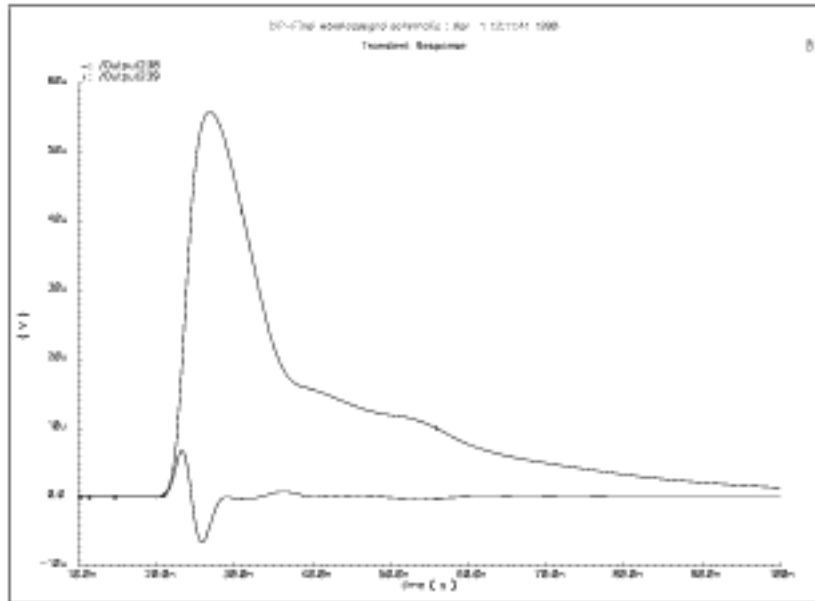


Abbildung 5.10.: Ausgangssignal und  $X_T$  bei 20% vergrößertem Widerstand der Terminierung (auf  $63,3 \Omega$ )

zeit des Signals aus einer Entladung der Gesamtkapazität ( $204 \text{ pF}$ ) der Leitung gegen Masse über einen  $1 \text{ k}\Omega$  Widerstand resultiert. Integriert man das Signal über  $50 \text{ ns}$ , so kommen in dieser Zeit nur  $2,2 \text{ fAs}$  von  $16,4 \text{ fAs}$  am Ausgang an, was gerade mal  $13\%$  sind.

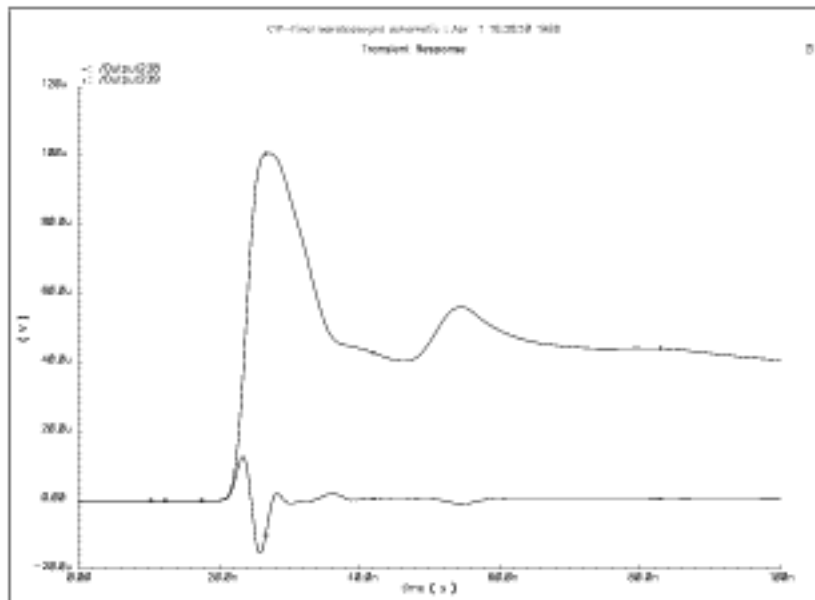


Abbildung 5.11.: Ausgangssignal und  $X_T$  bei Terminierung mit Vorverstärkerimpedanz ( $1 \text{ k}\Omega$ )

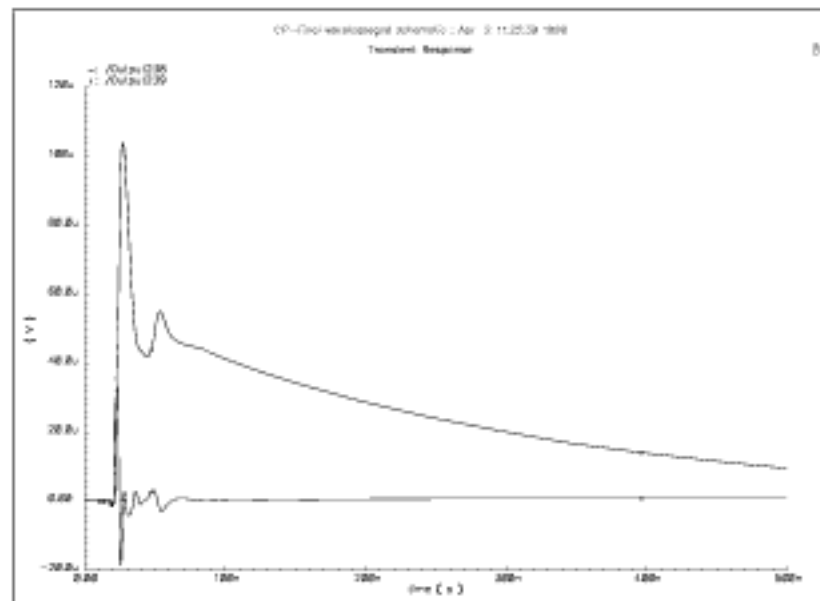


Abbildung 5.12.: Ausgangssignal und  $X_r$  bei Terminierung mit Vorverstärkerimpedanz ( $1\text{ k}\Omega$ ); lange Simulation

### 5.2.2. Beidseitige Terminierung

Anhand der Signalfortpflanzung entlang der Leitung in Abbildung 5.4 ist klar, daß die Ursache des langen Signalausläufers („Schwanz“) an der Einkoppelstelle zu suchen ist. Ein untersuchenswerter Lösungsansatz, um ein besseres Signal zu erhalten, ist, genauso wie bei LVDS-Leitungen (*low voltage differential signal*) oder einem SCSI-Bus eine beidseitige Terminierung der Leitung vorzunehmen.

Die Abbildung 5.13 zeigt die Auswirkungen einer solchen Vorgehensweise. An der Laufzeit und Flankensteilheit des Hauptsignals hat sich im Vergleich mit Abbildung 5.3 nichts geändert. Die Maximalspannung des Signals ist um den Faktor 2 niedriger, da an der Einkoppelstelle des Signals ein Spannungsteiler aus Abschlußwiderstand  $R = 53\ \Omega$  und Wellenwiderstand der Leitung mit dem gleichen Wert vorliegt.

Die Spannung an der Knickstelle jedoch, d.h. dort, wo die fallende Flanke in den sogenannten Signalausläufer übergeht, ist um den Faktor 6 heruntergegangen. Die Zeitkonstante der Entladung der Kapazitäten am Pad ist deutlich verringert. 50 ns nach dem Start des Ausgangssignals ist dieses wieder auf null zurückgekehrt. Integriert man über 50 ns, erhält man  $X_r = 0,3\%$ , wie bei der einseitigen Terminierung. Problematisch ist jedoch die verringerte Amplitude des Signals: In 50 ns kommen lediglich 28% der injizierten Ladung an.

In diesem Fall muß man sich zwischen einem schwachen, aber sauberen Signal und einem starken Signal, welches zu einem *pile up* von rund 1% führen kann, entscheiden. Eine wichtige Frage in diesem Zusammenhang ist die sogenannte *occupancy* der Pads, also wie hoch die Wahrscheinlichkeit ist, daß ein Pad unmittelbar beim nächsten

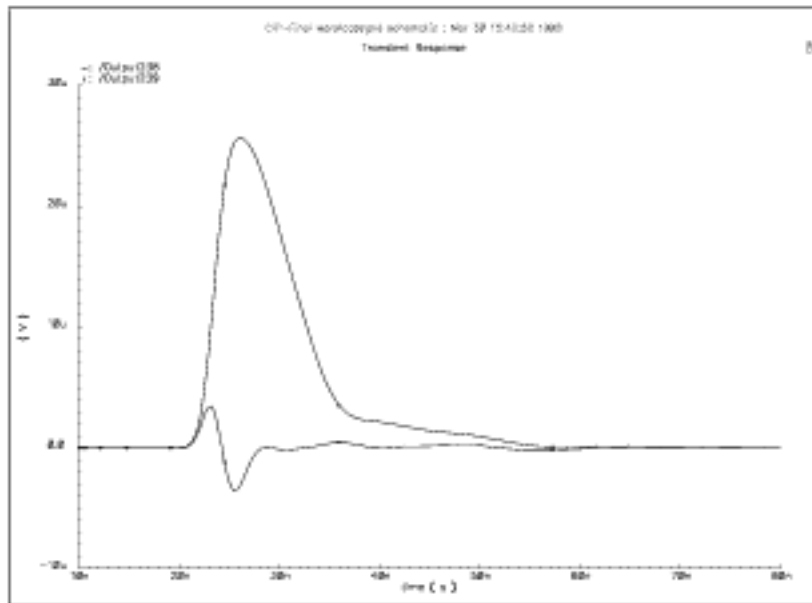


Abbildung 5.13.: Ausgangssignal und  $X_2$  bei beidseitiger Terminierung

*bunch-crossing* aktiviert wird. Aus den Daten der alten CIP ergibt sich, daß bei physikalischen Ereignissen im Schnitt 40 von 480 Pads aktiviert sind, ein *bunch crossing* daneben nur noch 4. Bei Untergrund sind es 60 aktivierte Pads und 15 im nächsten *bunch crossing* [Mül98]. Das bedeutet, daß mit einer *occupancy* von 13% zu rechnen ist, also der *pile up* geringe Chancen hat, das nächste Signal zu verfälschen. Der einzige Grund, der für eine solche beidseitige Terminierung spricht, ist der Wunsch nach einer möglichst niedrigen Schwelle des Diskriminators. Diese Schwelle müßte sonst entsprechend dem sich hinzuaddierenden Restsignal höher angesetzt werden.

### 5.3. Ergebnisse

Durch die oben beschriebenen Konstruktionsmaßnahmen an der Microstrip ist es möglich, den zu erwartenden *crossstalk* im ungünstigsten Fall von 13% bei der einfachen Konstruktion auf gerade mal noch 0,3% zu verringern. Außerdem ist zu sehen, daß selbst die Signale des am weitesten vom Verstärker entfernten Pads noch sauber mit steilen Flanken ankommen.

Reflexionen stellen kein Problem dar, und die Gesamtmenge der ankommenden Ladung von 97%, wenn über 90 ns integriert wird, ist praktisch nicht zu verbessern. Kurz gesagt: Die Signale laufen schnell und sauber dorthin, wo sie benötigt werden.

Eine zweiseitige Terminierung der Signalleitung scheint wegen der zu erwartenden *occupancy* nicht nur unnötig zu sein, sondern erschwert die Detektion durch das starke Abschwächen des Signals.

Nun, nachdem eine optimierte Geometrie mit guten Eigenschaften zur Verfügung steht, ist in einem nächsten Schritt eine realistischere Ausgangsbeschaltung zu untersuchen. Die ersten Simulationen mit der hohen zu erwartenden Impedanz des Vorverstärkereingangs des CIPix zeigten, daß hier noch Verbesserungen nötig sind, auf die ich im nächsten Kapitel eingehen werde.



## 6. Optimierung für den CIPix

### 6.1. Beschreibung des CIPix

#### 6.1.1. Funktionsweise und Komponenten

Der CIPix ist ein Chip im  $0,8\ \mu\text{m}$ -CMOS Prozeß von AMS, zur analogen Auslese der CIP-Signale. Die Eingangsstufen des CIPix basieren auf dem *frontend* des Helix128-2, der bei den MSGCs von HERA-B eingesetzt wird. Jeder der 64 Eingänge besitzt einen rauscharmen Vorverstärker, einen CR-RC Pulsformer und einen Komparator.

Der Vorverstärker ist ein Ladungsverstärker, der ein Ausgangssignal von  $50\ \text{mV}/10^5$  Elektronen liefert. Dieses Signal wird einem Pulsformer (*shaper*) zugeführt, der daraus einen semigaußförmigen Impuls mit einer *peak time* von 50..70 ns formt. Ein Komparator mit programmierbarer Schwelle entscheidet, ob ein Pad aktiviert wurde und liefert ein Logik-Signal. Alle Komparatorenausgänge werden in einen 4-fach-Multiplexer geführt, so daß am Ausgang 16 Digitalsignale zur Verfügung stehen.

Der interne *bias generator* gestattet die Programmierung der Steuerströme und -spannungen für Verstärker, Pulsformer und Komparator über einen  $I^2C$ -Bus. Über diesen Bus ist es auch möglich, den integrierten Temperatursensor auszulesen und den ebenfalls auf dem Chip befindlichen Testpulsgenerator zu programmieren.

Integriert ist außerdem ein einstellbares *clock phase delay*, mit dem Laufzeitunterschiede durch unterschiedlich lange Leitungen in z-Richtung ausgeglichen werden können, und eine PLL-Schaltung (*phase locked loop*) zur Erzeugung der 40 MHz für den Multiplexer.

Ausführlichere Beschreibungen über den CIPix finden sich in den Diplomarbeiten von Daniel Baumeister [Bau99] ( $I^2C$ -Bus, PLL) und Sven Löchner [Löc98b] (*preamp*, *shaper*). Weitere Informationen über den hier verwendeten differentiellen Komparator sind der Diplomarbeit von Boris Glass [Gla97] zu entnehmen.

Außerdem verfügt der Chip über einen analogen Ausgang, der über den  $I^2C$ -Bus auf einen der Eingänge programmiert werden kann. Zur Überprüfung von Verbindungen auf dem PCB sollen JTAG (*boundary scan*) Zellen integriert werden (Informationen zu JTAG nach IEEE-1149.1 Standart in [Tex98]).

### 6.1.2. Anforderung des CIPix an die Kammer

Bei der Zusammenführung der geplanten CIP mit dem CIPix treten zwei Probleme auf: erstens das Rauschen, das der Vorverstärker produziert, und zweitens die Eingangsimpedanz des CIPix.

Messungen im ASIC Labor [FR98] ergaben ein von der Lastkapazität am Eingang abhängiges Rauschen von  $400e^- + 40e^-/pF$ . Eine 2m lange Signalleitung der für die Signale optimierten CIP liefert eine Kapazität 204 pF. Das würde ein Rauschen von gerundet 9% der in den Simulationen injizierten Ladung bedeuten.

Simulationen des Vorverstärkers mit verschiedenen Lastkapazitäten am Eingang haben außerdem gezeigt, daß die Ausgangssignale mit steigender Kapazität schnell flach und zu langsam werden. Als maximal tolerierbarer Wert wurde 50 pF angegeben [FR98].

Das Problem der Fehlanpassung des CIPix an die Leitungsimpedanz tritt vor diesen Ergebnissen in den Hintergrund. Die Signale bewegen sich relativ schnell durch die CIP, so daß ein am CIPix-Eingang reflektiertes Signal nach spätestens 22 ns wieder dort ankommt. Simulationen der CIP haben gezeigt, daß auch bei einer massiven Fehlanpassung das Reflexionssignal höchstens zweimal am Ausgang auftritt. Maximal 55 ns nach der Aktivierung des Pads 239 (längste Signallaufzeit) laufen keine Signale mehr auf der Bahn.

## 6.2. Kapazitätsminimierung

Um den CIPix mit dem vom Helix übernommenen Vorverstärker an der CIP zu betreiben, muß die Lastkapazität drastisch gesenkt werden. Das Hauptaugenmerk gilt hier den Signalleitungen, die für den Hauptanteil der Lastkapazität verantwortlich sind. Es muß im folgenden also eine Fehlanpassung des CIPix-Vorverstärkers und eine für die Signalausbreitung nicht mehr optimale Konstruktion in Kauf genommen werden.

### 6.2.1. Veränderung der Konstruktion

Eine der Ursachen für die hohe Kapazität der Signalleitungen ist die Masseschicht auf der Unterseite der Trägerfolie. Diese wird, wie in Kapitel 5.1.2 beschrieben, für eine Abschirmung der Signalleitung vom Rest der Kammer benötigt, muß aber nicht zwingend direkt auf der Folie aufgebracht sein. Als Alternative kann man an Stelle der Microstrip eine Aluminiumfolie aufbringen, auf die eine Rohacellschicht als Abstandhalter geklebt wird, und erst darauf eine Stripline (ohne Masse) legen. Für die Einkopplung des Signals am Pad verändert sich dabei nichts, aber der Abstand Signalleitung zu Masse wird größer und die Kapazität damit kleiner.

Das zweite Problem betrifft die Kapazität zu den neben der Signalleitung liegenden „Schutzbahnen“ (siehe Simulationen in Kapitel 5.1.3). Wünschenswert ist hier

ein möglichst großer Abstand zwischen den einzelnen Bahnen. Die bisherige Planung nutzte die Breite eines  $\frac{1}{8}\phi$ -Segments schon voll aus. Die einzige Möglichkeit, hier mehr Platz zu schaffen, ist die Benutzung einer „doppelstöckigen“ Microstrip.

Da auch dort der Abstand zwischen Abschirmungen und Signalleitungen möglichst groß sein soll, bleibt nur eine Super-Sandwich-Konstruktion, die von innen nach außen folgendermaßen aufgebaut ist: Pads - Rohacell - Abschirmung - Rohacell - Stripline 1 - Rohacell - Abschirmung - Rohacell - Stripline 2 - Rohacell - äußere Abschirmung.

Dabei ist die äußere Stripline (1) für die Pads 239 bis 120 zuständig, die innere Stripline (2) für die Pads 119 bis 0, weil sonst ein Anschluß der Pads an die jeweilige Signalleitung nicht möglich ist.

Eine solche Konstruktion erlaubt es, mit der Hälfte der Bahnen auf jeder Microstrip auszukommen. Der Abstand zwischen zwei Leitungen kann so von  $150\ \mu\text{m}$  auf  $400\ \mu\text{m}$  (eine Bahn hat eine Breite von  $100\ \mu\text{m}$ ) vergrößert werden.

### 6.2.2. Feldsimulationen mit ACE

In einer solchen Geometrie sind die einzelnen Kapazitäten nicht mehr mit Hilfe von Näherungsformeln zu berechnen. Als Lösung für dieses Problem bietet sich die Durchführung einer Feldsimulation an. Da die Länge der Bahnen in  $z$ -Richtung groß gegenüber den anderen Abständen ist, genügt hier eine zweidimensionale Simulation. In diesem Fall wird die Konstruktion als unendlich lang in  $z$ -Richtung angenommen, und die Definition der Geometrie ist wesentlich einfacher.

Für die hier benötigten Feldsimulationen wird das Programm *ACE - ABB Common Platform for 2D Field Analysis and Simulation* der *ABB Corporate Research* in der Version 2.5 verwendet, welches sich der Finite-Elemente-Methode zur Simulation bedient.

#### Definition der Geometrie in ACE

In einem ersten Schritt wird die Geometrie des Problems ähnlich wie in einem CAD-Programm definiert. Wichtig ist, den eigentlich interessierenden Bereich in eine hinreichend große, definierte Umgebung einzubetten, die die Felder an den wichtigen Bereichen nicht verändert. Als Einheit wird hier  $\mu\text{m}$  benutzt. Wie man in Abbildung 6.1 sieht, ist die  $12\ \text{cm}$  breite Microstrip in eine zylindrische Umgebung mit einem Durchmesser von über  $25\ \text{cm}$  eingebettet.

Im Zentrum der Darstellung sind drei Bahnen definiert (Abb. 6.2), damit sowohl die Kapazität der einzelnen Leitungen gegen Masse als auch diejenige der Leitungen untereinander festgestellt werden kann. Mehr nebeneinanderliegende Bahnen zu definieren, ist in dieser Geometrie nicht möglich, da die Anzahl der Elemente für den *finite element solver* begrenzt ist und das aufgebaute Gitter sonst ungleichmäßig

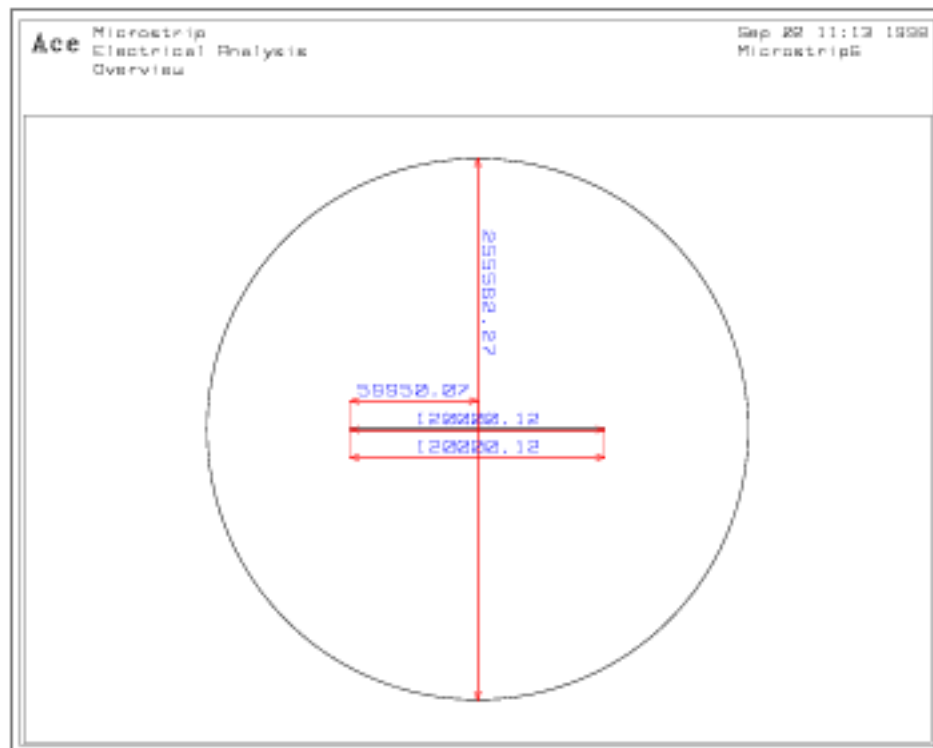


Abbildung 6.1.: Übersicht der Abmessungen der Microstrip für die Feldsimulation mit ACE

wird. Eine Simulation mit asymmetrischem Gitternetz liefert ungenaue und stark voneinander abweichende Ergebnisse.

### Bestimmung der Kapazitäten mit ACE

Die Kapazitäten werden in ACE statisch bestimmt. Die entsprechende Methode trägt im Programm den Namen „*Steady state Capacitive Electrical Analysis in Cartesian coordinates*“.

Zunächst werden die Gegebenheiten an den Grenzflächen (*boundaries*) definiert. Der äußerste Rand (in Bild 6.1 der Außenkreis) wird als Isolation mit einer festen Ladungsdichte von  $\alpha = 0 \text{ C/m}^2$  festgelegt. Die Schichten der Abschirmungen über und unter den Bahnen sind als Masse (*ground*) mit einem festen Potential  $U = 0 \text{ V}$  definiert. Da es in den Bahnen kein Feld geben soll, stellt die äußere Hülle einer Leitung für die Simulation auch eine Grenzschicht dar. Für die Grenzen der drei Bahnen werden eigene Bezeichnungen vergeben (*Stripline*, *Strip2L* und *Strip2R*, alle mit festem Potential  $U = 0 \text{ V}$ ), damit bei der späteren Analyse die Kapazitäten zwischen den einzelnen Komponenten (*ground* und die drei Bahnen) angegeben werden können. Will man ein Feld und dessen Stärke sehen, müssen hier verschiedene Potentiale angegeben werden. Für die Bestimmung der Kapazitäten spielt dies jedoch keine Rolle. Ein Beispiel für die Equipotentiallinien eines simulierten Feldes sind in

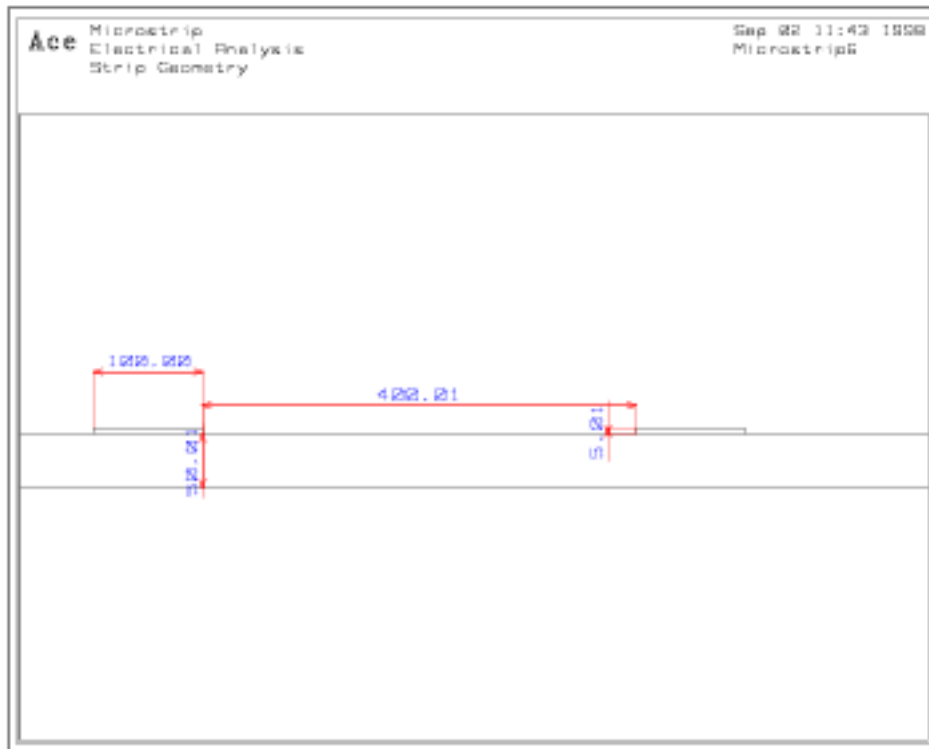


Abbildung 6.2.: Abmessungen der Bahnen der Microstrip für die Feldsimulation mit ACE

Kapitel 7.3.1 (Abb. 7.11, Seite 7.11) abgedruckt.

Im zweiten Schritt müssen die verwendeten Materialien angegeben werden. Die Umgebung wird als Luft ( $\epsilon = 1$ ,  $\rho = 10^{-12} \Omega \cdot \text{m}$ , *constant isotropic*) definiert. Der zwischen Abschirmung und Microstrip befindliche Raum, der mit Rohacell gefüllt ist, wird ebenso behandelt. Für das Trägermaterial der Bahnen (Kapton) wird ein neues Material mit  $\epsilon = 3,4$  eingeführt. Die Bahnen selbst dürfen nicht als mit einem Material gefüllt definiert werden, da deren Außenhülle für die Simulation eine Grenze (*boundary*) darstellt. Das Innere der Leitungen ist für die Bestimmung der Kapazitäten zwischen den Elementen ohne Belang. Wird an dieser Stelle trotzdem ein Material angegeben, führt dies zur Fehlermeldung „*illegal boundary condition*“.

### Bestimmung der Bahninduktivität mit ACE

Um die Induktivität einer Bahn zu bestimmen, ist ähnlich wie im vorausgehenden Abschnitt beschrieben vorzugehen. Als Aufgabenstellung für ACE wird eine „*Steady state TM-mode Magnetic Analysis in Cartesian coordinates*“ angegeben. Die einzige Grenzbedingung ist hier wieder, daß der äußere Kreis der Geometrie aus einer Isolation besteht. Noch wichtiger als bei einer Kapazitätsanalyse ist es in dieser Problemstellung, die Umgebung der zu untersuchenden Stellen so groß zu wählen, daß sie das Feld möglichst wenig beeinflusst.

Für die Umgebung und die Rohacellschicht wird Luft mit  $\mu = 1$  angegeben. Die Leiterbahnen bestehen aus Kupfer und werden als Stromquellen („sources“) mit Namen versehen, die Abschirmungen sind als Aluminium definiert.

### Durchführung der Simulationen

Bevor ACE das Feld bestimmen kann, muß der Raum mit einem Gitter (*mesh*) in einzelne, finite Elemente unterteilt werden. Diese Aufteilung kann das Programm nach einer Angabe über die gewünschte Dichte des Netzes selbst vornehmen. Ecken und Bereiche mit verschiedenen definierten Grenzen werden dabei automatisch mit einem feineren Netz überzogen, da an diesen Stellen größere Veränderungen im Feld auf kleinem Raum zu erwarten sind. Es ist auch möglich, in diese Aufteilung einzugreifen oder diese selbst vorzunehmen. Da die Routine aber zuverlässig arbeitet, solange nicht zu viele *regions of interest* bzw. Problembereiche auftreten, ist bei den hier gestellten Aufgaben ein Eingriff von außen nicht nötig. Ein Beispiel für ein solches Netz findet sich in Kapitel 7.3.1 (Abb. 7.10, Seite 81).

Die letzte Einstellmöglichkeit betrifft die Methode der Simulation. Hier muß angegeben werden, ob eine lineare, quadratische oder kubische Formfunktion benutzt werden soll. Diese Option steuert die Anzahl der zu berechnenden Punkte an einem finiten Element. Eine kubische Funktion liefert die genaueste Näherung des Feldes auch bei größeren Elementen und in der Umgebung, kostet aber mehr Rechenzeit. Die anderen Funktionen kann man optional mit automatischer Adaption benutzen. Das Ergebnis ist eine schnellere Simulation mit genauen Aussagen über die Problembereiche, aber nur ungefähren Angaben über die weitere Umgebung. Außerdem besteht hier die potentielle Gefahr, daß ein wichtiger Bereich von ACE nicht als solcher erkannt wird und die Resultate an dieser Stelle fraglich sind.

Nachdem alle Angaben gemacht sind, wird der *solver* gestartet, der die Differentialgleichungen für die Felder aufstellt und löst. Danach startet man das Analyseprogramm, welches die Matrizen mit den berechneten Kapazitäten oder Induktivitäten feststellt. Bei den Kapazitäten wählt man in der Anzeige ein Referenzelement aus (z.B. die *Strip2L*), und es werden die Kapazitäten gegenüber allen anderen Elementen (die anderen Leitungen und Masse) angezeigt. Diese Angabe muß sowohl „vorwärts“ wie auch „rückwärts“ kontrolliert werden. Der Wert, den ACE z.B. für die Kapazität zwischen Masse und *Stripline* liefert, unterscheidet sich von dem, der für *C* zwischen *Stripline* und Masse ausgegeben wird. Dies kommt daher, daß ACE die Gleichungen nicht exakt, sondern nur genähert löst und daß das Berechnen der Einzelemente reihenfolgeabhängig ist. Die Abweichung der Werte liefert daher auch einen Anhaltspunkt dafür, ob die Aufteilung in Einzelemente sinnvoll war und ob Probleme mit der Rechengenauigkeit auftreten. Je kleiner die Differenz, um so sicherer und genauer ist das Ergebnis. In den von mir durchgeführten Simulationen bewegten sich die Schwankungen im Bereich von 1 – 2% und waren damit zuverlässig.

### Ergebnisse der Feldsimulationen

In Tabelle 6.1 habe ich die Ergebnisse der Feldsimulationen für vier verschiedene Varianten gegenübergestellt:

1. Eine Microstrip, wie in der bisherigen Planung, d.h. eine Masseschicht auf der Unterseite der Kaptonfolie; der Abstand der  $100\ \mu\text{m}$  breiten Bahnen zueinander beträgt  $150\ \mu\text{m}$ . 1 mm über den Leiterbahnen befindet sich die äußere Abschirmung.
2. Eine wie im Fall 1 gebaute Stripline, bei der aber, zur Reduzierung der Kapazität, eine 0,5 mm dicke Rohacellschicht zwischen Kaptonfolie und Masse eingefügt ist.
3. Eine Stripline wie unter 2. (mit Rohacell unter der Folie), bei der jede zweite Bahn weggelassen wird, wodurch der Abstand zweier Bahnen auf  $400\ \mu\text{m}$  wächst.
4. Und eine Stripline, die im Gegensatz zu der unter 3. nur 0,5 mm (statt 1 mm) Rohacell zwischen den Bahnen und der äußeren Abschirmung aufweist, also je 0,5 mm in beide Richtungen.

Variante	$C_{xs}$	$C_g$	$C_{total}$
1	1,8 pF/m	89,2 pF/m	92,8 pF/m
2	11,5 pF/m	26,5 pF/m	49,5 pF/m
3	5,9 pF/m	4,1 pF/m	15,9 pF/m
4	4,6 pF/m	15,2 pF/m	24,4 pF/m

**Tabelle 6.1.:** Mit ACE ermittelte Kapazitäten für verschiedene Geometrien: Kapazität einer Bahn gegen die Nebenbahn  $C_{xs}$ , gegen die Abschirmungen (Masse)  $C_g$  und Gesamtkapazität  $C_{total}$

In Variante 1 ist die gesamte Kapazität zu groß. Die Feldsimulation zeigt, daß die Formeln aus Anhang A die Kapazität der Leitung gegen Masse mit  $102\ \text{pF/m}$  etwas zu groß angeben, jedoch berücksichtigen diese auch keine parallel geführten Leitungen. Die Kapazität  $C_{xs}$ , die für den *crossstalk* verantwortlich ist, liegt nach der Feldsimulation sogar um Faktor 10 niedriger als eingeschätzt. Das Übersprechen wird in der Realität also noch wesentlich schwächer ausfallen, als die bisherigen Untersuchungen gezeigt haben. Trotzdem ist die Gesamtkapazität mit  $185,6\ \text{pF}$  auf der gesamten Kammerlänge zu hoch.

Nimmt man die untere Abschirmung von der Kaptonfolie ab und entfernt diese weiter von den Signalleitungen, sinkt die Kapazität gegen Masse ( $C_g$ ) ab,  $C_{xs}$  nimmt jedoch stark zu, wie man in Variante 2 sieht. Die für den *crossstalk* verantwortliche

Kapazität  $C_{zs}$  wächst sogar so stark, daß sie wegen zwei benachbarter Bahnen genauso groß wird wie  $C_g$ . Da die  $C_{total}$  immer noch zu hoch ist und ein weiteres Entfernen der Strip-Abschirmung von den Bahnen durch das Wachsen von  $C_{zs}$  kaum noch eine Verbesserung bringt, bleibt nichts anderes übrig, als die Bahnen weiter voneinander zu entfernen.

Die Lösung des Problems bilden die Varianten 3 und 4 gemeinsam. Bei beiden wurde der Bahnabstand durch Herausnehmen jeder zweiten Leitung auf  $400\ \mu\text{m}$  vergrößert. Damit dennoch jede zweite Bahn als geerdete „Schutzbahn“ dienen kann, benötigt man zwei voneinander abgeschirmte Microstripleitungen. Im oberen Bereich der Kammer stehen insgesamt 3 mm zwischen den Pads und der äußeren Abschirmung zur Verfügung. Die Variante 3 besteht aus einer Stripline mit 1 mm Rohacell zur äußeren Abschirmung und 0,5 mm zur inneren (eigenen) Abschirmung hin. Diese Stripline dient wegen ihrer geringen Kapazität als Zuleitung für die am weitesten vom Vorverstärker entfernt liegenden Pads 239 bis 120. Die Gesamtkapazität der Bahn bis zum Pad 239 (2 m Länge) beträgt nur 31,8 pF. Unter der inneren Abschirmung dieser Strip folgen eine 0,5 mm dicke Rohacellschicht und die zweite Stripline, unter der sich wiederum 0,5 mm Rohacell und eine Abschirmung befinden. Diese Stripline ist in Variante 4 berechnet, da sie nach außen hin einen geringeren Abstand zur Masse hat. Sie hat dadurch eine höhere Gesamtkapazität von 24,4 pF/m, braucht aber auch nicht länger als ein Meter zu sein, da sie „nur“ an die Pads 119 bis 0 angeschlossen werden muß, die sich in der näher zum Ausgang liegenden Hälfte der Kammer befinden. Unter der inneren Abschirmung dieser Stripline kommen noch einmal 0,5 mm Rohacell und dann die Pads. Diese letzte Rohacellschicht wurde eingebaut, weil eine zu große Kapazität zwischen dem Pad und der Abschirmung einen Kurzschluß gegen Masse für das schnelle Signal darstellt (siehe auch Kapitel 5.1.2; Einführung der Abschirmung unter der Stripline). Die Abbildung 6.3 verdeutlicht den Aufbau der Kammer in dieser Konfiguration.

Als Induktivität der Bahnen liefert ACE in beiden Fällen (3 und 4)  $3,6\ \mu\text{H}/\text{m}$ . In der Variante 3 hat die Leitung einen Wellenwiderstand und eine Signallaufzeit von:

$$Z_0 = \sqrt{L/C} = 474\ \Omega ; t_{prop.delay} = \sqrt{L \cdot C} = 7,6\ \text{ns}/\text{m} \quad (6.1)$$

und für die Stripline in Variante 4 einen Wellenwiderstand von  $Z_0 = 384\ \Omega$  und eine Laufzeit von  $t_{prop.delay} = 9,4\ \text{ns}/\text{m}$ .

### 6.2.3. Einschränkung der möglichen Geometrien

Neben den physikalischen Anforderungen an die Segmentierung der Kammer (siehe Kapitel 3.2.2), wie z.B. der Ortsauflösung, treten nun auch technische Einschränkungen auf. Bei der Diskussion, ob die CIP 8-fach oder 16-fach segmentiert sein soll und ob 240, 120 oder sogar nur 60 Pads in z-Richtung benötigt werden, muß unter anderem berücksichtigt werden, daß die Anforderungen des CIPix-Vorverstärkers



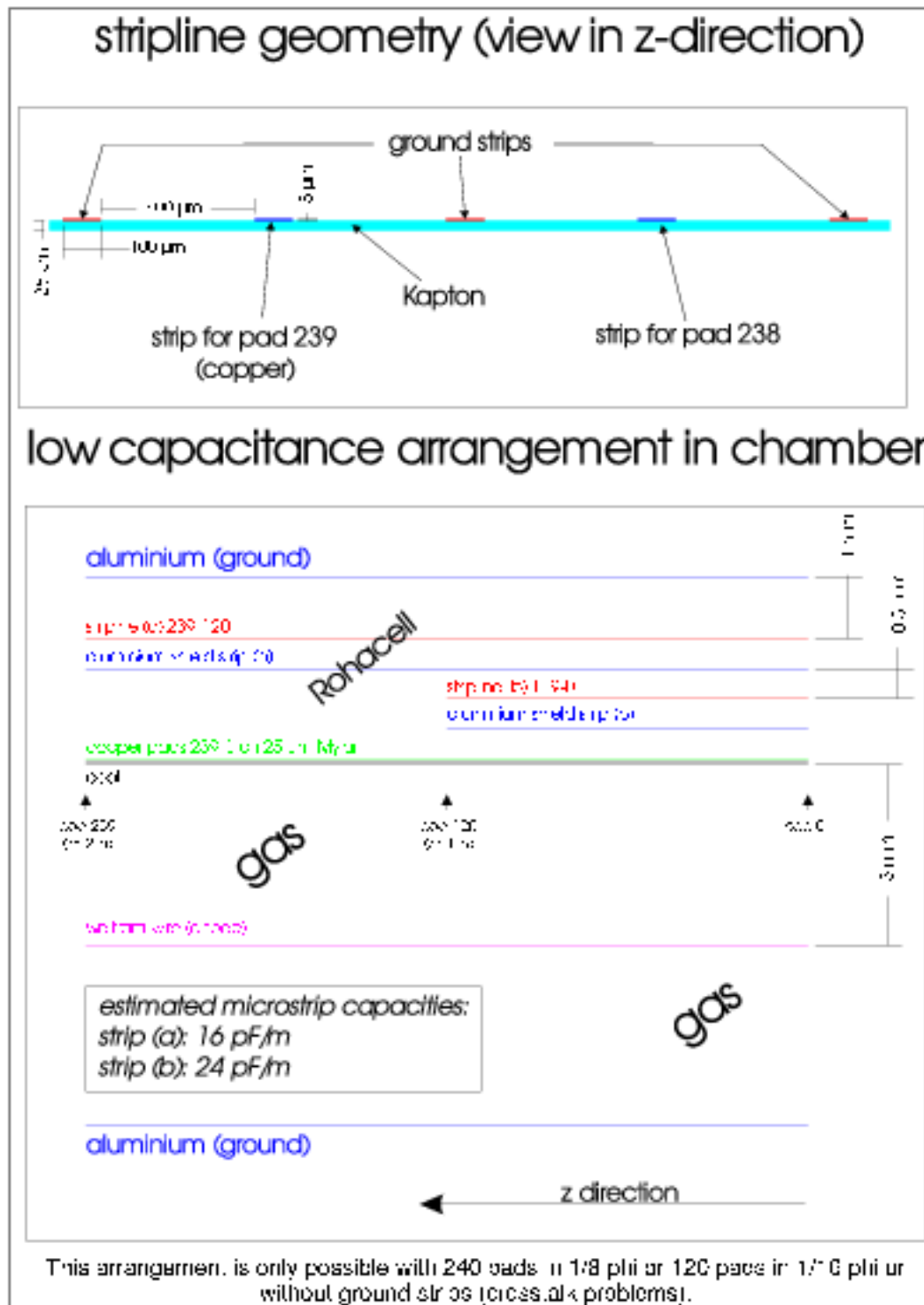


Abbildung 6.3.: Anordnung und Geometrie der Microstripleitungen für minimierte Kapazität

bezüglich der maximalen Lastkapazität an den Eingängen die Anzahl der möglichen Signalleitungen begrenzen. Bei einer 8-fach-Segmentierung stehen rund 120 mm Breite und bei einer 16-fach-Segmentierung nur 60 mm Breite für die Microstrips zur Verfügung. Am deutlichsten werden die verschiedenen Möglichkeiten anhand einer Tabelle, die für alle denkbaren Konfigurationen den maximal möglichen Abstand zwischen zwei Bahnen (*gap*) angibt.

<i>mit SB</i> 1/8 $\phi$	<i>mit SB</i> 1/16 $\phi$	<i>ohne SB</i> 1/8 $\phi$	<i>ohne SB</i> 1/16 $\phi$	<i>Padanzahl</i> <i>in z-Richtung</i>	<i>Stripline-</i> <i>aufbau</i>
150 $\mu\text{m}$	25 $\mu\text{m}$	<b>400 <math>\mu\text{m}</math></b>	150 $\mu\text{m}$	240	einlagig
<b>400 <math>\mu\text{m}</math></b>	150 $\mu\text{m}$	<b>900 <math>\mu\text{m}</math></b>	<b>400 <math>\mu\text{m}</math></b>	120	einlagig
<b>400 <math>\mu\text{m}</math></b>	150 $\mu\text{m}$	<b>900 <math>\mu\text{m}</math></b>	<b>400 <math>\mu\text{m}</math></b>	240	zweilagig
<b>900 <math>\mu\text{m}</math></b>	<b>400 <math>\mu\text{m}</math></b>	<b>1900 <math>\mu\text{m}</math></b>	<b>900 <math>\mu\text{m}</math></b>	120	zweilagig

**Tabelle 6.2:** Übersicht über die möglichen Bahnabstände in Abhängigkeit von Anzahl der Pads, Segmentierung, Striplineanordnung und vorhandener, geerdeter Schutzbahn (*SB*) zwischen den Signalleitungen. Bei fett gedruckten Werten liegt die Gesamtkapazität unter dem Limit des CIPix Vorverstärkers.

Hierbei ist zu beachten, daß laut der Simulation mit *Cadence* das Weglassen der geerdeten Schutzbahnen und damit das Benutzen direkt (400  $\mu\text{m}$ ) nebeneinander liegender Leitungen für Signale ein Übersprechen von 3,6% des Originalsignals liefert, wenn man das Ausgangssignal über 50 ns integriert. Benutzt man hingegen Schutzbahnen, liegt dieser Wert unter 0,3%.

Zusammenfassend steht also fest, daß man eine von drei Einschränkungen in Kauf nehmen muß: Beibehalten der 8-fach-Segmentierung, Reduzieren auf 120 Pads in z-Richtung pro Segment oder das Weglassen der Schutzbahnen mit entsprechend stärkerem *crosstalk* von 3,6%.

### 6.3. Simulation mit dem CIPix-Vorverstärker

An den Schaltplan dieser neuen „Super-Sandwich“-Geometrie mit entsprechend niedriger Kapazität kann nun der Schaltplan des geplanten CIPix angehängt werden. Einen Makroblock mit festgelegten Parametern stellte Sven Löchner [Löc98b] zur Verfügung. Die internen Parameter des CIPix (Steuerströme und -spannungen) wurden von ihm für die trotz der Optimierung noch relativ hohe Lastkapazität angepaßt [Löc98a].

Für die CIP habe ich einen Schaltplan mit den neuen Parametern erstellt, der über zwei angeschlossene Pads (239 und 238) mit entsprechend 2 Signalleitungen und drei Schutzbahnen (eine Bahn zwischen den Signalleitungen und je eine seitlich davon) verfügt, um das Verhalten der Kammer möglichst exakt und vor allem mit der gesamten Kapazität nachzubilden.

Die Simulation soll zeigen, was im schlimmsten Fall passieren kann. Die Parameter der Signalleitungen werden so definiert, daß sie denen der eigentlich maximal 1 m langen Stripline entsprechen, die nur eine 0,5 mm dicke Rohacellschicht bis zur äußeren Abschirmung aufweist (statt wie bei der geplanten langen Bahn 1 mm) und damit eine höhere Kapazität besitzt, als später der Fall sein wird. Die Tabelle 6.3 zeigt eine Gegenüberstellung der Parameter der ersten Simulationen der CIP und der kapazitätsoptimierten Version.

Wert	erste Simulation	CIPix optimiert	Auftreten
$C_v$	0,1 pF	0,1 pF	Abschirmung gegen Signalbahn
$R_s$	0,32 $\Omega$	0,32 $\Omega$	Signalbahn
$L_s$	2,4 nH	30 nH	Signalbahn
$C_k$	0,85 pF	0,33 pF	Bahn gegen Abschirmung
$C_{mr}$	4,8 pF	19 pF	Abschirmung gegen Pad
$C_m$	1,2 nF	1,2 nF	Pad gegen Kohleschicht
$R_k$	31 k $\Omega$	31 k $\Omega$	Kohleschicht
$C_g$	3,1 pF	3,1 pF	Wolframdraht gegen Kohle/Abschirmung
$R_w$	18 m $\Omega$	18 m $\Omega$	Wolframdrähte
$L_w$	213 pH	213 pH	Wolframdrähte
$C_{zs}$	0,2 pF	0,04 pF	$X_I$

**Tabelle 6.3.:** Gegenüberstellung der Parameter der ersten Simulationen der CIP und die der kapazitätsoptimierten Version

### 6.3.1. Ausgangssignal bei Stimulation verschiedener Pads

Die Abbildung 6.4 zeigt, von oben nach unten, den Ausgang des Vorverstärkers im CIPix, das Signal am Eingang des CIPix, also dem Ausgang der Signalleitung der CIP, und das Signal auf dem Wolframdraht. Das Signal am Wolframdraht sinkt innerhalb der simulierten Zeit so gut wie nicht ab, weil die simulierte Hochspannungsquelle zwar null Volt liefert, aber wie bei der alten CIP über einen 1 M $\Omega$  Widerstand angeschlossen ist.

Man sieht am Ausgangssignal des Verstärkers deutlich die Auswirkungen der durch die Fehlanpassung hervorgerufenen Reflexionen. Doch trotz der hohen Lastkapazität ist das Signal sehr sauber, weil diese Reflexionen wegen der Signallaufzeit kurz hintereinander folgen und schnell abklingen. Der Ausgang des Vorverstärkers zeigt ein langes Unterschwingen nach dem Signal. Hier ist ein Kompromiß in der Verstärkereinstellung zwischen einem schnellen Herunterdrücken des Signals und starkem Unterschwingen einerseits und einem zu langsamen Signal mit minimalem Unterschwingen andererseits zu finden [Löc98a].

Die Abbildungen 6.5 und 6.6 zeigen die Resultate der Injektion eines Signals in ein näher zum CIPix gelegenes Pad. Die Ausgangssignale werden hier wegen der kleine-

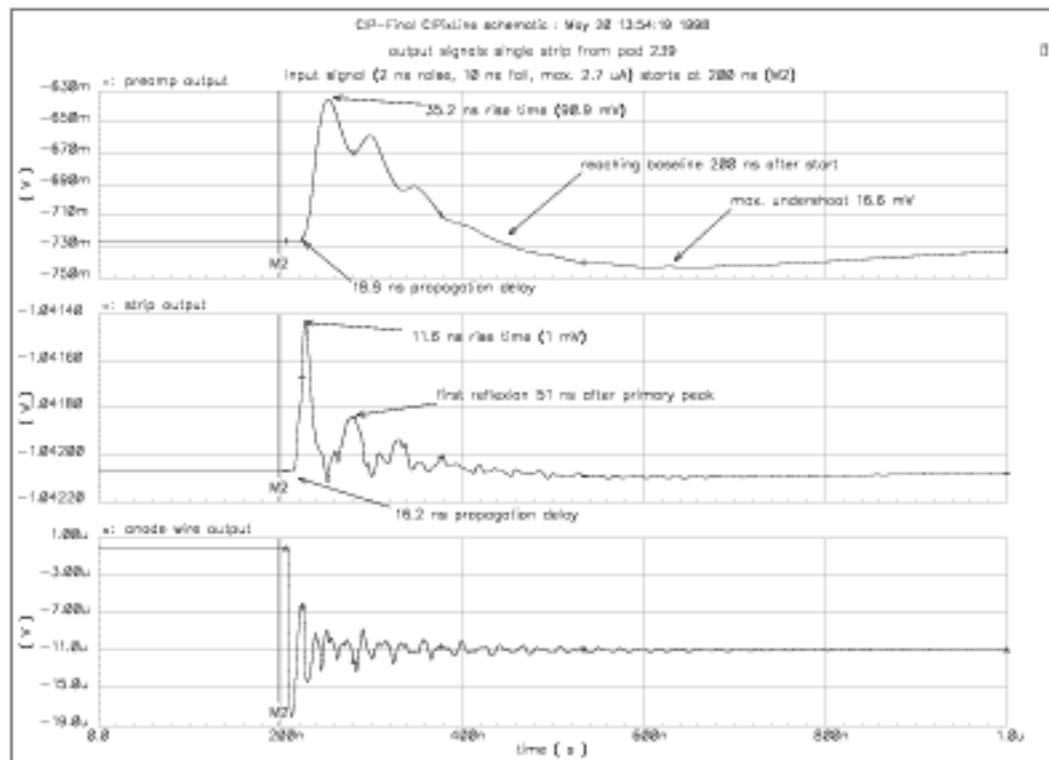


Abbildung 6.4.: Ausgangssignal des CIPix *preamp*, der CIP und des Wolframdrahtes. Stimulierung des Pads 239

ren Kapazität der Signalleitung und der kürzeren Laufzeit der Reflexionen sauberer. Das schnellere Abfallen der Signale verstärkt allerdings auch leicht das Problem des Unterschwingens.

## 6.4. Zusammenfassung der Optimierung für den CIPix

Zusammenfassend kann man sagen, daß mit der komplizierteren, kapazitätsverminderten Konstruktion eine Möglichkeit gefunden ist, die CIP so zu bauen, daß die Helix128-2 Vorverstärkerstufe unverändert eingesetzt werden kann. Selbst im Fall dieser simulierten Konstruktion, die leicht höhere Kapazitäten aufweist als der schlimmste Fall bei der späteren Kammer, liefern sowohl Kammer als auch der CIPix gute Signale.

Die Auswirkungen der Breite des Ausgangspulses und der Dauer und Stärke des Unterschwingens auf den Komparator müssen noch genau studiert werden [Löc98b]. So kann z.B. eine Reihe direkt hintereinanderfolgender Impulse den Verstärker erst gegen die Versorgungsspannung laufen lassen und dann ein Unterschwingen produ-

## 6.4. Zusammenfassung der Optimierung für den CIPix

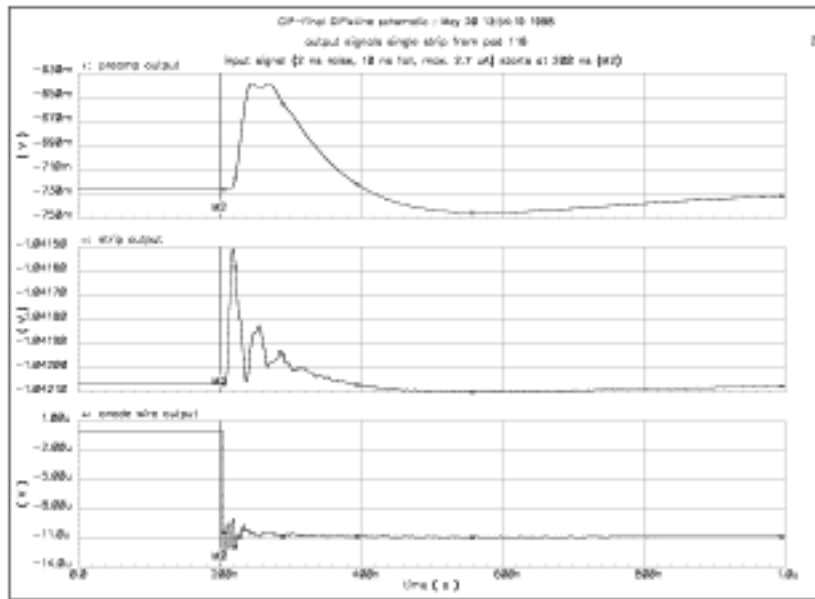


Abbildung 6.5.: Ausgangssignal des CIPix *preamp*, der CIP und des Wolframdrahtes; Stimulierung des Pads 116

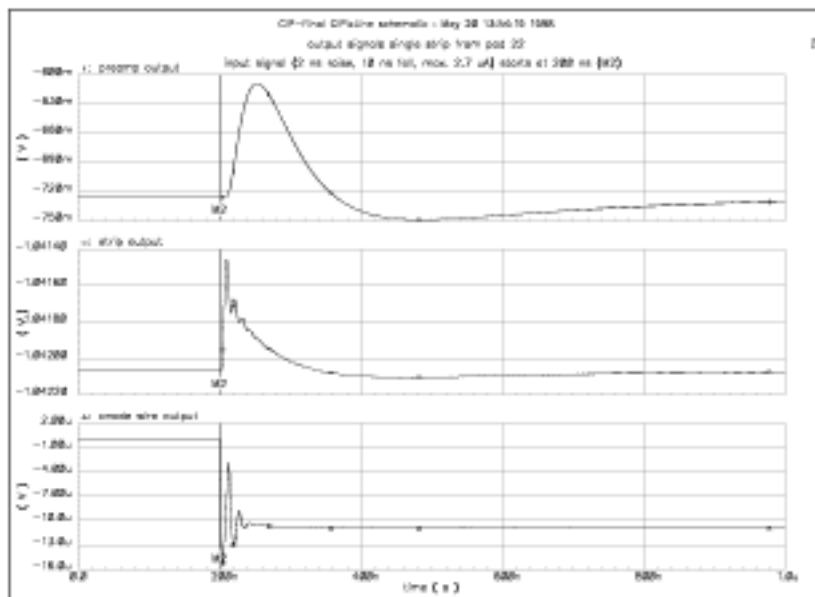


Abbildung 6.6.: Ausgangssignal des CIPix *preamp*, der CIP und des Wolframdrahtes; Stimulierung des Pads 22

zieren, das die Signaldetektion für einige Zeit unmöglich macht.

# 7. Überprüfung der Ergebnisse anhand eines Prototyps

## 7.1. Die Einzelteile des Prototyps

Um die bislang erhaltenen Ergebnisse zu überprüfen, soll ein Segment einer Lage der späteren CIP möglichst genau als flacher Prototyp nachgebaut werden, der dann mit den gleichen Verfahren wie die CIP in einen Schaltplan umgesetzt und simuliert wird. Im Versuchsaufbau übernimmt ein Pulser die Injektion des Signals. Dies gestattet eine direkte Überprüfung der Verfahren und Simulationen auf deren Gültig- und Genauigkeit.

### 7.1.1. Herstellung der Microstrip

Die Microstrip-Bahnen der zukünftigen CIP sollen  $5\ \mu\text{m}$  dick,  $100\ \mu\text{m}$  breit sein und einen Abstand von  $400\ \mu\text{m}$  voneinander haben. Die Gesamtlänge beträgt 2 m, als Trägermaterial soll eine  $50\ \mu\text{m}$  dicke Kaptonfolie dienen. Bei der Suche nach einem Hersteller für die Bahnen des Prototyps stellte sich als erstes heraus, daß keine der kontaktierten Firmen in der Lage war, eine 2 m lange, flexible Leiterbahn herzustellen. Das Maximum betrug 490 mm Länge. Außerdem ergab sich das Problem, daß die Signalleitungen nicht in der gewünschten Form angefertigt werden konnten. Gespräche mit den Technikern der Firmen *Würth* [Wür] und *Straschu* [Str] ergaben, daß Leiterbahnen nur bis zu einer minimalen Breite von  $140\ \mu\text{m}$  herstellbar sind, da sich das Trägermaterial, die Kaptonfolie, im Ätzbad wellt und es so zu Unterätzungen kommt. Außerdem gaben beide Firmen an, nur eine minimale Schichtdicke des Kupfers von  $18\ \mu\text{m}$  herstellen zu können.

Um trotzdem einen Prototyp zur Überprüfung anfertigen zu können, wurden vier flexible Leiterbahnen von je 490 mm Länge bei der Firma *Straschu Leiterplatten GMBH* bestellt, die dann miteinander zu einer Gesamtlänge von fast 2 m zusammengesetzt wurden. Den Zuschlag bekam *Straschu*, weil das Angebot der Firma *Würth* bei gleicher Spezifikation um rund 50% teurer war, ein *Gerberfile* (Vorlage eines fertigen CAD-Layouts für die Platine) verlangt wurde und *Würth* längere Lieferzeiten angab.

Auf jeder der dann bestellten Leiterbahnen befanden sich je 222 Bahnen in Längsrichtung mit einer Breite von  $140\ \mu\text{m}$  (statt  $100\ \mu\text{m}$ ), einer Dicke von  $18\ \mu\text{m}$  (statt  $5\ \mu\text{m}$ ) und einem Abstand untereinander von  $400\ \mu\text{m}$  (wie projektiert).

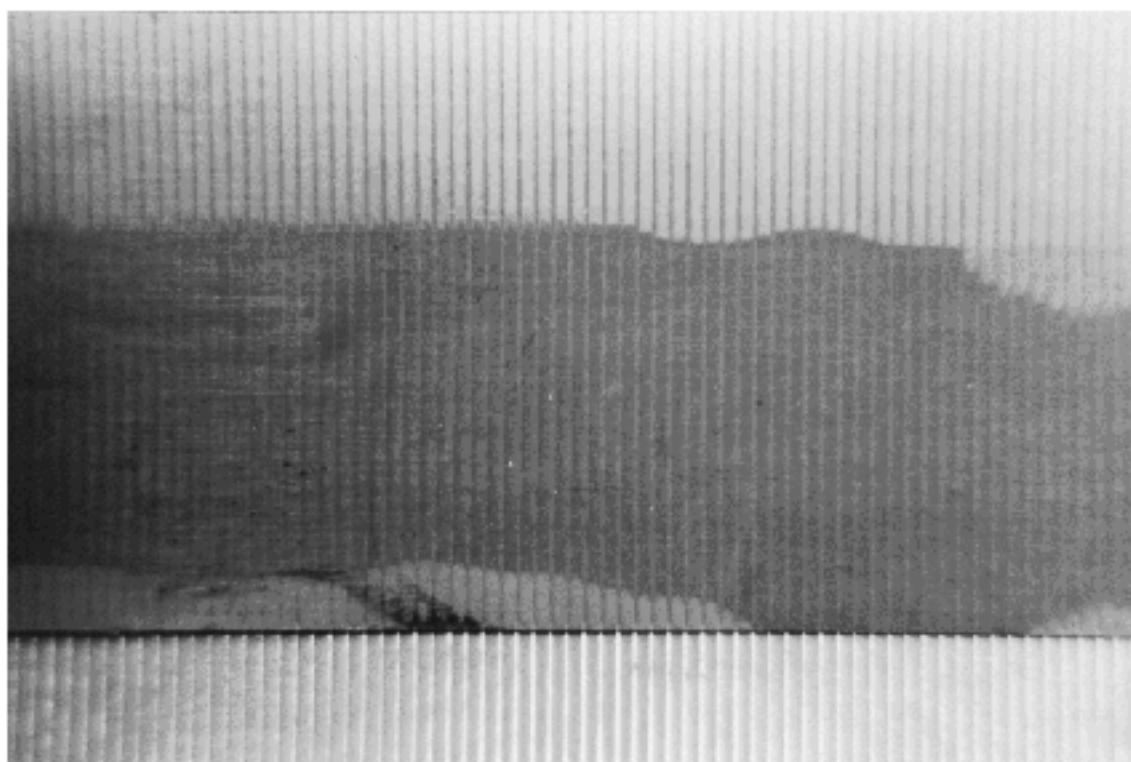
Daß selbst die Herstellung der breiteren Bahnen noch problematisch war, stellte sich nach einer Woche heraus. Die Firma teilte mit, daß nur eine von neun hergestellten Leiterbahnen wirklich unterbrechungsfrei gefertigt werden konnte. Freundlicherweise wurden der ersten Lieferung der intakten Bahn die mißglückten Bahnen beigelegt. Die Leiterbahnen auf den Ausschubfolien waren zum Teil stark angeätzt und unterbrochen, zum Teil existierten Bereiche mit Kurzschlüssen, wo das Kupfer nicht vollständig entfernt worden war. Da der Zeitpunkt der Nachlieferung der noch fehlenden Folienstücke nicht feststand, der Abgabetermin der Arbeit aber näherrückte, war ich gezwungen, vier Ausschubbahnen für den Bau des Prototyps zu verwenden.

### 7.1.2. z-Bonden

Um die einzelnen Leiterbahnen miteinander zu verbinden, wird ein Verfahren benutzt, das „z-Bonden“ genannt wird. Zwei der Microstrip-Folien werden mit rund einem Zentimeter Überlappung so aufeinandergelegt, daß sich die Signalleitungen der beiden berühren, ohne daß dabei ein seitlicher Kurzschluß mit einer anderen Bahn entsteht.

Zum Verbinden der beiden Folien dient ein nichtleitender Kunstharzklebstoff, dem eine große Anzahl winziger, leitender Metallkügelchen beigemischt ist. Den nach Verwendungsvorschrift mit Härter vermischten Kunstharz spritzt man in die Überlappung der beiden Folien und läßt die Kontaktstelle unter Druck und Wärmezufuhr mindestens fünf Stunden aushärten. Der Effekt ist folgender: An der Stelle, wo zwei Kupferbahnen der beiden Folien aufeinanderliegen, werden sie durch die Metallkugeln, die in das Kunstharz eingebettet sind und sowohl die obere wie auch die untere Bahn berühren, elektrisch miteinander verbunden. Es befinden sich jedoch nur so viele Kugeln im Harz, daß ein Kurzschluß zwischen zwei benachbarten Bahnen, der von einer langen Kette sich berührender Kugeln verursacht würde, so gut wie ausgeschlossen ist. Jede Bahn ist somit mit der entsprechenden Bahn der nächsten Microstrip verbunden, ohne daß es zu seitlichen Kurzschlüssen kommt.

Bei der Durchführung ist besonders darauf zu achten, daß die Kupferbahnen an der Überlappungsstelle beim Anpressen weiterhin genau aufeinanderliegen und nicht durch den Druck seitlich voneinander abrutschen. Dem habe ich vorgebeugt, indem ich die beiden Leiterfolien zunächst auf dem Leuchttisch ausgerichtet und beide Lagen mit einem Streifen Kaptonklebeband einseitig fixiert habe. Dann wurde die Kontaktstelle unter der beheizbaren Presse plaziert und so am Tisch fixiert, daß die noch offene Seite der Überlappung oben lag. Der angerührte Klebstoff (Bondklebstoff zu Härter in einem Gewichtsverhältnis von 7:3, 15 Minuten rühren) wurde in einem dünnen Strich auf die Kontaktstelle aufgetragen und die Presse abgesenkt. Bei eingeschalteter Heizung ( $60^\circ\text{C}$ ) gab ich dem Klebstoff 24 Stunden Zeit zum Aushärten. Das Bild 7.1 zeigt die Kontaktstelle in Großaufnahme.



**Abbildung 7.1.:** Nahaufnahme einer z-Bond-Stelle zweier Microstrips

Mit den vier Stücken von je 490 mm Länge stand nun eine Microstrip von 1,9 m zur Verfügung. Die drei Bondstellen erwiesen sich als zu 100% gelungen und ohne Kurzschlüsse durchkontaktiert. Da aber Ausschußfolien verwendet wurden, mußte ich alle 222 Bahnen auf Durchgang testen, um einen Bereich zu finden, in dem mehrere Leitungen ohne Unterbrechungen nebeneinander lagen. Glücklicherweise fand ich einen Bereich, in dem mehr als 40 Bahnen in einem Block intakt waren.

### 7.1.3. Kaptonfolie und Rohacell-Schichten

Eine Rolle Kaptonfolie sowie ein Paket mit Rohacellplatten wurden von Peter Robmann, der in Zürich für den Kammerbau zuständig ist, zur Verfügung gestellt. Da die Rohacellplatten leider nicht die jeweils benötigte Dicke von 0,5 mm und 1 mm hatten, sondern 2,4 mm und 6 mm dick waren, habe ich die jeweilige Dicke der Rohacell-schichten in der Kammer ungefähr maßstabsgerecht vergrößert. Für jede Schicht mit 1 mm habe ich eine 6 mm-Platte und für 0,5 mm eine 2,4 mm-Platte verwendet. Dadurch entsteht natürlich, zusammen mit der veränderten Geometrie der Microstrip, eine Kammer mit anderen Parametern als die geplante CIP. Es geht hier jedoch nicht um eine Signalsimulation der geplanten CIP, sondern um eine Überprüfung, ob die für die Simulation verwendeten Berechnungsmethoden und Ersatzschaltbilder in der



Lage sind, das elektrische Verhalten eines solchen Aufbaus richtig zu beschreiben.

## 7.2. Aufbau des Prototyps

Für den Vergleich habe ich nicht das gesamte Gasvolumen unter den Pads nachgebaut, da das Ziehen der dann notwendigen Drähte zu aufwendig gewesen wäre. Der Prototyp besitzt an dieser Stelle eine massive Masse, bestehend aus einer Aluminiumplatte. Das Signal wird zwischen Masse und Kohleschicht injiziert. Der Schaltplan der Simulation muß hierfür nicht verändert werden. Man definiert den Widerstand und die Induktivität der Wolframdrähte ( $R_w$  und  $L_w$  in Abbildung 4.2) als null und erdet außen die Anschlüsse ( $WoA$  und  $WoB$ ) der Wolframdrähte. Die anderen Widerstände, Induktivitäten und Kapazitäten müssen wegen der dickeren Rohacellplatten und der anderen Microstrip-Geometrie neu berechnet bzw. mit ACE simuliert werden.

### 7.2.1. Bau der Kaptonfolie mit der Kohleschicht und den Pads

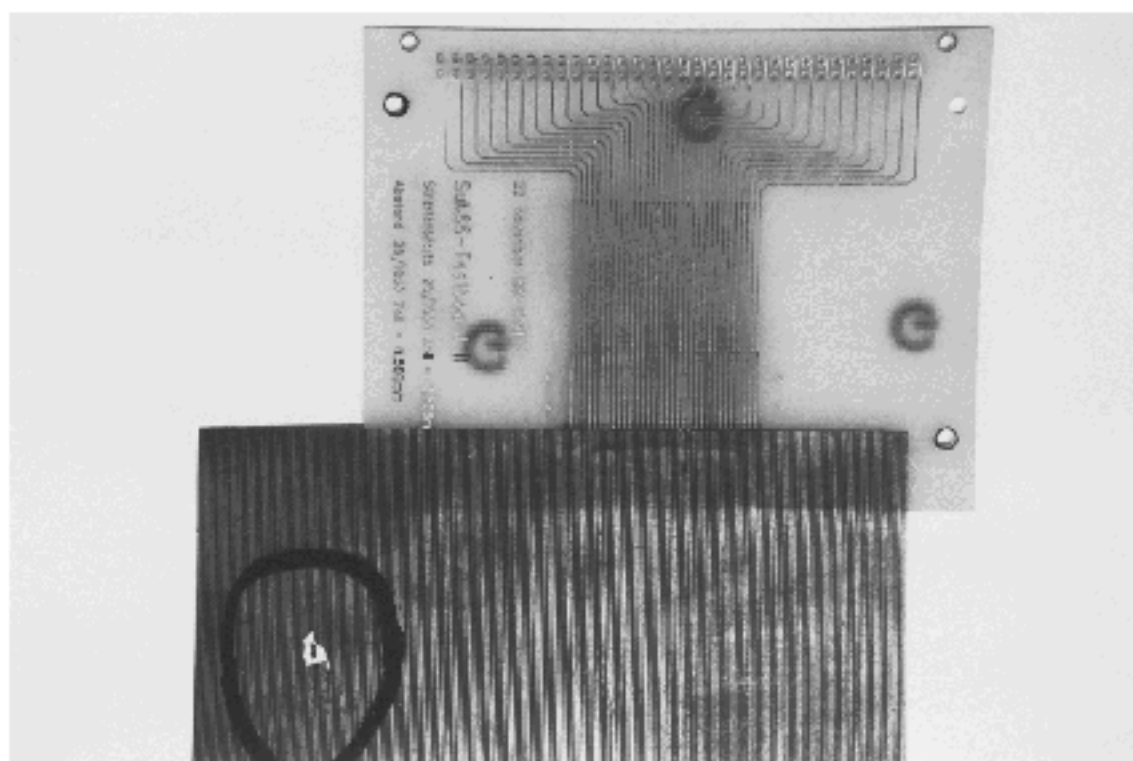
Die einzelnen Pads mit einer Breite von 12 cm und einer Länge in  $z$ -Richtung von 9,125 mm sollen später ebenfalls aus einer kupferbeschichteten Kaptonfolie geätzt werden. Für den Prototyp werden aber nicht alle Pads benötigt, daher habe ich einen 1,9 m langen und 15 cm breiten Streifen aus der Kaptonfolie herausgeschnitten und an einem Ende an der Ober- und an der Unterseite (genau übereinander) je drei Streifen selbstklebende Kupferfolie mit den Abmessungen 12 cm mal 1 cm aufgeklebt. Die oberen drei Streifen bilden die letzten, am weitesten vom Ausgang entfernt liegenden Pads und die unteren drei die Kohleschicht, an der das Signal eingekoppelt wird.

An alle sechs Pads werden Leitungen gelötet, die beim Bau aus der Abschirmung herausgeführt werden. Die drei Anschlüsse der „Kohleschicht“ werden untereinander jeweils mit 31 k $\Omega$  verbunden, was dem Widerstand der Kohleschicht auf 1 cm in  $z$ -Richtung innerhalb eines Segments entspricht. Das äußerste und letzte Pad ist ebenfalls mit 31 k $\Omega$  auf Masse gelegt, da die Kohleschicht an beiden Kammerenden geerdet sein soll. Den sehr hohen Widerstand der drei über Widerstände hintereinandergeschalteten Streifen zur ausgangsseitigen Erdung hin habe ich wegen des hohen Wertes 6 M $\Omega$  vernachlässigt. Die Anschlüsse der oberen drei Streifen, der Pads, dienen zur Beobachtung des Signals direkt am Pad bzw. am Start der Microstripleitung und zur direkten Signaleinspeisung, falls Probleme auftauchen.

### 7.2.2. Anbringen der Platine am Meßausgang

Am Ausgang der Microstrip müssen die Abschlußwiderstände angebracht und verschiedene Messungen durchgeführt werden. Um dort besser löteten und Meßgeräte anschließen zu können, habe ich eine Möglichkeit gesucht, die Signalleitungen bis

auf eine stabile Platine weiterzuleiten. Aus der Elektronikwerkstatt besorgte ich eine alte Platine, die gewissermaßen ein *fan-out* darstellt, d.h. auf der einen Seite eng beieinanderliegende Bahnen werden auf der Platine aufgefächert. Leider stimmte der Abstand der Bahnen nicht mit denen der Microstrip überein.



**Abbildung 7.2.:** Die Platine am Microstripausgang zum leichteren Anschluß der Abschlußwiderstände und Meßgeräte. Auf der Microstrip ein gekennzeichneteter Fabrikationsfehler.

Zur Vermeidung von Kurzschlüssen klebte ich einen Streifen Kaptonklebeband auf die eng beieinanderliegenden Bahnen der Platine und anschließend die Microstrip mit Sekundenkleber auf die Platine und das Kaptonband (Abb. 7.2). Das Klebeband steht etwa 1 mm über, damit die oberliegenden Bahnen der Microstrip auf keinen Fall direkten Kontakt mit den unterliegenden Bahnen der Platine bekommen. Im ASIC-Labor stellte ich dann mit der sonst für Chips verwendeten Bondmaschine die benötigten Kontakte her. Mit den hauchdünnen Drähtchen der Maschine verband ich, wie in Abbildung 7.3 zu sehen, in vier Gruppen zu je sieben Leitungsbahnen die Microstripbahnen mit denen der Platine. So war die Wahrscheinlichkeit hoch, zumindest eine Gruppe von funktionierenden Bahnen zu haben. Zum Abschluß und Schutz der empfindlichen Drähte habe ich eine Plastikabdeckung darübergeliebt.

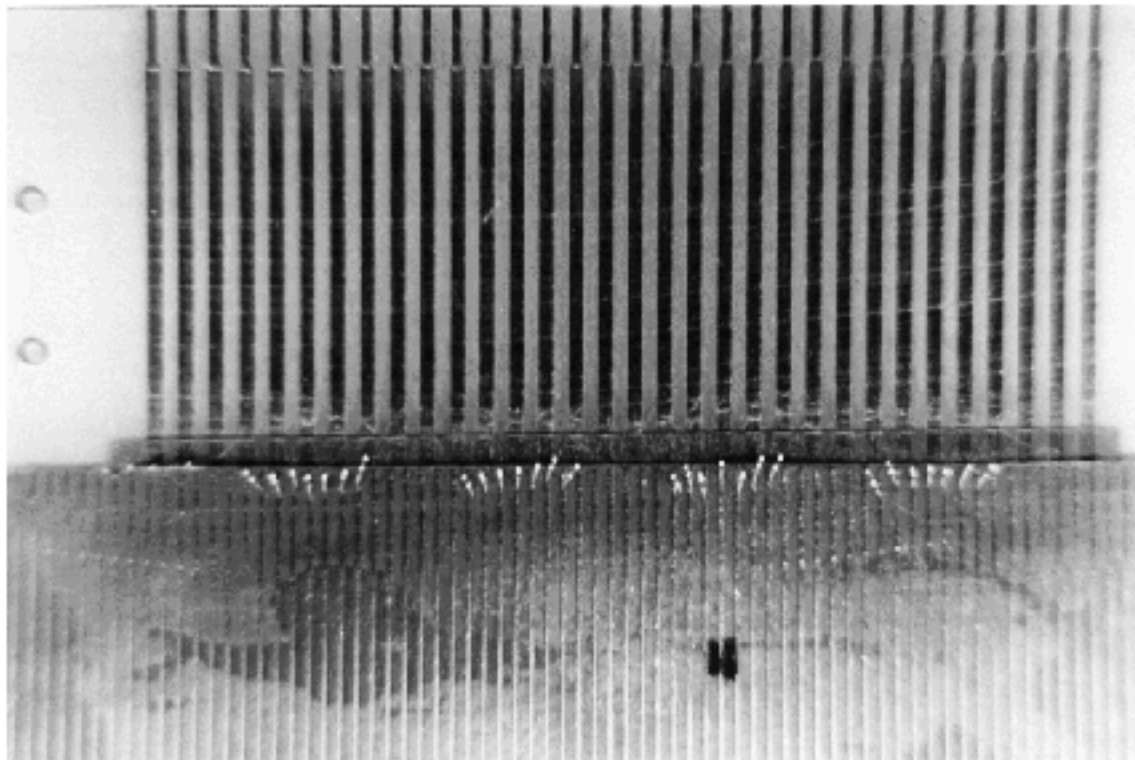


Abbildung 7.3.: Nahaufnahme der Bond-Drähtchen bei der Microstrip-Platine-Verbindung

### 7.2.3. Zusammenbau des Prototyps

Für den eigentlichen Zusammenbau besorgte ich zwei 1,9 m lange Aluminiumplatten, die als untere Abschirmung (als Ersatz für die Wolframdrähte) und obere Abschirmung und zur mechanischen Stabilisierung dienen. Um aus der gesamten Konstruktion wirklich einen Faradayschen Käfig zu machen, breitete ich zunächst Aluminiumfolie aus, die vor dem Auflegen der obersten Platte umgeschlagen wurde. Darauf wurden drei Schichten der 6 mm starken Rohacell-Platten geschichtet (statt 3 mm Gasvolumen) und dann die Kaptonfolie mit dem Kohleschichtersatz und den Pads aufgelegt (Abb. 7.4). Dann folgten die restlichen Schichten: 2,4 mm Rohacell (statt 0,5 mm), Aluminiumfolie als untere Abschirmung der Microstrip, 2,4 mm Rohacell und die Microstrip selbst, darauf eine Schicht 6 mm dickes Rohacell, Umschlagen der Abschirmungsfolie und Auflegen der oberen Aluminiumplatten als äußere Abschirmung.

Die Verbindung der Microstripbahnen mit den Pads habe ich mit Vero-Draht hergestellt, einem lackierten Draht, dessen Isolation beim Löten verdampft. In der späteren Herstellung sollen die Kaptonfolien eingeschnitten werden, das Ende der Bahnen verzinkt und direkt auf das unten liegende Pad gelötet werden. Nach meinen Versuchen übersteht das Kapton eine solche Behandlung, wenn der LötKolben



**Abbildung 7.4.:** Der Kammerlagen-Prototyp beim Zusammenbau. Obenauf befindet sich die Kaptonfolie mit den drei Pads.

möglichst stark erhitzt wird (über  $400^{\circ}\text{C}$ ) und die Lötung schnell durchgeführt wird. Die Abbildung 7.5 zeigt, wie die Signalleitungen beim Prototyp mit den Pads verbunden sind. Rechts außen sieht man noch im oberen Bereich die drei Drähte der Pad-Direktanschlüsse und unten die drei Anschlüsse der Ersatzkohleschicht. Im Ausschnitt über den Pads ist die Aluminiumfolie der Microstrip-Abschirmung zu erkennen.

Die Drähte an der Eingangsseite habe ich so kurz wie möglich gehalten und an eine Platine mit Kontaktstiften gelötet. In der Abbildung 7.6 sieht man links die Anschlüsse und Widerstände der „Kohleschicht“, rechts befinden sich die Pad-Direktanschlüsse.

An der ausgangsseitigen Platine wurden Lötstifte eingelötet und versetzt auseinandergebogen. So stehen drei Signalleitungen zur Verfügung. Die vier „Schutzbahnen“ sind mit verzinnter Entlötlitze miteinander verbunden und auf Masse gelegt. Die Abschlußwiderstände sind in der Abbildung 7.7 noch nicht eingelötet.

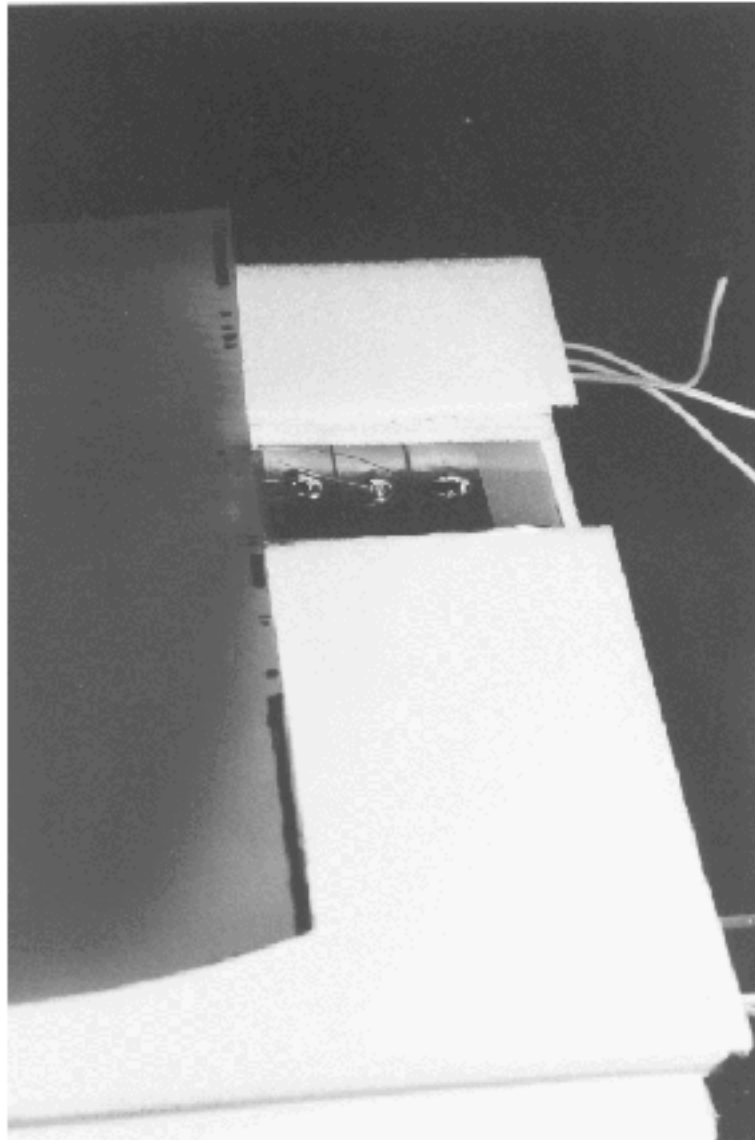
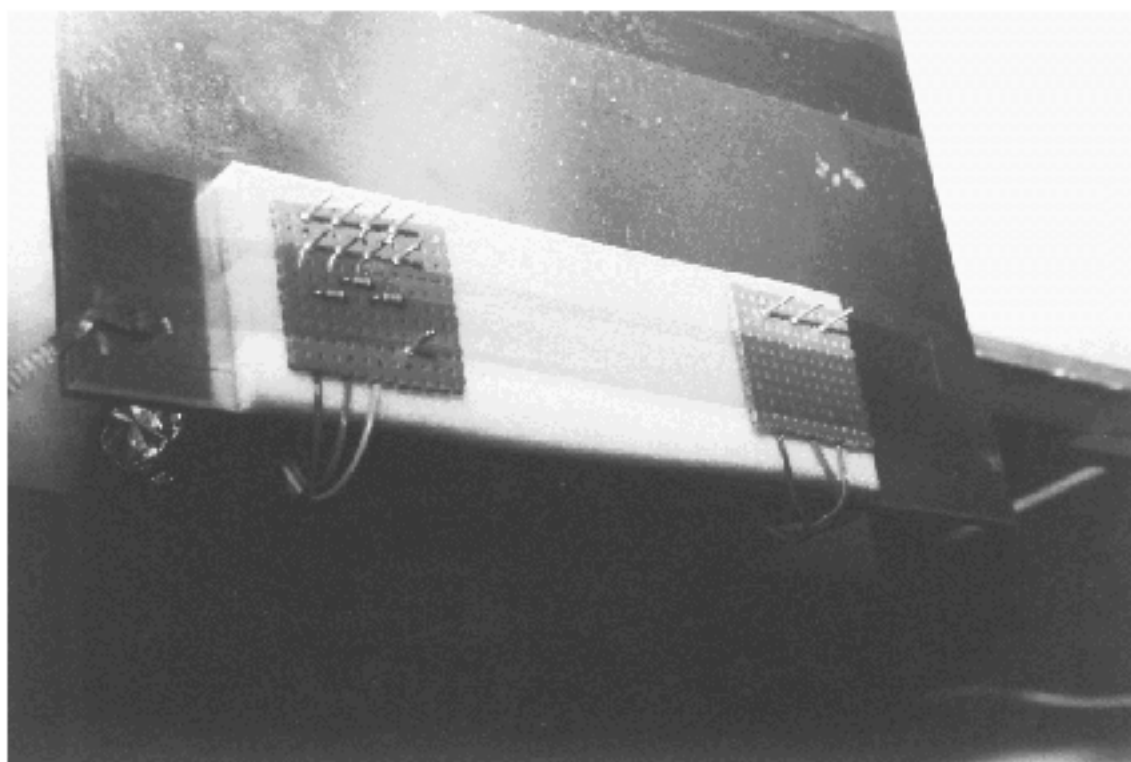


Abbildung 7.5.: Der Anschluß der Pads an die Signalleitungen beim Prototyp

## 7.3. Vergleich des Prototyps mit der Simulation

### 7.3.1. Bestimmung der Prototyp-Parameter

Um die Simulation an den Aufbau anzupassen, müssen die Parameter der Kammer neu bestimmt werden. Die Vorgehensweise bei den einfach zu bestimmenden Parametern ist die gleiche, wie in Kapitel 4.2 beschrieben. Die Werte der Microstrip werden wieder in einer Feldsimulation mit ACE bestimmt. Die Abbildung 7.8 zeigt die Übersicht über die Geometrie mit den Außenabmessungen, die Längen sind in



**Abbildung 7.6.:** Die Eingangsseite des Prototyps; Pad- und Kohleschichtanschlüsse

$\mu\text{m}$  angegeben. Man sieht die 6 mm dicke Rohacellschicht über der Microstrip und die 2,4 mm dicke darunter.

In Abbildung 7.9 sind die Leitungen der Microstrip und deren Abmessungen dargestellt. Die unrunder Längenangaben resultieren aus der Ungenauigkeit des Layout-Editors von ACE beim Bemaßen von Strecken. Der Ausschnitt zeigt jedoch nur drei von fünf definierten Leitungen. Wie schon bei der in Kapitel 6.2.2 dargestellten Feldsimulation wird der Raum dynamisch in einzelne, finite Elemente unterteilt. Wie dieses Gitter aussieht und daß es in der Nähe von kritischen Stellen feiner definiert ist, zeigt die Abbildung 7.10.

Um in ACE ein Feld zu sehen, habe ich den beiden Signalleitungen in der Simulation, d.h. der zweiten und vierten Leitung, ein Potential von 1 V gegeben. Die restlichen Bahnen liegen auf Masse. Die Abbildung 7.11 zeigt die Equipotentiallinien. Man sieht deutlich, wie das Feld durch die Kaptionträgerfolie mit  $\epsilon = 3,6$  verzerrt wird.

Bevor ich jedoch die verwendeten Werte für die elektronische Simulation angebe und zu den Ergebnissen komme, muß ich ein wenig vorgreifen und das Resultat der ersten Versuche mit den berechneten Parametern beschreiben. Da ich die Schaltpläne für *Cadence* und die Bestimmung der Parameter gleichzeitig mit dem Aufbau des Prototyps durchführte, lagen mir bereits einige Simulationsplots vor, als ich zum ersten

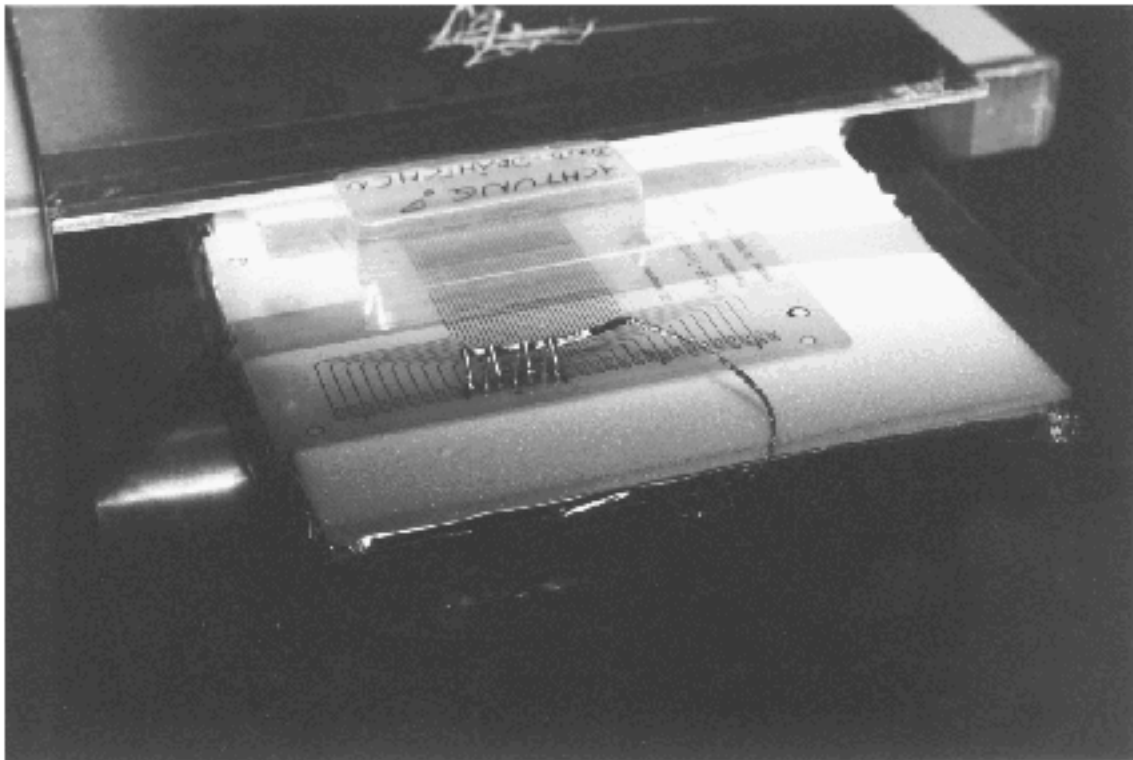


Abbildung 7.7.: Der Ausgang des Prototyps; drei Signalleitungen und vier geerdete Schutzbahnen

Mal den Pulser und das Oszilloskop anschloß. Hier mußte ich allerdings feststellen, daß sich das Ausgangssignal des Prototyps nicht mit dem Simulationsergebnis deckte. Nach langer Fehlersuche am Prototyp und Kontrolle der Parameter in der Simulation, baute ich einen 10 cm mal 10 cm großen Testkondensator aus 2,4 mm dickem Rohacell und zwei Stücken Aluminiumfolie. Dessen Kapazität ermittelte ich mit zwei verschiedenen Methoden: einmal, indem ich ihn über einen Widerstand auflud und die steigende Flanke mit dem Oszilloskop analysierte, und außerdem mit Hilfe eines selbstgebauteu Adapters mit einem Digitalmultimeter. Beide Verfahren wiesen für den Testkondensator eine Kapazität von gerundet 135 pF statt der erwarteten 37 pF aus, wofür es nur eine einzige Erklärung gibt: Das Rohacell muß ein  $\epsilon$  von 3,7 haben! Eine Messung an einer Bahn des Prototyps ergab ebenfalls diesen zu hohen Wert.

Dies widerspricht allen sowohl in der Literatur als auch bei der Herstellerfirma Roehm GmbH auf deren Internetseiten [Roe] angegebenen Werten, wo Rohacell immer mit  $\epsilon = 1$  geführt wird. Ein möglicher Grund für diese Abweichung könnte die Tatsache sein, daß Rohacell hydrophil ist, also Feuchtigkeit aus der Luft aufnimmt. Ich gehe in Kapitel 7.4.2 noch näher auf dieses Rohacell-Problem ein und schildere im folgenden zunächst die Auswirkungen.

Da sich das  $\epsilon_{\text{Rohacell}}$  bei darauffolgenden Messungen von Tag und Tageszeit abhängig zeigte, führte ich viele Kapazitätsanalysen mit ACE für verschiedene

## 7. Überprüfung der Ergebnisse anhand eines Prototyps

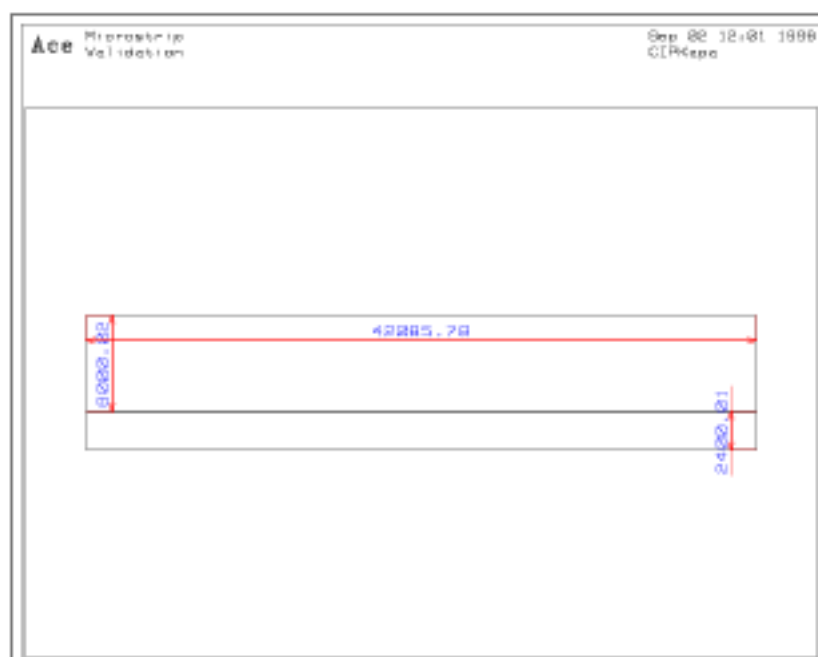


Abbildung 7.8.: Übersicht über die Abmessung der Prototyp-Microstrip für die Feldsimulation

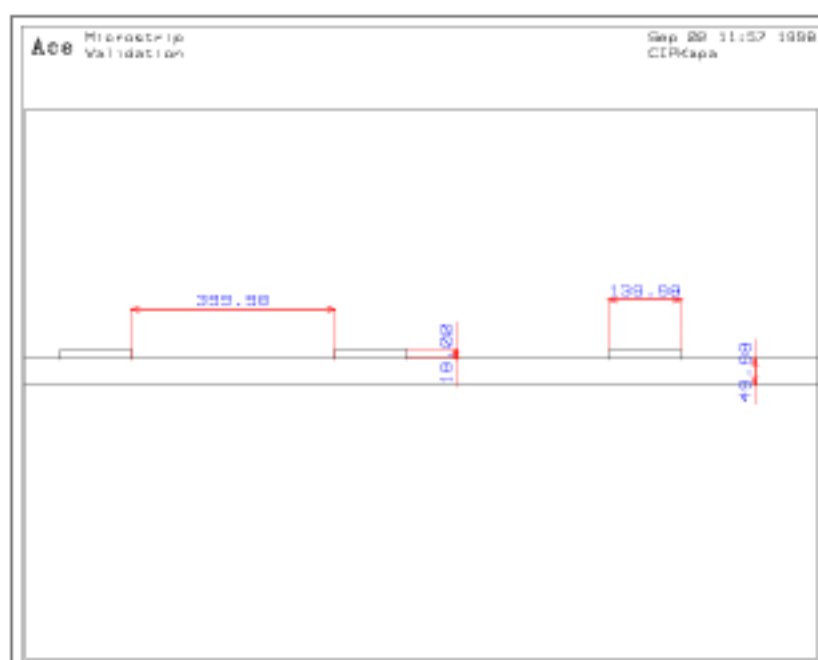


Abbildung 7.9.: Abmessung der Bahnen der Prototyp-Microstrip für die Feldsimulation

$\epsilon_{\text{Rohzell}}$  durch. Ich konnte dann Formeln in Abhängigkeit von  $\epsilon$  für die betroffenen Kapazitäten in der Kammer aufstellen. Zum Beispiel zeigte sich, daß die Bahn-



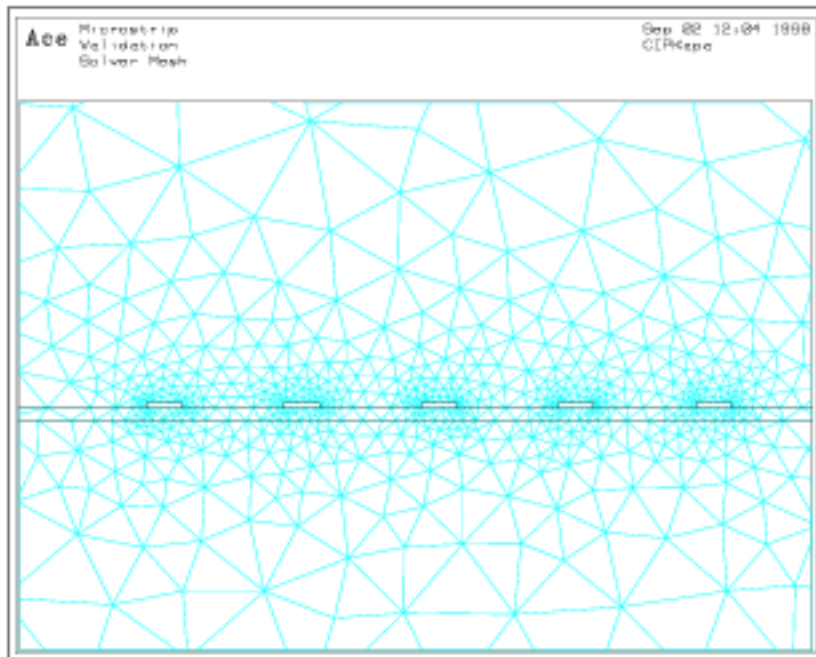


Abbildung 7.10.: Aufteilung des Raums um die Signalleitungen in finite Elemente unter ACE

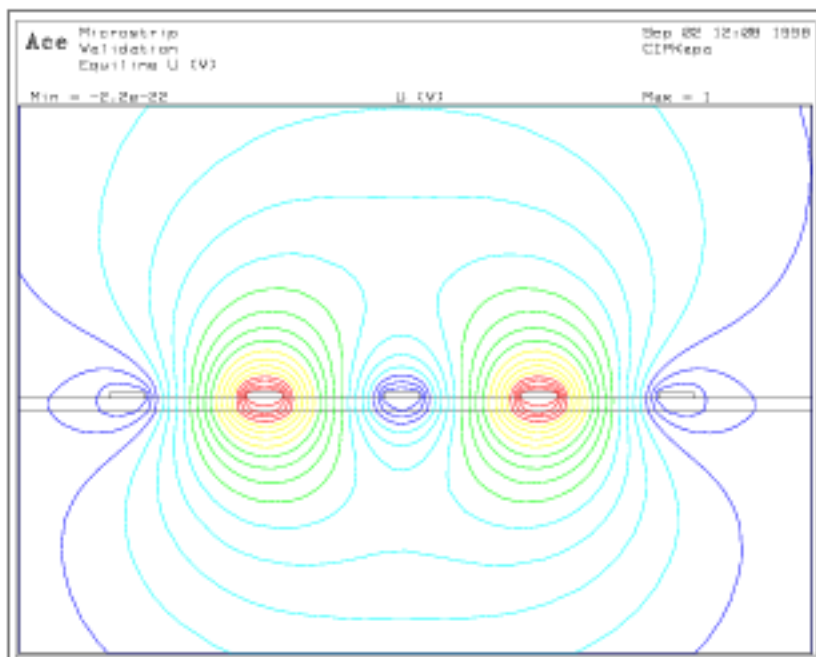


Abbildung 7.11.: Ergebnis der Prototyp-Feldsimulation: Die Equipotentiallinien um die Bahnen in ACE; Bahnen zwei und vier auf +1 V.

Bahn-Kapazität  $C_{22}$  aus einem festen Anteil von 35 fF, für den die im Kaptonträger befindliche Hälfte des Feldes verantwortlich ist, und aus einem Anteil von  $\epsilon_r \cdot 35$  fF

aus dem Rohacellteil zusammengesetzt ist. Die Formeln sind mit ACE im Bereich von  $\epsilon_r = 1..4$  geprüft und liefern die Kapazitäten mit einem Fehler von weniger als 2%. In der Tabelle 7.1 sind die verschiedenen Parameter bzw. die Formeln mit der Rohacell-Abhängigkeit ( $\epsilon_r$ ) aufgeführt. Zum Vergleich habe ich außerdem die Werte der für den CIPix optimierten Kammer angegeben.

Wert	C optimiert	Prototyp	Auftreten
$C_r$	0,1 pF	$\frac{1}{3}\epsilon_r \cdot 40$ fF	Abschirmung gegen Signalbahn
$R_s$	0,32 $\Omega$	0,13 $\Omega$	Signalbahn
$L_s$	2,4 nH	10 nH	Signalbahn
$C_k$	0,33 pF	$\frac{2}{3}\epsilon_r \cdot 40$ fF	Bahn gegen Abschirmung
$C_{mr}$	19 pF	$\epsilon_r \cdot 4,5$ pF	Abschirmung gegen Pad
$C_m$	1,2 nF	0,7 nF	Pad gegen Kohleschicht
$R_k$	31 k $\Omega$	31 k $\Omega$	Kohleschicht
$C_g$	3,1 pF	$\epsilon_r \cdot 590$ fF	Wolframdraht gegen Kohle/Masse
$R_w$	18 m $\Omega$	0 $\Omega$	Wolframdrähte
$L_w$	213 pH	0 H	Wolframdrähte
$C_{xs}$	44 fF	$35$ fF + $\epsilon_r \cdot 35$ fF	$X_T$

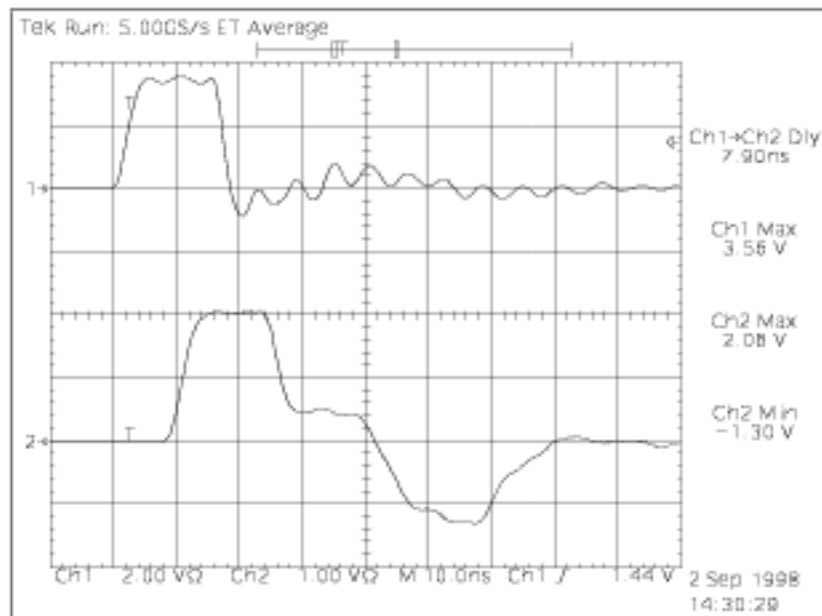
**Tabelle 7.1.:** Gegenüberstellung der Parameter der kapazitätsoptimierten Version und des Prototyps

Es wurde der schon für die Untersuchungen mit dem CIPix benutzte Schaltplan verwendet, d.h. zwei Signalleitungen mit drei geerdeten Schutzbahnen.

### 7.3.2. Meßergebnisse am Prototyp

Für die Messungen wurde ein Rechtecksignal von einer Pulslänge von 15 ns zwischen die nachgebaute Kohleschicht und die Masse injiziert. Der Pulser lieferte das Signal mit TTL-Level ( $high = 4$  V) und einer gemessenen Flankensteilheit von 4 ns, die sich genau mit der in den technischen Daten angegebenen Zeit von 1 ns/V deckte. In Abbildung 7.12 ist oben (Kanal 1) der Spannungsverlauf an der Kohleschicht, wo der Pulser angeschlossen ist, und unten (Kanal 2) der Spannungsverlauf am Ausgangswiderstand der Microstrip zu sehen.

Das Eingangssignal zeigt hochfrequente Schwingungen, die auf der gesamten äußeren Kammerabschirmung zu messen sind und demnach auf der Abschirmung laufen. Schließt man die Masse der Testspitze nicht direkt an der Einspeisestelle an, verschwinden diese Signale beinahe gänzlich, aber das Signal des Pulsers wird klein und stark verzerrt. Da die ansteigende Flanke für die Zeitmessungen und das Triggern wichtig war, habe ich die Einstreuungen an der Eingangsseite in Kauf genommen. Das Eingangssignal lieferte eine Maximalspannung von 3.6 V an der Kohleschicht; der Puls hatte eine Anstiegszeit von 5 ns und eine gemessene Halbwertsbreite von 15 ns.



**Abbildung 7.12.:** Oszilloskopbild der Spannungen des Eingangssignals an der Kohleschicht und des Ausgangssignals am Abschlußwiderstand beim Prototyp

An der Ausgangsseite darf die Meßspitzenmasse aber auf keinen Fall angeschlossen werden, da dort die Signale über die Abschlußwiderstände geerdet sind und sehr starke Signalverzerrungen auftreten. Statt dessen habe ich die Masse des Oszilloskops mit einer Leitung in der Mitte der Kammer direkt mit der Aluminiumplatte verbunden. Ansonsten ist das Signal sehr stabil, d.h. es verändert sich nur minimal durch Druck auf den Aufbau oder andere äußere Einflüsse. Die einzige Ausnahme bilden hier Signalveränderungen durch verschiedene  $\epsilon_r$  des Rohacells, welche erheblichen Einfluß auf die Signale ausüben.

Das Signal am Ausgang weist eine Anstiegszeit von 7 ns und eine Halbwertsbreite des Hauptpulses ohne den Signalausläufer von 16 ns auf. Die maximale Spannung liegt bei 2,1 V. Die Laufzeit durch die Kammer beträgt 8 ns. Der erste Nulldurchgang des Signals erfolgt 33 ns nach dem Start des Ausgangspulses, die maximale im Unterschwinger erreichte Spannung beträgt  $-1,3$  V. 62 ns nach dem Start des Ausgangssignals hat sich die Situation in der Kammer beruhigt.

In Abbildung 7.13 ist das Signal der benachbarten Signalleitung zu sehen. Die Form entspricht dem differenzierten Hauptsignal. Der erste positive Peak resultiert aus der ansteigenden Flanke, der erste negative aus dem Abfallen des Signals. Darauf folgt das Plateau des Hauptsignals. Der nächste negative Peak des  $X_T$ -Signals erfolgt zum Zeitpunkt des beginnenden Unterschwingens, der letzte positive Peak kommt synchron mit dessen Ende. Die Spitzen des Signals liegen bei 600 mV und  $-720$  mV.

Vergleicht man die *crossstalk*-Signale der beiden benachbarten Leitungen, so fällt auf, daß sich die Signale, die eigentlich wegen der Symmetrie identisch sein soll-

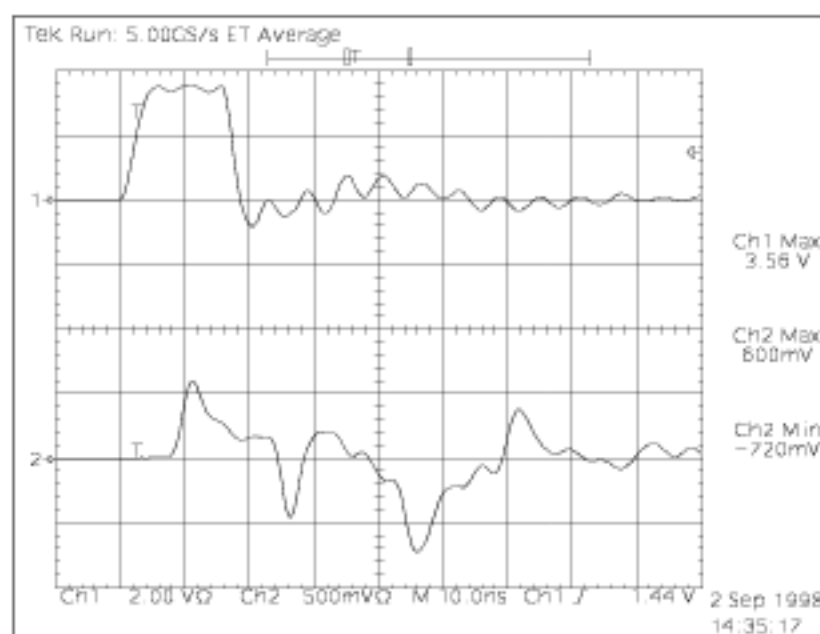


Abbildung 7.13.: Das Eingangssignal und das  $X_r$ -Signal der benachbarten Signalleitung beim Prototyp.

ten, doch unterscheiden. In der Abbildung 7.14 sind die beiden gegenübergestellt. In der Mitte ist das Differenzsignal angezeigt, welches die vom Eingang her bekannten hochfrequenten Schwingungen von rund 100 MHz zeigt. Diese sind offensichtlich auf dem Kanal 1 des Oszilloskops stärker vorhanden. Die einzige Asymmetrie der beiden Leitungen liegt im Widerstand des entsprechenden Abschnitts der nachgebauten Kohleschicht. Dies sind einmal 31 k $\Omega$  bei Pad 239 und dreimal 31 k $\Omega$  in Reihe bei Pad 237.

In der Abbildung 7.15 ist das eingekoppelte Signal, d.h. die Spannung an der Kohleschicht und die Spannung direkt am Pad, also am Eingang der Microstrip, zu sehen. Die Form der Signale ist kritisch zu betrachten, da das Anschließen des Oszilloskops am Pad diese stark verändert. Man sieht jedoch, daß das Signal praktisch mit voller Stärke in die Signalleitung eingekoppelt wird.

Die Kapazitätsmessung am Referenzkondensator lieferte für den Zeitraum dieses Versuchs  $\epsilon \approx 1$ . In mehreren Versuchsdurchgängen stellte ich fest, daß das  $\epsilon$  in einem Bereich von 1..4,6 schwankte.

### 7.3.3. Simulationsergebnisse

Das  $\epsilon$  des Versuchs wurde als Simulationsparameter eingegeben und die Simulation dann mit *spectreS* durchgeführt. Der Eingangsimpuls startete bei  $t = 5$  ns und besaß, wie das Signal im Experiment, eine Flankensteilheit von 5 ns und eine Impulsdauer von 15 ns. An dieser Stelle ist bei der Definition des Pulses der Spannungsquelle

### 7.3. Vergleich des Prototyps mit der Simulation

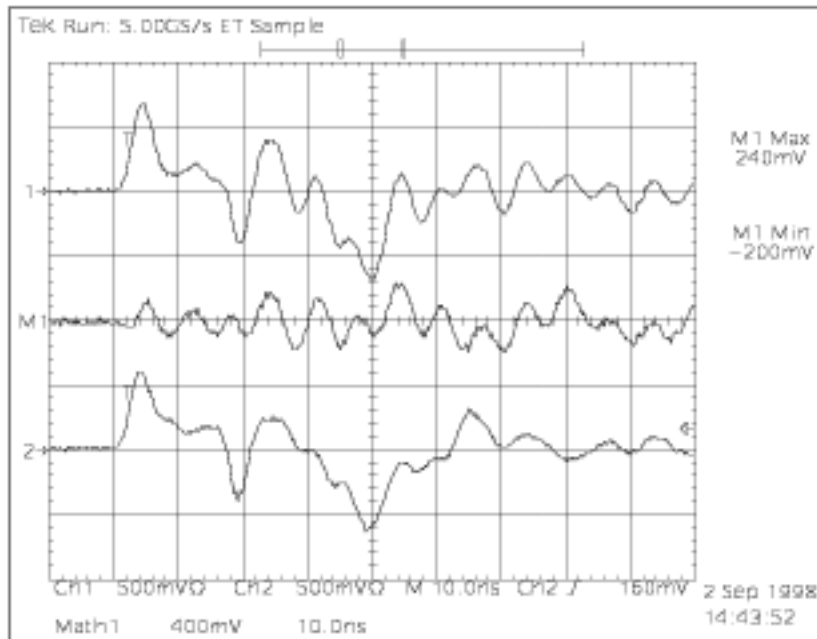


Abbildung 7.14.:  $X_T$ -Signale der benachbarten Leitungen und deren Differenzsignal (in der Mitte) beim Prototyp

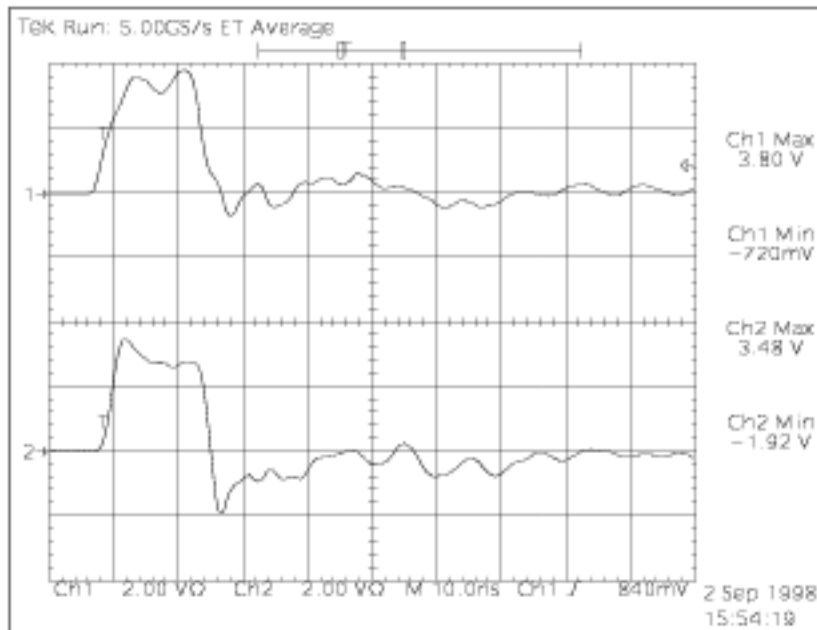


Abbildung 7.15.: Eingangssignal und Signal direkt am Pad beim Prototyp

Vorsicht geboten. Für den Pulser bedeuten diese Zeiten, daß die Elektronik auf *high* umschaltet und dort 15 ns bleibt. Beim Ausgangssignal führt es dazu, daß es mit dem maximalen *slope* in 4 ns auf 4 V steigt (hierbei läuft die Zeit für den Pulser schon).

## 7. Überprüfung der Ergebnisse anhand eines Prototyps

Das Signal bleibt dort noch weitere 11 ns und fällt dann erst in 4 ns auf Null. Die Angaben für die Spannungsquelle in der Simulation sind also: eine Anstiegszeit von  $t_{rise} = 4$  ns, eine Haltezeit  $t_{peak} = 11$  ns und eine Abfallzeit von  $t_{fall} = 4$  ns für das Signal. Das Resultat ist in Abbildung 7.16 zu sehen.

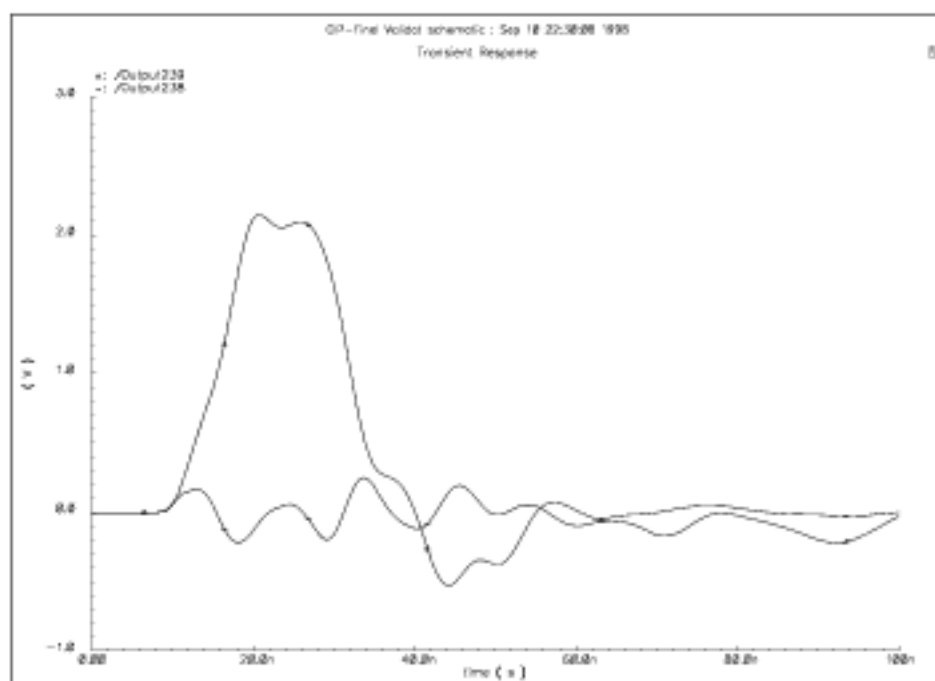


Abbildung 7.16.: Ausgangs- und  $X_T$ -Signal der Simulation des Prototyps

Das Ausgangssignal startet bei  $t = 9$  ns, also 4 ns nach der Signalinjektion. Diese Laufzeit ist bei einer 1,9 m langen Leitung allerdings erstaunlich. Ich gehe in Kapitel 7.4.1, wo ich die Simulation mit dem Versuch vergleiche, ausführlich auf diesen Effekt ein.

In der steigenden Flanke des Ausgangssignals erkennt man bei  $U \approx 1$  V einen Knick. Extrapoliert man den oberen Teil der Flanke zur Zeitachse hin und ignoriert den unteren, erhält man einen Startzeitpunkt von 8 ns nach der Injektion des Eingangssignals und eine Anstiegszeit von 7 ns. Die Halbwertsbreite des Peaks beträgt 15,8 ns, das Maximum liegt bei einer Spannung von 2,1 V. Der erste Nulldurchgang des Ausgangssignals erfolgt 31 ns nach dessen Start; die Maximalspannung des Unterschingers beträgt  $-530$  mV. Die Signalleitung hat sich ca. 51 ns nach der steigenden Flanke der Ausgangsspannung wieder beruhigt.

Das  $X_T$ -Signal zeigt starke Schwingungen von ca. 100 MHz, die auch dem eigentlichen Ausgangssignal überlagert sind. Ein Anteil des differenzierten Hauptsignals ist hier nicht zu sehen, die Extreme des Signals liegen bei 250 mV und  $-200$  mV.

## 7.4. Ergebnisse

### 7.4.1. Ergebnisse aus dem Vergleich von Simulation und Versuch

Wie oben schon erwähnt, startet das Signal in der Simulation wesentlich früher als zu erwarten ist, nämlich schon bei  $t = 9 \text{ ns}$  und damit  $4 \text{ ns}$  nach der Signalinjektion. Dieses Verhalten zeigt, daß hier Aspekte unberücksichtigt bleiben, über die die Simulation keine Informationen hat: die Lichtgeschwindigkeit  $c = 299800000 \text{ m/s}$  und Angaben über die physikalischen Ausdehnungen der Elektronik, die nachgebildet wird. Die minimale Laufzeit ist bei einer  $1,9 \text{ m}$  langen Kammer natürlich  $t_{prop} = 6,3 \text{ ns}$ . Das Problem tritt hier deswegen auf, weil durch die dicken Rohacellplatten sehr kleine Kapazitäten die Leitung bestimmen und die Laufzeiten daher sehr klein werden.

Das Simulationsergebnis zeigt, daß der Ersatzschaltplan der Signalleitung den Wellenleitercharakter beschreibt. Verständlich wird das Ergebnis, wenn man sich den Schaltplan mit den Kapazitäten in x- und y-Richtung vorstellt und die Signallaufzeiten, wie in Tabelle 7.2 notiert, einzeln berechnet. Die Induktivität der Leitung beträgt  $1 \mu\text{H/m}$ , für die Kapazität gegen die Abschirmungen müssen  $C_r$  und  $C_k$  (vergleiche mit Abb. 4.6) addiert werden, und für die Kapazität gegen die Schutzbahnen wird  $2 \cdot C_{zs}$  verwendet.

Richtung	$C_{sum}$	$t_{prop} = \sqrt{L \cdot C}$	$t_{1,9m} = 1,9m \cdot t_{prop}$	$Z = \sqrt{L/C}$
Bahn-Abschirmung	$4 \text{ pF/m}$	$2 \text{ ns/m}$	$3,8 \text{ ns}$	$500 \Omega$
Bahn-Schutzbahn	$14 \text{ pF/m}$	$3,7 \text{ ns/m}$	$7 \text{ ns}$	$267 \Omega$

**Tabelle 7.2.:** Theoretische Signallaufzeiten und Wellenwiderstände der beiden Moden bei der Simulation des Prototyps

Die erste Mode kann im Experiment natürlich nicht auftreten, sie ist „unphysikalisch“. Theoretisch gibt es die Möglichkeit, die Simulation so anzupassen, daß sie die Signallaufzeiten richtig berücksichtigt. Hierzu müßte jedes RLCG-Glied um ein Verzögerungsglied (*delay*) erweitert werden, welches das Signal entsprechend der physikalischen Ausdehnung um  $t = l/c = 1 \text{ cm} \cdot 1/c$  verzögert. Das würde jedoch den Simulationsaufwand extrem vergrößern. Außerdem tritt dieses Problem nur hier bei der sehr niedrigen Bahn-Abschirmungs-Kapazität auf und spielt bei der Optimierung des Aufbaus der späteren Kammer keine Rolle.

Ein Teil des Signals scheint in der Simulation also einen Leitungsmechanismus zu benutzen, der in der Realität nicht zur Verfügung steht. Geht man davon aus, daß das Signal wirklich in zwei verschiedene Moden aufgespalten wird, muß man, um die korrekten Schlüsse zu ziehen, den Start der steigenden Flanke am Ausgang ignorieren. Hier ist es hilfreich, daß die beiden Moden wegen des unterschiedlichen Wellenwiderstandes (siehe Tabelle 7.2) auch einen unterschiedlich starken Anteil des Signals

erhalten. Da das langsame Signal zwischen Bahn und Schutzbahnen viel stärker ist, kann man aus der Flanke nach dem Knick bei 1 V die Startzeit der „physikalischen Mode“ extrapolieren. Das schnellere Signal hat auch noch andere Auswirkungen. Das Plateau nach dem Hauptpeak wird verkürzt, weil Reflexionen des schnellen Signals auch früher wieder eintreffen. Außerdem wird der erste Peak des Unterschwingers überbetont. Er resultiert aus eben jenem schnellen Signal, das wegen des Wellenwiderstandes der Leitung in dieser Mode von  $Z = 500 \Omega$  an als ideal berechneten Abschlußwiderstand von  $Z = 260 \Omega$  auch stärker reflektiert wird. Berücksichtigt man diesen Umstand bei den Ergebnissen der Simulation, deckt sich das Ausgangssignal derselben sehr gut mit den Messungen. Die Signallaufzeiten und die Flankensteilheit sind korrekt, die Amplitude des Hauptpulses auch, nur der Unterschwinger fällt in der Simulation etwas flacher aus.

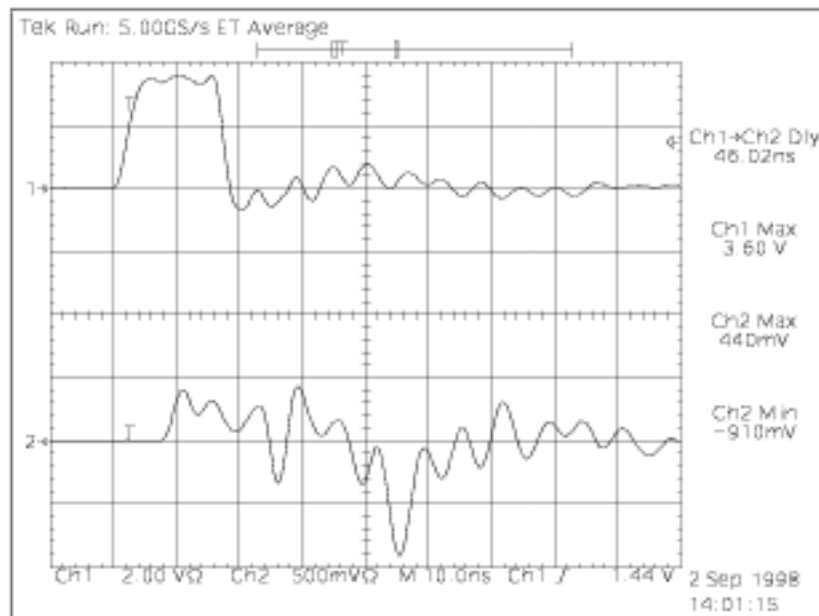
Eine Aufteilung des Signals auf zwei Moden beeinflusst natürlich auch das Übersprechen, da das Signal, dessen *crossstalk* eigentlich erwartet wird (zwischen Bahn und den beiden Schutzbahnen), schwächer ausfällt. Das  $X_T$ -Signal ist bei der Messung am Prototyp schon nicht sehr ausgeprägt, aber bei der Simulation sieht man im großen und ganzen nur noch ein Signal mit ca. 100 MHz. Diese Frequenz taucht immer wieder auf, sie entspricht der Flankensteilheit des injizierten Signals: Geht es um die Frage, welchen Widerstand eine Kapazität für ein Signal darstellt, benutzt man bei periodischen Signalen mit nicht zu extremem *duty-cycle* die Frequenz, d.h. die Perioden pro Zeiteinheit, und erhält  $X_C = (2 \cdot \pi \cdot f \cdot C)^{-1}$ . Eine andere Frage ist, welchen Widerstand eine Kapazität für eine ansteigende Signalflanke darstellt. Hier benutzt man  $X_C = t_{\text{raise}} \cdot (\pi \cdot C)^{-1}$ , wobei  $t_{\text{raise}}$  die Anstiegszeit von 10% bis 90% der Signalamplitude ist. Daraus ergibt sich die Umrechnung:  $f = (2 \cdot t_{\text{raise}})^{-1}$ .

Das bedeutet, daß die Anstiegszeit des Signals an der Kohleschicht wie ein 100 MHz-Signal gesehen wird. Aufgrund der Tatsache, daß diese Schwingungen sowohl in der Simulation wie auch in der Messung auftreten, erst mit dem Signal beginnen und zusammen mit dem Hauptsignal auch wieder abebben, muß es sich hier um ein Resonanzphänomen innerhalb der Kammer handeln.

Da ich in der Simulation nur eine Erdung benutze, kann ich am Ausgang nicht anders vorgehen, als die Spannung am Abschlußwiderstand abzunehmen. Zur Erinnerung: Bei der Messung hatte ich dieses Störsignal ausgeblendet, indem ich genaue genommen nicht die Signalerde als Massenreferenz für das Oszilloskop benutzte. Wenn ich jedoch die Massenreferenz des Tastkopfes direkt an der Erdung des Ausgangswiderstandes anschließe, erhalte ich ein  $X_T$ -Signal wie in Abbildung 7.17, welches, ebenso wie in der Simulation, nur noch das überlagerte 100 MHz-Signal erkennen läßt, das eigentliche  $X_T$ -Signal ist quasi verschwunden. Auch die Amplituden liegen in dieser Messung bis auf einen Peak im gleichen Bereich wie die des simulierten *crossstalk*.

Zusammenfassend zeigt dies, daß die gewählten Simulationsmethoden die richtigen Ergebnisse liefern und ein Aufbau so beschrieben werden kann. Alle Unterschiede zwischen dem Prototyp und dessen Simulation beruhen auf Resonanzproblemen und





**Abbildung 7.17.:**  $X_1$ -Ausgangssignal bei Spannungsabnahme direkt am Abschlußwiderstand des Prototyps

unphysikalischen Signalen. Die Resonanzprobleme sind ein Designproblem beim Prototyp und treten in den Simulationen der verschiedenen CIP-Geometrien nicht auf, ebenso verhält es sich mit den unphysikalischen, d.h. zu schnellen Signalen. Grund für diese Probleme sind die, gegenüber der geplanten CIP, um den Faktor 6 dickeren Rohacell-Platten des Prototyps, die zu sehr niedrigen Kapazitäten zwischen den Schichten führen. Spaltet sich das Signal in der Simulation tatsächlich in zwei verschiedene Moden auf, sind die Ergebnisse der CIP-Simulationen korrekt und liefern bei einem entsprechenden Aufbau die zu erwartenden Resultate. Dafür spricht die gute Übereinstimmung der theoretisch zu erwartenden Laufzeiten mit den Resultaten der Signalsimulation. Zur endgültigen Bestätigung dieses Sachverhalts sollte noch eine theoretische Signalleitung simuliert werden, deren extrem unterschiedliche Kapazitäten für eine stärkere Separation der beiden Moden sorgen, damit die Übereinstimmung der theoretischen Laufzeiten mit den simulierten bei verschiedenen Stripline-Parametern gezeigt werden kann.

### 7.4.2. Ergebnisse aus den Rohacell-Untersuchungen

Die Messungen zeigten, daß das  $\epsilon$  des Rohacells deutlich über den Literaturangaben von 1 liegt. Da das Rohacell hydrophil ist, liegt der Verdacht nahe, daß es einen Zusammenhang zwischen Luftfeuchtigkeit und  $\epsilon$  gibt. Der teilweise sehr hohe Wert ist trotzdem erstaunlich, obwohl Wasser als polares Molekül bei  $\epsilon = 80$  liegt. In der Nacht, in der die ersten Messungen durchgeführt wurden, herrschte draußen schwül-

warmes Wetter mit dichtem Nebel. Diese Witterung hielt auch die nächsten Tage über an. Da die Kapazitäten bei der Konstruktion der CIP kritisch sind, muß auf diesen Sachverhalt unbedingt geachtet werden.

Auch bei der alten CIP wurde Rohacell als Schichtmaterial verwendet, doch waren die Abstände der Signalleitungen bei weitem nicht so eng, da es deutlich weniger Leitungen waren. Beim damaligen Bau wurde die Kammer 48 Stunden bei 160 °C und 24 Stunden bei 180 °C gebacken, um Spannungen aus dem Rohacell zu beseitigen [Mül92]. Um festzustellen, ob Ausheizen die Kapazität verringert, erhitze ich die Rohacellplatte des 10 cm mal 10 cm messenden Referenzkondensators bei 160 °C. In Abständen von einer halben Stunde entnahm ich die Platte dem Ofen, baute den Kondensator auf und maß die Kapazität. Im Laufe von 7 Stunden schwankte die Kapazität dabei nur unwesentlich, die relative Dielektrizitätskonstante blieb bei ca. 4.

Um dann festzustellen, ob Wasser wirklich das Problem ist, benetzte ich die Platte kurz unter dem Wasserhahn, wartete zehn Minuten und trocknete sie gründlich ab. Der Test ergab nach dieser Behandlung  $\epsilon = 29$ . Ein anschließendes, einstündiges Backen bei 160 °C brachte das  $\epsilon$  herunter auf 4. Jedoch stieg die Kapazität während des Abkühlvorgangs in 2 Minuten soweit an, daß  $\epsilon = 4,6$  erreicht wurde. Ein halbe Stunde später hatte sich das Rohacell bei  $\epsilon = 3,8$  eingependelt.

Wiederholte Messungen in den nächsten Tagen zeigten sehr starke Schwankungen der Werte. Das Erhitzen scheint nur dann einen Einfluß zu haben, wenn das Rohacell noch Wasser gespeichert hat und die Umgebungsluft deutlich trockener ist. Zumindest bei der offenen Bauweise des zur Verfügung stehenden Ofens scheint eine Verbesserung durch Erhitzen nicht möglich. Eine andere Möglichkeit ist, daß das Rohacell so stark hydrophil ist, daß es die Feuchtigkeit aus den tieferen Schichten nur sehr langsam abgibt und das kurze Herausnehmen aus dem Ofen bereits ausgereicht hat, diese äußere Schicht erneut zu sättigen.

Es sollten auf jeden Fall noch Messungen mit langen Backzeiten in einem geschlossenen Ofen oder Klimaschrank gemacht werden. Ansonsten ist der Zusammenbau bei möglichst geringer Luftfeuchtigkeit durchzuführen, wobei die Platten einige Tage in diesem Klima gelagert sein sollten.

## 8. Zusammenfassung und Ausblick

Das Ziel dieser Arbeit war, eine Stripline-Auslese für die Kathodensignale der neuen CIP für H1 2000 zu konstruieren. Es hat sich gezeigt, daß es möglich ist, die Kammer im Sandwichverfahren so aufzubauen, daß ein guter Kompromiß zwischen Signalqualität aus der Kammer (minimaler *crossstalk* und wenig Reflexionen), Anforderungen des Auslesechips und möglichst geringer Einschränkung der realisierbaren Padanzahl und Segmentierung möglich ist.

Der gewählte Ansatz, die Kammer und die Stripline durch analoge Bauteile zu simulieren, liefert gute Voraussagen der tatsächlichen Eigenschaften und gestattet es, verschiedene Designvarianten und neue Ideen schnell und umfassend auf ihre Auswirkungen hin zu untersuchen. Die Verifikation der Signale *crossstalks* mit der ersten Stripline (Kapitel 4.2.4) und dem Prototyp (Kapitel 7) zeigt, daß die Simulationen im Rahmen der für eine Beurteilung notwendigen Genauigkeit korrekte Resultate liefern.

Kritisch bei der Umsetzung ist die Bestimmung der Parameter. Vor allem bei Geometrien wie der einer Stripline stellt eine Simulation der Felder die einzige zuverlässige Methode dar, Aussagen über Kapazitäten und Induktivitäten zu erhalten. Die Auswirkungen auch nur kleiner Veränderungen an den Abmessungen sind zum Teil drastisch und entziehen sich einer einfachen Näherung oder Abschätzung.

Diese Methode der Simulation hat natürlich auch Einschränkungen. Am Prototyp war zum Beispiel zu sehen, daß die Simulation „unphysikalische“ Ergebnisse (Signale, die sich schneller als mit Lichtgeschwindigkeit ausbreiten, siehe Kapitel 7.4) lieferte und die Resultate deshalb erst mit dem Wissen um diese Tatsache und deren Ursache richtig gedeutet werden konnten. Ein ähnliches Problem ergibt sich auch bei der Fragestellung des Rauschens einer solchen Kammer. Die elektronische Simulation ist in der Lage, das Rauschen verschiedener Analogbauteile zu berechnen. Das Rauschen des Ersatzschaltbildes hat aber mit dem einer realen Kammer mit ihren verschiedenen Schichten wenig gemeinsam und kann daher so auch nicht festgestellt werden.

Da sich gezeigt hat, daß die Kombination der Kammer in der kapazitätsminimierten Version zusammen mit dem CIPix gute Ergebnisse liefert, muß das in Kapitel 7 beschriebene Rohacell-Problem besonders im Auge behalten werden. Bei der jetzigen Lösung ist nur eine Kombination von 240 Pads in einer 16-fach-Segmentierung wegen der sonst für den CIPix zu hohen Lastkapazität ausgeschlossen (siehe Kapitel 6). Das Maximum ist eine 8-fache Segmentierung mit 240 Pads pro Segment

in z-Richtung bzw. eine 16-fache Segmentierung mit 120 Pads pro Segment. Diese Anordnung verfügt dann über geerdete „Schutzbahnen“ zwischen den Signalleitungen, darunterliegenden Abschirmungen und Striplines in zwei Ebenen übereinander. Die Kapazität liegt dennoch an der Grenze dessen, was als Lastkapazität am CIPix-Eingang angeschlossen werden darf. Sollte sich herausstellen, daß die Verarbeitung des Rohacells nicht so durchgeführt werden kann, daß  $\epsilon_r \approx 1$  erfüllt ist, müssen die Signalbahnen zur Kapazitätsverminderung noch weiter voneinander entfernt und damit stärkere Einschränkungen in der maximalen Padanzahl in Kauf genommen werden. Das gleiche Problem tritt auf, wenn sich das Rohacell beim Verkleben zu sehr mit dem Kunstharz vollsaugen sollte. Eine noch zu untersuchende Lösung besteht in der Verwendung von spezialgefertigten Koaxialkabeln als Signalleitungen.

Der nächste Schritt ist die Festlegung der für die Untergrundseparation und Auflösung der 3-fach Ambiguität des CST benötigte Anzahl von Pads bzw. die hierfür notwendige Segmentierung. Wird hierbei nicht die maximale Anzahl von Leitungen benötigt, tritt das Rohacell-Problem in den Hintergrund. Die Submission des ersten CIPix-Testchips findet im September 1998 statt. Die erste fertige Kammerlage, die in Zürich gebaut wird, ist für Ende 1998 projektiert. Die vollständige Kammer mit 5 Lagen soll im Frühsommer 2000 fertiggestellt sein und dann in das H1 Experiment eingebaut werden.

## A. Formeln zur Berechnung von Microstrips

Diese Formeln aus den *IEEE Proceedings* [BG77] gestatten die Berechnung der wichtigsten Parameter einer sogenannten *microstrip*. Darunter versteht man dünne, parallele Leiterbahnen auf einem Kunststoffträger (z.B. Kaptonfolie) mit einer Metallschicht auf der anderen Seite der Trägerfolie, die als Signalmasse dient.

Im Folgenden ist  $h$  die Dicke des Trägermaterials,  $w$  die Breite der Leiterbahnen und  $t$  die Dicke derselben. Alle Längenangaben erfolgen in *inch* (1 inch = 2,54 cm).  $\epsilon_r$  ist die relative Dielektrizitätszahl des Trägermediums.

Als erster Schritt muß die *effektive Dielektrizitätszahl*  $\epsilon_{eff}$  ausgerechnet werden. Hier wird zwischen breiten Bahnen ( $w > h$ ) und flachen Bahnen ( $w < h$ ) unterschieden, da  $\epsilon_{eff}$  für breite Bahnen nahe der Masseschicht gegen  $\epsilon_r$  geht, im anderen Fall die Umgebung (Luft) das Feld mit beeinflusst.

$$\epsilon_{tmp} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2}\right) \cdot \left[ \left(1 + \frac{12 \cdot h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0,04 \cdot \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right] \quad w < h \quad (\text{A.1})$$

$$\epsilon_{tmp} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2}\right) \cdot \left[ \left(1 + \frac{12 \cdot h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \right] \quad w > h \quad (\text{A.2})$$

Hinzu kommt noch eine Korrektur, die die Bahndicke berücksichtigt:

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_{tmp} - \frac{(\epsilon_r - 1) \cdot \left(\frac{t}{h}\right)}{4,6 \cdot \sqrt{\frac{w}{h}}} \quad (\text{A.3})$$

Der nächste Schritt ist die Berechnung der effektiven Bahnbreite in *inch*. Auch hier werden je nach Geometrie zwei Fälle unterschieden:

$$w_{eff} = w + \frac{1,25 \cdot t}{\pi} \cdot \left(1 + \ln\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot w}{t}\right)\right) \quad 2\pi w < h \quad (\text{A.4})$$

$$w_{eff} = w + \frac{1,25 \cdot t}{\pi} \cdot \left(1 + \ln\left(\frac{2 \cdot h}{t}\right)\right) \quad 2\pi w > h \quad (\text{A.5})$$

## A. Formeln zur Berechnung von Microstrips

---

Mit den bisherigen Formeln ist es dann möglich, den Wellenwiderstand in  $[\Omega]$  zu berechnen. Auch hier muß wieder je nach Geometrie eine der folgenden Formeln verwendet werden:

$$Z_{tmp} = 60 \cdot \ln \left( \frac{8 \cdot h}{w_{eff}} + \frac{w_{eff}}{4 \cdot h} \right) \quad w < h \quad (\text{A.6})$$

$$Z_{tmp} = \frac{120 \cdot \pi}{\frac{w_{eff}}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln \left( \frac{w_{eff}}{h} + 1,4444 \right)} \quad w > h \quad (\text{A.7})$$

Dies führt zu folgendem Ergebnis:

$$Z_{eff} [\Omega] = \frac{Z_{tmp}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{A.8})$$

Die Signallaufzeit (*propagation delay*) in  $[s/inch]$  erhält man dann ( $\frac{1}{c} = 84,72 \cdot 10^{-12} s/inch$ ) durch die Formel:

$$t_{delay} [s/inch] = 84,72 \cdot 10^{-12} \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (\text{A.9})$$

Damit ergibt sich die Induktivität der Bahn pro Länge:

$$L_{strip} [H/inch] = t_{delay} \cdot Z_{eff} \quad (\text{A.10})$$

Und schließlich die Kapazität der Bahn gegen die Masse pro Länge:

$$C_{strip} [F/inch] = \frac{t_{delay}}{Z_{eff}} \quad (\text{A.11})$$

Diese Formeln liefern nach Literaturangaben eine Genauigkeit von besser als 2%, wenn  $0 < t/h < 0,2$ ,  $0,1 < w/h < 20$  und  $0 < \epsilon_r < 16$  ist.

# Literaturverzeichnis

- [Bau99] BAUMEISTER, DANIEL: *Entwicklung des CIPix*. Diplomarbeit, Universität Heidelberg, Institut für Hochenergiephysik, ASIC Labor, beendet voraussichtlich 1999.
- [Bec96] BECK, HANSPETER: *Principles and Operation of the z-Vertex Trigger*. H1-05/96-479. H1 Collaboration, 1996.
- [BG77] BAHL, I. J. und RAMESH GARG: *Simple and accurate formulas for microstrip with finite strip thickness*, Seiten 1611–1612. 65. Proc. IEEE, 1977.
- [FR98] FEUERSTACK-RAIBLE, MARTIN: *private Mitteilungen*, 1998.
- [Gla97] GLASS, BORIS: *Analoge Auslese- und Triggerelektronik für Mikrostreifen-Gaszähler*. Diplomarbeit, Universität Heidelberg, Physikalisches Institut, 1997.
- [H1 97a] H1 COLLABORATION: *ep Physics beyond 1999*. H1-10/97-531. Paper submitted to the representatives of the H1 Funding Agencies for their meeting on 11/24/97 at DESY, Hamburg, 1997.
- [H1 97b] H1 COLLABORATION: *The H1-Detector at HERA*. A386. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, 1997.
- [H1 98a] H1 COLLABORATION: *Proposal to Upgrade the H1 Forward Track Detector*, June 1998.
- [H1 98b] H1 HIGH LUMINOSITY UPGRADE 2000: *Progress Report on CIP and Level 1 Vertex Trigger for the PRC*, June 1998.
- [Hin95] HINSCH, H.: *Elektronik*. Vorlesungsscript, Wintersemester 94/95.
- [Koh60] KOHLRAUSCH, F.: *Praktische Physik Band 2*. B.G.Teubner Verlagsgesellschaft Stuttgart, 1960.
- [Löc98a] LÖCHNER, SVEN: *private Mitteilungen*, 1998.

- [Löc98b] LÖCHNER, SVEN: *Entwicklung des CIPix*. Diplomarbeit, Universität Heidelberg, Institut für Hochenergiephysik, ASIC Labor, beendet voraussichtlich 1998.
- [Lüd98] LÜDERS, STEFAN: *Statusbericht CIP/CST-Tracking*. internes Paper, Juni 1998.
- [Mic97] MICROSIM: *PSpice Online Handbook*. Software Version 7.1, 1997.
- [Mül92] MÜLLER ET AL., KATHARINA: *Construction and performance of a thin cylindrical multiwire proportional chamber with cathode pad readout for the H1-experiment*, Seiten 457–466. A312. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, 1992.
- [Mül98] MÜLLER, KATHARINA: *private Mitteilungen*, 1998.
- [Roe] ROEHM GMBH: *Kunst- und Schaumstoffe*. Internet. <http://www.roehm.de/>.
- [Str] STRASCHU GMBH: *Leiterbahnherstellung*. Internet. <http://www.straschu-Lp.de/>.
- [Str98] STRAUMANN, PROF. DR. ULRICH: *private Mitteilungen*, 1998.
- [Tex98] TEXAS INSTRUMENTS: *Design Considerations for Logic Products - Application Book*, Seiten (7-1) 7–165. TI, 1998.
- [Wür] WÜRTH GMBH: *Leiterbahnfertigung*. Internet. <http://www.wuerth.de/>.



# Danksagung

Ich möchte an dieser Stelle allen danken, die mich im Laufe dieser Diplomarbeit unterstützt haben. Besonderer Dank geht an:

- Herrn Prof. Dr. Straumann für das, vor allem beim ersten Thema, in mich gesetzte Vertrauen, die aufmunternden Worte im richtigen Augenblick und seine konstruktive Skepsis.
- Herrn Prof. Dr. von Krogh für die freundliche Übernahme der Zweitkorrektur.
- Frau Dr. Katharina Müller für die Unterstützung und die fruchtbaren Gespräche.
- Herrn Wolfgang Gradl und Herrn Jörg Marks, deren fortgesetzte Instandhaltungs- und Wartungsmaßnahmen am Rechnerpool einen nicht unwesentlichen Teil dieser Arbeit ermöglicht haben.
- Carola Richter für Ihre Bond-Pressen sowie die Einführungen in das z-Bonden und ACE.
- Hans-Bernd Dreis, der, allzeit gesprächsbereit, immer ein zur Situation passendes Wort fand.
- Der gesamten H1 und HERA-B Gruppe für die angenehme und anregende Arbeitsatmosphäre.
- Der Mannschaft aus dem ASIC-Labor: Martin Feuerstack, Sven Löchner, Daniel Baumeister und Harald Deppe für die intensive Zusammenarbeit.
- Meiner Frau Hanni für ihre schier endlose Geduld und Unterstützung.

Diese Aufzählung ist weit entfernt davon, vollständig zu sein. Zu viele Mitglieder des physikalischen Institutes müßten hier noch aufgeführt sein. Ich danke allen.