

Bergische Universität - Gesamthochschule Wuppertal

Kapazitive Auslese

von

Streamerrohren

im

H1-Detektor *S. 111*

Diplomarbeit

von

Joachim Ebert

WU D 90-12

Wuppertal, April 1990

AA x

Inhaltsverzeichnis

| | | Seite |
|------------------|--|-------|
| Kapitel 1 | Einleitung | 3 |
| 1.1 | Der H1-Detektor | 3 |
| 1.2 | Das instrumentierte Eisen | 5 |
| 1.2.1 | Die analoge Auslekette des instrumentierten Eisens | 7 |
| 1.2.2 | Anforderungen an den Towerbuilder | 8 |
| 1.3 | Gegenstand dieser Arbeit | 9 |
| | | |
| Kapitel 2 | Der Streamermechanismus | 10 |
| | | |
| Kapitel 3 | Messung der Parameter von Padsignalen | 13 |
| 3.1 | Testaufbau | 14 |
| 3.1.1 | Der Verstärker | 15 |
| 3.1.2 | Schaltung des Meßverstärkers | 16 |
| 3.1.3 | Simulation des Meßverstärkers | 18 |
| 3.1.4 | Aufbau des Verstärkers | 19 |
| 3.1.5 | Labortest des Meßverstärkers | 20 |
| 3.1.6 | Bauteilbedingte Toleranzen der Testverstärker | 25 |
| 3.2 | Messung der Pulsparameter | 25 |
| 3.2.1 | Padpuls eines einzelnen Streamers | 25 |
| 3.2.2 | Pulsform des Summensignals mehrerer Ebenen | 29 |
| 3.3 | Pulsverfälschung durch Störsignale | 31 |
| | | |
| Kapitel 4 | Der Towerbuilder für H1 | 32 |
| 4.1 | Die Schaltungsanforderungen | 32 |
| 4.2 | Die Schaltungsentwicklung | 35 |
| 4.3 | Kalibration | 39 |
| 4.3.1 | Anforderungen an die Kalibration | 41 |
| 4.3.2 | Schaltung des Kalibrationseinganges | 41 |
| 4.4 | Aufbau des Towerbuilders für H1 | 43 |
| 4.5 | Labortest des H1-Towerbuilder | 45 |
| 4.6 | Bauteilbedingte Toleranzen des Verstärkers | 51 |
| 4.7 | Test des H1-Towerbuilders am Elektronenstrahl | 52 |

Inhaltsverzeichnis

| | Seite |
|--|-------|
| Kapitel 5 Zusammenfassung | 55 |
| Anhang | |
| A Dimensionierung des Meßverstärkers | 57 |
| B Analytische Bestimmung der Draht- und Padpulse von Limited-Streamer-Tubes | 60 |
| Abbildungsverzeichnis | 71 |
| Literaturverzeichnis | 73 |
| Danksagung | 74 |

Kapitel 1

Einleitung

Die vorliegende Arbeit untersucht die analoge Auslese kapazitiv ausgekoppelter Signale von Streamerrohrkammern (Limited-Streamer-Tubes)¹. Diese Detektorart wird im H1-Experiment am HERA-Beschleunigerring² zur Energiemessung sowie zur Myonidentifizierung benutzt.

Die physikalische Motivation des Experimentes ist in verschiedenen Veröffentlichungen³ beschrieben. Im Folgenden wird daher nur auf die für die analoge Auslese relevanten Folgerungen eingegangen.

1.1 Der H1-Detektor

Der H1-Detektor besteht im wesentlichen aus

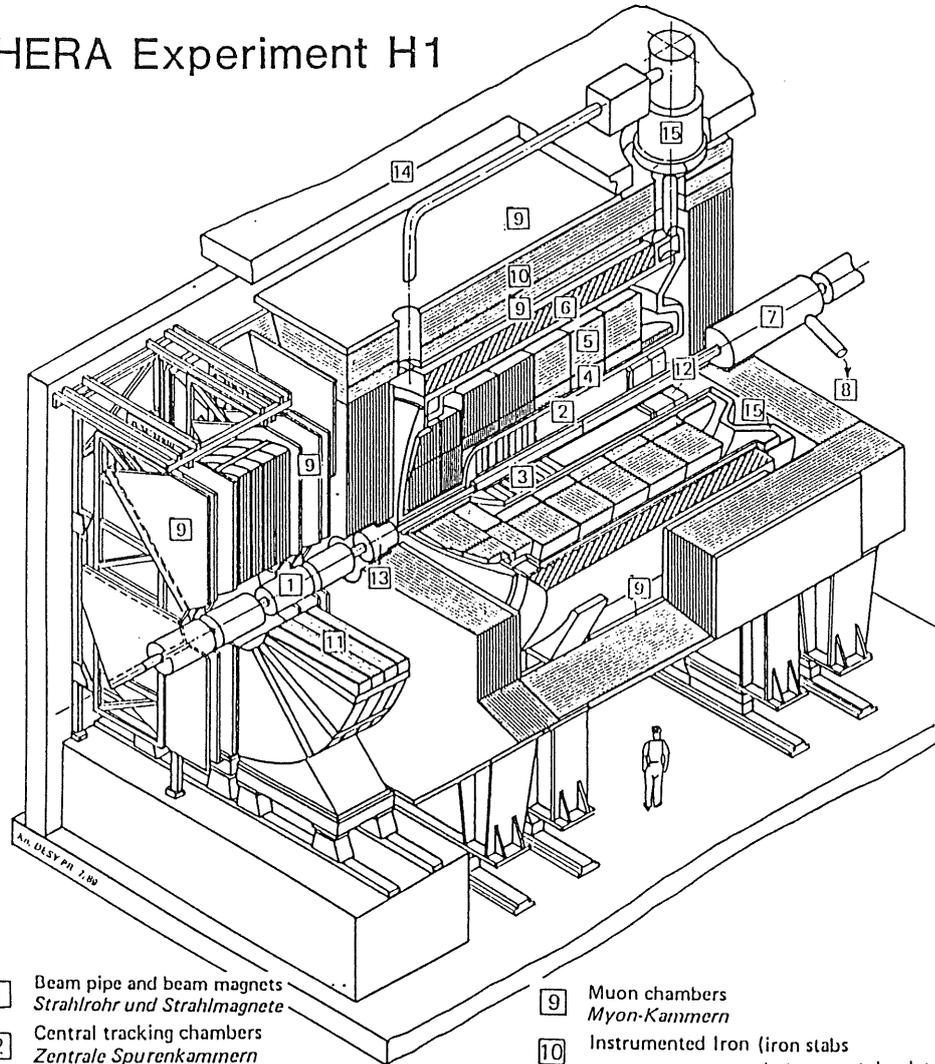
- den zentral angebrachten Spurenkammern zur Teilchenspurrekonstruktion,
- dem Flüssig-Argon Kalorimeter,
- der supraleitenden Spule zur Bahnkrümmung der geladenen Teilchen,
- dem Rückführungseisen (Eisenjoch) der Spule mit Limited-Streamer-Tubes als Instrumentierung.

Abb. 1.1.-0 zeigt den schematischen Aufbau des Detektors.

Die Instrumentierung des Rückführungseisen erfüllt gleichzeitig zwei Aufgaben. Zusammen mit dem Flüssig-Argon Kalorimeter dient es der Kalorimetrie. Energie, die aus dem inneren Kalorimeter leckt, wird im instrumentierten Eisen gemessen (Tail-Catcher). Die zweite Aufgabe besteht in der Identifikation von Myonen unterschiedlicher Energie.

1 Im weiterem wird wegen der größeren Verbreitung der englische Ausdruck benutzt.
2 Hadron-Elektron-Ring-Anlage am Deutschem Elektronen Synchrotron (DESY) in Hamburg
3 G.A. Schuler, Perspectives on Physics at HERA, DESY 89-075

HERA Experiment H1



- | | | | |
|---|--|----|---|
| 1 | Beam pipe and beam magnets <i>Strahlrohr und Strahlmagnete</i> | 9 | Muon chambers <i>Myon-Kammern</i> |
| 2 | Central tracking chambers <i>Zentrale Spurenkammern</i> | 10 | Instrumented Iron (iron slabs + streamer tube detectors) <i>Instrumentiertes Eisen (Eisenplatten + Streamerröhren-Detektoren)</i> |
| 3 | Forward tracking chambers and Transition radiators <i>Vorwärtspurkammern und Übergangsstrahlungsmodul</i> | 11 | Muon toroid magnet <i>Myon-Toroid-Magnet</i> |
| 4 | Electromagnetic Calorimeter (lead) <i>Elektromagnetisches Kalorimeter (Blei)</i> | 12 | Warm electromagnetic calorimeter <i>warmes elektromagnetisches Kalorimeter</i> |
| 5 | Hadronic Calorimeter (stainless steel) <i>Hadronisches Kalorimeter (Edelstahl)</i> | 13 | Plug calorimeter (Cu, Si) <i>Vorwärts-Kalorimeter</i> |
| 6 | Superconducting coil (1.2 T) <i>Supraleitende Spule (1,2 T)</i> | 14 | Concrete shielding <i>Betonabschirmung</i> |
| 7 | Compensating magnet <i>Kompensationsmagnet</i> | 15 | Liquid Argon cryostat <i>Flüssig Argon Kryostat</i> |
| 8 | Helium cryogenics <i>Helium Kälteanlage</i> | | |

Perspective view of the H1 detector

1.2 Das instrumentierte Eisen

Um die genannte Zweifachaufgabe zu erfüllen, ist das Eisenjoch mit Limited-Streamer-Tubes instrumentiert. Diese Detektorart bietet im Gegensatz zu z.B. Proportionalkammern nur die Möglichkeit, Teilchendurchgänge zu registrieren. Die notwendige Energieauflösung wird in Verbindung mit der Segmentierung des Eisens erreicht. Der Vorteil der Limited-Streamer-Tubes aus Kunststoff (Luranyl) liegt in der preiswerten Fertigung der notwendigen großen Menge sowie der funktionsartbedingten hohen Signalamplituden. Abb. 1.2-0 zeigt den Schnitt durch eine Detektorlage.

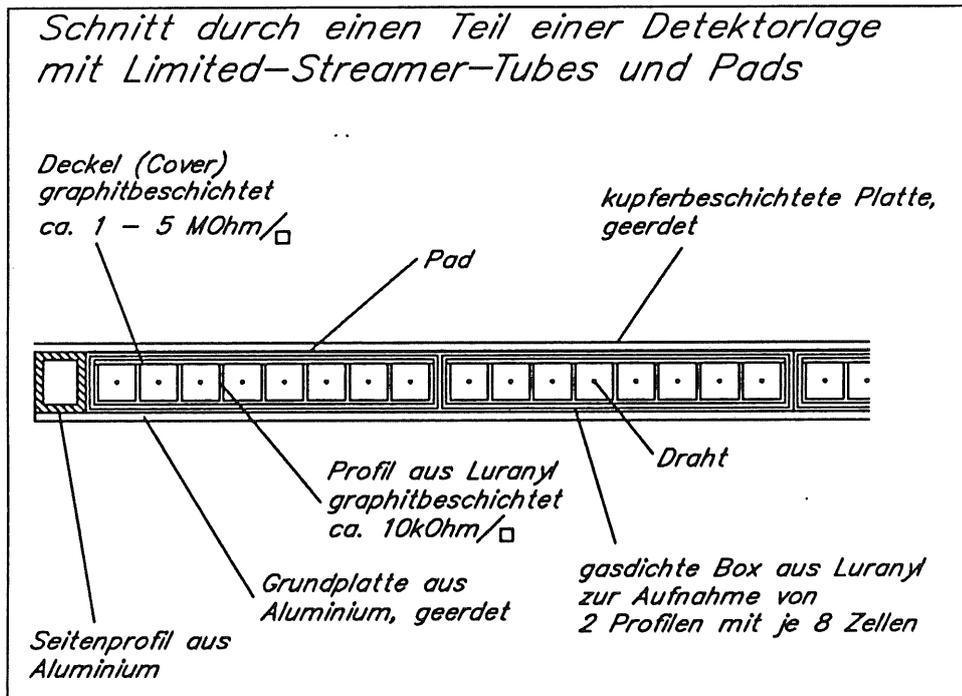


Abb. 1.2-0: Querschnitt durch eine Detektorlage

Zwei Profile mit je 8 Zellen ($9 \times 9 \text{ mm}^2$ Querschnitt) werden in einer gasdichten Box zusammengefasst. Die Profile sind auf der Innenseite mit Graphit beschichtet. Der Oberflächenwiderstand beträgt ca. 10 kOhm/Quadrat . Der darüberliegende Deckel (Cover) ist mit einer hochohmigen Graphitoberfläche ($1 \text{ MOhm/Quadrat} - 5 \text{ MOhm/Quadrat}$) versehen. Mittig in jeder Zelle spannt sich ein Kupfer-Beryllium Draht mit einem Durchmesser von 0.1 mm . Zwischen Draht und Graphitschicht besteht eine Potentialdifferenz von ca. 4.6 kV . Dabei liegt der Draht über einen Auslesewiderstand von ca. 270 Ohm auf Massepotential. Als Zählgas wird die Standardgasmischung von 75% Isobutan und 25% Argon benutzt. Alternative Gasmischungen sind in der Diskussion. Die Auslese der Kammern geschieht einerseits digital mit Hilfe der Drähte sowie mit außerhalb der Box angebrachten Influenzelektroden. Hierbei sind zwei Kammerarten zu unterscheiden: Detektorlagen (Striplage) mit langen, digital ausgelesenen Kupferstreifen (Strips) mit einer Orientierung senkrecht zum Draht und Detektorlagen (Padlage) mit

Kupferflächen (Pads) mit einer Größe von 25x25cm² bis zu 40x50cm². Die Auslese der Pads erfolgt analog. Die Segmentierung des Eisens zeigt Abb. 1.2-1.

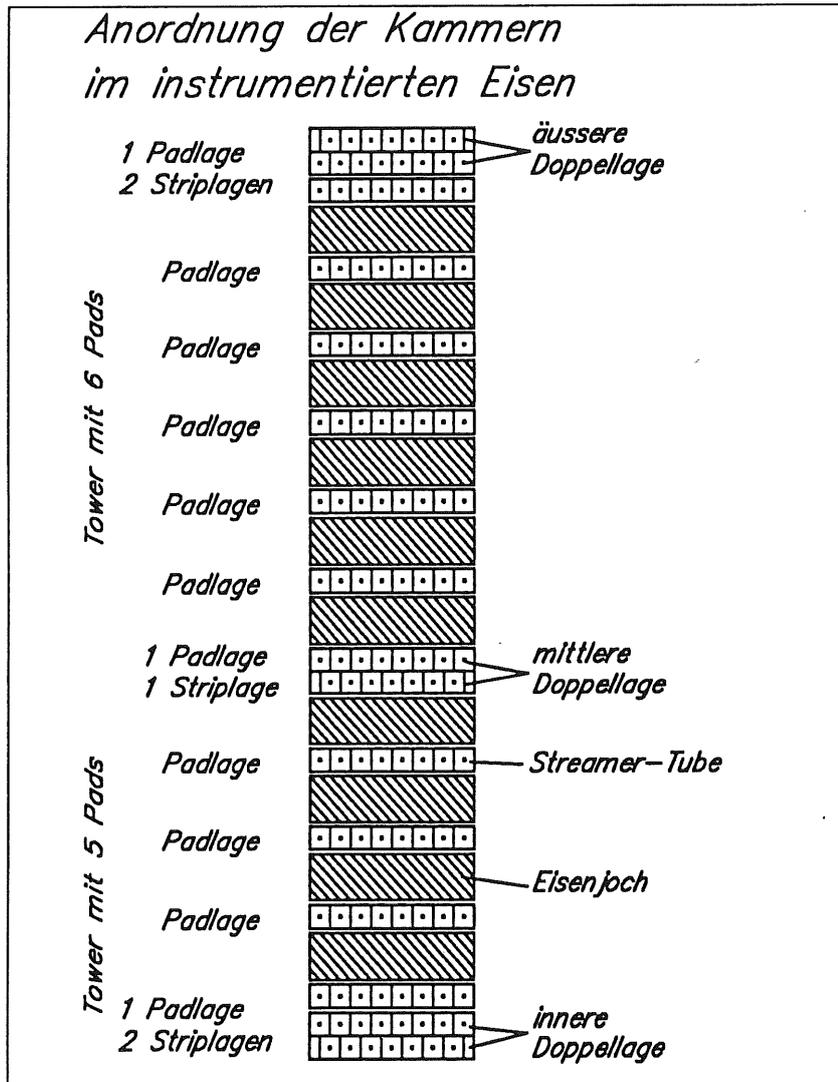


Abb. 1.2-1: Anordnung der Limited-Streamer-Tubes im Eisenjoch

Der Rekonstruktion der Myonspuren dienen die außerhalb und mittig im Eisen angebrachten Doppellagen Limited-Streamer-Tubes mit Strips. Aufgrund der Orientierung der Strips zum Draht ist die Ortsauflösung gegeben. Zur Vermeidung von Totzonen sind die einzelnen Detektorschichten der Doppellagen um die Hälfte einer Zellenbreite gegeneinander versetzt.

Hadronen, die das innere Flüssig-Argon Kalorimeter verlassen (Leckenergie), schauen in dem Eisenjoch auf. Die dabei entstehende Anzahl von Streamern in den Detektorlagen ist mit der Leckenergie korreliert. Da die Streamer ihrerseits auf den Pads Ladung influenzieren, ist die Ladungsmenge ein Maß für die Leckenergie⁴. Jeweils 5 bzw. 6 Pads sind durch Addition ihrer Signale zu Türmen (Tower) zusammengefaßt. Ihre Orientierung ist in den Endkappen parallel und in den anderen Bereichen senkrecht zur Strahlachse. Die Größe der Padflächen orientiert sich unter

Berücksichtigung der gewünschten Ortsauflösung und mechanischen Nebenbedingungen an der Schauerenausdehnung. In den Endkappen beträgt sie $25 \times 25 \text{ cm}^2$. In den anderen Bereichen nimmt die Größe von $50 \times 30 \text{ cm}^2$ in den inneren Lagen auf $50 \times 40 \text{ cm}^2$ in den äußeren zu. Durch diesen Aufbau steht mit einem einzigem Signal die Information über die deponierte Energie in einem größeren Detektorvolumen einschließlich des Ortes zur Verfügung.

Da mit Hilfe dieser Struktur das gesamte instrumentierte Eisen mit relativ wenigen Kanälen (ca. 4096) ausgelesen werden kann, bietet sich der Bau eines schnellen Hardware-Myontriggers an.

Myonen bilden als minimal ionisierende Teilchen im Normalfall nur Einzelstreamer. Die möglichen Signalamplituden sowie Ladungen sind auf einen Wertebereich begrenzt. Mit Hilfe einer Schwellenlogik können die Amplituden ausgewertet und gegebenenfalls zu einem Triggersignal verarbeitet werden. Durch die Verwendung einer amplituden-sensitiven Logik statt einer ladungsempfindlichen wird die sonst notwendige Integrationszeit eingespart. Weiterhin besteht die Möglichkeit, den begrenzten Wertebereich der Ladung des Myonsignals zur Kalibration der Auslese zu nutzen.

1.2.1 Die analoge Ausleseketten des instrumentierten Eisens

Aus den genannten Anforderungen an das instrumentierte Eisen sowie der beschriebenen Struktur ergibt sich für die Auslese der Pads folgendes Blockschaltbild.

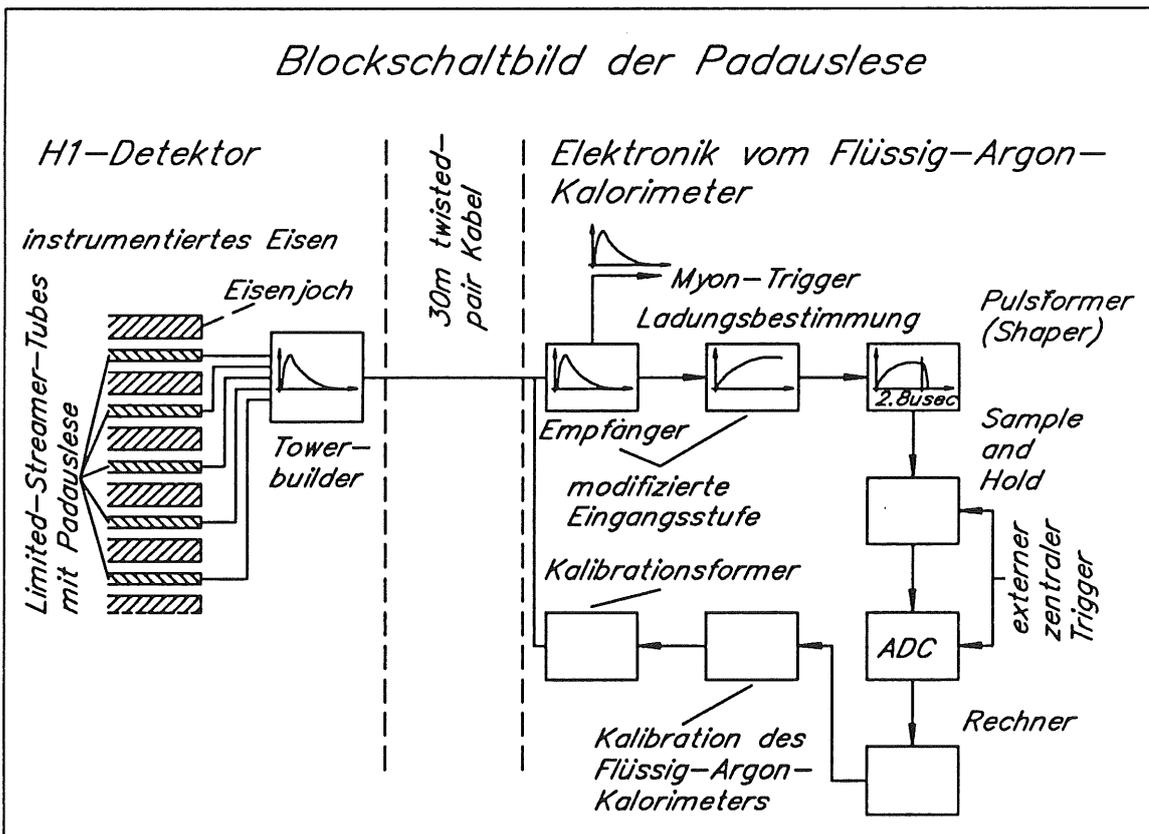


Abb. 1.2.1-0: Blockschaltbild der analogen Ausleseketten

Der mit Towerbuilder bezeichnete Verstärker bildet direkt am instrumentierten Eisen die Summe der Padsignale eines Towers. Aus dem Ziel, einen schnellen Hardware-Myontrigger zu bauen, folgt die zweite Aufgabe des Towerbuilders: Die Verstärkung und Herausführung der unverfälschten Summensignale aus dem abgeschirmten Detektor. Der elektronisch einfachere Weg, die direkte Ladungsbestimmung des Summensignals und Übergabe eines entsprechenden Spannungswertes an die nachfolgende Elektronik, würde aufgrund der notwendigen Integrationszeit einen schnellen Myontrigger verhindern.

Nach 30m Kabel folgen außerhalb des Detektors die Schaltungen zur Ladungsbestimmung, Digitalisierung und Übergabe der Digitalinformationen an das angeschlossene Rechnersystem. Diese Elektronik ist bis auf die folgenden Änderungen identisch mit den Schaltungen, die für das Flüssig-Argon Kalorimeter⁵ benutzt werden. Die Eingangsstufe teilt das Summensignal vor der Ladungsbestimmung auf, und stellt es dem Myontrigger zur Verfügung. Die Zeitkonstante der folgenden Stufe ist derart gewählt, daß in Verbindung mit dem Pulsformer (Shaper) die notwendige Gesamtverzögerungszeit einschließlich der Kabelverzögerungen usw. von 2.8µsec gewährleistet ist. Diese Zeit benötigt die externe zentrale Triggerlogik, um nach einem Ereignis im Detektor gegebenenfalls die analoge Auslese freizugeben.

Als letzte Modifikation sind die geänderten Ausgangsstufen der Kalibrationseinheit zu erwähnen. Der im Vergleich zu den Padsignalen langsame Puls definierter Ladung für die Elektronik des Flüssig-Argon-Kalorimeters wird in ein padpulsähnliches Signal geformt. Die genannten Änderungen an der Ausleseelektronik des Flüssig-Argon-Kalorimeters werden von der University of California, Davis, Department of High Energy Physics vorgenommen. Aus diesem Grund wird auf eine detaillierte Beschreibung an dieser Stelle verzichtet.

1.2.2 Anforderungen an den Towerbuilder

Für den Towerbuilder ergeben sich die folgenden Punkte aus den Anforderungen an die analoge Padauslese:

- Bildung einer genauen Summe von bis zu 6 Padsignalen
- Verstärkung der Signale und Übertragung über 30m Kabel ohne Verfälschung der Pulsform
- die Zeitkonstanten des Towerbuilders dürfen die nachfolgende Elektronik nicht negativ beeinflussen
- für die Kalibration der gesamten Auslekette muß ein entsprechender Eingang am Towerbuilder bereitgestellt werden
- aus Platzgründen ist der Durchmesser sowie die Anzahl der Zuleitungen so klein wie möglich zu halten.

Der letzte Punkt der Entwicklungsvorgaben gilt für jedes Vorhaben: die Realisierung mit möglichst wenigen preiswerten Mitteln.

1.3 Gegenstand dieser Arbeit

Im Rahmen ihrer Beteiligung am H1-Projekt übernahm die BERGISCHE UNIVERSITÄT GESAMTHOCHSCHULE WUPPERTAL, Fachbereich Physik, die Entwicklung, Produktion und Test des oben beschriebenen Towerbuilders. Gegenstand dieser Arbeit ist die Bestimmung der elektrischen Parameter von Padpulsen und die darauf aufbauende Entwicklung des Towerbuilders. Entsprechend gliedert sich die Arbeit in:

- Messung der Parameter von Padpulsen
- extrahieren der elektronischen Anforderungen, die der Towerbuilder erfüllen muß
- Entwicklung eines geeigneten Towerbuilders
- Test des Towerbuilders

Im Anhang wird die Entwicklung des Verstärkers zur Messung der Pulsparameter beschrieben, da auch hier aufgrund der speziellen Anforderungen nicht auf Fertigprodukte zurückgegriffen werden konnte. Weiterhin beinhaltet der Anhang eine analytische Bestimmung der Draht- und Padpulse, auf die bei der Darstellung des Streamermodes zurückgegriffen wird.

Kapitel 2

Der Streamermechanismus

Padpulse sind von Streamerladungen beeinflusste Signale. Der Streamermechanismus stellt damit die Grundlage der Padsignale. Die Form der Padpulse wird neben geometrischen und schaltungstechnischen Bedingungen durch die Entstehung und Entwicklung der Streamer bestimmt. Im folgenden wird daher der Mechanismus zur Streamerbildung kurz skizziert.

Ein einheitliches Modell existiert in der Literatur nicht. Weiterhin beschränken sich die Modelle auf qualitative Aussagen. Gemeinsam ist allen, daß Photonen senkrecht zum Draht in Richtung der Driftspur der Primärelektronen weitere freie Elektronen produzieren und somit den Streamer aufbauen. Auf zwei Modelle wird im folgenden näher eingegangen.

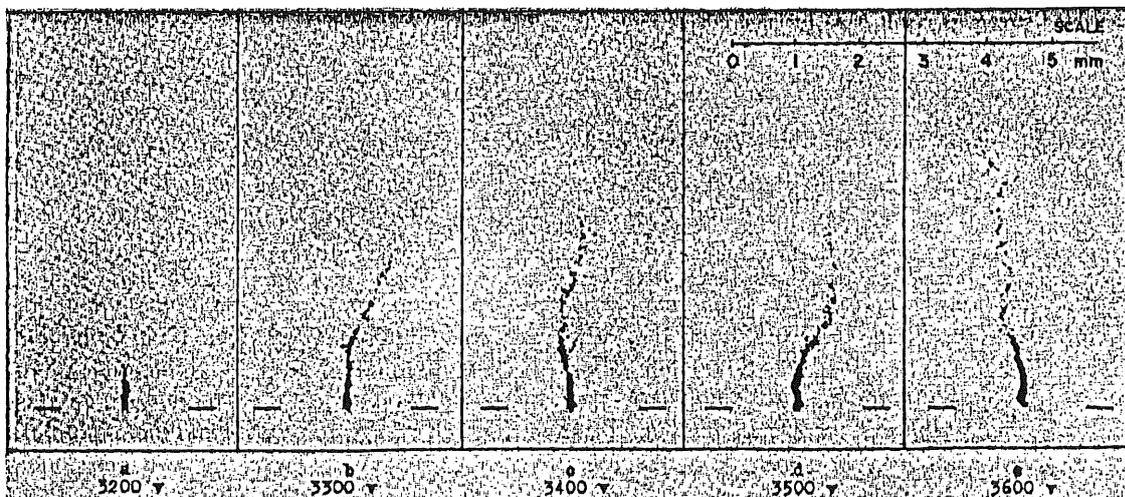


Abb. 2-0: Einzelstreamer bei verschiedenen Spannungen in einem 12x12mm² Aluminiumrohr, 0.1mm Drahtdurchmesser und einem Gasgemisch mit 50% Argon 50% Isobutan

M.ATAC et al.⁶ erklären in ihrem Modell den Streamermechanismus wie folgt.

Analog den Mechanismen in anderen Gaszählern wandern aufgrund des angelegten elektrischen Feldes Primärelektronen zum Draht, die in der Gasfüllung (hier Argon und Isobutan) durch ionisierende Strahlung entstanden sind. In unmittelbarer Drahtnähe wird durch die hohe Feldstärke mit Hilfe von Sekundärionisation eine Lawine ausgebildet. Reicht die Raumladungsdichte der Lawine aus, um das äußere Feld teilweise abzuschirmen, rekombinieren die Elektronen in diesem Bereich mit den Argonionen. Die dabei entstehenden Photonen - verlassen ausreichende Energie - vorausgesetzt die Raumladungswolke der Lawine und ionisieren Isobutanmoleküle. Einige der entstehenden Elektronen können in einer Entfernung von 50µm - 100µm von der Raumladungswolke erzeugt werden. Sie driften zu ihr zurück. An der Spitze der

6 M.ATAC et al, Self-quenching streamers, Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, 200-1982,

Ladungswolke reicht aufgrund der hohen Ionenkonzentration die Feldstärke für eine sekundäre Multiplikation aus. Der Prozeß der Rekombination und Photonproduktion setzt sich weiter vom Draht entfernt fort und die Ladungswolke verlängert sich. In der Verlängerung nimmt die Ionenkonzentration aufgrund der statistisch verteilten Orientierungen der Lawinen ab. Die Rekombinationsrate und somit die Photonproduktion verringert sich. Werden nicht mehr genügend Photonen ausreichender Energie erzeugt, endet die Streamerbildung. Abbildung 2-1 zeigt den Prozeß schematisch.

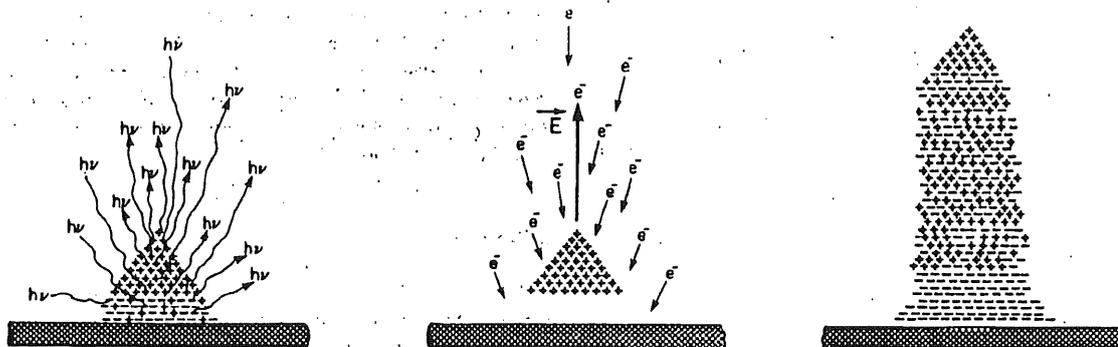


Abb. 2-1: schematische Darstellung der Entwicklung eines Streamerpulses nach M.ATAC et al.

Im Gegensatz dazu nutzt L.S.Zhang⁷ nicht den Prozeß sekundärer Lawinen an der Spitze der Ladungswolke zur Erklärung der Streamerbildung. In seinem Modell werden Argonatome durch Anregung der primären Elektronen auf ihrem Weg zum Draht in metastabile Zustände Ar^m versetzt. Gleichzeitig wird das Löschgas B (Isobutan) durch den Penning-Effekt (vereinfacht: $Ar^m + B \rightarrow Ar + B^+ + e^-$) von den angeregten Argonatomen Ar^m ionisiert. In Drahtnähe nimmt die Konzentration von Ar^m aufgrund der Elektronenmultiplikation und damit des Verbrauchs des Löschgases sprunghaft zu. Zu diesem Zeitpunkt setzt verstärkt der Mechanismus $Ar^m + Ar^m \rightarrow Ar + Ar^+ + e^- + hv$ zur Produktion von Photonen ein. Die entstehenden Photonen ionisieren mit Hilfe der Photoionisation $Ar^m + hv \rightarrow Ar^+ + e^-$ das noch auf dem Driftweg der primären Elektronen vorhandene metastabile Argon. Die Photonproduktion wird zusätzlich durch die Rekombination der Löschgasionen (Isobutan) unterstützt. Sind alle Ar^m abgeregt, endet der Prozeß und der Streamer ist ausgebildet. Die Erklärung nach diesem Modell ist aber fraglich, da auch Kohlendioxid als Streamergas eingesetzt wird.

Die beiden vorgestellten Modelle geben mit Einschränkungen eine qualitative Aussage zum Streamermechanismus. Die Bestimmung von Padpulsparametern, z.B. der Anstiegszeit, ist aber mit Hilfe dieser qualitativen Modelle nicht möglich.

Das Ersetzen der driftenden Elektronen und Ionen durch einfache Stromgeneratoren und die Überführung der Kammergeometrie in ein Ersatzschaltbild bestehend aus Widerständen und Kondensatoren ist im Anhang B beschrieben. Das benutzte Modell erzeugt im Rahmen der angegebenen Einschränkungen realistische Draht- und Padpulse und zeigt die Parameter, die die Signalform bestimmen. Es ist daher hilfreich

7 L.S.Zhang, Self quenching streamer mode, Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, A247-1987,

zum Verständnis der Funktionsweise von Streamerkammern mit Padauslese, besitzt aber den Nachteil, auf verschiedene Daten angewiesen zu sein. So wird die Drahtladung als Eingangsgröße benötigt und die Länge des Streamers als Wert vorgegeben. Für die Simulation der Padpulse bedarf das Modell die Angabe von Kapazitätsgrößen, die sich einer Bestimmung innerhalb der notwendigen Spanne durch geometrische Überlegungen entziehen. Eine Messung der Parameter ist somit unumgänglich.

Kapitel 3

Messung der Parameter von Padsignalen

Zur Entwicklung eines Towerbuilders ist es notwendig, die Parameter der Padpulse zu bestimmen, um die elektronischen Anforderungen an die Schaltung zu spezifizieren⁸. Hierzu standen neben Veröffentlichungen und Ergebnissen früherer Messungen ein Meßstand am DEUTSCHEN ELEKTRONEN SYNCHROTRON (Strahl 24) zur Verfügung. Bei der Strahlenergie von 3GeV - 5GeV gleicht das Ionisationsverhalten der Elektronen dem der Myonen (minimal ionisierende Teilchen). Der Vorteil in der Nutzung des Elektronenstrahls gegenüber einem Teststand mit kosmischen Myonen liegt in dem definierten Einschußpunkt in die Kammer bei gleichzeitig hoher Datenrate von ca. 1Hz (Eine genügende Anzahl von Ereignissen für eine ausreichende Statistik wird innerhalb von ein bis zwei Stunden erreicht. Langsame Druck- und Temperaturänderungen spielen somit während einer Messung eine vernachlässigbare Rolle).

Weiterhin bietet der Elektronenstrahl die Möglichkeit mit elektromagnetischen Schauern zu messen. Es standen mehrere Lagen Blei mit einer Stärke von jeweils 0.5cm (dies entspricht ca. 1 Strahlungslänge) zur Verfügung. Aufgrund der Driftzeit der Primärelektronen (max. 90nsec) unterscheiden sich Pulse aus Mehrfachstreamer nicht nur in der absoluten Höhe von Pulsen aus Einzelstreamer, sondern auch in der Anstiegszeit. Zur Bestimmung der Pulsform wurden FADC's benutzt, die im 10nsec Takt den anliegenden Amplitudenwert digitalisieren. Photographien von Padpulsen zeigen, daß die so erreichte Auflösung ausreichend ist.

8 vergl. Kap. 2

3.1 Testaufbau

Abb. 3.1-0 zeigt den schematischen Aufbau des Meßstandes.

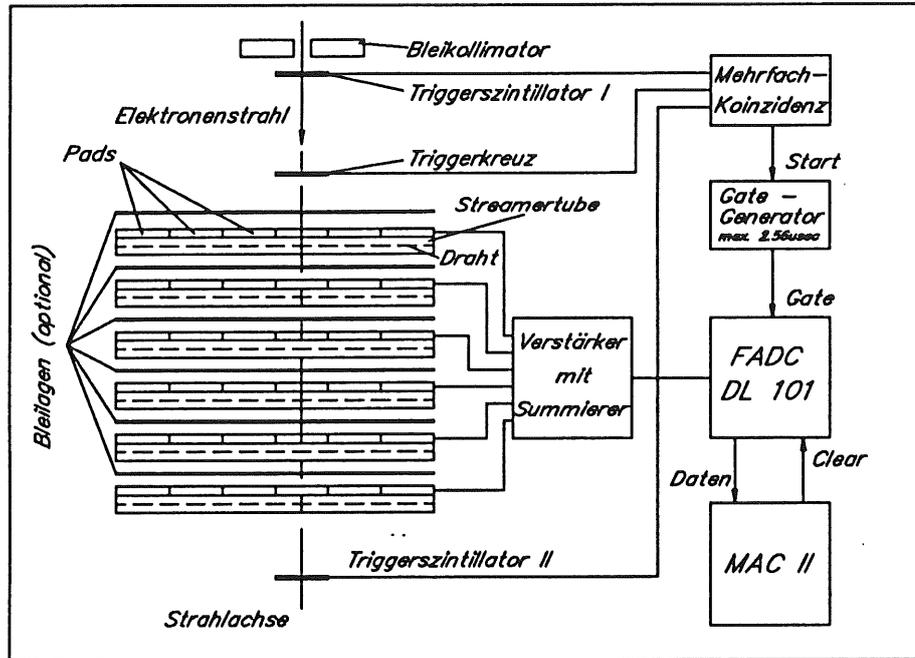


Abb. 3.1-0: schematischer Aufbau des Meßstandes am Elektronenstrahl

Dem Bleikollimator von 1cm Durchmesser folgt direkt der Triggerszintillator 1. In 1m Abstand ist das Triggerkreuz angebracht. Es besteht aus zwei gekreuzten Fingerszintillatoren von je 1cm Breite. Der Teststand ist ein Meter weiter entfernt installiert. Durch diesen Aufbau ergibt sich eine Querschnittsfläche des Strahls von $10 \times 10 \text{ mm}^2$.

Die Triggerszintillatoren starten im Falle einer Koinzidenz den FADC DL101, die verstärkten Padsignale werden digitalisiert. Zum Ausgleich der Zeitverzögerung der Triggereinheit (Kabelllaufzeiten, usw.) sind zwischen Verstärker und FADC 40m twisted pair Kabel. Die Auflösung des FADC's beträgt 6 Bit bei einer maximalen bipolaren Eingangsspannung von 64mV. Aus dem Takt von 100Mhz (10nsec Abtastrate) ergibt sich bei dem 256x8 Bit organisierten Speicher eine maximale Signallänge von $2.56 \mu\text{sec}$. Die Daten wurden über CAMAC von dem MAC II Rechnersystem ausgelesen und einer ersten Online-Analyse unterworfen. Die weitergehenden Offline-Berechnungen wurden mit dem Rechnersystem von DESY einer IBM 3090 vorgenommen.

Die benutzten Pads hatten eine Fläche von ca. $25 \times 5 \text{ cm}^2$. Die elektrische Verbindung der Pads mit dem Towerbuilder geschah über Flachbandkabel mit einem Wellenwiderstand von 105 Ohm. Dieses Kabel soll später auch bei H1 eingesetzt werden.

3.1.1 Der Verstärker

Die Anforderungen an den Verstärker, die sich unter anderem aus den charakteristischen Daten des angeschlossenen FADC's ergeben, sind in den folgenden Punkten aufgeführt.

- Durch den Eingang des FADC's wird ein bipolarer Verstärkerausgang notwendig.
- Die Verstärkung soll so ausgelegt sein, daß Pulse aus Einzelstreamer zur Vermeidung von Overflow bzw. zu hoher Digitalisierungsfehler mittig im Spannungsbereich des FADC (0mV - 64mV) liegen.
- Die Offline-Addition von digitalisierten Signalen übereinanderliegender Pads zur Simulation eines Towers beinhaltet mehrfach die Digitalisierungsfehler. Zur Reduktion auf einen einfachen Digitalisierungsfehler soll der Verstärker einen analogen Addierer für bis zu 6 Padsignale beinhalten.
- Da der Verstärker auch zur Untersuchung von Übersprechen von einem Pad zum nächsten benutzt werden soll, muß eine Verstärkereinheit mehrere Kanäle umfassen.

Ein Verstärker, der die genannten Anforderungen erfüllt, ist als Fertigprodukt nicht erhältlich. Eine Eigenentwicklung zur Durchführung der Messungen wurde notwendig.

Einen Anhaltspunkt zur Konstruktion des Meßverstärkers bieten die bisherigen Messungen über Streamertubes mit Padauslese. Eine erste Abschätzung der Pulsparameter ergibt sich aus den mit ladungsempfindlichen ADC's gemessenen Padspektren für kosmische Myonen⁹ sowie den CERN-Messungen 1986¹⁰. Nach diesen Daten beträgt die mittlere Padladung für kosmische Myonen bei einer Padgröße von 16x16cm² ca. 8pC. Nach der Formel $Q=CU$ erwartet man für eine Padkapazität von 0.8nF (dieser Wert ergibt sich aus der Betrachtung des Pads als Plattenkondensator mit $\epsilon_{\text{Pertinax}} = 5.2$, $d = 1.5\text{mm}$) eine mittlere Amplitude von 6.4mV. Für größere Pads verkleinert sich der Wert entsprechend. Weitere Werte können der Tabelle 3.1.1-0 entnommen werden. Die Spannungen und Kapazitäten stellen allerdings nur ungefähre Richtgrößen dar.

| Padgröße | Padkapazität | Amplitude |
|------------|--------------|-----------|
| 16 x 16 cm | 0.8nF | 6.4mV |
| 25 x 25 cm | 2.0nF | 4.0mV |
| 50 x 40 cm | 6.2nF | 1.3mV |

Tab. 3.1.1-0: Padkapazitäten und Pulsamplituden

Eine weitere Hilfe stellen die Erfahrungen anderer Kollaborationen dar. So werden u.a. bei OPAL sowie DELPHI Streamertubes mit Padauslese in einer Towerstruktur benutzt. Diese Erfahrungen sind aber nur bedingt übertragbar, da andere Tubes (z.B. mit hochohmiger Profilbeschichtung) und andere Padgrößen benutzt werden. Außerdem sind die Forderungen an die Ausseelektronik hinsichtlich der kleinsten Amplituden geringer, da auf das Detektieren einzelner Myonen verzichtet wird.

⁹ R. Willimek, Diplomarbeit, Wuppertal 1989

¹⁰ Results from a test of an Iron Streamer Tube Calorimeter, H1-Colaboration, DESY 87-172

Die notwendige Verstärkung im Bereich von 5 bis 10 ergibt sich aus der maximalen bipolaren Eingangsspannung des FADC's von 64mV. Über den erforderlichen Frequenzgang läßt sich keine genaue Aussage treffen, da keine Anstiegszeitverteilungen bekannt sind. Eine Hilfe liefern einzelne am Oszilloskop gemessene Pulse mit Anstiegszeiten größer als 50nsec und einem exponentiellen Abfall. Der Anstiegszeit entspricht eine Frequenz von ca. 6MHz. Die untere Grenzfrequenz läßt sich aus der Zeitkonstante des exponentiellen Abfalls abschätzen. Die Kapazität der größten Pads beträgt ca. 7nF (s.o.). Mit einem Auslewiderstand von 100 Ohm ergibt dies eine Zeitkonstante von 700nsec. Setzt man überschlägig 3-RC als Abfallszeit, entspricht das einer Frequenz von ca. 150kHz.

Weiterhin soll der Verstärker nicht nur Einzelsignale verarbeiten, sondern auch die Summe mehrerer Pads bilden. Auf diese Weise können Eingangsamplituden von mehreren 100mV (z.B. Addition von 6 Pads bei Schauermessungen) entstehen. Da hohe Amplituden immer durch die Addition mehrerer Streamer erzeugt werden, die durch die Driftzeit der primär ionisierten Elektronen bis zu 90nsec zeitversetzt entstehen, sind die Pulsanstiegszeiten in diesen Fällen entsprechend länger. Bei einem mittleren Zeitversatz von 45nsec halbiert sich die obere Grenzfrequenz auf ca. 3MHz.

Im H1-Experiment bilden jeweils zwölf Towerbuilder eine Einheit. Da entsprechend die Verkabelung der Kammern vorgenommen wurde, ist für den Meßverstärker die gleiche Aufteilung gewählt worden.

In der Tabelle 3.1.1.-1 sind die elektronischen Anforderungen an den Verstärker zusammengefaßt.

| | |
|--------------------|--------------------------------|
| Frequenzgang: | min. 150kHz - 6MHz |
| Verstärkung: | 5 - 10 |
| Eingangsspannung: | < 1mV bis 500mV |
| Eingang: | Summierstufe für bis zu 6 Pads |
| Ausgang: | bipolar |
| Anzahl der Kanäle: | 12 |

Tab. 3.1.1-1: Anforderungen an den Meßverstärker

3.1.2 Schaltung des Meßverstärkers

Als Lösung des Problems wurde ein Operationsverstärker mit Eingangssummierer¹¹ und gleichstromentkoppeltem Pulstransformer als bipolarer Ausgang gewählt. Um für den Frequenzbereich auf der sicheren Seite zu sein, wurden aus den marktüblichen Operationsverstärkern die schnellsten herausgesucht. Da zur damaligen Zeit (1988) nur zwei Typen zur Verfügung standen (Harris 2539, Valvo 5539), wurden beide genutzt. Die Verstärker sind gegenseitig austauschbar und unterscheiden sich hauptsächlich in ihren internen Ausgangstreiberstufen¹². Abb. 3.1.2-0 zeigt die Schaltung, die Dimensionierung der passiven Bauteile ist in Anhang A beschrieben.

11 U. Tietze/Ch. Schenk, Halbleiter-Schaltungstechnik, Springer-Verlag

12 Im Gegensatz zum Harris-Baustein mit Gegentaktendstufe wird im Valvo-Operationsverstärker ein Emitterfolger mit Darlington-Eingang als Ausgangsstufe verwendet. Damit darf der in die Schaltung fließende Ausgangsstrom nicht größer als der Emitterruhestrom werden. Durch einen externen Widerstand zwischen Ausgang und negativer Versorgungsspannung kann der Ruhestrom soweit vergrößert werden, daß auch bei kleineren Lastwiderständen als 1kOhm der volle Ausgangshub erreicht wird.

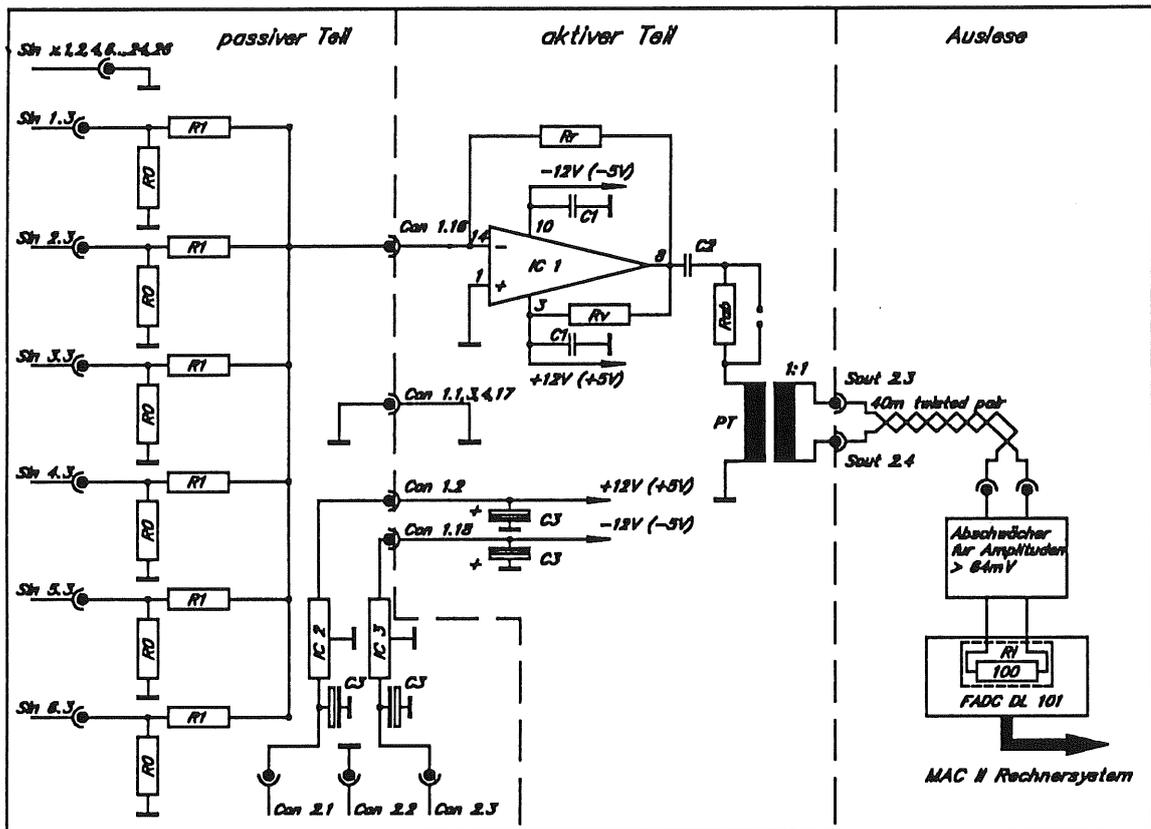


Abb. 3.1.2-0: Meßverstärker mit Pulstransformer

Die wichtigsten Unterschiede zwischen den Operationsverstärkern sind in der Tabelle 3.1.2-0 aufgelistet. Die restlichen Angaben sind in den Datenblättern der Hersteller¹³ nachzulesen.

| Parameter | Harris 2539 | Valvo 5539 |
|----------------------|-------------------------|-------------------------|
| Spannungsversorgung | +/-15V | +/-8V |
| Bandbreiteprodukt | 600MHz | 1200MHz |
| Ausgangsspannungshub | +/-10V | +2.7V/-2.2V |
| Rauschen | 6nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ | 4nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ |
| Großsignalbandbreite | 9.5MHz | 20MHz |

Tab. 3.1.2-0: Daten der Operationsverstärker

Aus der Tabelle ist zu ersehen, daß der Valvo aufgrund seines geringeren Eigenrauschens und seiner begrenzten Ausgangsleistung eher zur Messung kleiner Signale in Betracht kommt, während der Harris für Schauermessungen mit großen Amplituden, die bei feststehender Verstärkung am FADC-Eingang gedämpft werden müssen, geeigneter ist. Zur Großsignalbandbreite ist zu sagen, daß diese Werte nicht unmittelbar miteinander vergleichbar sind. Bei dem Baustein von Harris bezieht sich dieser Wert auf eine Ausgangsspannung von +/-10V an einer Last von 1kOhm während der entsprechende Wert des Valvo-Bausteins für einen Ausgangsspannungshub von nur +2.7V an einer Last von 150 Ohm gilt. Aus der

13 Professionelle integrierte analoge Schaltungen, VALVO 1989; HARRIS Datenbuch 1989

Anstiegsgeschwindigkeit (600 V/usec wird für beide Typen angegeben) ergibt sich für beide Operationsverstärker eine Grenzfrequenz (-3dB) von ca. 19MHz bei einer Eingangsamplitude von 50mV und einer Verstärkung von 10.

3.1.3 Simulation des Meßverstärkers

Eine große Hilfe bei der Entwicklung von elektronischen Schaltungen ist ein Simulationsprogramm. So wurde die in Abb. 3.1.2-0 gezeigte Schaltung mit PSPICE¹⁴, einem Programm zur Simulation analoger Schaltungen, vor und während des Schaltungsentwurfes kontrolliert. Abb. 3.1.3-0 und Abb. 3.1.3-1 zeigen den Frequenzgang sowie die Sprungantwort des Verstärkers ohne dem Widerstand Rab¹⁵. Zur Simulation konnten nur die Daten des Operationsverstärker von Harris benutzt werden, da daß Operationsverstärkermodell, das PSPICE nutzt, den konstruktionsbedingten Verlauf der Phasenverschiebung des Valvo-Bausteines¹⁶ nicht berücksichtigt.

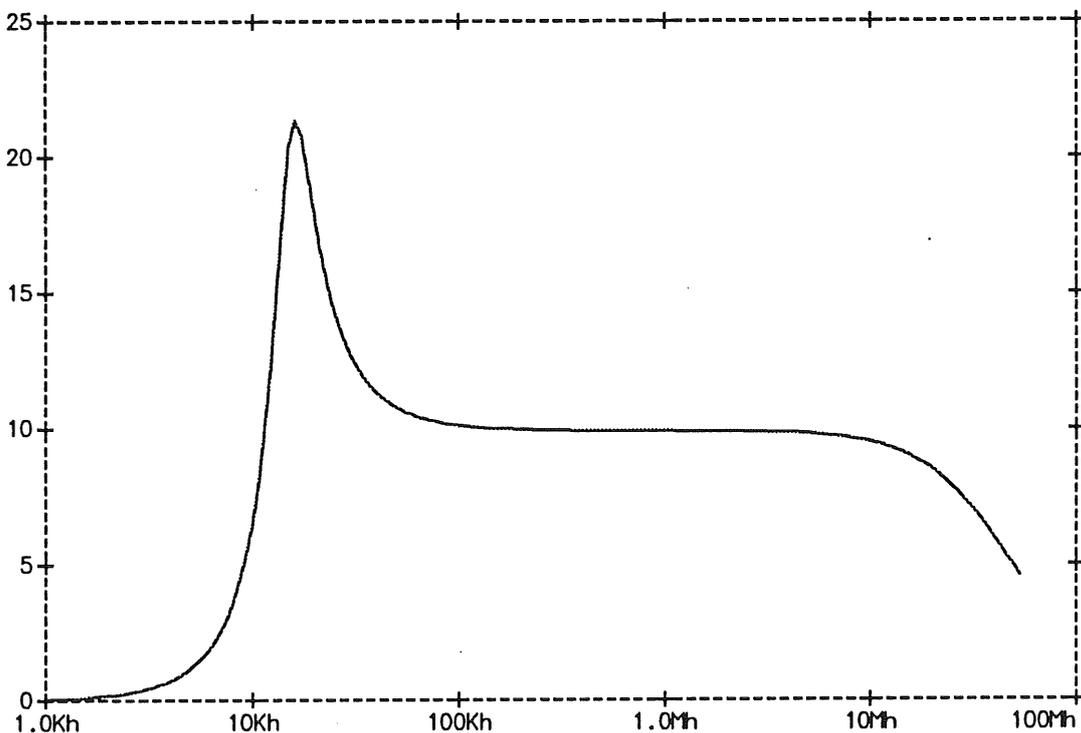


Abb. 3.1.3-0: Frequenzgang des Meßverstärkers simuliert mit PSPICE

14 PSPICE ist ein Mitglied der SPICE-Familie zur Simulation analoger Schaltkreise. Die Grundlage dieser Programmfamilie bildet das in den 70er Jahren entwickelte SPICE2-Programm der UNIVERSITY of CALIFORNIA, BERKLEY. Mathematisch basiert es auf die Umsetzung der Schaltung mit Hilfe zusammengesetzter idealer Bauelemente in Matrizen nach der Knotenregel. Die Spannungen und Ströme der einzelne Verbindungspunkte werden sukzessiv berechnet. Vergl.: E.E.E. Hofer, H. Nielingen, Einführung in SPICE, Springer-Verlag.

15 siehe Abb. 3.1.2-0

16 Intern benutzt der Operationsverstärker zwei Signalpfade. Im unterem Frequenzbereich bis ca. 60MHz überwiegt der Pfad mit 3 Verstärkerstufen. Für höhere Frequenzen dominiert der zweite Pfad mit nur 2 Stufen. Der Phasenfrequenzgang fällt daher im Bereich von 8 MHz relativ steil ab (Pfad mit 3 Stufen dominiert), während der im Übernahmepunkt der beiden Kanäle von 60MHz fast horizontal verläuft. Eine Phasendrehung von -135° ergibt sich erst bei ca. 130MHz. Dieser Wert wird im ersten Pfad mit 3 Stufen wesentlich früher erreicht. Im Vergleich zu einpfadigen Operationsverstärkern ergibt dies eine stärkere Phasendrehung im unterem Frequenzbereich, die von dem PSPICE-Modell nicht berücksichtigt wird.

Die aus dem Bandpaßverhalten des Pulstransformers¹⁷ nicht erwartete Erhöhung bei ca. 18kHz erklärt sich aus dem ungedämpften Schwingkreis (bei Fortfall von R_{ab}), den die Induktivität des Pulstransformers mit der Entkopplungskapazität C2 bildet.

$$\begin{aligned} f &= 1/2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC} \\ &= 1/2 \cdot \pi \cdot \sqrt{500\mu\text{H} \cdot 220\text{nF}} \\ f &= 15.2\text{kHz} \end{aligned}$$

Diese Resonanz liegt außerhalb des gewünschten Frequenzbereiches des Verstärkers.

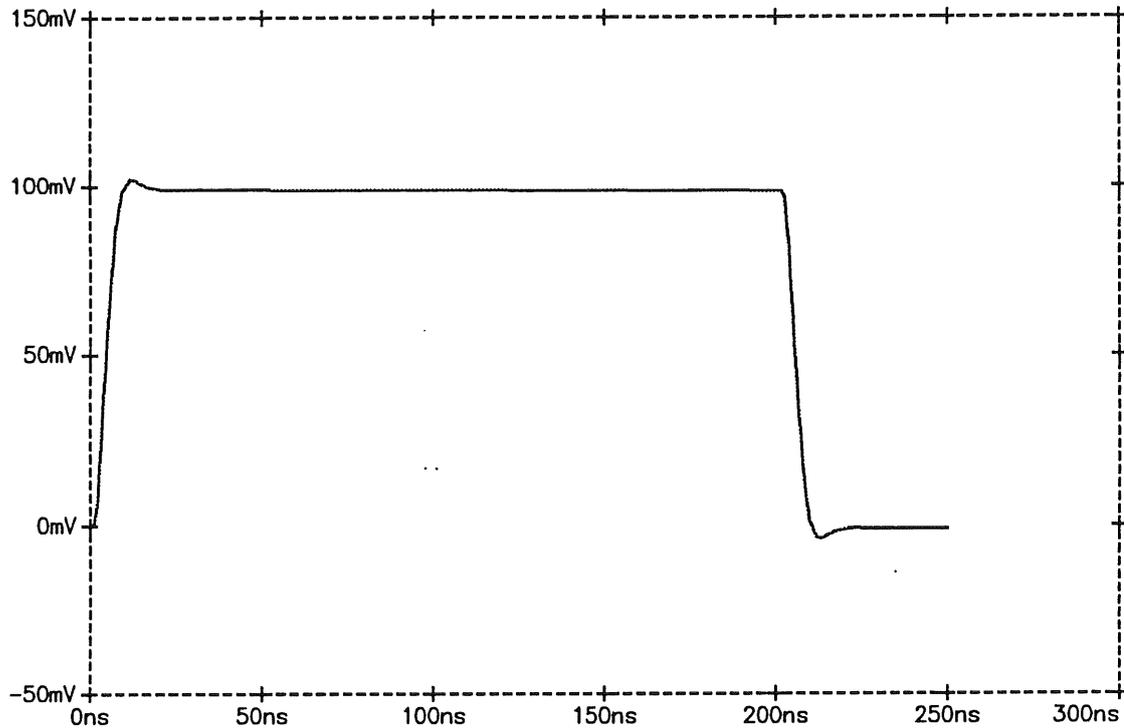


Abb. 3.1.3-1: Simulierte Sprungantwort auf einen Rechteckpuls von 10mV Amplitude und 200nsec Länge.

3.1.4 Aufbau des Verstärkers

Um die Vielzahl der Widerstände und anderer Bauteile unterzubringen, wurde - wie schon in dem Schaltbild (siehe Abb. 3.1.2-0) angedeutet - eine Zwei-Platinen Lösung gewählt. Der passive Teil des Verstärkers nimmt die Widerstände des Eingangssummierers, die Eingangsstecker und die Spannungsversorgung des Verstärkers auf. Die kleinere Platine (aktiver Teil) beherbergt den Verstärkerteil, die Pulstransformer sowie die Ausgangsstecker. Sie wird wie ein Piggy-Pack auf den passiven Teil gesteckt.

Zur Verringerung des Übersprechens und externer Einstreuungen liegen zwischen allen Signalleitungen Masseleitungen. Freiflächen auf der Platine blieben aus dem gleichem Grund kupferkaschiert und mit Masse verbunden. Da jede

¹⁷ vergl. Anhang A

Pulstransformerbaustein 4 Übertrager enthält, sind im Layout die einzelnen Verstärker so angeordnet worden, daß auf der Platine benachbarte Kanäle unterschiedliche Pulstransformereinheiten benutzen. Abb. 3.1.4-0 zeigt eine bestückte Einheit des Verstärkers mit insgesamt zwölf Kanälen.

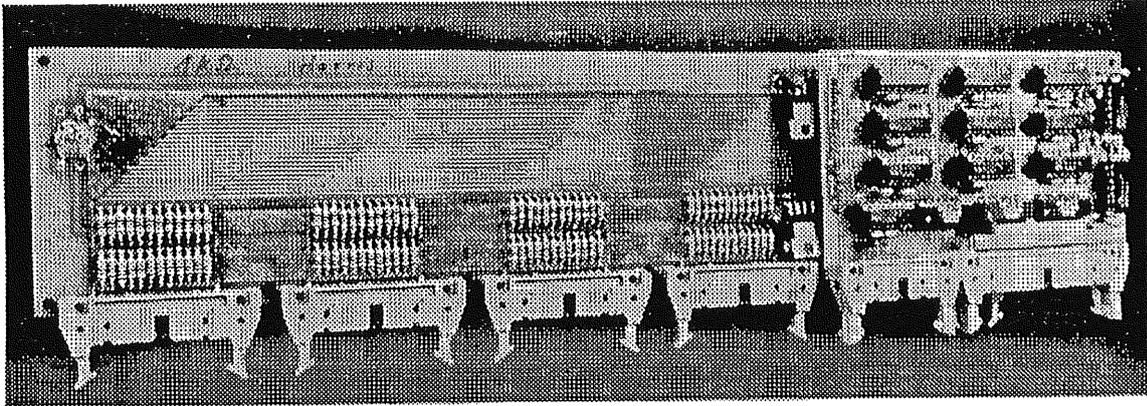


Abb. 3.1.4-0: Verstärker mit 12 Kanälen

3.1.5 Labortest des Meßverstärkers

Der Frequenzgang der Verstärker wurde mit Hilfe einer positiven unsymmetrischen Sinusspannung mit einer Amplitude von 50mV ermittelt. Im Rahmen der Auflösung (Fehler < 2%) des benutzten Oszillographen (TEK 485) konnten keine Abweichungen von der Verstärkung bei Einspeisung des Testsignals in verschiedene Eingänge eines Kanals festgestellt werden. Als Signalquelle diente der Pulsgenerator HP 8116A. Die Abbildungen 3.1.5-0 und 3.1.5-1 zeigen die gemessenen Frequenzkurven der Testverstärker.

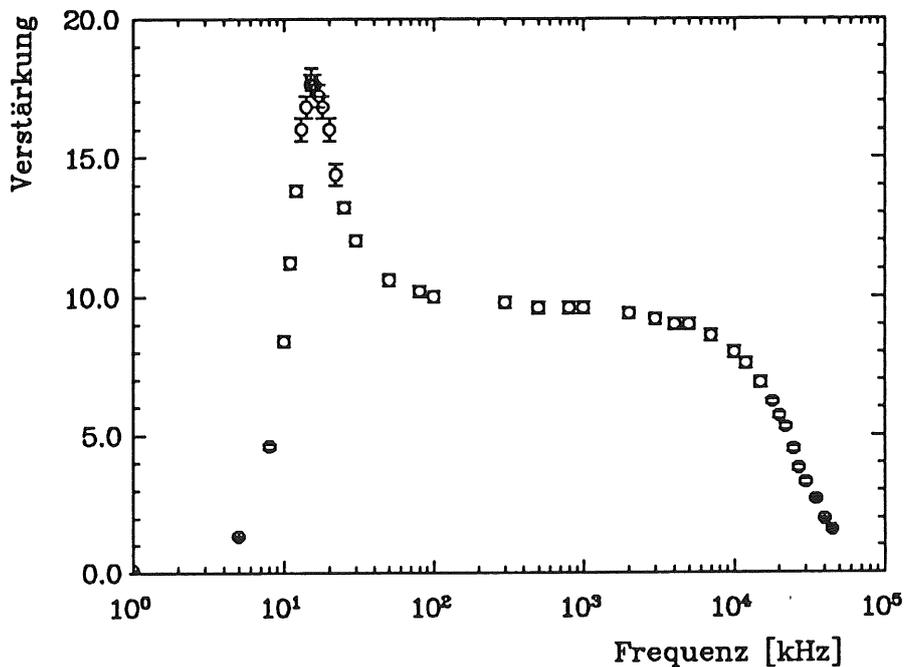


Abb. 3.1.5-0: Frequenzgang des Verstärkers mit Harris-Operationsverstärker.

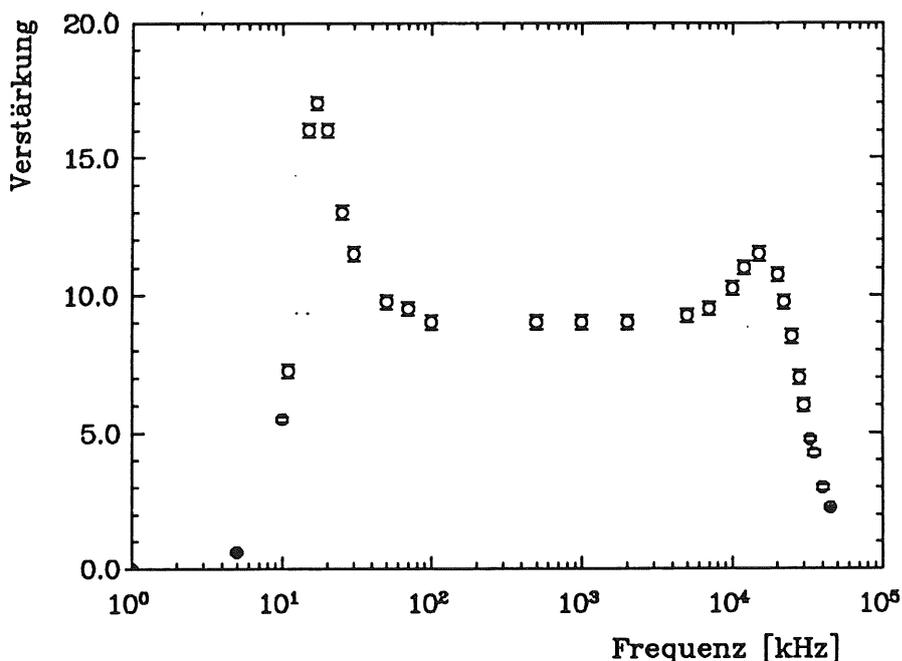


Abb. 3.1.5-1: Frequenzgang des Verstärkers mit Valvo-Operationsverstärker.

Aus den gemessenen Daten ergeben sich die folgenden Parameter der beiden Verstärkerversionen.

| Parameter | Harris 2539 | Valvo 5539 |
|-----------------------------|-------------|------------|
| Verstärkung | 9.5 | 9.5 |
| Resonanz | 15kHz | 17kHz |
| obere Resonanzgrenze (+3db) | 23kHz | 25kHz |
| Grenzfrequenz (-3dB) | 15Mhz | 28MHz |

Tab. 3.1.5-0: Frequenzgang des Meßverstärkers

Die unterschiedliche Lage der Resonanzfrequenz folgt aus der herstellungsbedingten Toleranz der Kapazitäten und der Pulstransformatoren. Die obere Resonanzgrenze gibt an, bei welcher Frequenz die Verstärkungserhöhung auf +3dB von der Normalverstärkung abgeklungen ist. Sie liegt weit unterhalb der geforderten unteren Grenzfrequenz. Die Resonanz des Verstärkers mit Valvo-Baustein bei 15Mhz erklärt sich aus der schon erwähnten zusätzlichen Phasenschiebung bei höheren Frequenzen. Aus den nächsten Bildern, die den Frequenzgang der Verstärker einschließlich der angeschlossenen 40m twisted pair Kabel zeigen, ist zu ersehen, daß die Resonanz die frequenzabhängige Kabeldämpfung teilweise ausgleicht. Dies ist neben dem besseren Rauschverhalten ein weiterer Grund, diese Verstärkerversion für kleine Amplituden (Auslese eines einzelnen Pads anstatt eines Mehrfachstreamereignisses mit der entsprechenden Verringerung der oberen Grenzfrequenz) zu nutzen.

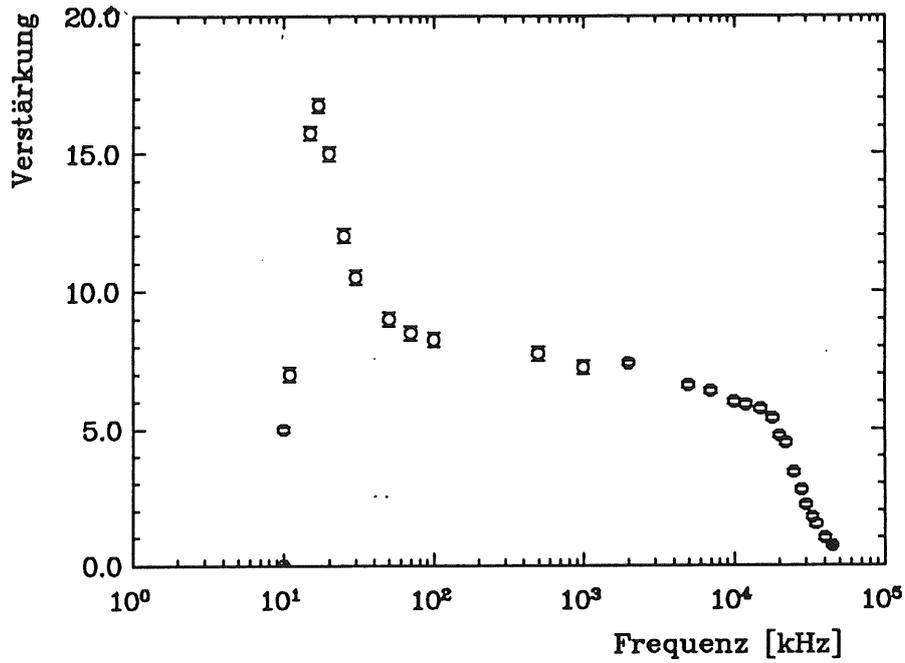


Abb. 3.1.5-2: Frequenzgang der Verstärkerversion mit Valvo-Operationsverstärker einschließlich 40 m twisted pair Kabel.

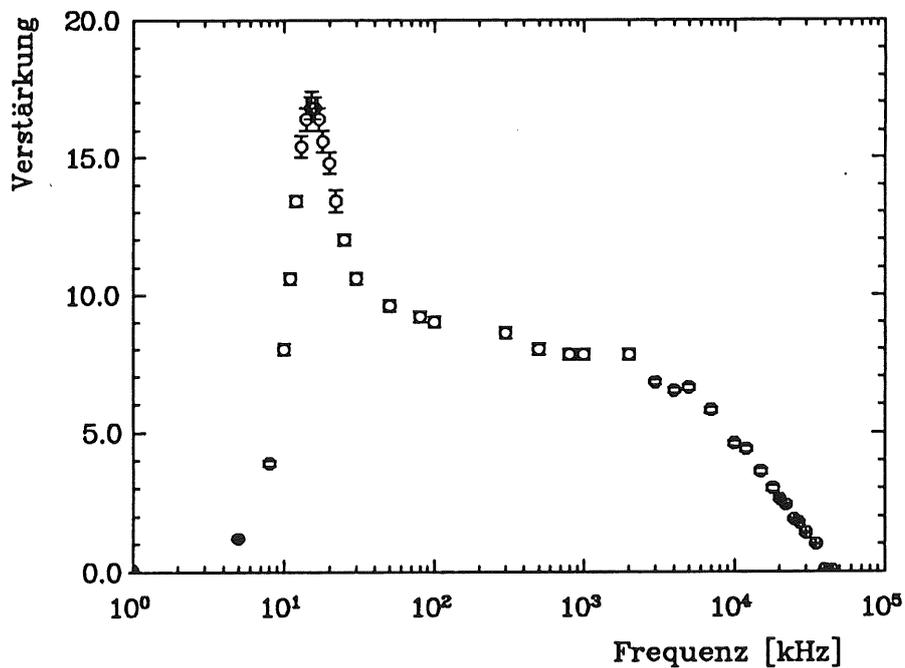


Abb. 3.1.5-3: Frequenzgang der Verstärkerversion mit Harris-Operationsverstärker einschließlich 40 m twisted pair Kabel.

Die Änderungen der Parameter Frequenzgang und Verstärkung durch das 40m lange twisted pair Kabel sind in der Tab. 3.1.5-1 aufgelistet.

| Parameter | Harris 2539 | Valvo 5539 |
|-------------------------------------|-------------|--------------|
| Verstärkung Grenzfrequenz (-3dB) | 8.0 7Mhz | 8.0 18MHz |

Tab. 3.1.5-1: Kabeleinfluß

Wie schon erwähnt, werden für große Pulse längere Anstiegszeiten und damit eine notwendige Grenzfrequenz kleiner als 6MHz erwartet. Aus der Tabelle ist zu ersehen, daß trotz der Kabeldämpfung der Frequenzbereich der Verstärkerversion mit Harris-Baustein auch für Einzelpadmessungen ausreichend ist.

Die Linearität der Verstärker wurde mit Hilfe des in Kapitel 4.5 beschriebenen Verfahrens ermittelt.

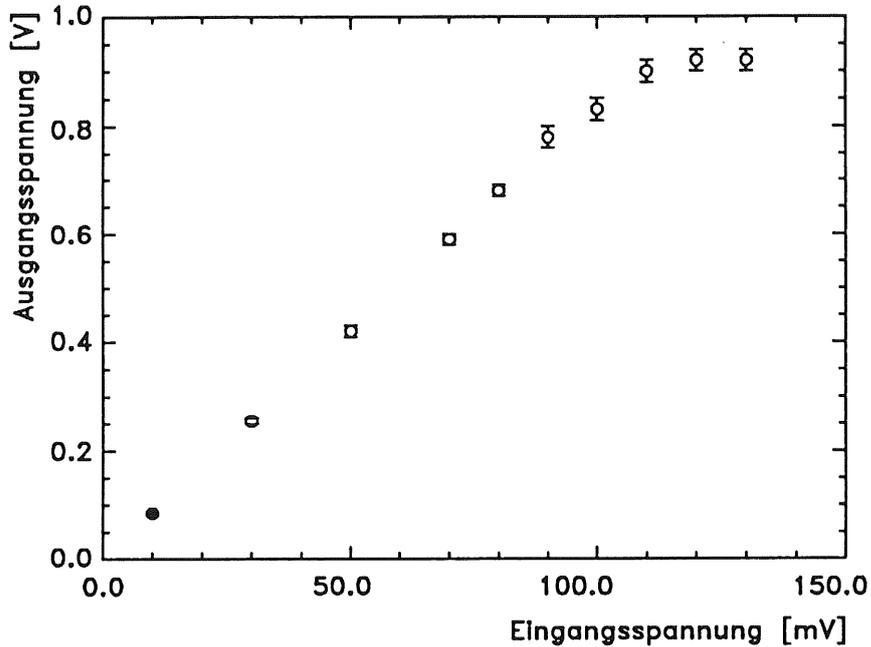


Abb. 3.1.5-4: Linearität des Verstärkers mit Valvo-Operationsverstärker.

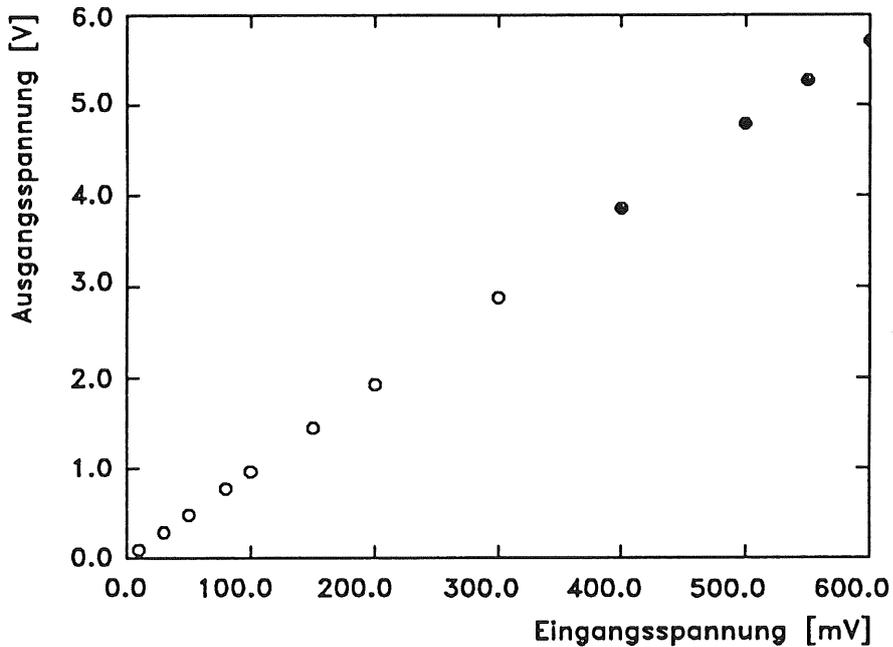


Abb. 3.1.5-5: Linearität des Verstärkers mit Harris-Baustein.

Die Verstärkerversion mit Valvo-Baustein zeigt ab 90mV Eingangsspannung deutlich nichtlineares Verhalten und sättigt ab 120mV. In der oben gewählten Darstellungsart

ist ein nichtlineares Verhalten der anderen Version nicht zu erkennen. Eine bessere Auflösung erlaubt die Darstellung der prozentuale Abweichung von der Linearität in Abhängigkeit von der Eingangsspannung.

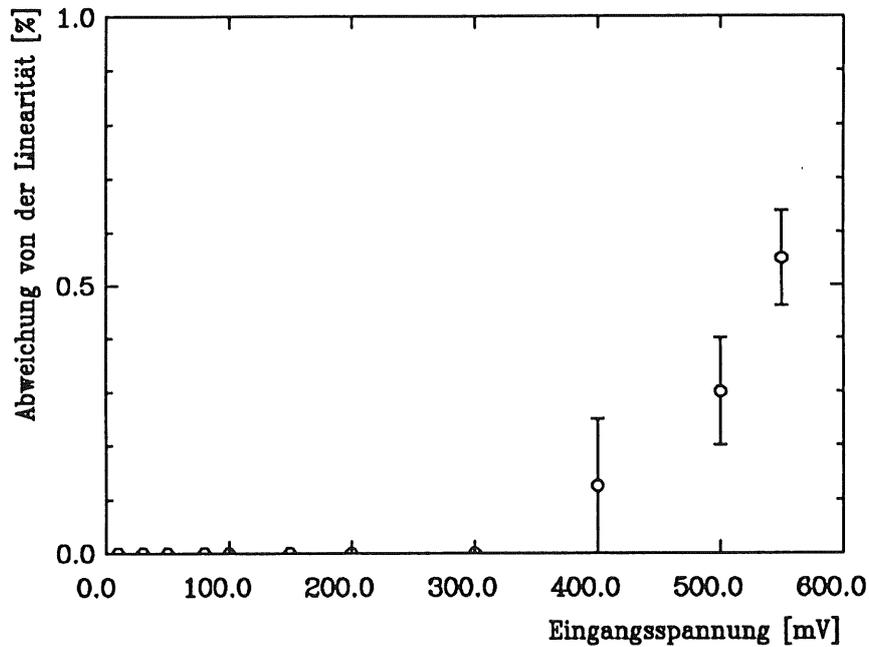


Abb. 3.1.5-6: Prozentuale Linearitätsabweichung, Verstärkerversion mit Harris-Baustein

Da der Verstärker zur Untersuchung der elektrischen Parameter einzelner Padpulse bzw. der Summensignale dienen soll und nur auf den entsprechenden Teil des Detektors getriggert wird, ist das Übersprechen auf andere Kanäle ohne Bedeutung. Bei Untersuchungen des Kammerübersprechens von einem "getroffenen" Pad zum nächsten, kommt Kabelübersprechen nicht zum tragen, da layoutbedingt die Signale benachbarter Pads im Kabel (twisted pair Flachbandkabel) nicht nebeneinander geführt werden. Das Übersprechen auf der Platine beträgt nur wenige Promille und ist damit vernachlässigbar.

Zum Abschluß sind in der Tabelle 3.1.5-2 die wichtigsten Parameter der Testverstärker zusammengefaßt.

| Parameter | Harris 2539 | | Valvo 5539 | |
|--|---------------------------------------|-------------|--------------------------------------|--------------|
| | ohne | mit | ohne | mit |
| Verstärkung Grenzfrequenz (-3dB) | 9.5 15MHz | 8.0 7Mhz | 9.5 28MHz | 8.0 18MHz |
| Resonanz obere Resonanzgrenze max. Eingangsspannung bei 0.5% Linearitäts- abweichung Eingangsrauschen | 15kHz 23Khz 550mV 0.15mV | | 17kHz 25kHz 60mV 0.10mV | |

Tab. 3.1.5-2: Daten des Meßverstärkers

3.1.6 Bauteilbedingte Toleranzen der Testverstärker

Durch die hohe Rückkopplung der Operationsverstärker im Arbeitsbereich wird die Verstärkung fast ausschließlich von den passiven Bauelementen festgelegt. Die Toleranzen dieser Bauteile bestimmen somit die Abweichungen der realen Verstärkungsfaktoren vom Sollwert. Das Übersetzungsverhältnis der Pulstransformer wird seitens des Herstellers mit 1:1 +/- 5% angegeben. Die Toleranz der benutzten Widerstände beträgt 1%. Dies ergibt eine mögliche Abweichung vom Sollwert von +/- 7% (5% Pulstransformer plus jeweils 1% vom Rückkopplungswiderstand R_r und vom Summierwiderstand R_1). Hierin ist die Begründung für die gemessene Verstärkung von 9.5 statt der rechnerischen von 10 gegeben.

Nach der Kalibration der einzelnen Verstärkerkanäle verbleiben neben dem Fehler der Kalibration die Toleranzen der einzelnen Summiernetzwerke. Die Toleranz in der Addierstufe eines einzelnen Kanals beträgt maximal 2% bezogen auf dem zur Kalibration benutzten Eingang. In dieser Betrachtung ist die Toleranz des Abschlußwiderstandes R_0 noch nicht berücksichtigt, da sein Einfluß auf die Eingangsspannung von dem Innenwiderstand der Signalquelle abhängig ist.

3.2 Messung der Pulsparameter

Zur Bestimmung der Pulsparameter wurden mehrere Messungen mit Hilfe des beschriebenen Aufbaus durchgeführt. Die Verstärkerversion mit Valvo-Baustein kam bei der Messung von einzelnen Padpulsen zum Einsatz. Die andere Version wurde zur Messung der Summensignale von 5 Pads genutzt. Zur weiteren Erhöhung der Amplitude schauerten jeweils eine Lage Blei vor jeder Ebene den Strahl von 3 GeV auf (vergl. Abb. 3.1-0).

3.2.1 Padpuls eines einzelnen Streamers

Um das Bild eines Padpulses eines einzelnen Streamers durchschnittlicher Ladung zu erhalten, wurden aus einer Messung 1800 Einzelpulse mit einer Ladungsbedingung von $8\text{pC} \pm 2\text{pC}$ ¹⁸ gemittelt. Zur Berücksichtigung der unterschiedlichen Startzeiten der Signale sind die Maxima der Pulse vor der Addition übereinandergeschoben worden. Eine weitere Fehlerquelle in der Bildung eines mittleren Padpulses stellen Mehrfachstreamer dar. Sie können durch das Nachpulsen der Kammer entstehen. Photonen, die trotz des hohen Löschgaseanteils¹⁹ die Kathode erreichen, lösen bei ausreichender Energie ein Elektron aus. Das Elektron driftet zum Draht und bildet einen neuen Streamer. Durch die notwendige Driftzeit von maximal ca. 90nsec bildet sich der zweite Streamer entsprechend später und der zweite Padpuls addiert sich um diese Zeit versetzt auf den ersten. Für eine Analyse von Padpulsen aus Einzelstreamer wird durch den Zeitversatz dieses Signal unbrauchbar. Da Drahtpulse im Mittel nur ca. 80nsec²⁰ lang sind, ist mit ihrer Hilfe eine Identifikation dieser Signale möglich. Soweit

18 Die mittlere Padladung betrug bei diesen Messungen 8pC .

19 vergl. Kap.2

20 vergl. Anhang B

dies in der Offline-Analyse machbar war, blieben die entsprechenden Padpulse bei der Mittelwertbildung unberücksichtigt.

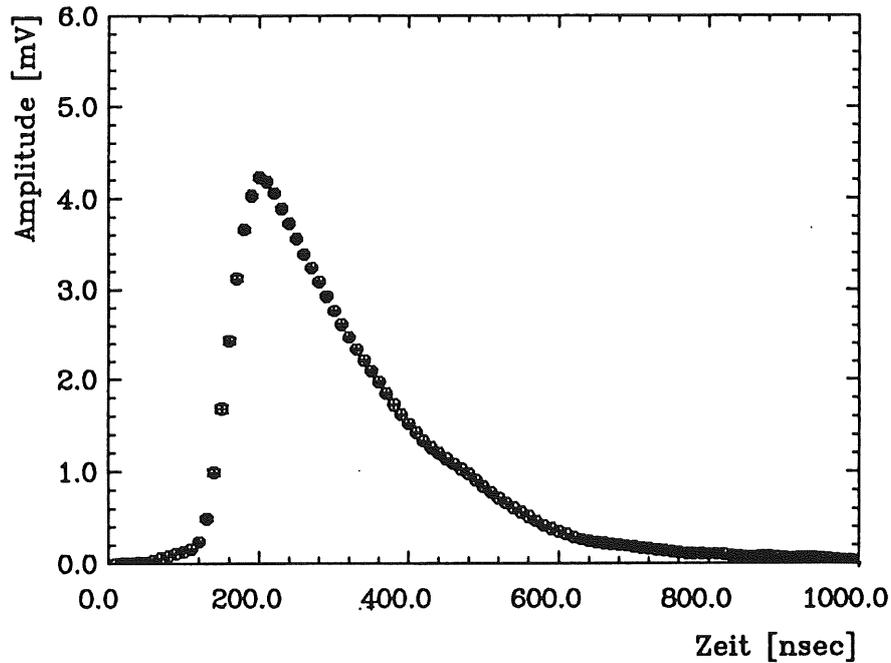


Abb. 3.2.1-0: mittlerer Padpuls aus Einzelstreamern

Die Pulslänge beträgt ca. 800nsec mit einer Anstiegszeit von 80nsec. Die Verteilung der Anstiegszeiten (Abb. 3.2.1-1) ist annähernd gaußförmig. Das Fehlen eines Schnittes bei niedrigen Anstiegszeiten zeigt, daß die gemessenen Anstiegszeiten nicht durch eine möglicherweise zu geringe obere Grenzfrequenz des Verstärkers erzeugt werden, sondern den realen Werten der Padpulse entsprechen. Die Halbwertsbreite beträgt 20nsec. Damit ist die Anstiegszeit für ca. 99% aller Pulse größer oder gleich 50nsec.

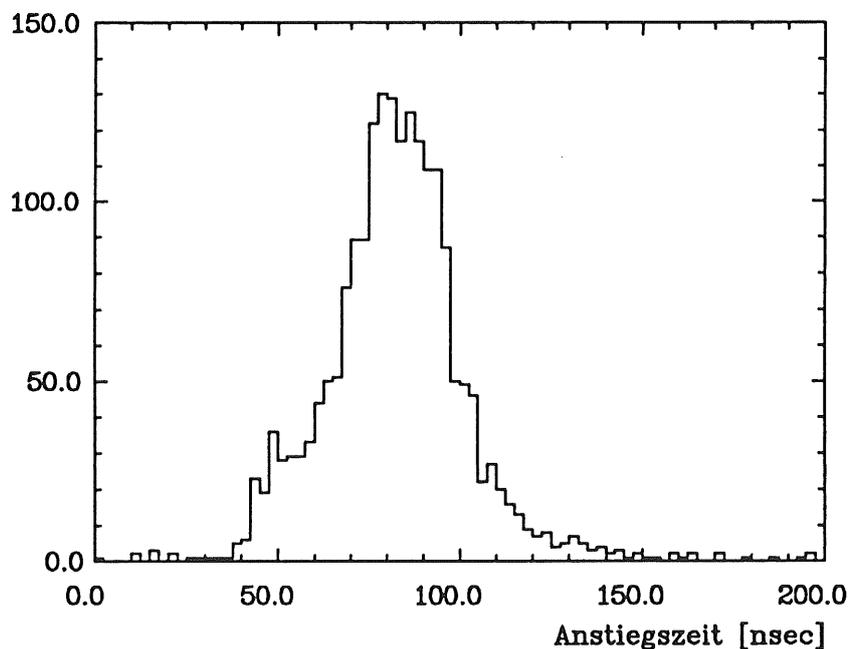


Abb. 3.2.1-1: Verteilung der Anstiegszeiten

Die folgende Korrelation zeigt die Unabhängigkeit der Anstiegszeit von der Amplitude.

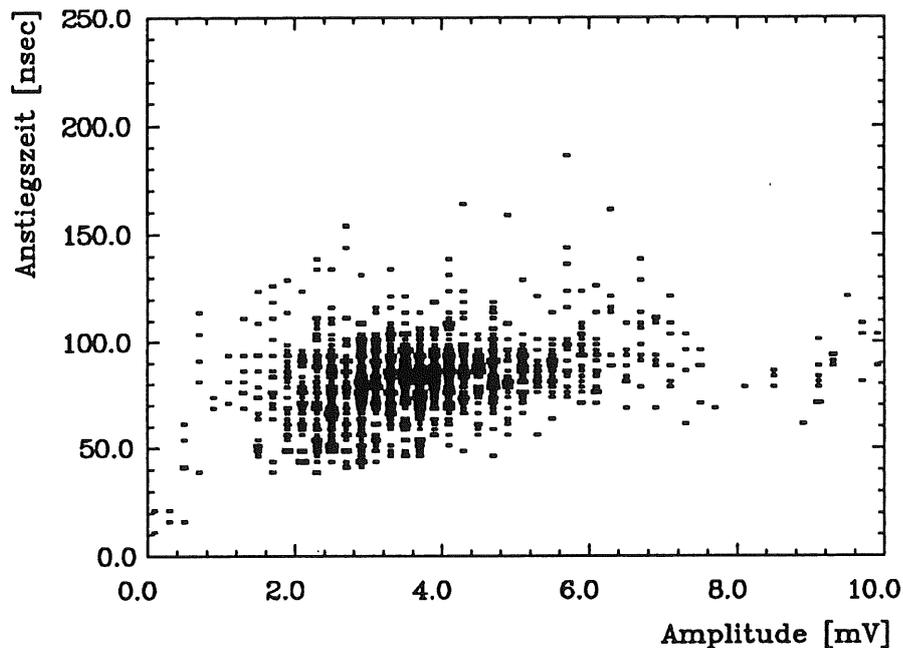


Abb. 3.2.1-2: Korrelation Amplitude/Anstiegszeit

Die Breite der Verteilung der Anstiegszeiten und das Zunehmen bei kleineren Amplituden erklärt sich aus der Auflösung des FADC's (6 Bit). Bei kleinen Padsignalen ist die Bestimmung des Pulsanfangs sowie des Zeitpunktes der maximalen Amplitude mit ungleich höheren Fehlern behaftet als bei großen Padsignalen. Die Halbierung der Verteilungsbreite bei größeren Signalen²¹ zeigt dies deutlich.

Der Korrelationsplot (Abb. 3.2.1-3) zwischen maximaler Amplitude und Ladung des Padpulses zeigt den aufgrund der Formel $Q = CU$ erwarteten linearen Zusammenhang. Der Geradenfit ergibt eine der Padkapazität entsprechende Steigung von $2.37\text{nF} \pm 0.02\text{nF}$. Die Abweichung von 0.37nF von der berechneten Kapazität (2nF) erklärt sich aus den geometrischen Pادتoleranzen²², dem Fehler der Dielektrizitätskonstanten ϵ sowie der Nichtberücksichtigung der parasitären Kapazitäten²³.

21 vergl. Abb. 3.2.2-1 und Abb. 3.2.2-2

22 Aus mechanischen Gründen wurde die gewünschte Padgröße von $25 \cdot 25\text{cm}^2$ nicht immer eingehalten. Die Größe des hier benutzten Pads betrug $25 \cdot 27\text{cm}^2$. Allein hierdurch ergibt sich eine Zunahme der Kapazität von 0.16nF .

23 Hierzu zählt z.B. die Kapazität zur Grundplatte der Kammerebene aus Aluminium.

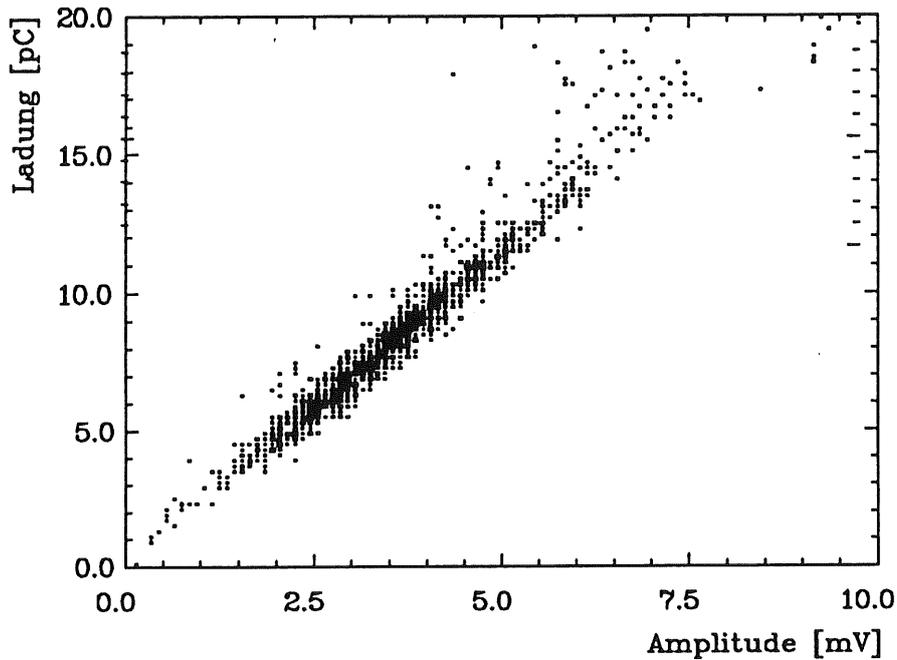


Abb. 3.2.1-3: Korrelation Amplitude/Pulsladung

Die gemessene Kapazität ergibt mit dem Abschlußwiderstand von 105 Ohm eine Abfallzeit (RC) auf $1/e$ der Amplitude von 250nsec. Dies entspricht dem Abfall des mittleren Pulses (Abb. 3.2.1-0).

Damit ist der Padpuls eines einzelnen Streamers wie folgt charakterisiert:

Die mittlere Anstiegszeit beträgt 80nsec mit einer unteren Grenze (2σ) von 50nsec. Die Anstiegszeit ist unabhängig von der Amplitude. Die influenzierte Ladung bestimmt über $Q = CU$ die Amplitude. Die Zeitkonstante des Pulsabfalles ergibt sich aus der Padkapazität und dem Abschlußwiderstand.

Die Festlegung einer unteren Amplitudengrenze für Padsignale geschieht mit Hilfe der Verteilung der Pulsmaxima.

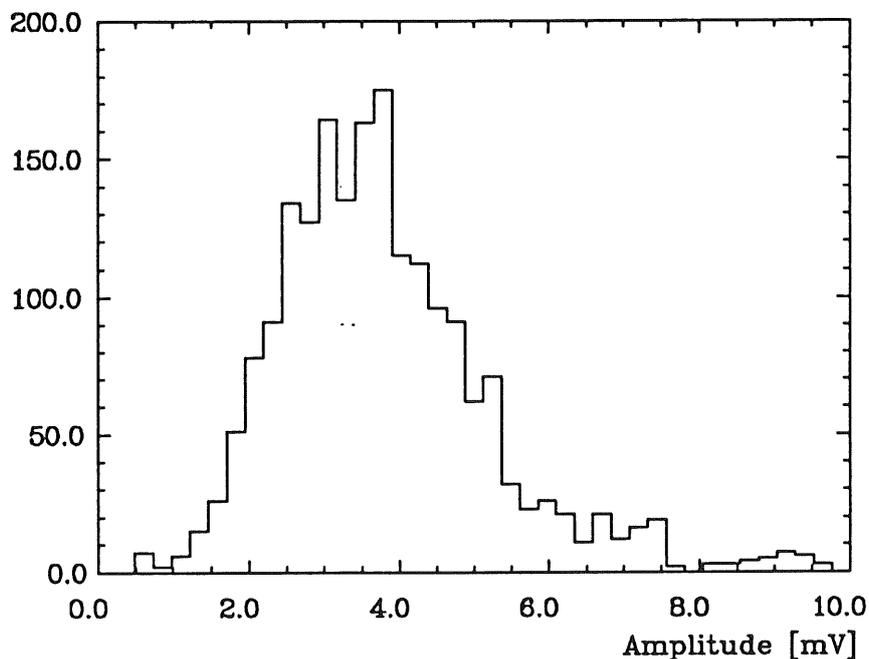


Abb. 3.2.1-1: Verteilung der Amplitudenmaxima

Unter der Annahme einer gaußförmigen Verteilung sind bei dieser Messung 85% aller Amplituden größer oder gleich 2mV. Für große Pads (50x40cm²) reduziert sich dieser Wert nach der Formel $Q=CU$ auf ca. 0.75mV. Diese Grenze stellt allerdings nur einen Richtwert dar, da die Padladungen und somit die Amplituden druck- und temperaturabhängig²⁴ sind.

3.2.2 Pulsform des Summensignals mehrerer Ebenen

Wie zu erwarten erhöhte sich die mittlere Anstiegszeit der Signale aufgrund der unterschiedlichen Driftzeiten der Primärelektronen (max. Driftzeit ca. 90nsec, vergl. Kap. 3.1.1) auf 120nsec.

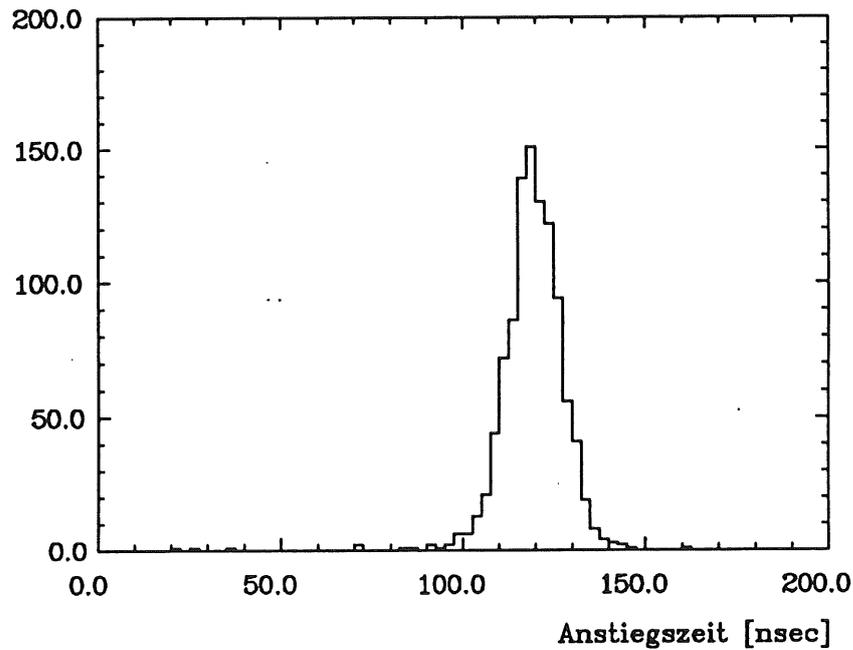


Abb. 3.2.2-0: Anstiegszeitverteilung der Summensignale

Daß die Grenzfrequenz der Verstärkerversion mit Harris-Baustein ausreichend ist, zeigt wiederum die gaußförmige Verteilung ohne Schnitt bei kleineren Anstiegszeiten. Die Unabhängigkeit der Anstiegszeit von der Amplitude zeigt Abb. 3.2.2-1. deutlicher als Abb. 3.2.1-2 (Korrelation von Amplitude und Ladung bei Einzelstreamersignalen). Die schmalen Verteilungen ergeben sich hier aus den kleineren Fehlern der FADC's als bei größeren Spannungen²⁵.

24 vergl. Kap. 4.7 sowie S.Cartwright et al.,SLD Note 185. Nach dieser Arbeit ergibt 1% Druckerhöhung ca. 10% Abnahme der Ladung.
25 vergl. Kap 3.2.1

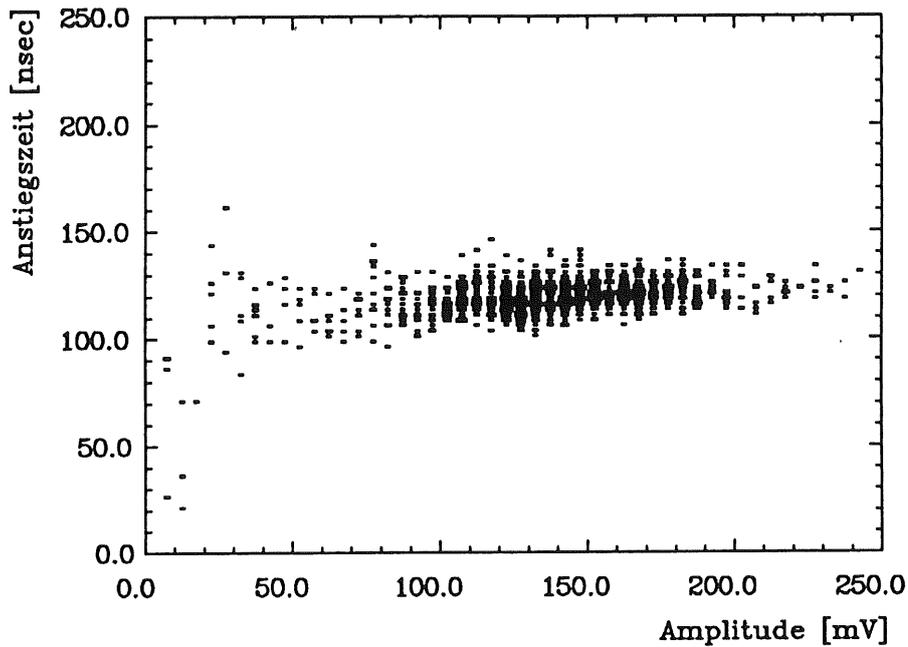


Abb. 3.2.2-1: Korrelation Anstiegszeit/Amplitude der Summensignale

Auch hier ist wie erwartet die Amplitude über $Q = CU$ aus der Ladung eindeutig bestimmt. (Abb. 3.2.2-1).

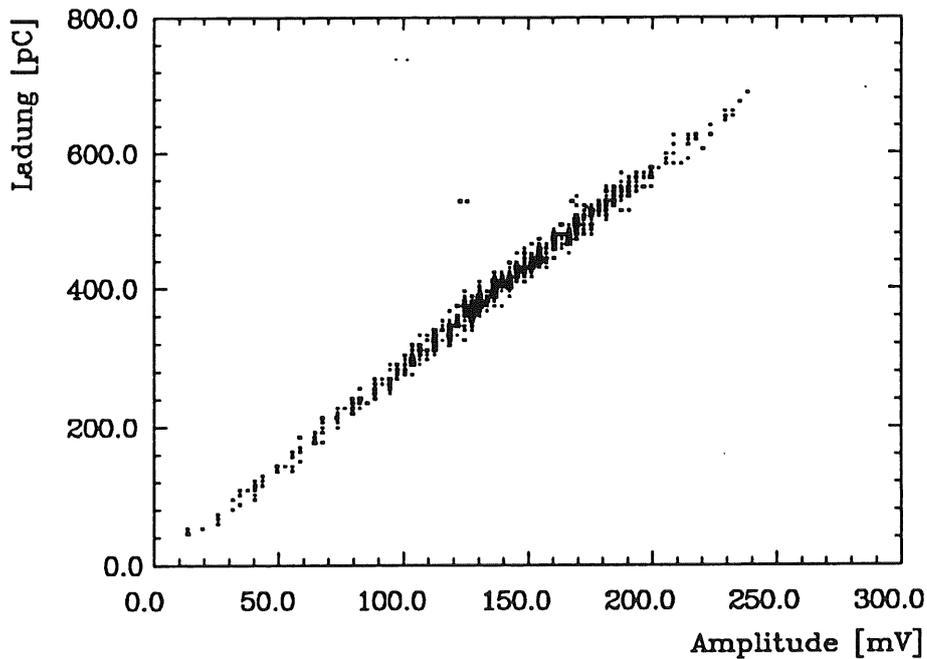


Abb. 3.2.2-2: Korrelation Amplitude/Ladung der Summensignale

Die Steigung beträgt $2.88\text{nF} \pm 0.01\text{nF}$. Der Hauptgrund für die Abweichung von der Einzelmessung liegt in dem ca. 5m längerem Flachbandkabel zwischen Pad und Verstärker. Bei einer Kapazität von 0.06pF/m ergibt dies eine zusätzliche Kapazität von 0.3nF . Weitere Gründe liegen in den Toleranzen der Pads²⁶ sowie der Variation der Verstärkungsfaktoren für die einzelnen Pads²⁷

26 vergl. Kap. 3.2.1
27 vergl. Kap. 3.1.6

Damit gelten die Aussagen über Einzelpadpulse mit Ausnahme der längeren mittleren Anstiegszeit auch für Summensignale.

3.3 Pulsverfälschung durch Störsignale

Aufgrund der niedrigen Amplituden von Einzelpadpulsen ist der gesamte Meßaufbau empfindlich gegenüber Störsignalen. Die möglichen Frequenzen decken einen großen Bereich beginnend beim 50Hz Netzbrumm über Radiofrequenzen bis in die Bänder des Fernsehens ab. Störend wirkt aber nur der Frequenzbereich von $2 \cdot T_1 = 2 \text{ usec}$ (500kHz) bis $2 \cdot T_2 = 20 \text{ nsec}$ (50MHz). Die untere Grenze ergibt sich aus der Länge des Padpulses (T_1), die obere aus der maximalen Auflösung (T_2) des FADC's von 10nsec.

Grob lassen sich die Störungen in zwei Bereiche unterteilen: Einstreuung von externen Signalquellen und Erdschleifen. Durch entsprechende Maßnahmen am Aufbau des Meßstandes, wie z.B. zusätzlichen kurzen Erdverbindungen mit großem Querschnitt, Verlegung von Erdungspunkten sowie Abschirmungen, konnten die Störungen so weit verringert werden, daß die obigen Meßungen möglich waren.

Kapitel 4

Der Towerbuilder für H1

4.1 Die Schaltungsanforderungen

Die Anforderungen an die Elektronik des Towerbuilders bestimmen sich mit Ausnahme der Verstärkung und der Dynamik aus den in Kapitel 3 beschriebenen Messungen.

Die Verstärkerdynamik ergibt sich aus der Forderung, einerseits Myonen zu detektieren, andererseits bei hadronischen Schauern nicht zu sättigen. Die kleinsten Amplituden liegen unter einem Millivolt²⁸. Die größte Amplitude wird aus dem Zusammenhang $Q=CU$ und den Daten aus dem CERN Test 1986²⁹ mit ca. 720mV abgeschätzt. Diese Daten ergeben bei einem 50GeV hadronischen Schauer eine mittlere Padladung von 300pC/Pad. Bei einer Padgröße von 25x25cm² ergibt sich 120mV/Pad und für einen Tower mit sechs Pad entsprechend 720mV. Für den Verstärker folgt damit unter Berücksichtigung notwendiger Reserven eine Minstdynamik bezogen auf den Eingang von < 0.75mV bis 1V.

Um einerseits kleine Signale mit ausreichendem Pegel zu übertragen, andererseits keine zu hohe Leistung bei großen Eingangsamplituden mit dem Ausgangstreiber des Towerbuilder realisieren zu müssen, wird die Verstärkung mit zwei festgelegt. Weiterhin soll die Konzeption der Treiberstufe dafür sorgen, daß die Ausgangsströme die Spannungsversorgung nicht belasten. Ziel ist ein konstanter Spannungsabfall zwischen Netzteil und Towerbuilder, der - falls notwendig - durch eine erhöhte Versorgungsspannung ausgeglichen werden kann. Um die Nutzung dünner Kabel für die Versorgung zu ermöglichen (Platzprobleme im Detektor), ist zusätzlich ein geringer Strom anzustreben.

Der Frequenzbereich des Towerbuilders wird durch die Anstiegs- und Abfallszeiten der Padsignale bestimmt. Die untere Grenze (ca. 150kHz) ergibt sich aus der maximalen Zeitkonstante von 700nsec für große Pads und die obere von ca. 6Mhz aus den kleinsten Anstiegszeiten von 50nsec³⁰. Da der Verstärker Signale von einem Detektor mit einer Arbeitsspannung von max. 5kV verarbeitet, sind die Eingänge gegen kurze Spannungspulse bis zu dieser Höhe zu schützen.

28 vergl. Kap.3.2.1. Tabelle 3.1.1-0

29 Results from a test of an Iron Streamer Tube Calorimeter, H1-Collaboration, DESY 87-172, December 1987

30 vergl. Kap.3.2.1

Einher mit der Notwendigkeit, Pulse aus dem mV-Bereich zu verstärken, geht eine erhöhte Anfälligkeit des Towerbuilders für Störsignale. Hierbei ist besonders zu bedenken, daß der Verstärker in einer stark elektromagnetisch verseuchten Umgebung (direkt am Detektor) arbeiten soll. Die Quellen möglicher Störungen sind externe Einstreuungen und Erdschleifen. Für externe Einstreuungen bietet der Towerbuilder drei Angriffspunkte unterschiedlicher Sensibilität:

- a) das Verbindungskabel zwischen Pad und Towerbuilder,
- b) empfindliche Leiterbahnen³¹ auf der Platine,
- c) die Verbindung zwischen Towerbuilder und nachfolgender Elektronik (30m).

Als Verbindungskabel zwischen Pad und Towerbuilder wird ein normales Flachbandkabel verwendet. Innerhalb einer Detektorlage ist es konstruktionsbedingt teilweise abgeschirmt. Die Länge des Kabels zwischen Austritt aus dem Detektor und Eingangsstecker am Towerbuilder beträgt nur ca. 1m. Daher sind zusätzliche Abschirmungsmaßnahmen nur an den Stellen notwendig, an denen es in direkter Nachbarschaft von starken Störquellen (Buskabel der digitalen Drahtauslese mit 10Mhz Takt und TTL-Pegel) verlegt werden muß³².

Die empfindlichen Leiterbahnen auf der Platine werden durch zusätzliche äußere Masselagen abgeschirmt. Damit ergibt sich der Platinenaufbau in fünffach Multilayertechnik mit äußeren Masselagen sowie zwei durch Masse- bzw. Spannungsversorgungslage getrennten Signalebenen.

Die Summensignale des Towerbuilders werden in Differenztechnik (bipolarer Ausgang) mit Hilfe von 30m abgeschirmten twisted pair Kabels zur nachfolgenden Elektronik übertragen.

Durch die Verwendung der genannten Techniken ist ein weitgehender Schutz vor unerwünschten Signaleinstreuungen gewährleistet. Ein schwieriger zu lösendes Problem stellen Erdschleifen dar. Die Abb. 4.1-0 zeigt die Erdverbindungen innerhalb des instrumentierten Eisen.

31 z.B. Eingänge von Operationsverstärker

32 Beim Austritt aus der Detektorlage liegt das Flachbandkabel direkt auf der Digitalelektronik der Drahtauslese. Weiterhin sind die Kabeldurchführungen im H1-Detektor an manchen Stellen so eng, daß das Buskabel der Digitalelektronik parallel zum Padkabel geführt werden muß. Bei den Messungen zur Bestimmung der Pulsparameter zeigte sich die Taktfrequenz der digitalen Drahtauslese als eine so starke Störquelle, daß analoge Messungen einzelner Padpulse bei Betrieb der digitalen Drahtauslese ohne entsprechende Abschirmungsmaßnahmen nicht möglich sind.

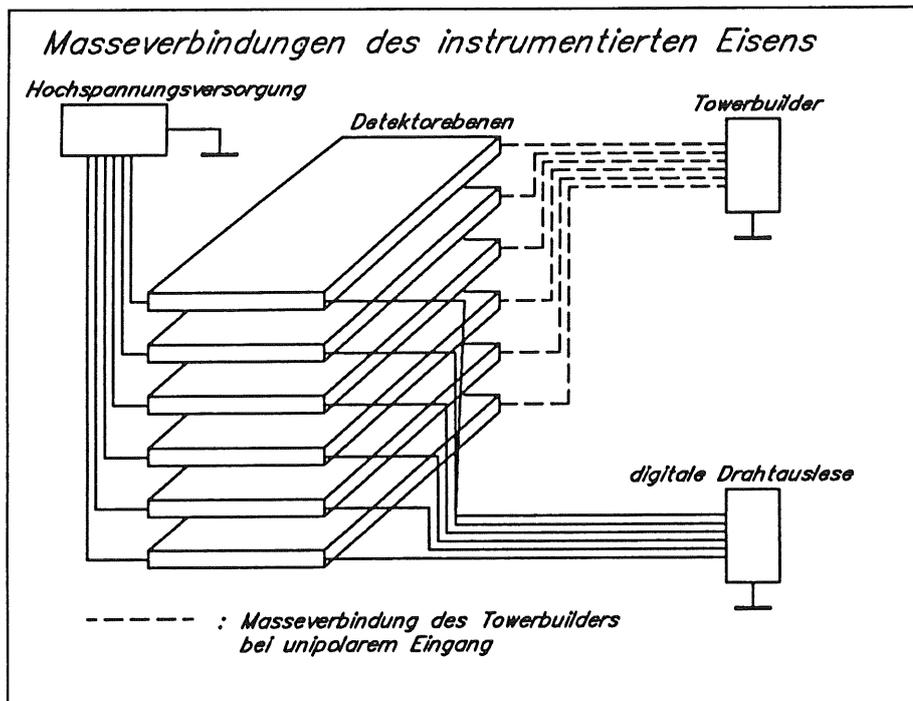


Abb. 4.1-0: Erdverbindungen innerhalb des instrumentierten Eisens

In der Skizze sind mehrere Erdschleifen zu erkennen, gebildet durch Hochspannungsversorgung/Towerbuilder, Drahtauslese/Towerbuilder und Hochspannungsversorgung/Drahtauslese. Neben diesen besteht noch die Möglichkeit weiterer Schleifen durch die Beschädigung der äußeren Isolationsfolien der Detektorlagen. Die Detektorebenen werden zusätzlich direkt über das Eisenjoch verbunden.

Im Falle einer galvanischen Trennung der Verbindung der Ebenen innerhalb der Hochspannungsversorgung bzw. Drahtauslese verbleibt immer eine kapazitive und/oder induktive Kopplung. Die Lösung des Problems durch die Realisierung einer konsequenten sternförmigen Erdungsstrategie ist somit nicht möglich. Störungen durch Erdschleifen spielen aber für die Drahtauslese eine untergeordnete Rolle, da die Drahtauslese durch die hohen Signalamplituden³³ unempfindlicher ist als der Towerbuilder. Für das Schaltungskonzept des Towerbuilders verbleibt somit nur die Möglichkeit eines erdunabhängigen Addierers und Verstärkers mit Hilfe von Differenzeingängen. Ein zusätzlicher Vorteil dieser Schaltung liegt in der Auflösung von zwei der drei oben genannten Erdschleifen.

Die Anzahl der Kanäle pro Towerbuildereinheit ist durch die Verkabelung der Detektorebenen auf 12 festgelegt.

In der folgenden Tabelle sind die Anforderungen an den H1-Towerbuilder zusammengefaßt.

33 Im Mittel betragen die Drahtamplituden ca. 200mV, vergl. Anhang B

| | | |
|----------------------------------|---|--|
| Frequenzgang | : | min. 150kHz - 6MHz |
| Verstärkung | : | 2 |
| Eingangsspannung | : | < 0.75mV bis 1V |
| Eingang | : | Summierstufe für max. 6 Pads mit Differenzeingängen |
| Ausgang | : | bipolar |
| Anzahl der Kanäle pro Einheit | : | 12 |

Tab. 4.1-0: Anforderungen an den Towerbuilder

4.2 Die Schaltungsentwicklung

Um die oben genannten Anforderungen zu erfüllen, wurde als Schaltung ein Operationsverstärker mit nachfolgendem Transistortreiber für den bipolaren Ausgang gewählt³⁴. Die Summierstufe entspricht dem Meßverstärker. Der 1989 neu verfügbare Operationsverstärker von ELANTEC EL2020 erfüllt mit seinen Daten³⁵ die im folgenden aufgestellten Forderungen. Als Transistor wurde der BC 560 C³⁶ gewählt, ein rauscharmer Treiber mit einem Stromverstärkungsfaktor β von 470 bei einem Kollektorstrom von 2.2mA. Die Abb. 4.2-0 zeigt die Schaltung eines Towerbuilderkanals.

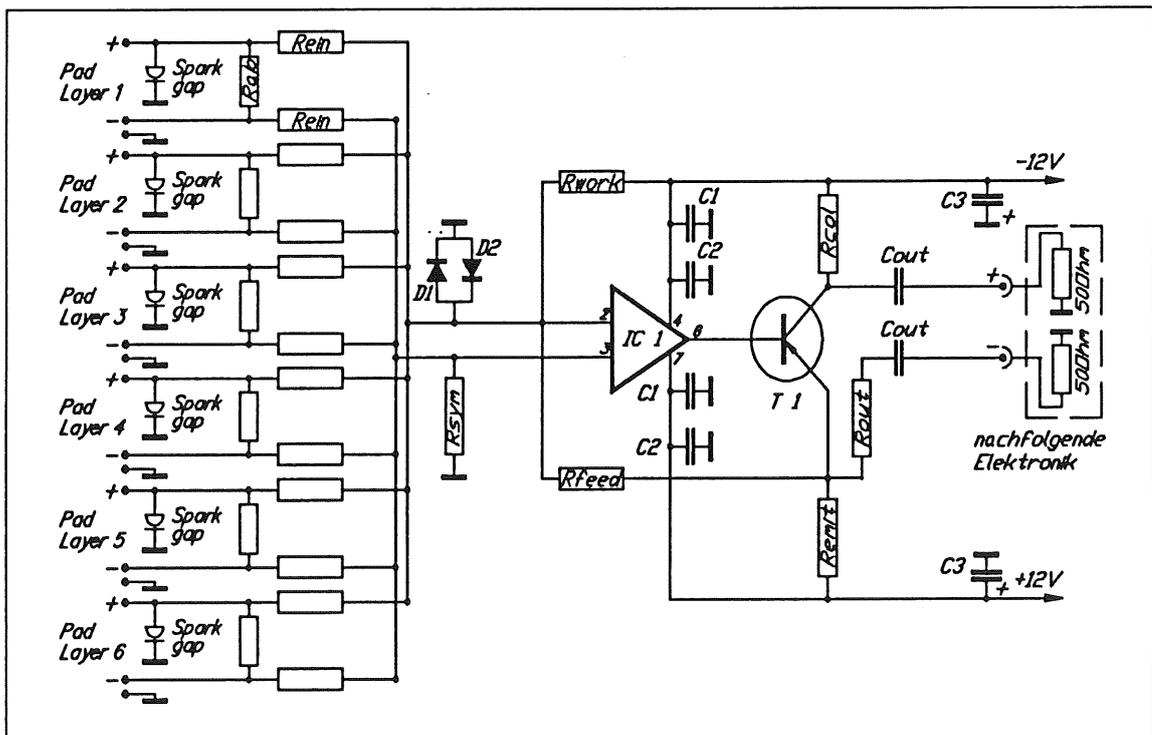


Abb. 4.2-0: Schaltbild eines Towerbuilderkanals

34 Eine Lösung analog dem Meßverstärker mit Pulstransformer ist aufgrund des Magnetfeldes in der Umgebung des Towerbuilders (Rückführungsseisen der Spule) nicht möglich.
 35 ELANTEC 1989 Data Book
 36 Professionelle diskrete Bauelemente, VALVO, 1989

Die Signale werden von dem Operationsverstärker mit Hilfe der Eingangswiderstände summiert. Die Eingänge sind mit Funkenstrecken gegen hohe Spannungen geschützt. Für niedrige Spannungen übernehmen antiparallel geschaltete schnelle Dioden niedriger Kapazität diese Aufgabe.

Zur Erhöhung der Stabilität wird der Transistor in die Rückkopplung des Operationsverstärkers eingebunden. Der Emitter wird somit Rückkopplungsausgang für den Operationsverstärker.

Die Ausgänge der Schaltung bilden der Emitter und der Kollektor des Transistors. Durch entsprechende Dimensionierung der Widerstände ergibt sich die notwendige symmetrische Verstärkung für den bipolaren Ausgang. Die Kondensatoren zur Gleichstromentkopplung stellen gleichzeitig den Ausgangsstrom zur Verfügung. Bei einer Pulsübertragung werden die beiden Kondensatoren über den Transistor umgeladen, ohne die Spannungsversorgung zu belasten. Die RC-Konstante zum Wiederaufladen von über 23µsec, die sich aus den Kondensatoren sowie dem Eingangswiderstand der nachfolgenden Schaltung von 2x50 Ohm ergibt, ist groß genug gegenüber den Pulslängen. Der Nachteil dieser Schaltung liegt in der Begrenzung der Wiederholungsfrequenz durch das Wiederaufladen der Kondensatoren.

Der Widerstand R_{out} verhindert, daß reflektierte Wellen (z.B.: Reflexionen durch Variation des Wellenwiderstandes des Kabels) über die Rückkopplung direkt auf den Operationsverstärkereingang wirken können. Die Dimensionierung der Schaltung folgt aus folgenden Formeln.

- $V(c)$: Verstärkung des Kollektorausganges
 $V(e)$: Verstärkung des Emitterausganges
 R_l : Eingangswiderstand der nachfolgenden
Elektronik (50 Ohm)
 R_e : Innenwiderstand des Emitterfolgers

$$V(c) = \frac{R_{col}}{R_{out} + R_l} \cdot \frac{R_l}{R_{col} + R_l}$$

Der erste Term beschreibt die Verstärkung, der zweite den Einfluß des Innenwiderstandes des Kollektorausganges.

$$V(e) = \frac{R_l}{R_e + R_{out} + R_l}$$

Die Verstärkung des Emitterfolgers ist fast 1, sodaß in dieser Gleichung nur der Einfluß des Spannungsteilers berücksichtigt werden muß.

Aus Symmetriegründen folgt:

$$V(c) = V(e)$$

$$\frac{R_{col}}{(R_{out} + R_I)(R_{col} + R_I)} = \frac{R_I}{R_e + R_{out} + R_I}$$

Umstellen nach R_{col} ergibt:

$$R_{col} = R_I \frac{R_{out} + R_I}{R_e}$$

Der Kollektorstrom des Transistors wird durch R_{em} auf 2.2mA im Arbeitspunkt festgelegt. Damit ergibt sich der Ausgangswiderstand des Emitterfolgers R_e zu 15 Ohm ($r_{BE} = 7k\Omega$, $\beta = 470$). Der Widerstand R_{out} wird mit 82 Ohm festgelegt, um einerseits die notwendige Verstärkung nicht zu hoch wählen zu müssen, andererseits einen ausreichenden Schutz gegen reflektierte Wellen zu gewährleisten. Mit diesen Werten ergibt die obere Gleichung für den Widerstand R_{col} 440 Ohm. Da diese Berechnung der Verstärkung vereinfacht ist³⁷ wird zur Korrektur der Widerstand R_{col} mit 300 Ohm gewählt. Die Verstärkung der Transistorstufe beträgt damit 0.665. Daraus resultiert die notwendige Verstärkung des Operationsverstärkers mit drei, um die gewünschte Gesamtverstärkung von zwei zu erhalten.

Nach den Applikationsunterlagen schlägt ELANTEC für den Operationsverstärker einen Rückkopplungswiderstand von 1kOhm vor. Damit ergeben sich die Summierwiderstände zu 332 Ohm. Dieser niedrige Wert entspricht gleichzeitig dem Wunsch, im Eingang eine kleine RC-Konstante, gebildet aus den parasitären Kapazitäten der Leiterbahnen und Steckkontakte, zu erreichen³⁸. Die restlichen Widerstände folgen aus den Symmetrieanforderungen des Einganges, der Arbeitspunkteinstellung sowie des notwendigen Eingangswiderstandes der Schaltung. Die maximale Ausgangsspannung des Operationsverstärkers ist bei der festgelegten Verstärkung 3V, die bei den schnellsten Signalen innerhalb von 50nsec erreicht werden muß. Die notwendige Anstiegsgeschwindigkeit (S_{lr}) beträgt

$$S_{lr} = \frac{3V}{50nsec} = 60V/\mu sec$$

Für den Operationsverstärker wird im invertierendem Modus eine maximale Anstiegsgeschwindigkeit von 750V/ μ sec angegeben. Aus der mittleren Anstiegsgeschwindigkeit von 500V/ μ sec ergibt sich nach folgender Formel

$$Bandbreite = \frac{S_{lr}}{2\pi V_{peak}}$$

37 z.B. ist die Verstärkung eines Emitterfolgers kleiner und nicht gleich 1
38 vergl. Anhang A

eine Grenzfrequenz von ausreichenden 26.5Mhz.

Der Frequenzgang des Transistors wird hier nicht weiter berücksichtigt, da einerseits die Transitfrequenz mit 200Mhz ausreichend hoch und andererseits die Rückkopplung sehr stark ist.

Wie schon in der allgemeinen Schaltungsbeschreibung angedeutet ist, wird die Wiederholungsfrequenz des Towerbuilders durch die notwendige Wiederaufladung der Entkoppelkondensatoren begrenzt. Die Begrenzung der Wiederholungsfrequenz kann aus der Überlegung abgeleitet werden, daß der notwendige Ladestrom vom Kollektorstrom des Transistors abgezweigt wird. Der Ausgangswiderstand des Emitterfolgers ändert sich und als Folge davon die Verhältnisse des Ausgangsspannungsteilers. Der mittlere Ausgangsstrom eines Rechteckpulses berechnet sich nach folgender Formel.

$$I = \frac{U}{R} \cdot \text{Pulslänge} \cdot \text{Wiederholungsfrequenz}$$

Für eine Abweichung von der Sollverstärkung von 0.5% muß sich $r_{\beta E}$ auf 7.75kOhm bei gleichbleibendem β -Faktor vergrößern, um den notwendigen neuen Ausgangswiderstand des Emitterfolgers von 16.5 Ohm zu erhalten. Nach Datenblatt entspricht dies einem Kollektorstrom von 1.5mA. Zum Aufladen der Kondensatoren wird im Mittel somit ein Strom von 0.7mA zur Verfügung gestellt. Einsetzen des Wertes in die obige Formel und Umstellen nach der Wiederholungsfrequenz $f(U)$ ergibt die folgende Funktion.

$$f(U) = \frac{I \cdot R}{\text{Pulslänge} \cdot \text{Verstärkung}} \cdot \frac{1}{U}$$
$$f(U) = 7 \cdot 10^4 \text{ V/sec} \cdot \frac{1}{U}$$

Nach dieser Rechnung beträgt die Grenzfrequenz für eine 0.5% Abweichung von der Verstärkung für eine Eingangsspannung von 1Volt 70kHz.

Aus dem mittleren Rauschwert des Operationsverstärkers resultiert eine Rauschspannung bezogen auf den Eingang von 0.05mV bei einer angenommenen Bandbreite von 30Mhz. Das Transistorrauschen ist demgegenüber durch die Rauschzahl von 1.25 und dem kleinen Ausgangswiderstand des Operationsverstärkers vernachlässigbar.

In der Tabelle 4.2-0 sind die Bauteile mit ihren Werten zusammengefaßt.

| Bezeichnung | Wert | Bemerkung |
|-------------|----------|------------------------|
| Rein | 332 Ohm | 1% |
| Rab | 150 Ohm | 1% |
| Rsym | 1 kOhm | 1% |
| Rwork | 18 kOhm | 1% |
| Rfeed | 1 kOhm | 1% |
| Remit | 3,9 kOhm | 1% |
| Rcol | 300 Ohm | 1% |
| Rout | 82 Ohm | 1% |
| Cout | 470 nF | Keramik |
| C1 | 220 nF | Keramik |
| C2 | 10 nF | Einschicht- Keramik |
| C3 | 100 uF | Tantal |
| D1/D2 | BAW99 | |
| IC 1 | EL2020 | |
| T 1 | BC 560 C | PNP |

Tab. 4.2-0: Stückliste des Towerbuilders

Aufgrund fehlenden Modellparameter war eine Simulation der Schaltung mit PSPICE zur Unterstützung der Entwicklung nicht möglich.

4.3 Kalibration

Zur Eichung der gesamten Auslekette ist es notwendig, am Eingang ein Kalibrationssignal einzuspeisen. Zu diesem Zweck erhält jede Karte einen Kalibrationseingang mit nachfolgendem Widerstandsnetzwerk, das die Signale auf die einzelnen Kanäle verteilt. Der Vorteil dieses Vorgehens liegt darin, daß mit einem einzigen Kabel gleichzeitig alle 12 Kanäle einer Towerbuildereinheit an die Kalibrationseinheit angeschlossen werden (Platz- und Kostenvorteil). Der Nachteil dieses Vorgehens liegt in der Kopplung der Kanäle durch das Widerstandsnetzwerk.

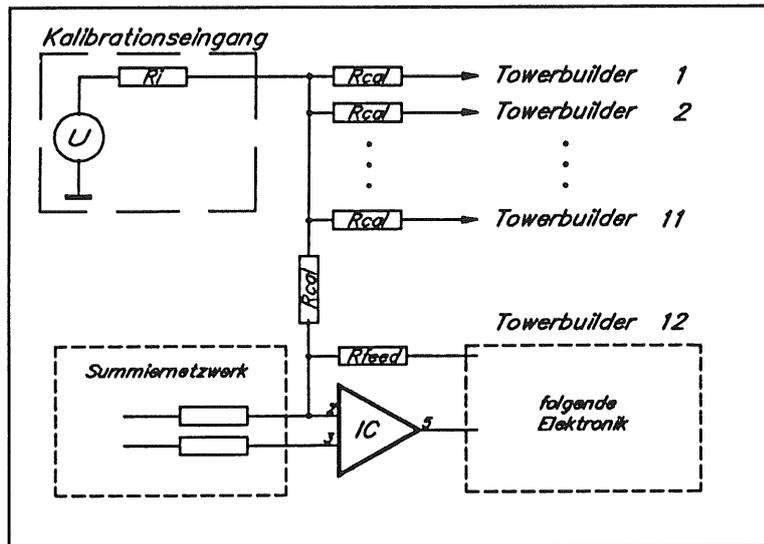


Abb. 4.3-0: Kalibrationskopplung

Das Übersprechen von einem Kanal auf die anderen bestimmt sich aus dem Ausgangswiderstand R_i des Kalibrationseinganges und den Widerständen R_{cal} der einzelnen Towerbuilder. Wie aus dem Abb. 4.3-0 zu ersehen ist, stellt die Kopplung das Verhältnis der Spannung direkt am Operationsverstärker (an der virtuellen Erde) zum Eingang der anderen Kanäle dar. Die Amplitude dieser Kopplung ist abhängig von der Rückkopplungsgeschwindigkeit des Verstärkers und damit von der Frequenz des Eingangssignals. Der Puls stellt das differenzierte Eingangssignal dar. Da im weiteren Verlauf der Ausleseketten das Signal integriert wird, verringert sich der Einfluß der Kopplung nochmals.

Die maximale Kopplung K läßt sich wie folgt berechnen:

$$K = \frac{R_i // (R_{cal}/11)}{R_i // (R_{cal}/11) + R_{cal}}$$

Wie aus der Gleichung zu erkennen ist, bietet die Vergrößerung von R_{cal} neben einem niedrigen Ausgangswiderstand R_i eine Möglichkeit der Verringerung des maximalen

Übersprechens. Zwei Gründe stehen gegen eine solche Lösung.

- Die Verstärkung des Towerbuilderkanals wird für die Eichsignale durch den Faktor $R_{\text{feed}}/R_{\text{cal}}$ festgelegt. Eine Vergrößerung von R_{cal} bedeutet damit gleichzeitig, entsprechend größere Eichsignale zur Verfügung zu stellen.
- Weicht der Faktor $R_{\text{feed}}/R_{\text{cal}}$ von der normalen Verstärkung des Towerbuilders ab, entspricht das Verhalten für Kalibrationssignale nicht mehr dem für Padsignale.

4.3.1 Anforderungen an die Kalibration

Somit ergeben sich aus den oben genannten Punkten die folgenden Anforderungen an den Kalibrationseingang:

- Der Ausgangswiderstand der Kalibrationsstufe muß so gering wie möglich sein.
- Das Verhältnis von $R_{\text{feed}}/R_{\text{cal}}$ muß im Bereich der Verstärkung des Towerbuilders liegen.
- Da das Kalibrationssignal im gleichen Kabel wie die Ausgangssignale des Towerbuilders geführt werden, soll die Amplitude zur Verringerung des Kabelübersprechens nicht größer als die der Ausgangspulse sein.
- Zur Erhöhung der Störfreiheit ist die Kalibration mit einem bipolaren Eingang zu versehen.
- Die Dynamik muß der des Towerbuilder entsprechen.
- Die Spannungsversorgung darf durch Kalibrationsimpulse nicht belastet werden, da dies im Widerspruch zu den vorhergehenden Entwicklungsgrundsätzen des Towerbuilders steht.

Der letzte nicht gesondert aufgeführte Punkt betrifft wieder die Grundsätze jeder Entwicklung: die Realisierung mit wenigen preiswerten Bauteilen.

4.3.2 Schaltung des Kalibrationseinganges

Die einfachste Lösung ergibt die Nutzung der Schaltungskonzeption des Towerbuilder. (siehe Abb. 4.3.2-0) Der Operationsverstärker stellt den bipolaren Eingang zur Verfügung, während der Transistor für den notwendigen niedrigen Ausgangswiderstand sorgt.

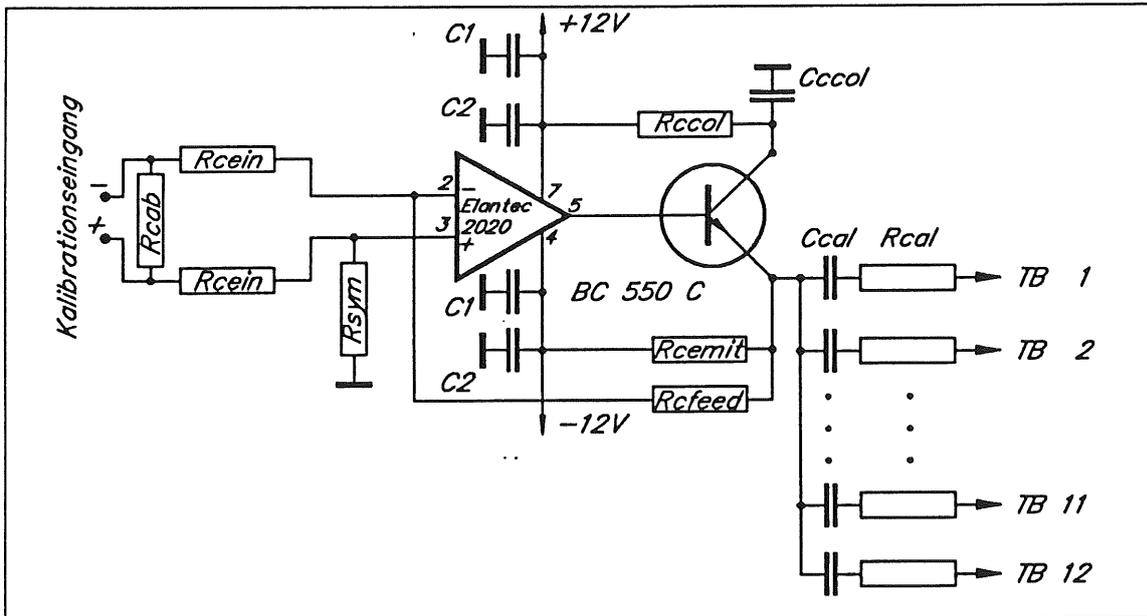


Abb. 4.3.2-0: Kalibrationseingang

In der Tabelle 4.3.2-0 sind die Werte der einzelnen passiven Bauelemente aufgeführt.

| Bezeichnung | Wert | Bemerkung |
|-------------|---------|-----------|
| RiCal | 1kOhm | 1% |
| RaCal | 100Ohm | 1% |
| RsCal | 1kOhm | 1% |
| RfCal | 1kOhm | 1% |
| ReCal | 3.9kOhm | 1% |
| RcCal | 100Ohm | 1% |
| CcCal | 470nF | Keramik |
| Rcal | 680Ohm | 1% |
| Ccal | 470nF | Keramik |

Tab. 4.3.2-0: passive Bauelemente der Kalibrationseinheit

Die Verstärkung der Kalibrationseinheit mit anschließendem Towerbuilder ist so gewählt, daß die Ausgangspulse dem Eichsignal entsprechen. Da das Eichsignal von bipolar auf unipolar geformt wird, um durch eine sonst notwendige symmetrische Einspeisung die Schaltung nicht zu aufwendig zu gestalten, muß die Versorgungsspannung abgeblockt werden. Diese Aufgabe übernimmt der Kollektorwiderstand von 100 Ohm mit dem zur Masse führenden Kondensator von 470nF. Die RC-Konstante beträgt 47µsec. Damit ist sie ausreichend.

Im Ruhezustand fließt über den Transistor ein Kollektorstrom von 3mA. Der Ausgangswiderstand des Emitterfolgers beträgt somit ca. 10 Ohm (lt. Datenblatt $r_{\beta E} = 8k\Omega$, $\beta = 800$). Nach der obigen Formel ergibt sich eine maximale Kopplung von 1.25%. Da die Verstärkung des Kalibrationseinganges gegenüber der regulären um den Faktor R_{feed}/R_{cal} abweicht, verkleinert sich der Wert auf ca. 0.6%. Der Einfluß der Rückkopplungsgeschwindigkeit wird mit Hilfe der Zeitverzögerung des

Operationsverstärkers abgeschätzt. Laut Datenblatt³⁹ beträgt die Verzögerung ca. 8nsec. Bei einem schnellen Puls hoher Amplitude z.B. 1V und einer Anstiegszeit von 50nsec ergibt sich eine maximale Amplitude am invertierenden Eingang von ca. 160mV bei einer zu Grunde gelegten Gesamtverzögerung einschließlich Transistor von 10nsec. Somit beträgt die Spannung des in die anderen Kanäle gekoppelten differenzierten Signals nur 0.1% der ursprünglichen Eingangsamplitude. Die folgende Integration der Signale verkleinert die Kopplung bezogen auf die Pulsladung nochmals um Faktoren.

4.4 Aufbau des Towerbuilders für H1

Um die große Anzahl von Bauelementen unterzubringen, wurde wie schon bei dem Meßverstärker eine Zwei-Platinen-Lösung gewählt. Ein großes Board, passiver Towerbuilder genannt, nimmt das Summiernetzwerk sowie die Stecker für die Pad-Kabel auf. Das Kleinere, aktiver Towerbuilder genannt, enthält die zwölf Verstärker einschließlich Kalibrationseinheit. Zur Einsparung von Kabeln und Steckern werden die summierten Signale, das Kalibrationssignal sowie die Spannungsversorgung in einem einzigen 16paarigen twisted pair Rundkabel ($16 \times 2 \times 0.14 \text{ mm}^2$) mit gemeinsamer Abschirmung geführt. Ein komplett aufgebautes Board zeigt die Abb. 4.4-0 und den Gesamtschaltplan Abb. 4.4-1.

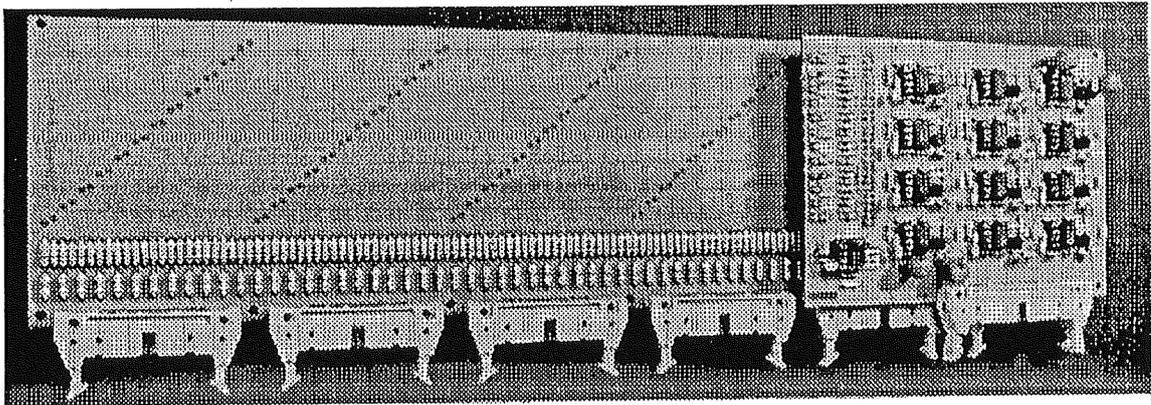


Abb. 4.4-0: H1-Towerbuilder

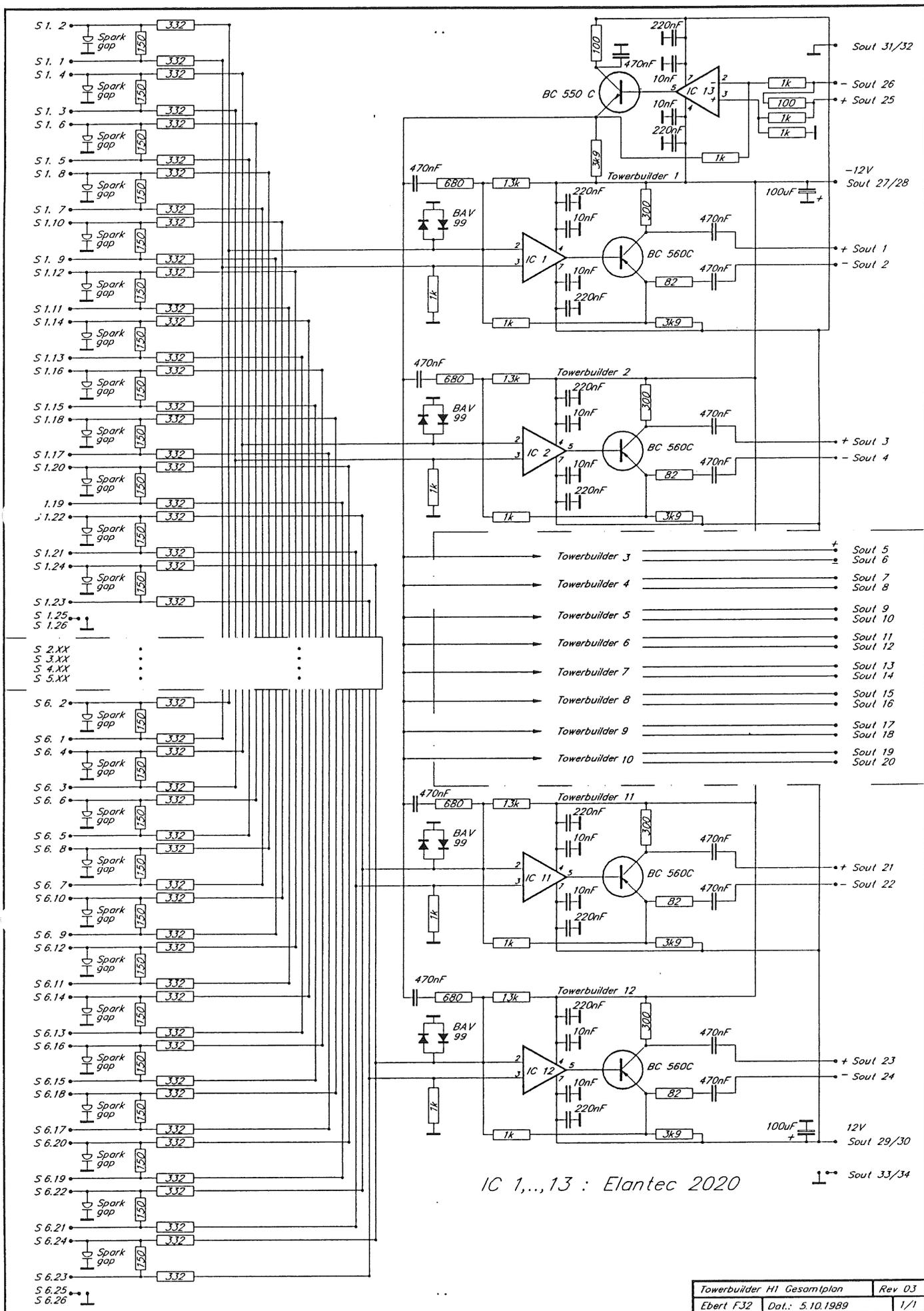


Abb. 4.4-1: Gesamtschaltplan des H1-Towerbuilders

4.5 Labortest des H1-Towerbuilders

Der Frequenzgang des Towerbuilders wurde analog dem des Meßverstärkers (Kap. 3.1.6) ermittelt.

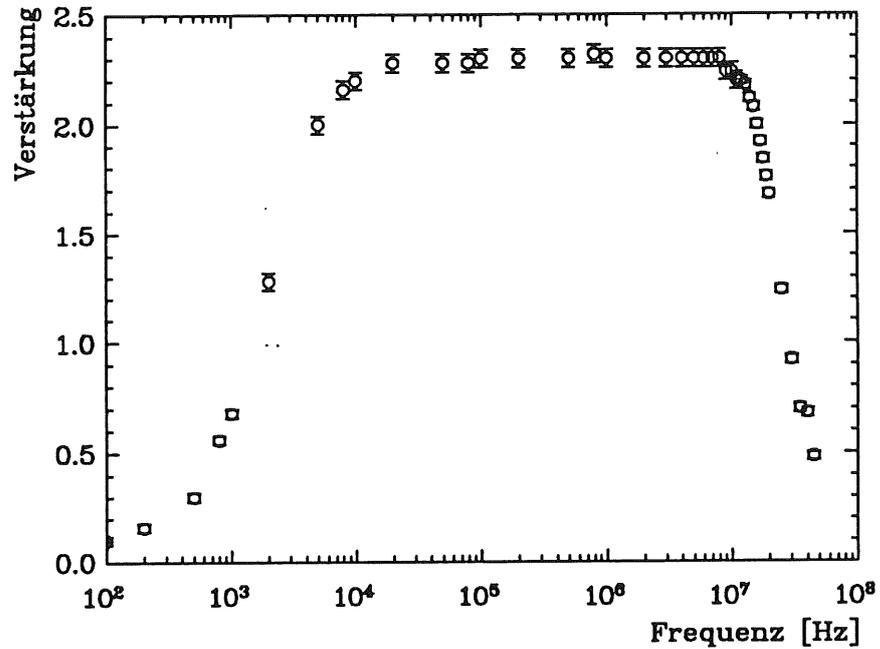


Abb. 4.5-0: Frequenzgang des Towerbuilders

Durch das 30m lange twisted pair Kabel verändert sich das Verhalten des Verstärkers im oberem Frequenzbereich.

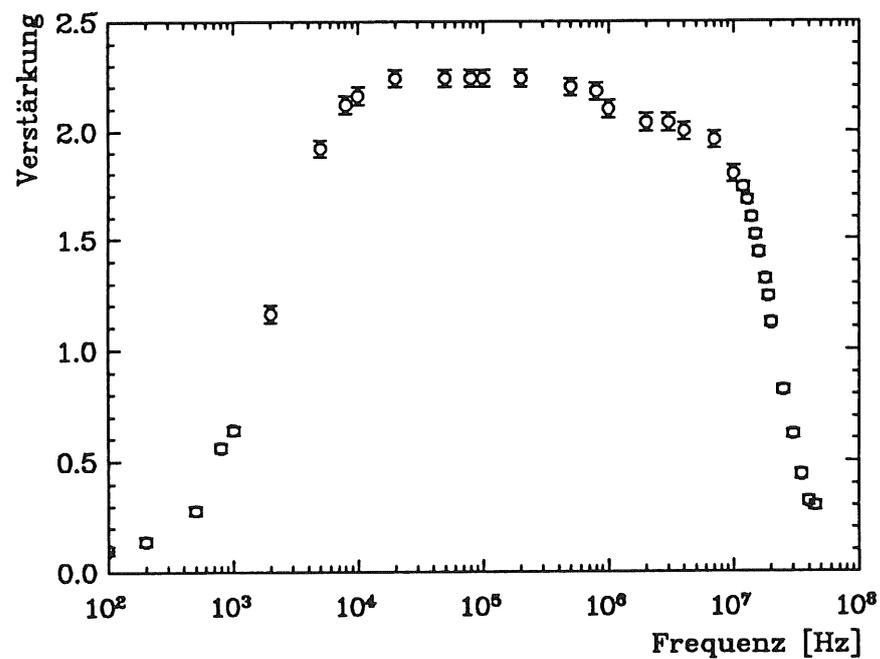


Abb. 4.5-1: Frequenzgang des Verstärkers einschließlich 30m twisted pair Kabel

Die Verstärkung vermindert sich von 2.3 auf 2.2 und die obere 3dB Grenzfrequenz von 22Mhz auf 11Mhz.

Zur Bestimmung der Linearität wurde bei einer kleinen Eingangsspannung U_{e1} das Ausgangssignal U_{a1} des Towerbuilders um den Verstärkungsfaktor A_1 gedämpft. Der dann vorliegende Puls wurde vom Eingangssignal U_{e1} passiv subtrahiert und das Ergebnis "U = 0.0V" auf einen Oszillographen gegeben. Erhöht man nun die Eingangsamplitude auf U_{e2} , ergibt das Verhältnis von Differenzsignal V und Eingangsspannung U_{e1} die Abweichung A_d der neuen Verstärkung A_2 von der vorhergehenden Verstärkung A_1 .

$$\begin{aligned}
 U_{e1} - U_{e1} \cdot A_1 \cdot D_1 &= 0 && \text{für } D_1 = 1/A_1 \\
 U_{e2} - U_{e2} \cdot A_2 \cdot D_1 &= V \\
 U_{e2} \cdot (1 - A_2 \cdot D_1) &= V && \text{mit } A_2 = A_1 + A_d \\
 1 - (A_1 + A_d) \cdot D_1 &= V/U_{e2} && \text{mit } D_1 = 1/A_1 \\
 A_d/A_1 &= V/U_{e2}
 \end{aligned}$$

Abb. 4.5-2 zeigt das Blockdiagramm des beschriebenen Verfahrens.

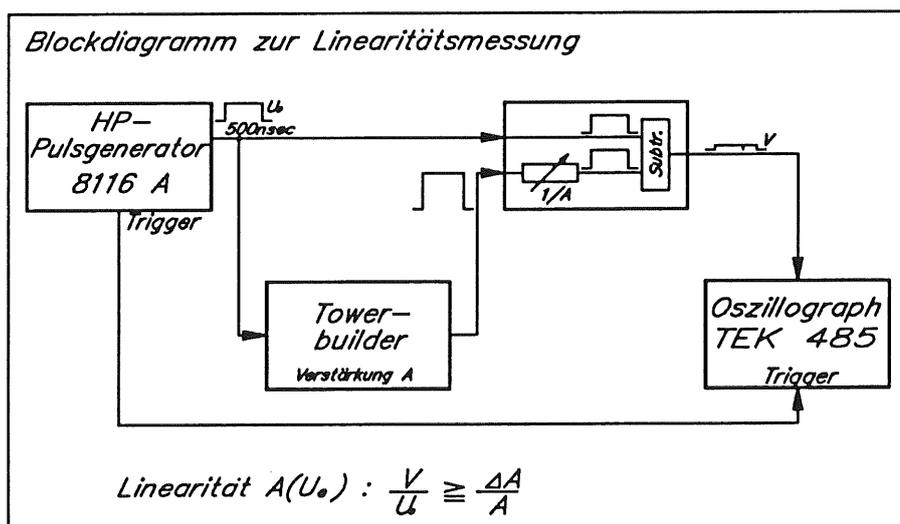


Abb. 4.5-2: Blockdiagramm zur Linearitätsmessung

Dieses Verfahren gibt die obere Grenze der Nichtlinearität der Verstärkung. Je besser die Dämpfung bei einer vorgegebenen Eingangsspannung auf die Verstärkung abgestimmt ist, umso kleiner ist die Abweichung von der gemessenen Nichtlinearität zur wahren. Zur Messung wurden, wie schon in Abb. 4.5-2 ersichtlich, Rechteckpulse mit einer Länge von 500nsec verwendet. Das Kabel wurde nicht miteinbezogen, da es erstens als passives Element die Linearität nicht beeinflussen kann, und zweitens die Messung durch die Zeitverschiebung des Towerbuildersignals nur unnötig erschwert.

Die Abweichung von der Kleinsignalverstärkung beträgt bis zu 1V Eingangsspannung 0.1%. Abb. 4.5-3 zeigt die Linearität für Eingangsspannungen bis zu 2V.

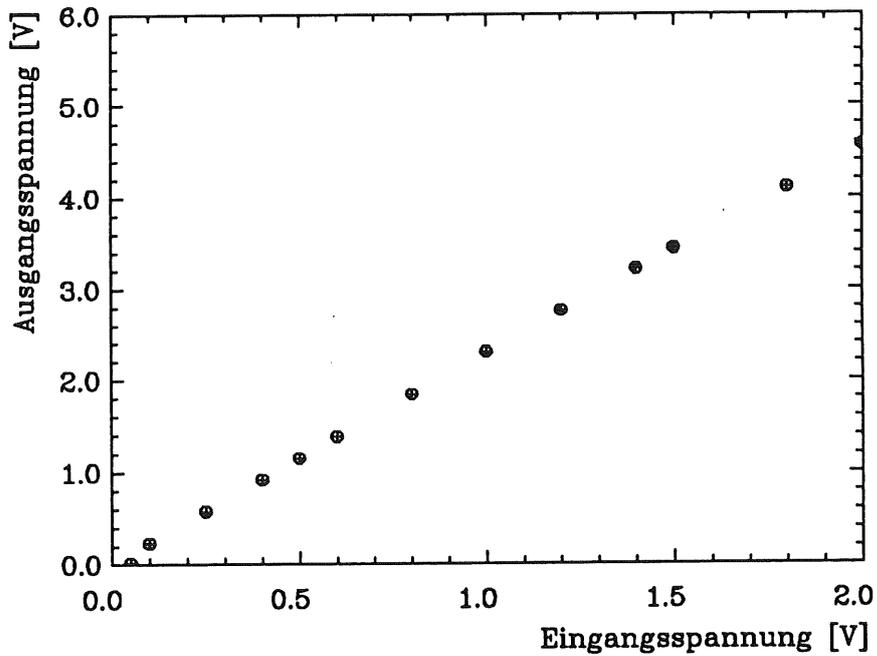


Abb. 4.5-3: Linearität des Towerbuilders

Da aus dieser Darstellung die geringe Abweichung von der Sollverstärkung nicht zu erkennen ist, zeigt Abb. 4.5-4 die prozentuale Abweichung in Abhängigkeit von der Eingangsspannung.

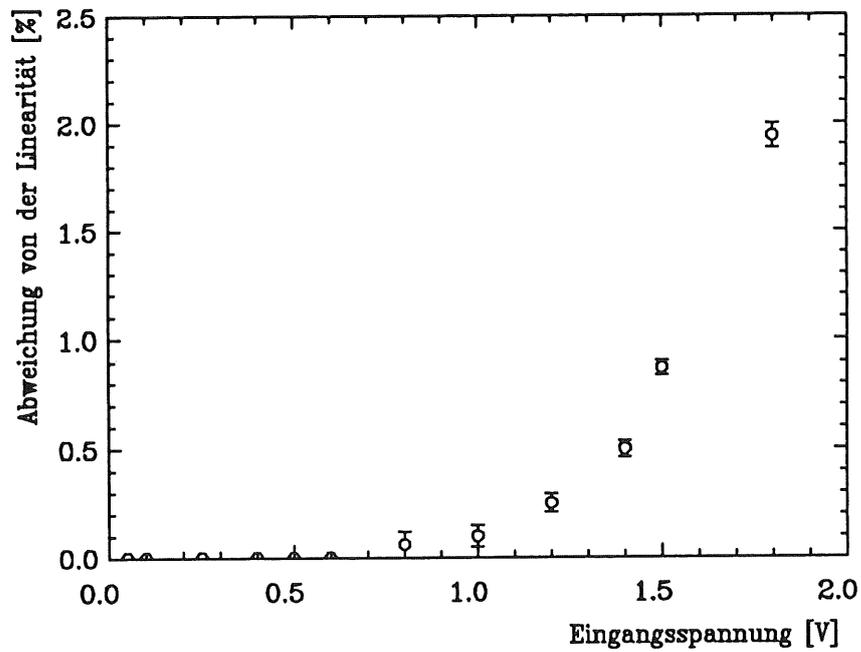


Abb. 4.5-4: prozentuale Abweichung von der Linearität

Wie schon in dem Kapitel 4.2 (Schaltungsentwicklung) beschrieben, schränken die Entkopplungskondensatoren im Ausgang die Wiederholungsfrequenz ein. Abb. 4.3-4 zeigt die maximale Frequenz in Abhängigkeit von der Eingangsamplitude für eine Abweichung von der Sollverstärkung in Höhe von 0.5%. Als Signal diente ein Rechteckpuls von 500nsec Länge.

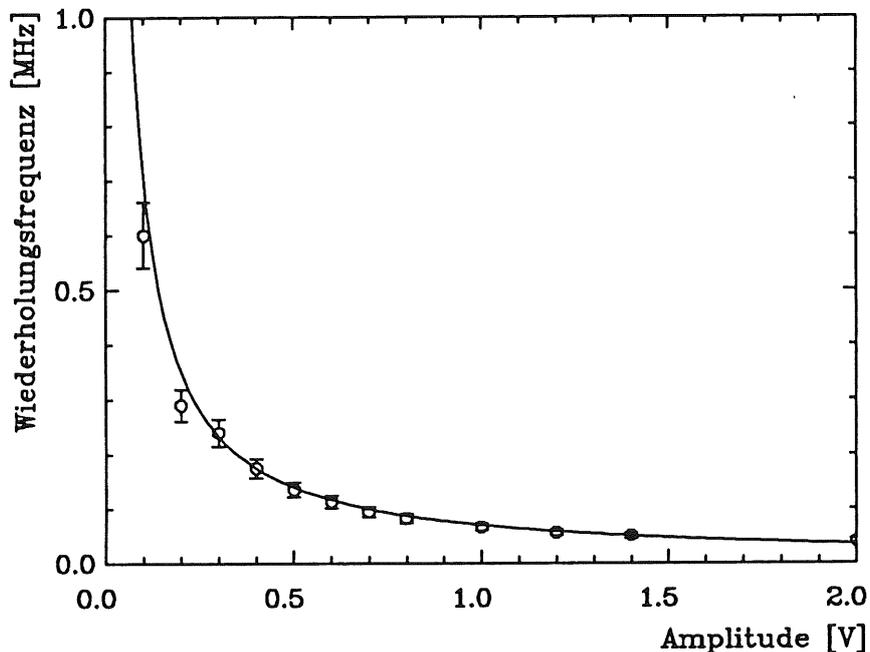


Abb. 4.5-5: Abhängigkeit der Wiederholungsfrequenz von der Eingangsspannung

Diese Messung wurde ebenfalls mit dem beschriebenen Differenzmeßverfahren durchgeführt, mit dem Unterschied, daß nach dem Nullabgleich statt der Eingangsamplitude die Wiederholungsfrequenz erhöht wurde. Die durchgezogene Linie zeigt die berechnete Abweichung von der Verstärkung nach der im Kap 4.2 aufgestellten Formel.

Die Wirksamkeit der Differenzeingänge beschreibt die Gleichtaktunterdrückung. Sie wurde ermittelt, indem ein Sinussignal von 100mV an die verbundenen Eingänge des Verstärkers gegen Masse gelegt wurde. Als Funktionsgenerator diente ein HP 8116 A, sowie als Meßinstrument der Oszillograph TEK 485. Abb. 4.5-6 zeigt die Unterdrückung des Gleichtaktsignals gegenüber eines Differenzsignals in Abhängigkeit von der Frequenz.

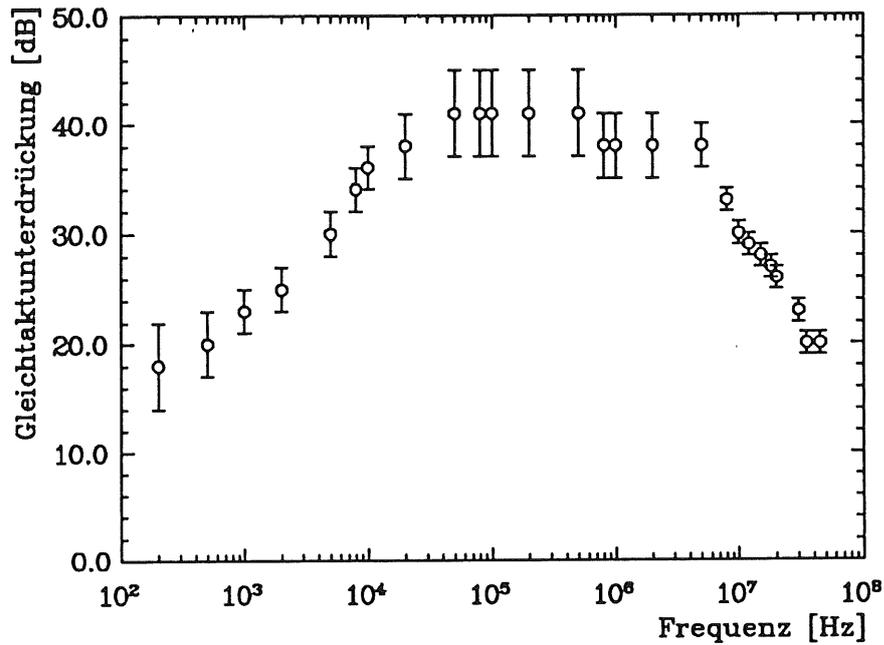


Abb. 4.5-6: Gleichtaktunterdrückung

Die Störspannung des Verstärkers beträgt einschließlich der noch vorhandenen elektromagnetischen Induktion (Antennenwirkung der Zuleitungen, des Meßgerätes usw.) +/- 0.75mV bezogen auf den Eingang. Durch die Dämpfung der hochfrequenten Anteile durch das Kabel, verringert es sich auf +/- 0.5mV.

Der Ruhestrom einer Towerbuilderkarte mit 12 Kanälen und der Kalibrationseinheit beträgt 160mA bei einer Spannung von +/- 12V. Dies ergibt einen Spannungsabfall entlang der 30m Kabel von 280mV, der durch eine entsprechend höhere Versorgungsspannung ausgeglichen werden kann. Die notwendigen Stromstärken für die Ausgangspulse können bis zu 240mA betragen (12 x 2V an 100 Ohm). Schaltungstechnisch bedingt wird diese pulsformige Belastung aber zeitlich gestreckt, sodaß kein nennenswerter Spannungsabfall entlang der 30m Kabel auftritt. Der maximale Versorgungsstrom ist begrenzt auf 210mA⁴⁰ und somit der Spannungsabfall auf 370mV. Schwankungen dieser Höhe modifizieren die Eigenschaften des Verstärkers nicht. Erst bei größeren Differenzen (> 1V) zwischen Soll- und Istwert der Versorgungsspannung treten Änderungen des Verstärkerverhaltens auf.

Zur Messung des Platinenübersprechens wurde auf einen Verstärker ein Rechtecksignal ($t_r = t_f = 3\text{nsec}$) von 1V Amplitude und 500nsec Länge gegeben. Dieses Signal koppelt auf die nichtbenutzten Kanäle das Differential des Eingangspulses mit einer Amplitude von 15mV und einer Signallänge von 30nsec. Dies entspricht einem Übersprechen der Spannung von 0.7%⁴¹. Wird für das Testsignal statt eines Rechteckes ein padpulsähnliches Signal mit einer Anstiegsflanke von 50nsec und einer Abfallflanke von 350nsec (Pulslänge 500nsec) benutzt, verringert sich die Amplitude auf 5mV für die Anstiegsflanke bzw. 3mV für die Abfallflanke (maximale Kopplung 0.2%). Der Unterschied zwischen der berechneten Kopplung von 0.1% aufgrund der

40 vergl. Wiederholungsfrequenz sowie Kap 4.2 Schaltungsberechnung

41 Zur Berechnung des Kopplungsfaktors sind Eingangs- oder Ausgangsspannungen zu vergleichen. Das eingekoppelte Signal von 15mV ist am Ausgang gemessen worden, während sich der Spannungswert von 1V auf den Eingang bezieht. Der Verstärkungsfaktor von 2.2 ist in der Rechnung zu berücksichtigen.

Schaltung der Kalibration⁴² mit der gemessenen erklärt sich aus den parasitären Koppelkapazitäten der Platine.

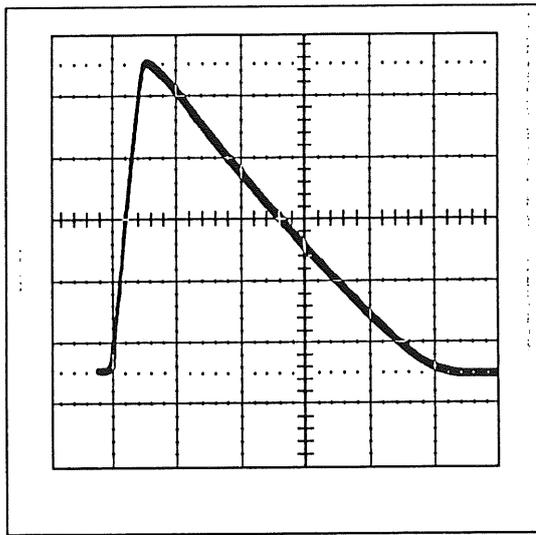
Durch das angeschlossene twisted pair Kabel von 30 m Länge verändert sich die Signalform des Übersprechens grundlegend. Die Dämpfung hoher Frequenzen durch das Kabel läßt die auf der Platine eingekoppelten Signale gegenüber denen des Kabelübersprechens in den Hintergrund treten.

Ein Puls wie oben beschrieben induziert in den anderen Kanälen ein Signal mit entgegengesetzter Polarität und einer Amplitude von 2mV. Während der Pulsdauer von 500nsec ist die Amplitude des eingekoppelten Signals konstant. Diese "Verschmierung" erklärt sich aus Reflexionen der eingekoppelten Signale an dem Ausgang des Towerbuilders (kein 100 Ohm Abschlußwiderstand). Das Übersprechen in der Amplitude beträgt 0.1% bezogen auf den Eingang. Dieser Wert erhöht sich durch die unterschiedlichen Pulsformen um den Faktor 2 für das Integral der Signale⁴³.

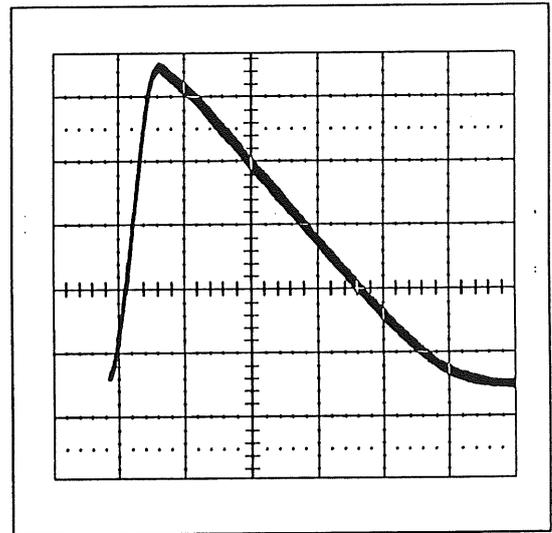
42 vergl. Kap 4.2.1

43 Das verschmierte Signal entspricht in erster Näherung einem Rechteck. Aus der Flächenberechnung von Rechteck und Dreieck (padähnlicher Puls) ergibt sich der Faktor 2.

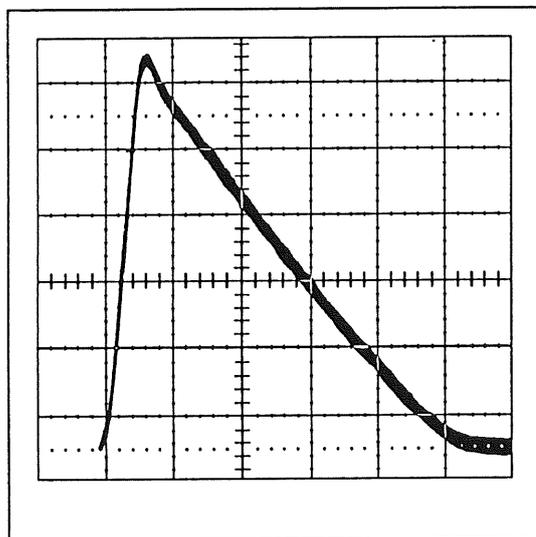
Die folgenden Fotografien zeigen einige Antworten des Verstärkers auf verschieden eingespeiste Pulse.



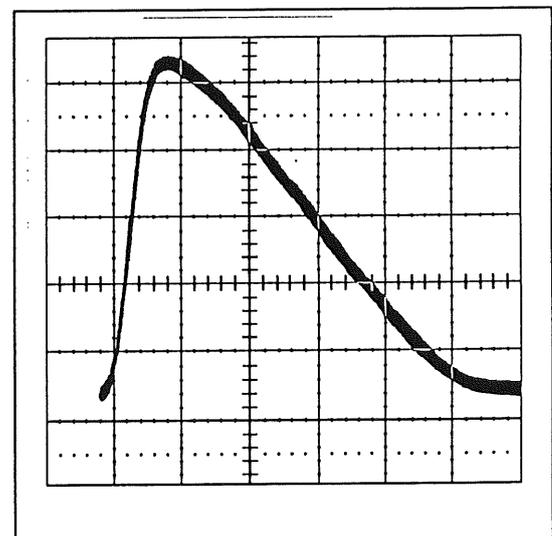
X-Achse: 100nsec/Div, YAchse: 10mV/Div
Eingangssignal



X-Achse: 100nsec/Div, YAchse: 20mV/Div
Ausgangssignal nach 30m Kabel



X-Achse: 100nsec/Div, YAchse: 20mV/Div
Ausgangssignal



X-Achse: 100nsec/Div, YAchse: 10mV/Div
Ausgangssignal nach 30m Kabel und
Einspeisung über die Kalibration

4.6 Bauteilbedingte Toleranzen des Verstärkers

Durch die hohe Rückkopplung der einzelnen Stufen dominieren die Widerstände die Eigenschaften der Verstärker. So sind herstellungsbedingte Toleranzen der aktiven Elemente vernachlässigbar, solange die Mindestanforderungen erfüllt sind. Die Abweichungen der Widerstände vom Sollwert bestimmen somit die Variation der Verstärkung. Aus dem Toleranzbereich der Widerstände von 1% resultieren folgende maximale Abweichungen.

| | |
|--|--------------------|
| Verstärkung | : + 2.8 %, - 2.6 % |
| Summenfehler eines Towerbuilders bei gegebener Verstärkung | : +/- 1 % |
| Kalibrationstoleranz einer Towerbuilderkarte | : +/- 1 % |
| Kalibrationsverstärkung | : +/- 2 % |

Tab. 4.6-0: Toleranzen des Towerbuilders

Mit Hilfe der Kalibration lassen sich die Verstärkungsfaktoren einer Towerbuilderkarte bis auf die Kalibrationstoleranz bestimmen. Dies ergibt eine Genauigkeit von 1% plus dem Summenfehler. Erspart man sich die Bestimmung eines jeden Kalibrationsverstärkungsfaktors, erhöht sich der Fehler von 1% um die Variation dieser Verstärkung, sodaß der Toleranzbereich aller Towerbuilder ohne Berücksichtigung des Summenfehlers 3% beträgt.

4.7 Test des H1-Towerbuilders am Elektronenstrahl

Zum Schluß der Entwicklung wurde der Verstärker unter Strahlbedingungen in dem in Kap 2.1 gezeigten Aufbau ohne Bleilagen zum Aufschauern getestet. Die Anordnung der Elektronik entsprach mit Ausnahme der Auslese mittels FADC der des H1-Detektors, d.h. Signalübertragung und Spannungsversorgung über 30m abgeschirmtes twisted pair Rundkabel und ohne Erdverbindung zwischen Pad und Verstärker. Zur Addition von Padsignal standen 4 Kammerebenen zur Verfügung.

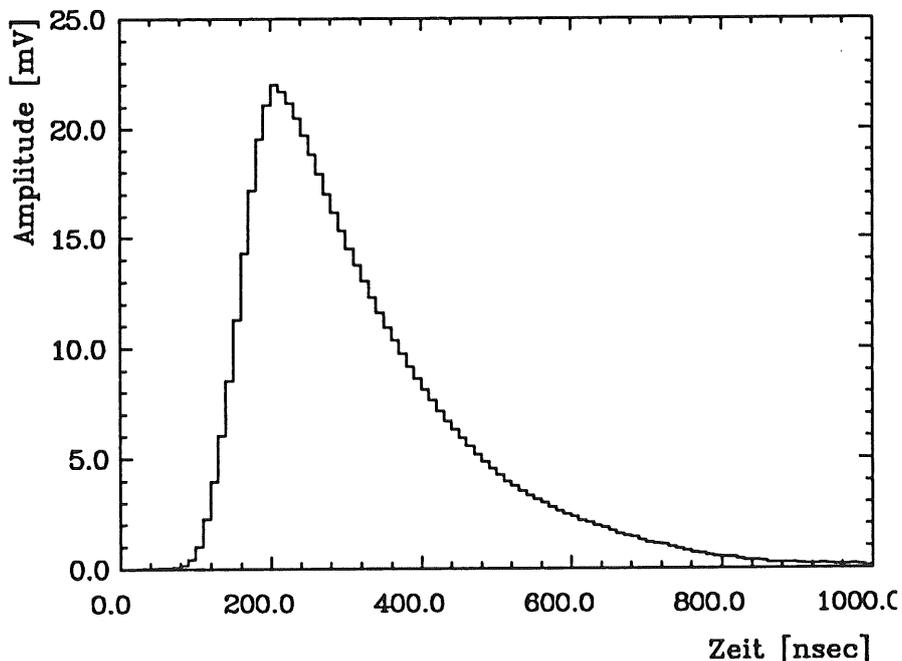


Abb. 4.7-0: mittlerer Summenpuls aus 4 Pads, addiert und verstärkt mit dem H1-Towerbuilder

Der Puls in Abb. 4.7-0. ist nach dem im Kap. 3.2.1 beschriebenen Verfahren mit Ausnahme der Ladungsbedingung⁴⁴ ermittelt worden.

Die Division des Amplitudenmaximum durch 4 (vier addierte Pads) ergibt eine Spannung von ca. 6mV/Pad. Die Abweichung von über 50% von dem in Kapitel 3.2.1 ermittelten Wert (3.5mV) für ein einzelnes Pad erklärt sich hauptsächlich aus den unterschiedlichen Druckverhältnissen der Messungen. Die Druckdifferenz zwischen beiden Messungen beträgt 57mbar (973mbar Außendruck bei den Messungen mit dem Testverstärker, 1030mbar bei den Messungen mit dem H1-Towerbuilder). Die Untersuchungen von S.Cartwright⁴⁵ et al. zeigen eine lineare Abhängigkeit der Drahtladung vom Druck.

$$\frac{\Delta Q}{Q} = -(9.1 \pm 1.0) \frac{\Delta P}{P}$$

Nach dieser Formel ergibt sich eine 55% Erhöhung der Drahtladung und damit ein 55% größeres influenziertes Padsignal. Dem gegenüber sind alle weiteren Effekte vernachlässigbar. Zu diesen Effekten zählt:

- die Abhängigkeit der Ladung von der Gastemperatur (Der Temperaturunterschied zwischen den Messungen betrug 2%)
- die ca. 95% Nachweiswahrscheinlichkeit der einzelnen Kammern
- mögliche Differenzen in der Gaszusammensetzung
- die Toleranzen der Summierstufen des Verstärkers

Die mittlere Anstiegszeit der Summensignale beträgt ca. 95nsec. Sie liegt damit erwartungsgemäß höher als bei einem einzelnen Padsignal⁴⁶ und niedriger als bei den Schauermessungen⁴⁷.

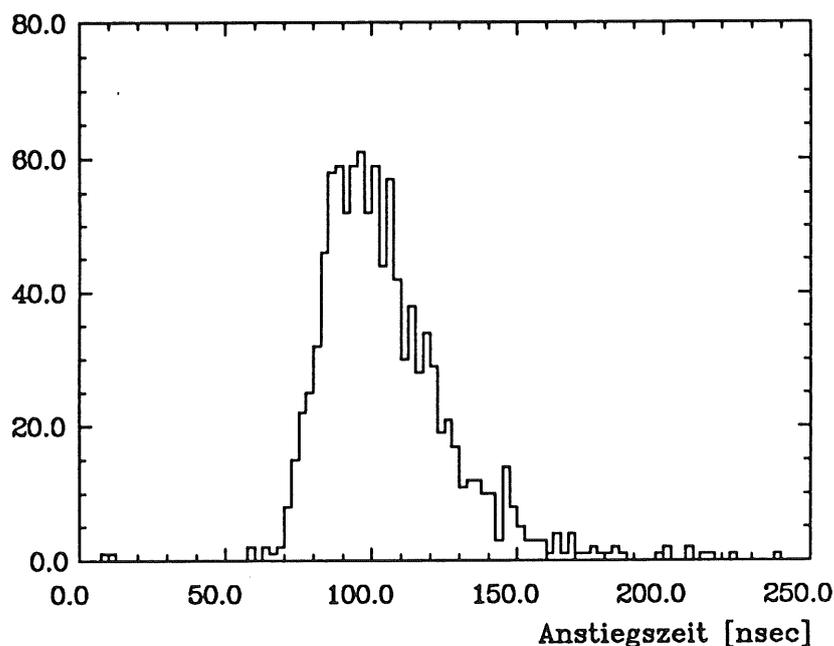


Abb. 4.7-1: Anstiegszeitverteilung der Summensignale, addiert und verstärkt mit dem H1-Towerbuilder

44 Die Ladungsgrenzen sind in Kapitel 3.2.1 gesetzt worden, um für ein einzelnes Pad die mittlere Pulsform für ein Signal mittlerer Ladung zu erhalten.

45 S.Cartwright et al. SLD Note 185

46 ca. 80nsec, vergl. Abb. 3.2.1-1

47 ca. 120nsec, vergl. Abb. 3.2.2-0

Der fehlende Schnitt in der annähernd gaußförmigen Verteilung bei kleinen Zeiten, zeigt nochmals, daß die obere Grenzfrequenz des Verstärkers ausreichend ist.

Im Folgenden sind die Daten des Verstärkers zusammengefaßt.

| Bezeichnung | Wert | Bemerkung |
|------------------------------|-------------------|--------------------------------------|
| Frequenzgang ohne Kabel | 3kHz - 22MHz | - 3dB |
| mit Kabel | 3kHz - 11MHz | - 3dB |
| Verstärkung ohne Kabel | 2.3 | |
| mit Kabel | 2.2 | |
| Linearität | 0.1% | bis 1V Eingangsp. |
| mittl. max. Ausgangsstrom | 0.7mA | bis 0.5% Änderung der Verstärkung |
| Gleichtaktunter- drückung | > 30dB | 10kHz - 10MHz |
| Rauschen ohne Kabel | +/- 0.75mV | |
| mit Kabel | +/- 0.50mV | |
| Übersprechen ohne Kabel | 0.1% | Spannungskopplung |
| mit Kabel | 0.2% | Ladungskopplung |
| max. Toleranzen | | |
| Verstärkung | + 2.8 % / - 2.6 % | |
| Summenfehler | +/- 1 % | |
| Kalibration | +/- 1 % | |
| Kalibrations- verstärkung | +/- 2 % | |
| Spannungsversorgung | +/- 12 V | |
| Ruhestrom | 160 mA | |
| max. Strom | 210 mA | |

Tab. 4.7-0: Zusammenfassung der Towerbuilderdaten

Aus den obigen Bildern und Messungen ist zu ersehen, daß der Towerbuilder aufgrund der gezeigten Anstiegszeiten, vernachlässigbarem Übersprechen usw. seine Aufgabe erfüllt.

Für den H1-Detektor werden insgesamt 425 Towerbuilder benötigt. Derzeit (April 1990) ist der erste Teil der Serienproduktion fertiggestellt. Eine Vorserie des Towerbuilders befindet am CERN im Testaufbau des Kalorimeters (instrumentierte Eisen mit Flüssig-Argon-Kalorimeter) der H1-Kollaboration und zeigt das gewünschte Verhalten.

Kapitel 5

Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Messung der elektrischen Parameter von Signalen, die Entladungen in Streamerrohrkammern (Limited-Streamer-Tubes) auf Kupferflächen (Pads) induzieren. Die Messungen wurden an niederohmig beschichteten Streamer-Tubes mit hochohmigem Deckel (Cover) vorgenommen. Diese Detektorart dient im H1-Detektor der Instrumentierung des Rückführungseisens der Spule.

| Bezeichnung | Wert |
|---------------------|---------|
| mittl. Anstiegszeit | 80nsec |
| mittl. Pulslänge | 900nsec |
| mittl. Amplitude | 3.5mV |
| mittl. Ladung | 8pC |

Tab. 5.1-0: Pulsparameter⁴⁸

Ausgehend von den Parametern wurde ein spezieller Verstärker (Towerbuilder) zur Addition dieser Signale entwickelt. Er dient im H1-Detektor zur analogen Auslese der in einer Turmstruktur (Tower) zusammengefaßten Pads im instrumentierten Eisen. Die folgende Tabelle faßt die wichtigsten Verstärkerdaten zusammen.

| | | |
|-----------------------------|---|----------------------|
| Frequenzgang einschl. Kabel | : | 3kHz - 11MHz |
| Verstärkung einschl. Kabel | : | 2.2 |
| Linearität (bis 1V Eingang) | : | 0.1% |
| Gleichtaktunterdrückung | : | > 30dB 10kHz - 10MHz |
| Rauschen einschl. Kabel | : | +/- 0.5mV |
| Übersprechen einschl. Kabel | : | 0.2% |
| Spannungsversorgung | : | +/- 12V |
| Ruhestrom ⁴⁹ | : | 160mA |

Tabelle 5.2-1: Towerbuilderdaten einschließlich Kabel

Der Verstärker erfüllt aufgrund seiner ausreichenden Empfindlichkeit gegenüber kleinen Spannungen die Anforderungen, im instrumentiertem Eisen die Signale einzelner Myonen an die ca. 30m entfernte nachfolgende Elektronik weiterzugeben. Damit ist eine Myonidentifikation mit Hilfe von Padsignalen im Eisenjoch möglich. Da der Verstärker die Signale weitestgehend unverfälscht (keine Integration) aus dem Detektor führt, ist die Option auf einen Hardware-Myontrigger erhalten.

Die Dynamik des Verstärkers ist mehr als ausreichend, um die zweite Aufgabe des instrumentierten Eisens, die Kalorimetrie hadronischer Schauer, sicherzustellen.

48 Die Werte beziehen sich auf Einzelstreamer, hervorgerufen von minimal ionisierenden Teilchen, in einer H1-Kammer mit 4500V Spannung und einer Gasmischung von 75% Isobutan und 25% Argon. Die Kapazität des Pad beträgt 2nF. Der Außendruck betrug 1030mbar und die Gastemperatur 19.3 Grad Celsius.

49 Der Ruhestrom bezieht sich auf eine Towerbuilderkarte mit 12 Kanälen einschließlich der Kalibrationseinheit.

Anhang A

Berechnung und Dimensionierung des Meßverstärkers

Abbildung A-0 zeigt die gewählte Schaltung des Meßverstärkers. Die folgende Tabelle A-0 listet die Anforderungen an den Meßverstärker auf.

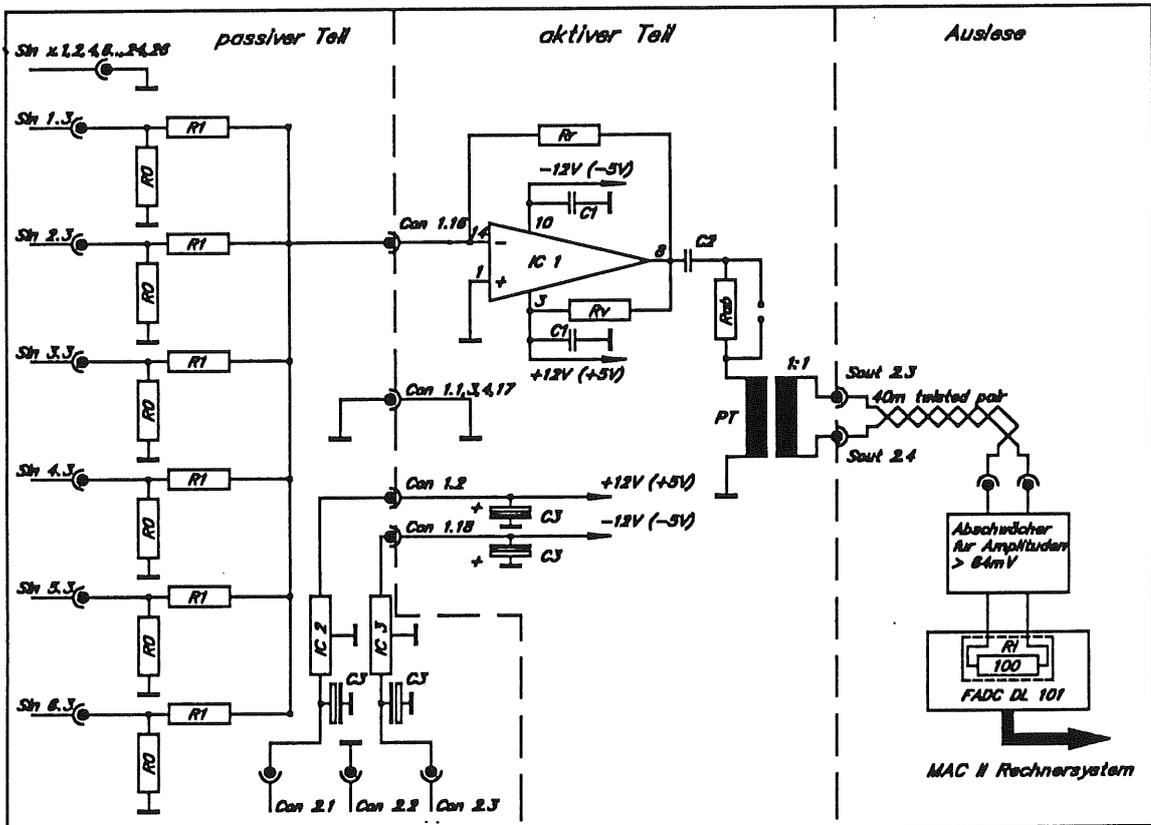


Bild A-0: Meßverstärker mit Pulstransformer

| | |
|--------------------|------------------------------|
| Frequenzgang: | min. 150kHz - 6MHz |
| Verstärkung: | 5 - 10 |
| Eingangsspannung: | < 1mV bis 500mV |
| Eingang: | Summierstufe für min. 6 Pads |
| Ausgang: | bipolar |
| Anzahl der Kanäle: | 12 |

Tab. A-0: Anforderungen an den Meßverstärker

Für die Dimensionierung der passiven Bauteile ergeben sich aus den Anforderungen die folgenden Relationen. Die maximale Verstärkung legt das Verhältnis von R_r/R_1 mit 10 fest. Der Wellenwiderstand des Flachbandkabels, das die Pads mit dem Towerbuilder verbindet, erzwingt einen Eingangswiderstand von 105 Ohm, der aus der Parallelschaltung von R_0 und R_1 erzeugt wird. Diese Berechnung des Eingangswiderstandes gilt streng genommen nur für ideale Operationsverstärker, da der invertierende Eingang keine frequenzunabhängige virtuelle Erde bildet. Hohe

Frequenzen "sehen" durch die notwendige Rückkopplungszeit des Operationsverstärkers in erster Linie als Eingangswiderstand R_0 . Daher ist für R_0 ein Wert nahe 105 Ohm anzustreben. Das impliziert aber ein großes R_1 , das mit den parasitären Kapazitäten (Leiterbahnen, Steckkontakte) auf der gedruckten Schaltung einen Tiefpaß vor dem Operationsverstärkereingang bildet. Da jede Platine 12 Verstärker mit je 6 Eingängen umfassen soll, sind die entsprechenden Leiterbahnen durch die Anzahl und Größe der Eingangsstecker baubedingt unverhältnismäßig lang. Bei einer Kapazität von 1.5pF/cm^{50} und einer Länge von ca. 20cm ergibt das eine nicht zu vernachlässigende Kapazität von 30pF. In diesem Wert sind die parasitären Kapazitäten der Steckkontakte (im Bereich von pF) u.ä. noch nicht berücksichtigt. Für R_r stellt die Belastbarkeit des Operationsverstärkers eine untere Grenze dar, die aber aufgrund der geforderten Verstärkung von 10 und dem Eingangswiderstand von 105 Ohm nicht zum Tragen kommt. Der kleinste Wert für R_r beträgt danach 1kOhm. Die Tabelle A-1 listet die Kompromißlösungen aus diesen Anforderungen auf.

| Widerstand | Wert |
|------------|----------|
| R_0 | 150 Ohm |
| R_1 | 332 Ohm |
| R_r | 3,3 kOhm |

Tab. A-1: Widerstandswerte

Damit ergibt sich eine ausreichende Grenzfrequenz für den Tiefpaß von 100MHz ohne Berücksichtigung der Steckerkapazitäten u.ä. Alle anderen Widerstände sind eindeutig festgelegt.

Mit überbrücktem R_{ab} beträgt der Ausgangswiderstand der Schaltung nur einige Ohm (Ausgangswiderstand eines rückgekoppelten Operationsverstärkers). Reflexionen in dem Verbindungskabel (twisted pair mit 100 Ohm Wellenwiderstand) zum FADC können nur vom Abschlußwiderstand R_i unterdrückt werden. Mit R_{ab} in Höhe von 100 Ohm entsteht ein Spannungsteiler im Verhältnis 2:1, die Gesamtverstärkung sinkt auf 5.

Der Widerstand R_v mit 470 Ohm wird nur vom Valvobaustein benötigt. Ohne diese zusätzliche Verbindung zur negativen Versorgungsspannung ist aufgrund des internen Emitterfolgers als Ausgangstreiber kein negativer Spannungshub möglich.

Die Kapazitäten C_1 und C_3 dienen zum Blocken der Versorgungsspannung in den unterschiedlichen Frequenzbereichen. Die Keramikkapazitäten C_1 arbeiten im MHz-Bereich, während die Tantalkondensatoren C_3 die niederfrequenten Schwankungen ausgleichen. An die Gleichstromentkopplung C_2 wird nur die Forderung eines vernachlässigbaren Widerstandes für Frequenzen im Bereich von einigen 10kHz bis zu ca. 50MHz gestellt. Ein Keramik Kondensator von 220nF erfüllt diese Forderung.

An den Pulstransformer PT wird einerseits die Forderung einer hohen Grenzfrequenz zur Vermeidung von Anstiegszeitverfälschungen gestellt, andererseits soll eine niedrige untere Grenzfrequenz den Dachabfall vernachlässigbar klein halten. Die Breite und Lage dieses Passes wird von den Parametern Primärinduktivität für die untere Frequenz und Leckinduktivität zwischen den Windungen für die oberer Frequenz dominiert. Die Daten des gewählten Pulstransformer 16T-511E von ESAN sind in der Tabelle A-2 aufgeführt.

| Parameter | Wert |
|----------------------------------|---------------|
| Übersetzungsverhältnis | 1:1 +/-5% |
| Primärinduktivität | 500 µH +/-20% |
| Kapazität zwischen den Windungen | 25 pF |
| Leckinduktivität | 0.6 µH |
| Primärer Widerstand | 0.7 Ohm |
| Sekundärer Widerstand | 0.7 Ohm |

Tab. A-2: Daten des Pulstransformers

Mit dem Widerstand von 100 Ohm ergeben diese Werte einen Bandpaßbereich (-3dB) von 30kHz bis 26Mhz.

Die ICs 2 und 3 sind Konstantspannungsquellen der 78XX bzw. 79XX Serie, die entsprechend der benötigten Versorgungsspannung gewählt werden.

Die Tabelle A-3 faßt alle Bauteile nochmals zusammen.

| Bauteil | Harris 2539 | Valvo 5539 |
|---------|---------------|---------------|
| R0 | 150 Ohm | 150 Ohm |
| R1 | 332 Ohm | 332 Ohm |
| Rr | 3.3 kOhm | 3.3 kOhm |
| Rab | (100 Ohm) | (100 Ohm) |
| Rv | ----- | 470 Ohm |
| C1 | 100 nF | 100 nF |
| C2 | 220 nF | 220 nF |
| C3 | 10 mF | 10 µF |
| IC 2 | 7815 | 7805 |
| IC 3 | 7915 | 7905 |
| PT | ESAN 16T-511E | ESAN 16T-511E |

Tab. A-3: Bauteile des Meßverstärkers

Anhang B

Analytische Bestimmung der Draht- und Padpulse von Limited-Streamer-Tubes

B.1 Berechnung der Drahtpulse

Die folgende Berechnung beginnt zu dem Zeitpunkt, in dem der Streamer ausgebildet ist. Die Ladungsverteilung liegt vor, ein Spannungspuls wird durch die Drift der Ladungen erzeugt. Für Drahtkammern im Proportionalmode hat F. Sauli⁵¹ dieses Problem mit einem einfachen Modell erfolgreich berechnet. Dieses Modell bildet mit einigen grundsätzlichen Änderungen auch hier die Grundlage.

Bei Proportionalkammern findet die Ladungsvervielfachung aufgrund des Lawineneffektes in unmittelbarer Drahtnähe statt. Die entstehende Ladungswolke ist auf kleinem Raum konzentriert, die Sekundärelektronen erreichen den Draht innerhalb von Nanosekunden. Aus diesem Grund kann mit Recht die Elektronendrift vernachlässigt und von einer Ionenpunktladung am Draht ausgegangen werden.

Diese Vereinfachungen können für Streamer nicht übernommen werden, da sie aufgrund ihrer Länge von mehreren Millimetern eine ausgedehnte Ladungsverteilung darstellen. Den Beitrag, den die Sekundärelektronen durch ihre Drift zum Draht zum Puls beisteuern, dominiert sogar, wie im Folgenden gezeigt wird, gegenüber dem der Ionen.

Betrachtet man die Kammer als Kondensator, so kann die Spannung, die eine Punktladung durch ihre Drift erzeugt, aus dem Energievergleich berechnet werden.

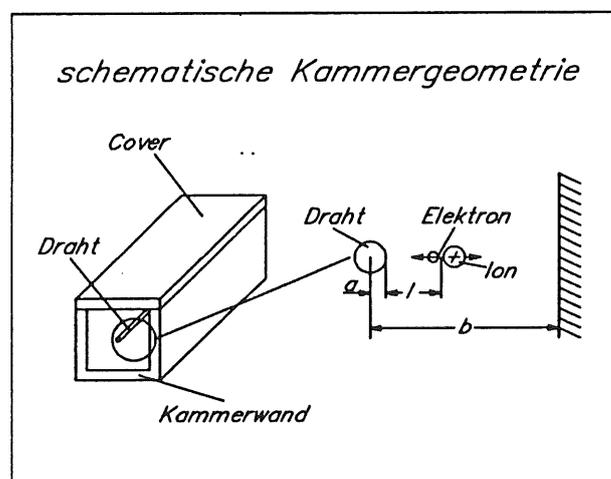


Bild B.1-0: Kammergeometrie

$$W = \frac{1}{2}CU^2$$

$$W = \int_a^{d+x} QE dx$$

W: Kondensatorenergie
U: Kondensatorspannung
C: Kapazität

W: Ladungsträgerenergie
Q: Ladung
E: Feldstärke

Aufgrund der Energieerhaltung ist die Änderung der Kondensatorenergie gleich der der Punktladung.

$$\frac{dW}{dx} = CU \frac{dU}{dx}; \quad \frac{dW}{dx} = QE = Q \frac{dV}{dx}; \quad \frac{dV}{dx} = E; \quad V: \text{Potential}$$

Gleichsetzen und Umstellen ergibt die differentiale Spannungsänderung.

$$dU = \frac{Q}{CU} \frac{dV}{dx} dx$$

Das Integral entlang der Driftstrecke ergibt die Spannungsänderung, die die positiven bzw. negativen Ladungsträger hervorrufen. Zur Berechnung des Feldes wird die Drahtkammer als Zylinderkondensator mit dem Innenradius a , Außenradius b und der Länge L angenommen. An dieser Stelle sei vermerkt, daß der Einfluß der Ladung auf das Feld vernachlässigt wird.

$$V(r) = \frac{CzU}{2\pi\epsilon} \ln \frac{r}{a}$$

V(r): Potential im Zylinderkondensator
Cz : Kapazität pro Länge

$$U^- = \frac{Q}{CU} \int_a^{a+l} \frac{CzLU}{2\pi\epsilon L} \frac{d}{dr} \left(\ln \frac{r}{a} \right) dr$$

L : Länge des Kondensators
U⁻: Spannungsänd. d. Elek.
U⁺: Spannungsänd. d. Ion

$$U^- = \frac{Q}{2\pi\epsilon L} \ln \frac{a+l}{a}$$

analog

$$U^+ = \frac{Q}{2\pi\epsilon L} \ln \frac{b}{a+l}$$

Trägt man den prozentualen Anteil der beiden Spannungen von der Gesamtspannung ($U^- + U^+$) in Abhängigkeit von dem Entstehungsort der Ladungen auf, ergibt sich folgender Graph.

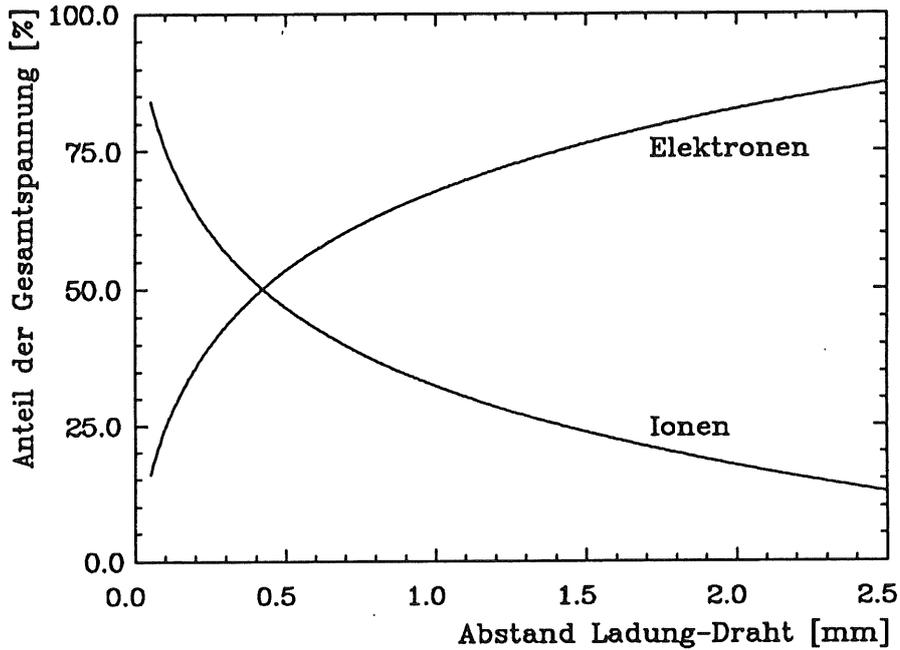


Abb. B.1-1: prozentualer Beitrag der Elektronen und Ionen an der Gesamtspannung

Schon bei einem Abstand von 0.4 mm überwiegt der Spannungsanteil der negativen Ladung. Hierbei ist noch nicht berücksichtigt worden, daß aufgrund der höheren Driftgeschwindigkeit von Elektronen ihr Spannungsanteil eher beigesteuert wird, als der der Ionen.

Die dynamischen Ausdrücke ergeben sich aus dem Einbinden der Driftgeschwindigkeit in obige Formel.

Aufgrund der hohen Beweglichkeit der Elektronen wird die Driftgeschwindigkeit in erster Näherung als konstant angenommen. Damit ergibt sich der Spannungsanteil der Elektronen $U^-(t)$ zu

$$U^-(t) = \frac{Q}{2\pi\epsilon L} \ln \frac{a+1}{a+1-vt} \quad \begin{array}{l} v: \text{Driftgeschwindigkeit} \\ t: \text{Zeit} \end{array}$$

Für Ionen muß die Feldstärkeabhängigkeit der Driftgeschwindigkeit berücksichtigt werden. In erster Näherung ist dies mit Hilfe des linearen Zusammenhanges zwischen Ionenbeweglichkeit μ^+ und der Feldstärke E möglich⁵². Damit ergibt sich die Driftgeschwindigkeit für Ionen zu

$$\frac{dr}{dt} = \mu^+ E = \mu^+ \frac{2U}{\ln(b/a)} \frac{1}{r}$$

$$\int_{a+1}^r r dr = \int_0^t \mu^+ \frac{2U}{\ln(b/a)} dt$$

$$r(t) = \left[(a+1)^2 + \mu^+ \frac{2U}{\ln(b/a)} t \right]^2$$

52 F. SAULI, Principles of Operation of Multiwire Proportional and Driftchambers, CERN 77-09, 1977

und für die Spannungsänderung $U^+(t)$

$$U^+(t) = - \frac{Q}{2\pi\epsilon L} \ln \frac{r(t)}{a+1}$$

$$U^+(t) = - \frac{Q}{4\pi\epsilon L} \ln \left[1 + \mu^+ \frac{2U}{(a+1)^2 \ln(b/a)} t \right]$$

Unter Berücksichtigung des Ladungsvorzeichens des Elektrons ergeben sich die 2 folgenden Formeln zur Beschreibung der Spannungsänderungen.

$$U^-(t) = K \ln \left[1 - \frac{v}{a+1} t \right] \quad K = \frac{Q}{2\pi\epsilon L}$$

$$U^+(t) = - \frac{K}{2} \ln \left[1 + \mu^+ \frac{2U}{(a+1)^2 \ln(b/a)} t \right]$$

Da das Elektron nur bis zum Draht driften kann und dort von dem noch in der Kammer befindlichen Ion festgehalten wird, ist in erster Näherung der Term $U^-(t)$ für Zeiten $t > 1/v$ konstant. Die Gesamtspannung lautet

$$U(t) = \begin{cases} K \ln \left[1 - \frac{v}{a+1} t \right] - \frac{K}{2} \ln \left[1 + \mu^+ \frac{2U}{(a+1)^2 \ln(b/a)} t \right] & t \leq 1/v \\ K \ln \left[1 - \frac{1}{a+1} \right] - \frac{K}{2} \ln \left[1 + \mu^+ \frac{2U}{(a+1)^2 \ln(b/a)} t \right] & t > 1/v \end{cases}$$

Um die Spannungsänderung $U_g(t)$ (hervorgerufen durch einen Streamer) zu bestimmen, wird die obige Funktion $U(t)$ entlang der Ladungsverteilung integriert. In erster Näherung wird eine konstante eindimensionale Ladungsverteilung der Streamerlänge S angenommen. Das Integral besteht wiederum aus zwei Teilfunktionen für jeweils t kleiner bzw. größer S/v . In der ersten Teilfunktion ist zu berücksichtigen, daß Ladungen am Anfang des Streamers schon den Draht erreicht haben.

$$\rho = \frac{Q}{S} \quad \rho : \text{Ladungsdichte}$$

$$S : \text{Streamerlänge}$$

$$A = \frac{\rho}{2\pi\epsilon L}$$

$$B = \mu^+ \frac{2U}{\ln(b/a)}$$

$$A \int_0^{vt} \ln \frac{a}{a+1} dl + A \int_{vt}^S \ln \left(1 - \frac{vt}{a+1} \right) dl - \frac{A}{2} \int_0^S \ln \left(1 + \frac{Bt}{(a+1)^2} \right) dl$$

$$t \leq S/v$$

$$U_g(t) =$$

$$A \int_0^S \ln \frac{a}{a+1} dl - \frac{A}{2} \int_0^S \ln \left(1 + \frac{Bt}{(a+1)^2} \right) dl$$

$$t > S/v$$

Integrieren und Zusammenfassen ergibt die stetige und stetig differenzierbare Funktion

$$A \left[\begin{aligned} &(a+S-vt) \ln(a+S-vt) + vt + vt \ln(a) \\ &- 0.5(a+S) \ln((a+S)^2+Bt) + 0.5a \ln(a^2+Bt) \\ &- (Bt)^{1/2} (\arctan((a+S)/(Bt)^{1/2}) - \arctan(a/(Bt)^{1/2})) \\ &- a \ln(a) \end{aligned} \right] \quad t \leq S/v$$

$U_g(t) =$

$$A \left[\begin{aligned} &-0.5(a+S) \ln((a+S)^2+Bt) + 0.5a \ln(a^2+Bt) \\ &- (Bt)^{1/2} (\arctan((a+S)/(Bt)^{1/2}) - \arctan(a/(Bt)^{1/2})) \\ &+ S \ln(a) - a \end{aligned} \right] \quad t > S/v$$

Von den 8 Parametern (a, b, L, U, μ^+, v, Q), die in die Funktion eingesetzt werden, ist die Hälfte durch die Kammergeometrie bzw. von Außen vorgegeben.

| | |
|---------------------|-------------------------------|
| $a = 0.05\text{mm}$ | <i>Drahtradius</i> |
| $b = 4.5\text{mm}$ | <i>Kammerradius</i> |
| $L = 1\text{m}$ | <i>Kammerlänge</i> |
| $U = 4500\text{V}$ | <i>angelegte Hochspannung</i> |

Die restlichen Parameter sind durch Messungen bestimmt bzw. in ihrer Größenordnung bekannt.

μ^+ : In dem Standardgasgemisch von 25% Argon und 75% Isobutan findet aufgrund der großen Anzahl von Energieniveaus des Isobutanmoleküls in kürzester Zeit ein Elektronenaustausch vom Isobutan zu Argonionen statt. Daher reicht für die Angabe der Ionenmobilität der Wert von Isobutanionen in dem Standardgasgemisch. Unter Normalbedingungen gilt $v^+ = 214\text{mm/Vsec}^{53}$. Da der Elektronenanteil den Puls dominiert (s.o.) ergeben auch große Abweichungen des Wertes keine nennenswerten Änderungen des Spannungsverlaufes.

v : Das Driftzeitdiagramm der Primärelektronen zeigt näherungsweise eine Gleichverteilung mit einem Maximum von 90nsec. Bei einem Kammerradius von 4.5mm entspricht das einer Driftgeschwindigkeit von 0.05 mm/nsec. Wegen der Vernachlässigung des Einflusses der Ladungen auf das Feld wird der Wert für die Streamerelektronen übernommen.

Q : Die mittlere Ladung der Drahtpulse beträgt bei 4500V Hochspannung und dem Standardgasgemisch ca. 30pC. Hierbei handelte es sich um den Ladungsanteil, der aufgrund ausreichender Pulsspannung sowie der Integrationszeit meßtechnisch erfaßt wurde. Da die Elektronen durch ihre hohe

Driftgeschwindigkeit den Pulsanstieg dominieren, kann in grober Näherung davon ausgegangen werden, daß in der Drahtladung der Ionenanteil fehlt. Q ergibt sich damit zu 60pC. Eine genauere Bestimmung von Q erhält man aus der Korrektur auf 30pC Drahtpulsladung. Da Q nur als Faktor in die obige Formel eingeht und somit keinen Einfluß auf die Pulsform hat, ist dieser Weg möglich.

L: Die Streamerlänge ist nur in ihrer Größenordnung⁵⁴ bekannt. Sie reicht bis zu mehreren Millimetern Länge.

Das folgende Bild zeigt den Spannungsverlauf an der unbelasteten Kammer (ohne Auslese) für verschiedene Streamerlängen, berechnet mit den obigen Werten.

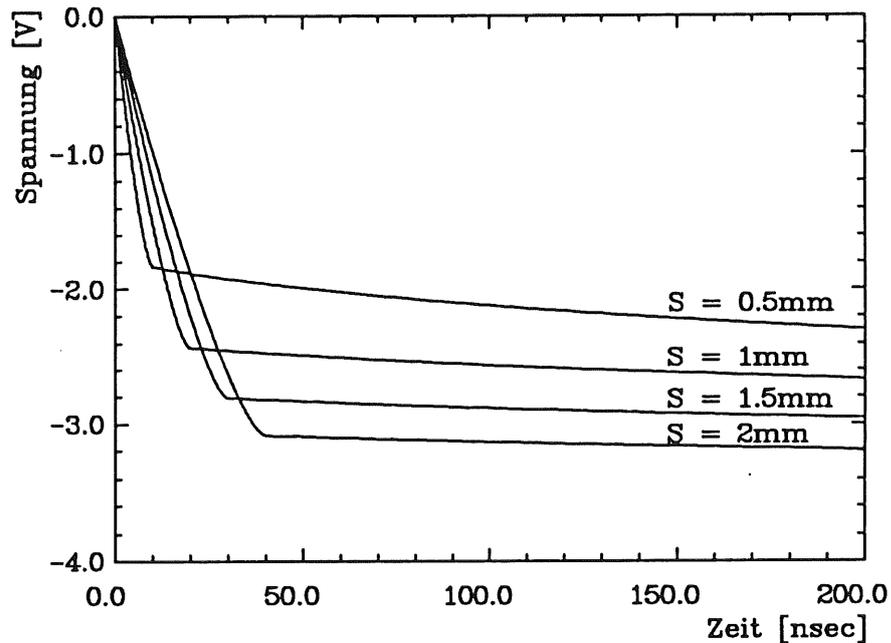


Abb. B.1-2: Spannungsverlauf an der unbelasteten Kammer

Die Streamerlänge bestimmt die Zeitdauer, indem die Elektronendrift mit ihrem steilen Spannungsanstieg die Pulsform dominiert. Kurze Streamer ergeben steile Pulsanstiege, während längere frühzeitiger Werte nahe der Maximalspannung erreichen. Die Maximalspannung ist für die verschiedenen Streamerlängen aufgrund der identischen Ladung gleich.

Die Berücksichtigung des Auslewewiderstandes ergibt den Drahtpuls.

54 M.ATAC et al, Self-quenching streamers, Nuclear Instruments and Methods in Physics Research.1982-200, sowie Kap. 2

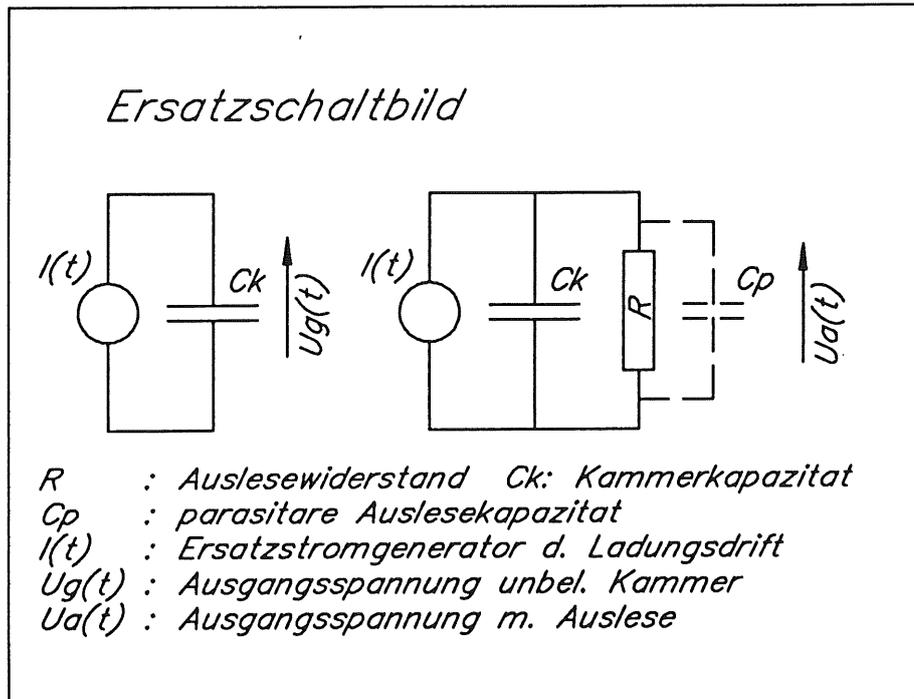


Abb. B.1-3: Ersatzschaltbild der Streamerkammer

Das linke Bild zeigt das Ersatzschaltbild einer Kammer ohne Auslesewiderstand. Ein Stromgenerator $I(t)$ erzeugt an einem Kondensator C_k die berechnete Spannung $U_g(t)$. Der Stromgenerator ist definiert durch

$$I(t) = \frac{dQ}{dt} = C \frac{d}{dt} U_g(t)$$

Die Erweiterung um den Auslesewiderstand R (rechtes Bild) führt zur Differentialgleichung

$$I(t) = \frac{dQ}{dt} + IR = C \frac{d}{dt} U_a(t) + \frac{U_a}{R}$$

$$\frac{1}{C} I(t) = \frac{d}{dt} U_a(t) + \frac{1}{T} U_a(t) \quad T = RC$$

Die Lösung ergibt die Funktion des Drahtpulses.

$$U_a(t) = e^{-t/T} \int_0^t \frac{d}{dt} (U_g(t)) e^{t/T} dt$$

$$U_a(t) = A e^{-t/T} \left[\int_0^t - (B/4t)^{1/2} (\arctan((a+S)/(Bt)^{1/2}) - \arctan(a/(Bt)^{1/2})) e^{t/T} dt + \int_0^{t < S/v} v (\ln(a) - \ln(a+S-vt)) e^{t/T} dt \right]$$

Die Kapazität der Kammer als Zylinderkondensator beträgt ca. 14pC. Bei einem solch kleinen Wert dürfen parasitäre Kapazitäten der Ausleseeinheit (Steckkarte an der Kammer zur Aufnahme der Abschlußwiderstände) nicht vernachlässigt werden. Die Messung ergab einen mittleren Wert von 20pC. Zur Berücksichtigung dieser parallel zur Kammer liegenden Kapazität, wird die Länge L korrigiert. Bei einer 1.10 m langen Kammer vergrößert sich L auf 2.4 m.

Die numerische Auswertung des obigen Integrals mit den diskutierten Werten zeigt das folgende Bild. Die eingesetzte Streamerlänge beträgt 1.5 mm, Q ist auf eine Drahtladung von 30pc korrigiert..

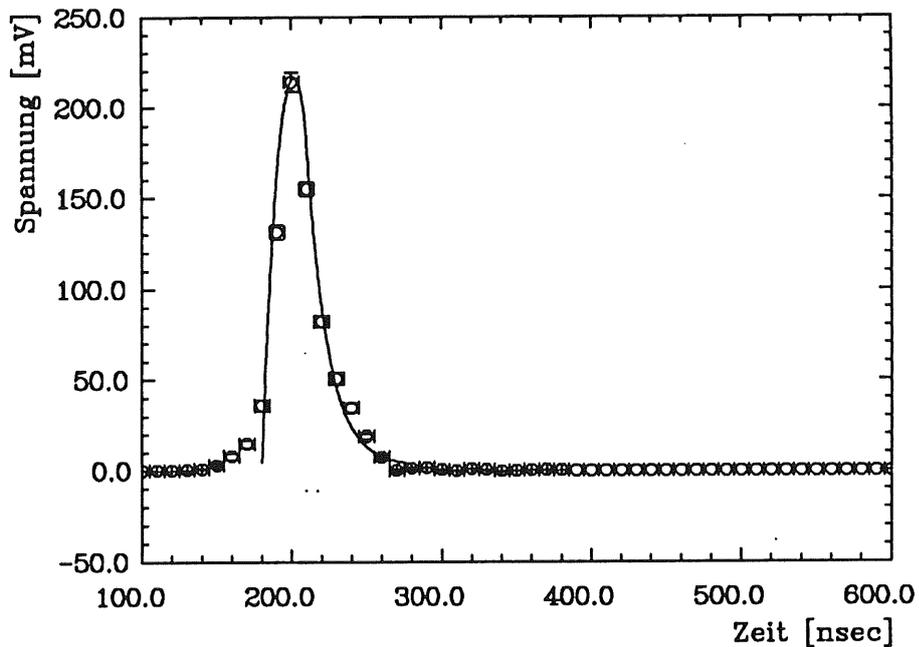


Abb. B.1-4: berechneter Drahtpuls

Der Normpuls des Drahtes wurde wie im Kap 3.2.1 beschrieben berechnet. Der Vergleich zwischen dem berechneten Puls (durchgezogene Linie) und dem Normpuls zeigt, daß dieser Ansatz die Pulsform und Höhe recht gut beschreibt. Da es über den Rahmen dieser Arbeit hinausgehen würde, wird im folgenden auf die Beschreibung des Modelltest (z.B. Vergleich des berechneten Einflusses der Kammerlänge mit Messungen an langen Kammern) verzichtet.

2. Berechnung der Padpulse

Zur Berechnung der Padpulse wurde das in Abb. B.2-0 gezeigte Ersatzschaltbild der Streamerkammer mit Padauslese benutzt.

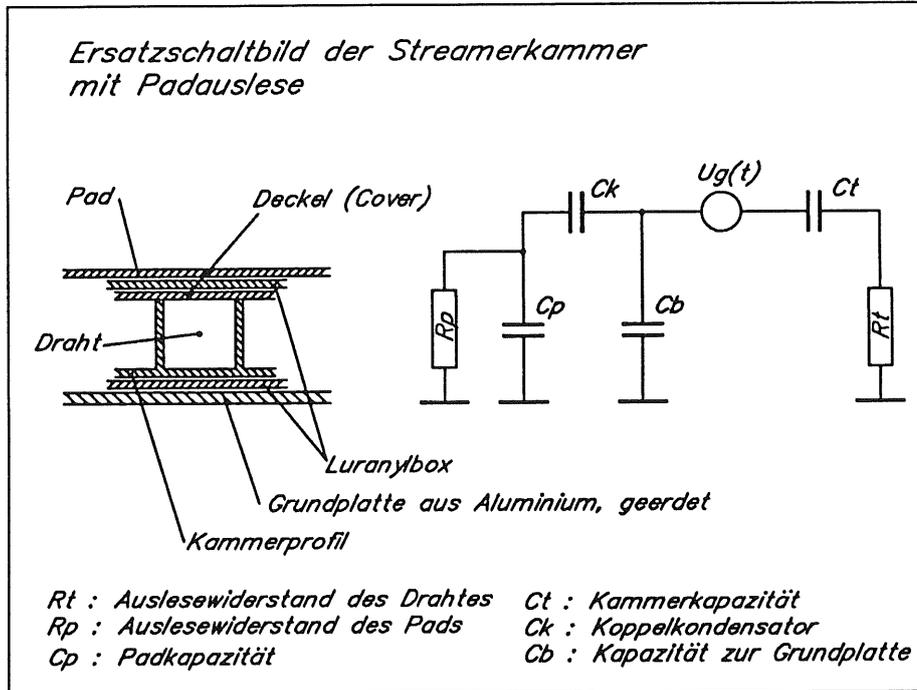


Abb. B.2-0: Ersatzschaltbild der Streamerkammer mit Padauslese

Ein in Reihe zur Kammerkapazität C_t geschalteter Spannungsgenerator ersetzt den durch den Streamermechanismus gebildeten Stromgenerator. Das Verhalten des Spannungsgenerators ist im Anhang B.1 berechnet worden. Die Kapazität C_k koppelt auf die Padkapazität C_p mit dem Auslesewiderstand R_p den Padpuls. Die Kapazitäten zur Grundplatte sind in C_b zusammengefasst.

Da mit dem Programm PSPICE ein leistungsfähiges Werkzeug⁵⁵ zur Berechnung analoger Schaltkreise zur Verfügung steht, wurde es zur Simulation des Ersatzschaltbildes benutzt. Die Werte der Bauelemente sind entweder direkt vorgegeben oder bestimmen sich aus geometrischen Überlegungen. Die Widerstände R_p und R_d sind Abschlußwiderstände mit 100 Ohm bzw. 270 Ohm. Die Kapazität des Pads mit einer Größe von $25 \times 25 \text{ cm}^2$ (C_p) beträgt 2nF, die der Kammer (C_t) 34pF⁵⁶. Die Größe des Koppelkondensators (C_k) folgt aus der Überlegung, daß bei einer Padlänge von 25cm und einer Kammerbreite von 9mm die Kapazität maximal $9/250$ der Padkapazität betragen kann. Da die gedachten Kondensatorflächen weiter auseinanderliegen als beim Pad, ist der Wert eher kleiner. Er wird mit 30pF angenommen. Analoge Überlegungen führen auf einen Wert für C_b von der gleichen Größe. Da die benutzte Version von PSPICE keine frei definierte Spannungsquellen zuließ, wurde der in Anhang B.1 berechnete Verlauf durch eine Exponentialfunktion ($U=U_0(1-e^{-t/\text{Tau}})$) angenähert. Die Güte der Näherung ist über das

55 Die Berechnung des Ersatzschaltbildes einschließlich der graphischen Ausgabe der Pulse benötigt ca. 10sec.
56 vergl. A.1, Kapazität der Kammer als Zylinderkondensator mit parasitären Auslesekapazitäten

Drahtsignal kontrollierbar. U_0 ergibt sich aus der berechneten maximalen Spannung an der Kammer mit $-1.2V$. Die Zeitkonstante τ ist mit der maximalen Driftzeit der im Streamer gebildeten Elektronen identisch ($30nsec$). Abb.B.2-1 zeigt den Drahtpuls zur Kontrolle der Funktionsanpassung.

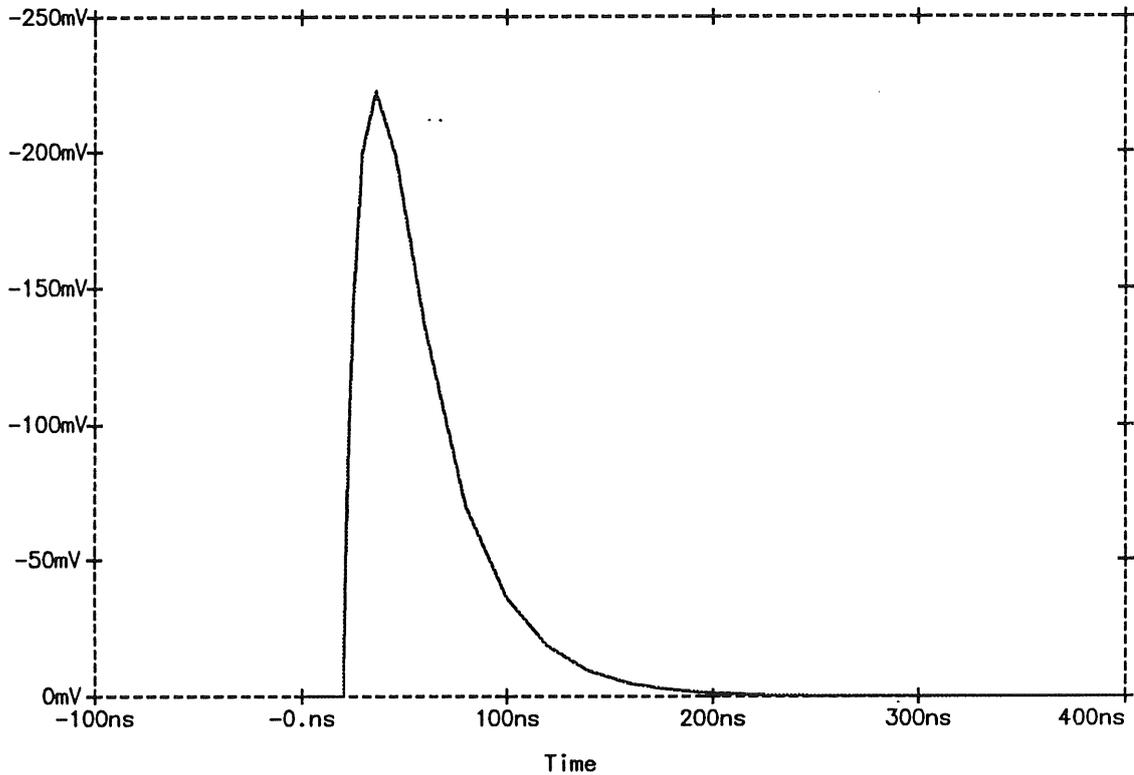


Abb. B.2-1: Drahtpuls simuliert mit PSPICE

Die Amplitude sowie die Anstiegs- und Abfallszeiten stimmen im Rahmen der Näherungen mit den Messungen und den vorherigen Berechnungen überein.

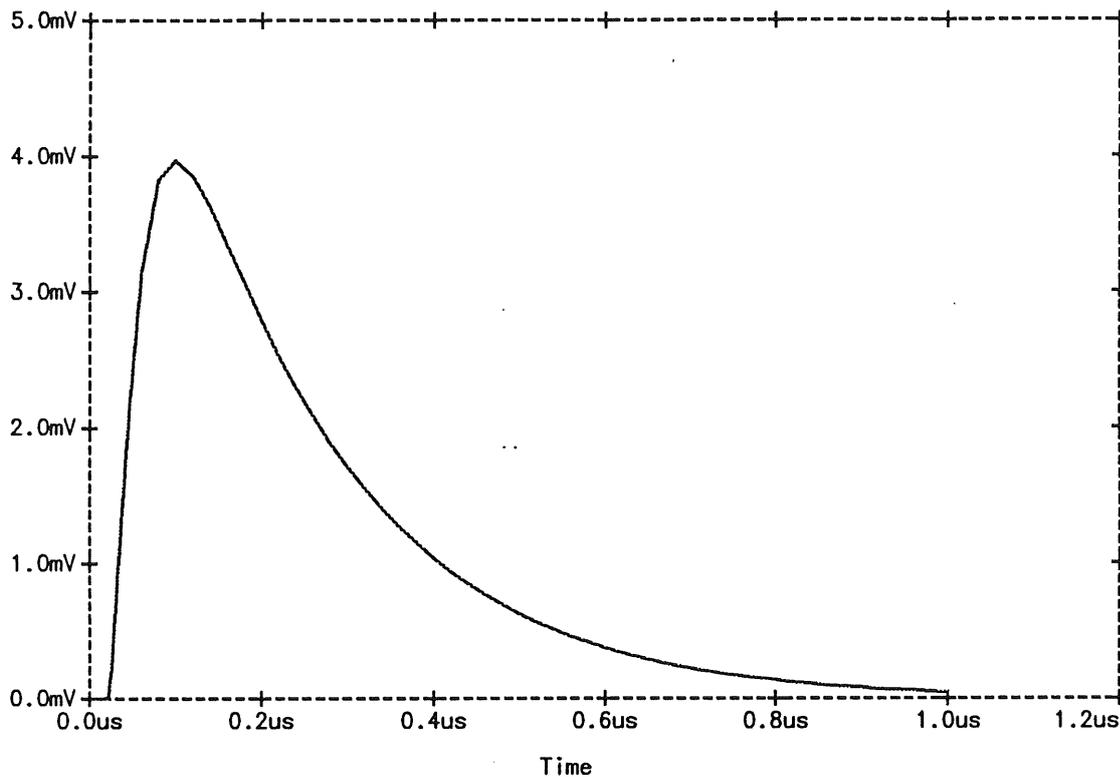


Abb. B.2-2: Padpuls simuliert mit PSPICE

Das einfache Modell erzeugt realistische Padpulse (Abb. B.2-2) und ist daher hilfreich zum Verständnis der Funktionsweise von Streamerkammern mit Padauslese. Weitergehende Anforderungen wie z.B. Vorhersagen über Pulsänderungen bei veränderten Parametern sind aber nur sehr eingeschränkt möglich. Die Bestimmung der Werte von C_b , C_t sowie C_k ist nur in Bereichen möglich, gleichzeitig reagiert das Modell aber auf Änderungen sehr empfindlich. Hierzu gehört u.a. die Anstiegszeit des Padpulses. In der Simulation ergab sich ein Wert von 70nsec, der bei Variation der genannten Kapazitäten innerhalb des vorgegebenen Bereiches auf unter 50nsec sank. Das Modell erlaubt somit zwar die Reproduktion von Meßergebnissen, kann aber zur Bestimmung des notwendigen Frequenzbereiches eines angeschlossenen Verstärkers nicht genutzt werden.

Abbildungsverzeichnis

- Abb. 1.1-0: H1-Detektor
- Abb. 1.2-0: Querschnitt durch eine Streamerrohrkammerlage
- Abb. 1.2-1: Anordnung der Streamerrohrkammern im Eisenjoch
- Abb. 1.2.1-0: Blockschaltbild der analogen Ausleseketten

- Abb. 2-0: Einzelstreamer bei verschiedenen Spannungen in einem 12·12mm² Aluminiumrohr, 0.1mm Drahtdurchmesser und einem Gasgemisch mit 50% Argon 50% Isobutan

- Abb. 2-1: schematische Darstellung der Entwicklung eines Streamerpulses

- Abb. 3.1-0: schematischer Aufbau des Meßstandes am Elektronenstrahl
- Abb. 3.1.2-0: Meßverstärker mit Pulstransformer
- Abb. 3.1.3-0: Frequenzgang des Meßverstärkers simuliert mit PSPICE

- Abb. 3.1.3-1: Simulierte Sprungantwort auf einen Rechteckpuls von 10mV Amplitude und 200nsec Länge.

- Abb. 3.1.4-0: Verstärker mit 12 Kanälen
- Abb. 3.1.5-0: Frequenzgang des Verstärkers mit Harris-Operationsverstärker.
- Abb. 3.1.5-1: Frequenzgang des Verstärkers mit Valvo-Operationsverstärker.

- Abb. 3.1.5-2: Frequenzgang der Verstärkerversion mit Valvo-Operationsverstärker einschließlich 40 m twisted pair Kabel.

- Abb. 3.1.5-3: Frequenzgang der Verstärkerversion mit Harris-Operationsverstärker einschließlich 40 m twisted pair Kabel.

- Abb. 3.1.5-4: Linearität des Verstärkers mit Valvo-Operationsverstärker.
- Abb. 3.1.5-5: Linearität des Verstärkers mit Harris-Operationsverstärker.

- Abb. 3.1.5-6: Prozentuale Abweichung von der Kleinsignalverstärkung der Verstärkerversion mit Harris-Baustein

- Abb. 3.2.1-0: mittlerer Padpuls aus Einzelstreamern
- Abb. 3.2.1-1: Verteilung der Anstiegszeiten
- Abb. 3.2.1-2: Korrelation Amplitude/Anstiegszeit
- Abb. 3.2.1-3: Korrelation Amplitude/Pulsladung
- Abb. 3.2.1-4: Verteilung der Amplitudenmaxima

- Abb. 3.2.2-0: Anstiegszeitverteilung des Summensignals
- Abb. 3.2.2-1: Korrelation Anstiegszeit/Amplitude des Summensignals
- Abb. 3.2.2-2: Korrelation Amplitude/Ladung des Summensignals

- Abb. 4.1-0: Erdverbindungen innerhalb des instrumentierten Eisens
- Abb. 4.2-0: Schaltbild eines Towerbuilderkanals
- Abb. 4.3-0: Kalibrationskopplung
- Abb. 4.3.2-0: Kalibrationseingang
- Abb. 4.4-0: Gesamtschaltplan des H1-Towerbuilders
- Abb. 4.4-1: H1-Towerbuilder
- Abb. 4.5-0: Frequenzgang des Towerbuilders
- Abb. 4.5-1: Frequenzgang des Verstärkers einschließlich 30 m twisted pair Kabel
- Abb. 4.5-2: Blockdiagramm zur Linearitätsmessung
- Abb. 4.5-3: Linearität des Towerbuilders
- Abb. 4.5-4: prozentuale Abweichung von der Kleinsignalverstärkung
- Abb. 4.5-5: Abhängigkeit der Wiederholungsfrequenz von der Eingangsspannung
- Abb. 4.5-6: Gleichtaktunterdrückung

- Abb. 4.7-0: mittlerer Summenpuls aus 4 Pads, addiert und verstärkt mit dem H1-Towerbuilder

- Abb. 4.7-1: Anstiegszeitverteilung der Summensignale, addiert und verstärkt mit dem H1-Towerbuilder

- Abb. B.1-0: Kammergeometrie

- Abb. B.1-1: prozentualer Beitrag der Elektronen und Ionen an der Gesamtspannung

- Abb. B.1-2: Spannungsverlauf an der unbelasteten Kammer
- Abb. B.1-3: Ersatzschaltbild der Streamerkammer
- Abb. B.1-4: berechneter Drahtpuls
- Abb. B.2-0: Ersatzschaltbild der Streamerkammer mit Padauslese
- Abb. B.2-1: Drahtpuls simuliert mit PSPICE
- Abb. B.2-2: Padpuls simuliert mit PSPICE

Literaturverzeichnis

Hoefler, E.E.E./H. Nielinger: SPICE. Analyseprogramm für analoge Schaltungen.
Berlin 1985

ELANTEC Inc.: 1989 Data Book. Monolithic & Hybrid Integrated Circuits.
Milpitas 1989

SAULI, F.: Principles of Operation of Multiwire Proportional and Driftchambers,
CERN 77-09. Genf 1977

Schuler, G.A.: Perspectives on Physics at HERA, DESY 89-075. Hamburg 1989

Mardiguian, M.: Interference Control in Computers and Microprocessor-based
Equipment, Don White Consul. Inc., 1984

Zhang, L.S.: Self quenching streamer mode. Nuclear Instruments and Methods,
A247-1986, 343-346

ATAC, M. et al.: Self-quenching streamers. Nuclear Instruments and Methods,
200-1982, 345-354

Valvo: Professionelle diskrete Bauelemente. Hamburg 1989

Valvo: Professionelle integrierte analoge Schaltungen. Hamburg 1989

HARRIS: Datenbuch. 1989

Willimek, R.: Untersuchungen zur Padauslese von Streamerrohren.
unveröffentlichte Diplomarbeit. Wuppertal 1989

H1-Collaboration: Results from a test of an Iron Streamer Tube Calorimeter by
H1-Collaboration, DESY 87-172. Hamburg 1987

Cartwright, S. et al.: SLD Note 185. unveröffentlicht

H. Brettel et al.: The Electronic System for the H1 Liquid-Argon Calorimeter,
Internal Report, H1-TR-115, Hamburg 1987

Tietze, U./Ch. Schenk: Halbleiter-Schaltungstechnik. Berlin 1978

Danksagung

Ein Dank an dieser Stelle an alle, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben. Hervorgehoben sei Herr Prof. Dr. D. Schmidt, ohne den diese Arbeit nicht möglich gewesen wäre.

Dank auch an die Mitarbeiter der Gruppe F32 am Deutschem Elektronen Synchrotron, speziell Herrn Jürgen Martens für die Hilfe bei der Auswertung und Durchführung der Messungen.

Weiterhin gilt mein Dank Herrn Zimmermann für die fruchtbaren Diskussionen der elektronischen Probleme.

Dem Direktorium des DEUTSCHEM ELEKTRONEN SYNCHROTRON in Hamburg danke ich für die Möglichkeit, daß ich meine Arbeit bei DESY verwirklichen konnte.