

**Entwicklung einer Auslese-Elektronik
für Siliziummikrostreifenzähler zum Einsatz als Detektor
für minimalionisierende Elektronen am 169° -Spektrometer
des S-DALINAC**

DIPLOMARBEIT

von

Alexander W. Lenhardt



**Institut für Kernphysik
Technische Universität Darmstadt
August 1999**

"In der Wissenschaft geht es im wesentlichen nicht um einen komplizierten mathematischen Formalismus oder eine ritualisierte Abfolge von Experimenten. Viel eher liegt ihr eine Art gewitzte Aufrichtigkeit am Herzen, die dem Bedürfnis entspringt, wirklich wissen zu wollen, was zum Teufel eigentlich los ist!"

Saul-Paul Sirag

Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Detektorsystem mit Ausleseelektronik für hochauflösende Elektronenstreuexperimente am 169° -Spektrometer am S-DALINAC konzipiert, entwickelt und in einen Prototypen umgesetzt. Diese Arbeit stellt damit einen Beitrag zur Wiederinbetriebnahme dieses Meßsystems mit modernen Komponenten und verbesserter Leistungsfähigkeit dar.

Dazu wurde ein geeigneter Siliziummikrostreifenzähler ausgewählt und nach eigenen mechanischen Vorgaben zur Fertigung gegeben. Als Triggerdetektor kommt weiterhin der vorhandene Szintillator zum Einsatz. Zusätzlich kann der vorhandene Cerenkov-Detektor flexibel hinzugeschaltet werden, falls ein zu großer Untergrund bei den Messungen dies nötig macht. Es wurde weiterhin ein Konzept zum mechanischen Aufbau erstellt.

Außerdem wurde eine Steuer- und Ausleseelektronik mit PC-Anbindung für das Mikrostreifendetektorsystem entwickelt. Auf der Detektorseite werden speziell ausgewählte Vorverstärker verwendet, deren Signale digitalisiert und mit hoher Taktfrequenz ausgelesen werden können. Es lassen sich Ereignisraten von 100 kHz verarbeiten. Diese Bestandteile sowie die übrige Elektronik sind über PC und eine eigens geschriebene Testsoftware kontrollierbar und auslesbar. Damit besitzt das System eine hohe Anpassungsfähigkeit an verschiedene Experimente und Aufbauten.

Schließlich wurde der Prototyp einer Vakuumüberwachungssoftware geschrieben, die es ermöglicht, rechnerauslesbare Vakuumsensoren über einen PC zu überwachen und zu verwalten.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Das 169°-Spektrometer	3
2.1	Bestehender Aufbau	4
2.2	Modifikationen.....	5
2.3	Konventioneller Betriebsmodus.....	8
2.4	„Energy-Loss“-Betriebsmodus	10
3	Halbleiterdetektor	13
3.1	Elektronen in Materie.....	13
3.2	Funktionsweise	16
3.3	Eigenschaften	19
3.4	Bauweise	20
3.4.1	Allgemeines.....	20
3.4.2	Bauform für das 169°-Spektrometer	21
3.5	Vorverstärker	25
4	Ausleseelektronik.....	28
4.1	Funktionsweise	30
4.2	Verstärker- und AD-Wandlungselektronik	33
4.3	Spannungsversorgung	37
4.4	PC-Businterface	38
4.5	PC-Rack-Businterface.....	42
4.6	Trigger- und Clockgenerator.....	43
4.7	GASSIPLEX-Controller	47
4.8	One-Shot-Memory	52
4.9	Hit-Counter	56
5	Schlußbemerkung.....	58
Anhang A	Halbleiterdetektor	59
Anhang B	Technische Daten zum GASSIPLEX-IC	75
Anhang C	Schaltpläne, Bestückungspläne, Platinen-Layouts.....	79
Anhang D	ISA-Bus-Adressenbelegung der Elektronik.....	114

Anhang E	PC-Auslese- und Steuersoftware.....	118
Anhang F	Vakuum-Kontroll-Software.....	120
Literaturverzeichnis	134
Danksagung	139

1 Einleitung

Die Untersuchung der Struktur von Kernen mit unelastischer Elektronenstreuung ist eines der Hauptanwendungsgebiete des supraleitenden Elektronenbeschleunigers S-DALINAC [1,2] im Institut für Kernphysik der Technischen Universität Darmstadt. Dank der modernen Bauweise steht mit dem S-DALINAC eine hochwertige Quelle für kontinuierliche Elektronenstrahlen bis zu einer Energie von $E_0 = 130 \text{ MeV}$ zur Verfügung.

Zum Nachweis der gestreuten Elektronen in Abhängigkeit von ihrem Impuls kommt hierbei das sog. QCLAM-Spektrometer [3] zum Einsatz, welches sich aufgrund seiner großen Raumwinkel- und Impulsakzeptanz besonders für $(e, e'x)$ -Koinzidenz- [4] und 180° -Streuexperimente [5] eignet.

Zusätzlich stand schon am alten normalleitenden Beschleuniger DALINAC ein 169° -Spektrometer [6-13] für hochauflösende (e, e') -Experimente zur Verfügung. Dieses Spektrometer ist in einem seiner Betriebsmodi, dem ‚Energy-Loss‘-Modus, weitgehend unabhängig von der primären Energieunschärfe des Elektronenstrahls. Da dieses Spektrometer auch im konventionellen Modus betrieben werden kann (dem Modus des QCLAM-Spektrometers), stellt es sowohl eine Ergänzung der bestehenden Anlage als auch eine echte Erweiterung dar. Es war aber zuletzt aufgrund altersbedingter Schäden besonders am Zählersystem nicht mehr funktionstüchtig. Zur Durchführung verschiedener hochauflösender Experimente an schweren Kernen besonders bei niedrigen Anregungsenergien wurde deshalb eine Modernisierung und Wiederinbetriebnahme dieses Spektrometers angestrebt. Dies betrifft besonders das Detektorsystem des Spektrometers. Damit beschäftigt sich diese Arbeit.

Für das Detektorsystem war dazu ein völlig neues Konzept erforderlich. Die ganz zu Anfang eingesetzte Szintillatorleiter zeigte schon nach kurzer Zeit starke Effizienzwankungen durch Alterserscheinungen. Auch die anschließend eingesetzte Vieldrahtdriftkammer [14-16] hatte besonders bei niedrigen Elektronenenergien Probleme, verursacht durch Streuung an der Vakuumabschlußfolie der Driftkammer. Darüber hinaus erwies sich die Wartung als zu aufwendig. Zudem wurde als Ausleseelektronik die des QCLAM-Spektrometers genutzt, was zu einer hohen Störempfindlichkeit des Aufbaus durch lange Zuleitungen führte.

Es wurde deshalb erstmals versucht, moderne Halbleiterdetektoren für den Nachweis der gestreuten Elektronen einzusetzen [17]. Dazu war auch die Entwicklung einer Ausleseelektronik erforderlich, die möglichst hohe Zählraten verarbeiten sollte. Dies ermöglicht die Ausnutzung der hohen Strahlströme, die der S-DALINAC zur Verfügung stellen kann. Bezüglich der Meßzeit werden so bauartbedingte Nachteile des 169° -Spektrometers, wie kleine Raumwinkel- und Impulsakzeptanz, kompensiert.

Die Hauptaufgaben bei der Umsetzung des entwickelten Konzepts waren das Auswählen eines geeigneten Halbleiterdetektors für die speziellen Anforderungen, die der Nachweis von minimalionisierenden, hochenergetischen Elektronen verlangt. Außerdem mußte der Detektor sich natürlich auch mechanisch an das vorhandene Spektrometer adaptieren lassen. Technische Daten zu dem Detektor finden sich in Anhang A. Weiterhin war auch ein passender Vorverstärker auszusuchen und eine Testelektronik für diesen zu entwickeln (Datenblätter zum verwendeten Vorverstärker in Anhang B). Dies bildet auch den Schwerpunkt dieser Arbeit. Die Elektronik sollte sehr flexibel und leicht wartbar sein. Außerdem sollte sie sich leicht in die bestehende Steuer- und Kontrollinfrastruktur des S-DALINAC einfügen lassen und wurde deshalb als PC-basiertes System entwickelt. Dies erforderte auch das Schreiben einer Steuer-Software. Schließlich war alles innerhalb eines begrenzten finanziellen Aufwands zu realisieren. Genaue technische Daten zu Hard- und Software finden sich in Anhang C, D und E. Parallel zu dieser Diplomarbeit wurde, innerhalb von zwei weiteren Diplomarbeiten [18,19], die Strahlführung zum Experimentierplatz des Spektrometers modernisiert. Dies betraf sowohl das Vakuumsystem als auch die Steuerung des Magnetsystems. Mit den hier und in den anderen Arbeiten vorgestellten Ergebnissen soll dann demnächst das 169°-Spektrometer wieder in Betrieb genommen werden.

Außerdem wurde noch der Prototyp eines Programms entwickelt, der es erlaubt, die Vakuumsensoren z.B. der 169°-Spektrometerstrahlführung, die mit einem RS-232-Interface ausgestattet sind, rechnergestützt und über ein TCP/IP-Netzwerk auszulesen. Informationen über dieses für Windows 95 geschriebene Programm finden sich in Anhang F.

2 Das 169°-Spektrometer

In diesem Kapitel wird das 169°-Spektrometer in seinem bestehenden Aufbau kurz vorgestellt. Anschließend werden die Modifikationen am bestehenden Aufbau beschrieben. In den folgenden beiden Abschnitten wird genauer auf die zwei verschiedenen Möglichkeiten für die Betriebsart des Spektrometers eingegangen, den konventionellen und den ‚Energy-Loss‘-Modus, welcher eine Besonderheit dieses Aufbaus darstellt.

Die Abb. 2.1 zeigt einen Grundriß des supraleitenden Beschleunigers S-DALINAC [2] mit seinen Experimentierplätzen in der Experimentierhalle. Im linken Teil der Abb. ist der S-DALINAC mit seinen Rezirkulationen und der Injektor-Experimentierplatz (Pos. 1) zu sehen [20,21]. Zwischen Rezirkulationen und Beschleuniger sieht man (Pos. 2) den Freie-Elektronen-Laser [22]. Deutlich zu erkennen sind auch die zwei angesprochenen Spektrometer. Das 169°-Spektrometer (Pos. 3) für die hochauflösenden (e, e') -Experimente [6-9] ist im unteren Teil der Abb. zu sehen. Es wurde schon am normalleitenden Beschleuniger DALINAC genutzt. Schließlich findet man rechts (Pos. 4) das QCLAM-Spektrometer [3] mit seinem 180°-System [5] für die (e, e') -Einarm- und $(e, e'x)$ -Koinzidenzexperimente [4].

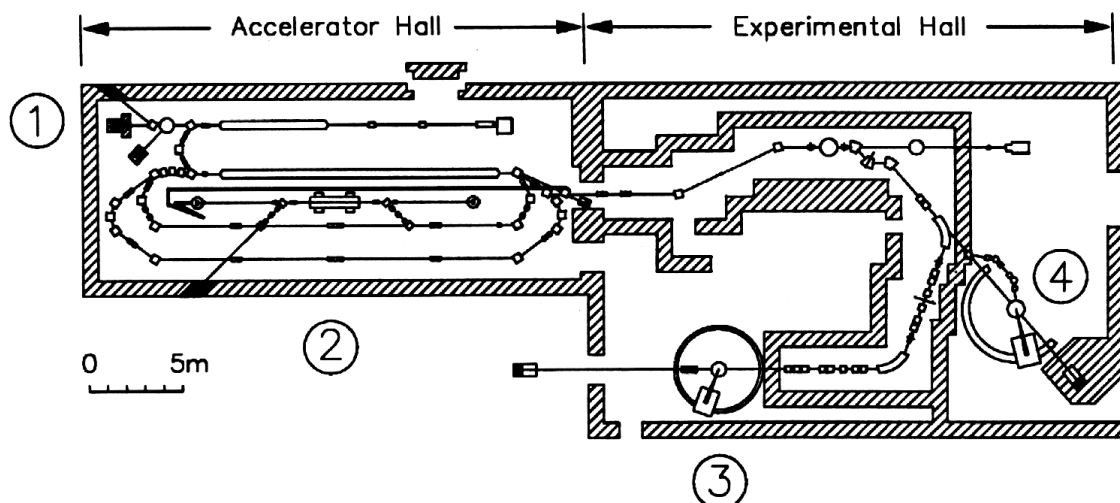


Abb. 2.1 : Grundriß der Experimentierhallen und der Beschleunigerhalle des S-DALINAC. ① Injektor-Meßplatz, ② Freie-Elektronen-Laser, ③ 169°-Spektrometer, ④ QCLAM-Spektrometer und 180°-System.

2.1 Bestehender Aufbau

Beim 169°-Spektrometer handelt es sich um ein sog. ‚Magic-Angle‘-Spektrometer [10] mit einem Krümmungsradius der zentralen Trajektorie der gestreuten Elektronen von 1 m. Der Name rührt von der speziellen Bauform, bestehend aus einem doppelfokussierenden Sektormagneten mit einem Ablenkwinkel von 169.7° ($\pi \cdot \sqrt{\frac{8}{3}}$) und ebener, konischer Polschuhgeometrie her, die sich nach [23] und [24] besonders für hochauflösende Elektronenstreuexperimente eignet. Dies liegt daran, daß bei einem Spektrometer mit diesen Parametern bestimmte Abbildungsfehler minimiert sind oder ganz verschwinden [11,25-27]. Um Abbildungsfehler noch weiter zu reduzieren, ist die Fokalebene um 33° geneigt.

Abbildung 2.2 zeigt das Spektrometer in seinem bisherigen Aufbau. Der Betrachter schaut dabei in Richtung des axialen Vektors des Spektrometers. Die Vieldrahtdriftkammer (Pos. 1) ist an einer Verlängerung der Vakuumkammer angebracht. Zwischen Verlängerung und Vieldrahtdriftkammer befindet sich eine Vakuumabschlußfolie. Die Fokalebene des Spektrometers liegt dabei parallel zur Ebene des Flansches der Vakuumverlängerung, an den die Driftkammer angebracht ist. Die Fokalebene ist ca. 24 cm lang und liegt ca. 2 cm außerhalb der Verlängerung, genau in der Vieldrahtdriftkammer. Die genannte Verlängerung wurde von J. Gotthardt in [14] entwickelt. Sie soll weiterhin benutzt werden und als Befestigung für den neuen Detektor dienen. Auch zu sehen sind die beiden koinzident arbeitenden Triggerdetektoren (Pos. 2 und 3). Alle Modifikationen betreffen diese drei Positionen. Zu erkennen sind auch die PE- (Polyethylen) Abschirmung (Pos. 4), die Targetkammer (Pos. 5), das Eisenjoch des Spektrometermagneten (Pos. 6), die Magnetfeldsonde (Pos. 7) und die Zentraltrajektorie der gestreuten Elektronen im Spektrometer (Pos. 8). Das Spektrometer und seine Strahlführung sind hierbei für Elektronenenergien ≤ 120 MeV ausgelegt. Tabelle 2.1 zeigt einige Daten des Spektrometers.

Tab. 2.1 : Wichtige Daten des 169°-Spektrometers.

	169° (angestrebt)
Maximale Auflösung ($\frac{\Delta p}{p}$)	$2.5 \cdot 10^{-4}$
Minimaler Sollimpuls	≤ 25 MeV/c
Maximaler Strahlstrom	> 20 μ A
Raumwinkelakzeptanz	~ 6 msr
Impulsakzeptanz ($\pm \Delta p$)	$\sim 1.5\%$
Maximale Datenrate (bei 100% Totzeit)	100 kHz

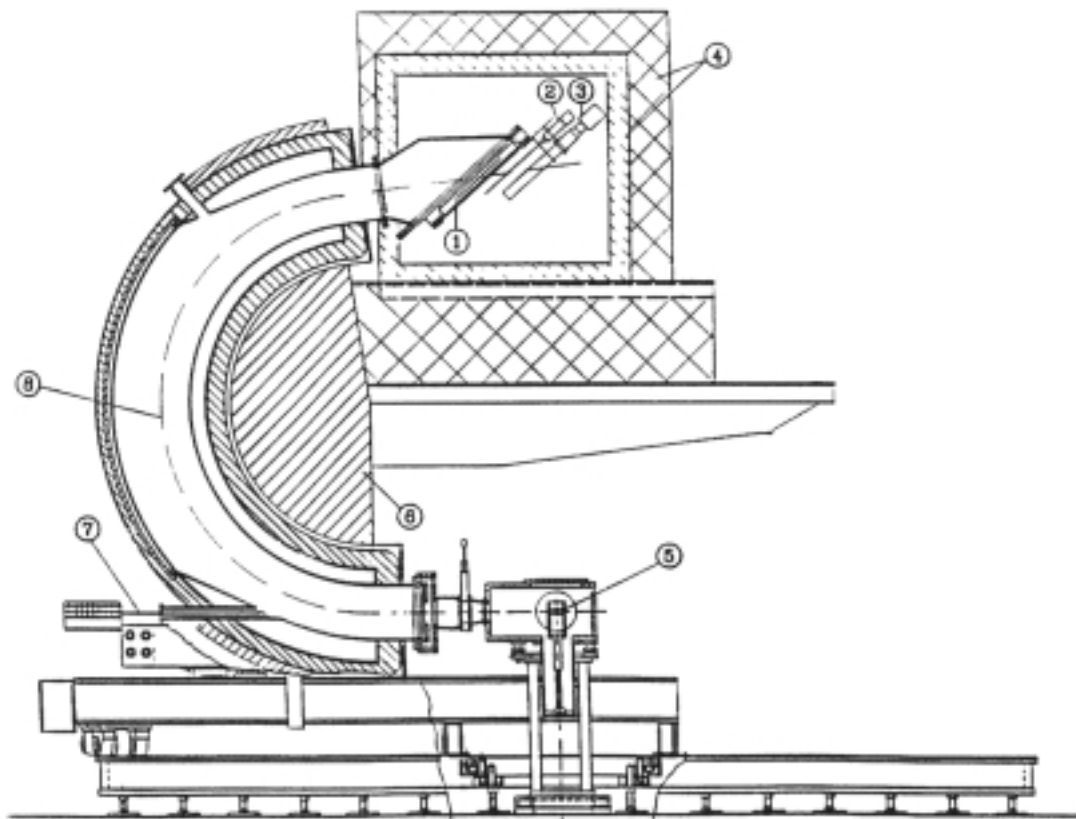


Abb. 2.2: Bisheriger Aufbau des 169° -Spektrometers. ① Vieldrahtdriftkammer und Fokalebene, ② Szintillator, ③ Cerenkov-Detektor, ④ PE- und Bleiabschirmung, ⑤ Targetkammer mit Target, ⑥ Eisenjoch, ⑦ Magnetfeldsonde, ⑧ Sollbahn.

2.2 Modifikationen

Wie oben angesprochen, betreffen alle Umbauten am 169° -Spektrometer den eigentlichen Detektor und die beiden Triggerdetektoren, den Szintillator und den Cerenkov-Detektor. Die bestehende Verlängerung der Vakuumkammer wird beibehalten, d.h. der neue Detektoraufbau muß später so konstruiert sein, daß er problemlos an dem vorhandenen Flansch befestigt werden kann. Dies bietet den Vorteil, daß der neue Detektor mechanisch leichter in der Fokalebene zu plazieren ist. Lediglich die Vakuumabschlußfolie muß von der Vakuumverlängerung entfernt werden. Die Vorverstärkerelektronik inklusive Analog-Digital-Wandlung soll sich hierbei komplett mit im Vakuum befinden, um lange Zuleitungen zum Detektor und damit Störungen zu vermeiden. Die thermische Verlustleistung des gesamten Systems im Vakuum liegt dabei bei ca. 2.5 W und sollte deshalb, bei guter Verbindung der Elektronik zur Detektorvakuumkammer, leicht nach außen abführbar sein. Zum Auslösen der Messung soll zwar weiterhin der Szin-

tillator als Triggerdetektor eingesetzt werden, jedoch an einer mechanisch etwas anderen Position, bedingt durch die neue Detektoranordnung. Geplant ist auch, die Elektronik für die Versorgungsspannung des Szintillator-Photomultipliers beizubehalten. Sie wird sich jedoch nicht im Vakuum befinden, um die Abwärme innerhalb des Vakuums zu minimieren. Der Cerenkov-Detektor wird entgegen der ursprünglichen Planung [17] voraussichtlich nicht mehr benötigt, ausgehend von Erfahrungen mit dem Strahlbetrieb am QCLAM-Spektrometer. Es ist jedoch eine mechanische Konstruktion vorgesehen, um ihn bei Bedarf doch einsetzen zu können. Auch seine Spannungsversorgung wird beibehalten und befindet sich aus dem schon erwähnten Grund nicht mit im Vakuum. Beide Triggerdetektoren sollen sich wie der eigentliche Detektor und dessen Elektronik im Vakuum befinden. Zu diesem Zweck wird eine Kammer gebaut, die alle aufgezählten Komponenten aufnehmen kann und an die bestehende Vakuumverlängerung angeflanscht wird. Die elektrischen Zuleitungen werden mittels keramischer, vakuumdichter Steckverbindungen, außen und auch innen an der Kammer, in das Vakuum geführt. Dies ermöglicht eine einfache Handhabung und ein leichtes Montieren der Elektronik.

Der Cerenkov-Detektor diene zur Unterdrückung von Ereignissen, die vom Strahlungsuntergrund herrühren [14]. Dieser wird hauptsächlich durch den Fluß an thermischen Neutronen aus (e, n) - und (γ, n) -Reaktionen verursacht. Die Untergrundunterdrückung wird wahrscheinlich nicht mehr nötig sein. Die Energie von ca. $\frac{1}{40}$ eV dieser Neutronen reicht nicht aus um ein Signal im Halbleiterdetektor zu erzeugen. Probleme können nur die durch Neutroneneinfang erzeugten γ -Quanten oder höherenergetische Neutronen bereiten. Signale von diesen Störquellen kann die im folgenden beschriebene Elektronik unterdrücken, solange die dabei erzeugten Signalpegel kleiner sind als die, der zu detektierenden, gestreuten Elektronen. Ist das nicht so, kann der Cerenkov-Detektor eingesetzt werden und arbeitet in Koinzidenz mit dem Szintillator. Als Spannungsversorgung für den Dipolmagneten des Spektrometers dient die QCLAM-Spannungsversorgung.

Abbildung 2.3 zeigt ein Foto des Spektrometers während des Umbaus und daher ohne angeschlossene Strahlführung und PE-/Bleiabschirmung (Polyethylen). Im Betrieb umschließt die Abschirmung den oberen Bereich des Spektrometers ab der Vakuumkammerv Verlängerung vollständig. Zu sehen sind die Verlängerung der Vakuumkammer (Pos. 1), die angesprochene PE- und Bleiabschirmung (Pos. 2), die Targetkammer (Pos. 3), sowie der Drehkranz auf dem das Spektrometer um das Target gedreht wird (Pos. 4) und der Spektromettermagnet (Pos. 5).

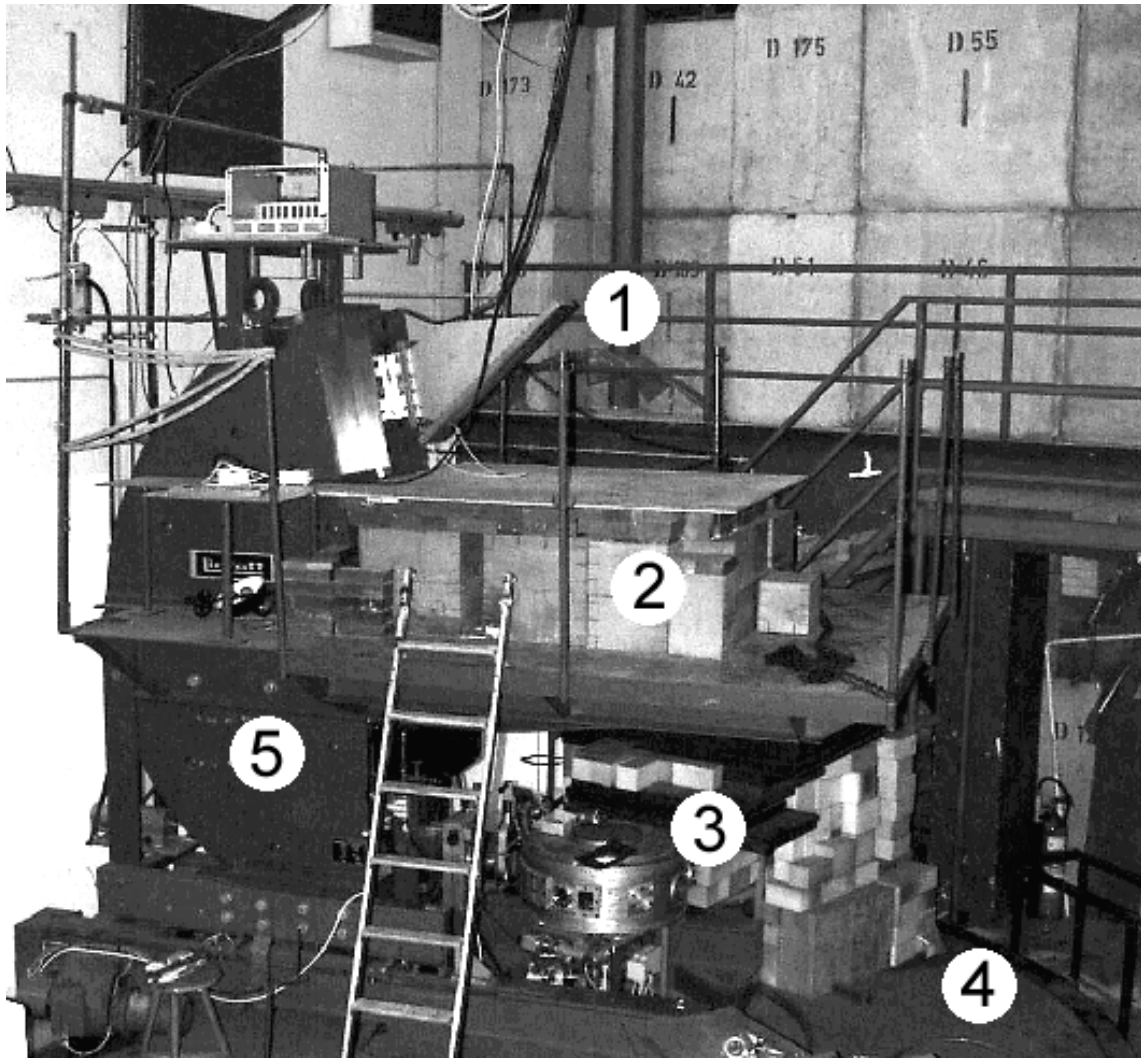


Abb. 2.3 : 169° -Spektrometer nach Demontage des bisherigen Detektorsystems. ① Vakuumkammerverlängerung, ② PE- und Bleiabschirmung, ③ Targetkammer mit Target, ④ Drehkranz, ⑤ Spektrometermagnet.

2.3 Konventioneller Betriebsmodus

Im konventionellen Modus wird die Strahlführung zum Spektrometer so betrieben, daß sie den Elektronenstrahl als Punktquelle auf das Target abbildet. Daraus ergeben sich die Abbildungseigenschaften des Spektrometers nach der Formel

$$q \cdot (v \times B(r)) = \frac{mv^2}{r} \quad (2.1)$$

für ein Gleichgewicht zwischen Lorentzkraft und Zentrifugalkraft mit dem Ablenkradius r des geladenen Teilchens. Für den Ablenkradius r eines Elektrons mit dem Sollimpuls p_0 ergibt sich mit der Bedingung $v \perp B$ aus (2.1)

$$r = \frac{p_0}{e \cdot B}. \quad (2.2)$$

Durch Lösen der Bewegungsgleichung bzw. Differentialgleichung, die sich aus Gl. (2.2) ergibt, erhält man nach [10,25] mit der Lineardispersion D_{sp}

$$\Delta x = D_{sp} \cdot \frac{\Delta p}{p_0} \quad (2.3)$$

des Spektrometers den Versatz Δx in der Fokalebene für Teilchen mit der Impulsabweichung Δp vom Sollimpuls p_0 . Weiterhin fokussiert das Spektrometer in der Radialebene bzw. in der dispersiven Ebene Elektronen mit gleichem Impuls, aber unterschiedlichem Eintrittswinkel in der Fokalebene. Hierfür sind die aus den unterschiedlichen Eintrittswinkeln resultierenden verschieden langen Flugbahnen der Elektronen verantwortlich [25]. Da das Spektrometer doppelfokussierend ist und so ein inhomogenes Magnetfeld besitzt, fokussiert es auch axial oder in nicht-dispersiver Richtung. Jedoch fallen, durch einen bauartbedingten Abbildungsfehler, der Fokus in der dispersiven und der nicht-dispersiven Richtung nicht zusammen [12]. Obiges zeigt, daß Elektronen mit gleichem Impuls immer denselben Ablenkradius besitzen, in der Fokalebene also radial immer auf denselben Punkt abgebildet werden. Bezüglich des Targets wird dieser Modus auch Punkt-zu-Punkt Abbildung genannt, bezüglich der Fokalebene ebenfalls Punkt-zu-Punkt Abbildung [25]. Abbildung 2.4 stellt dies nochmals bildlich dar. Zu erkennen sind hier die Gegenstandsweite (Pos. 1), das Target an dem die Elektronen gestreut werden (Pos. 2), den ablenkenden Spektrometermagneten (Pos. 3), die Bildweite (Pos. 4) und die Fokalebene (Pos. 5) auf die die gestreuten Elektronen projiziert werden.

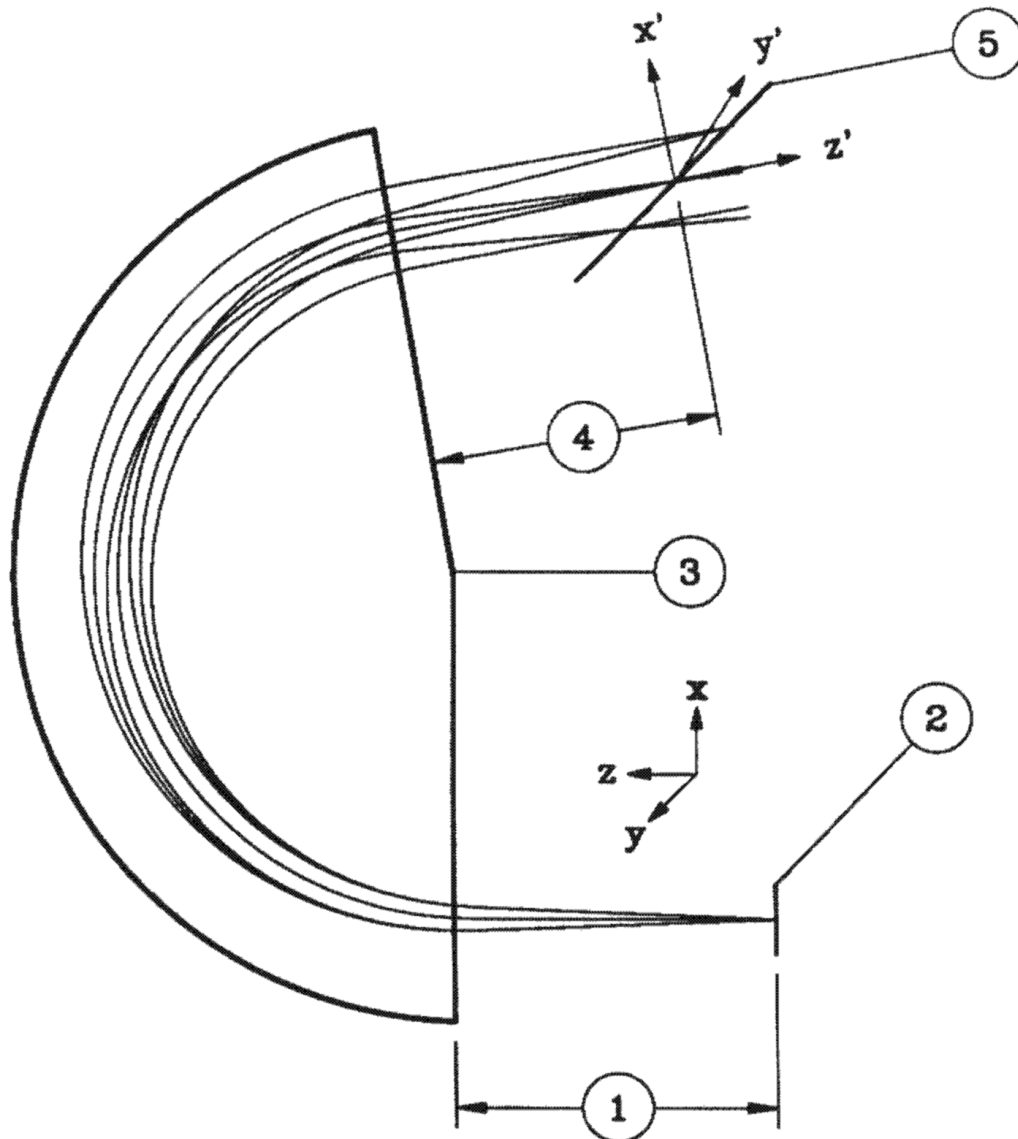


Abb. 2.4 : Konventioneller Modus. ① Gegenstandsweite, ② Target, ③ Dipolmagnet, ④ Bildweite, ⑤ Fokalebene.

Gleichzeitig bedeutet dies aber auch, daß die effektive Auflösung der Messung linear von der Strahlqualität bzw. der Impulsunschärfe des Strahls abhängt. Zum Erreichen einer Energieauflösung von z.B. 30 keV werden in der Regel energiedefinierende Schlitze eingesetzt, die den Strahlstrom und damit die Meßrate u.U. erheblich herabsetzen. Im Falle des S-DALINAC erreicht man hier nur noch Strahlströme im Bereich $I_0 \approx 1 \mu\text{A}$. Dies sind nur noch ca. 5% des Strahlstroms, den der S-DALINAC liefern kann. Bei theoretisch maximal möglicher Energie von über 100 MeV wird diese Zahl sogar noch wesentlich kleiner.

2.4 ‚Energy-Loss‘-Betriebsmodus

In diesem Modus wird das Spektrometer in Verbindung mit der Strahlführung als dispersionsfreies Gesamtsystem betrieben. Die Abb. 2.5 zeigt dies anhand einer schematischen Darstellung des Gesamtsystems mit optischem Analogon. Zu sehen sind hier der S-DALINAC (Pos.1), welcher den Elektronenstrahl liefert und Schlitze (Pos. 2), die energiedefinierend wirken. Weiter zu erkennen ist das Target (Pos. 3), an dem die Elektronen gestreut werden und anschließend auf die Fokalebene (Pos. 4) projiziert werden. Diese Projektion findet im 169°-Spektrometer (Pos. 5) statt.

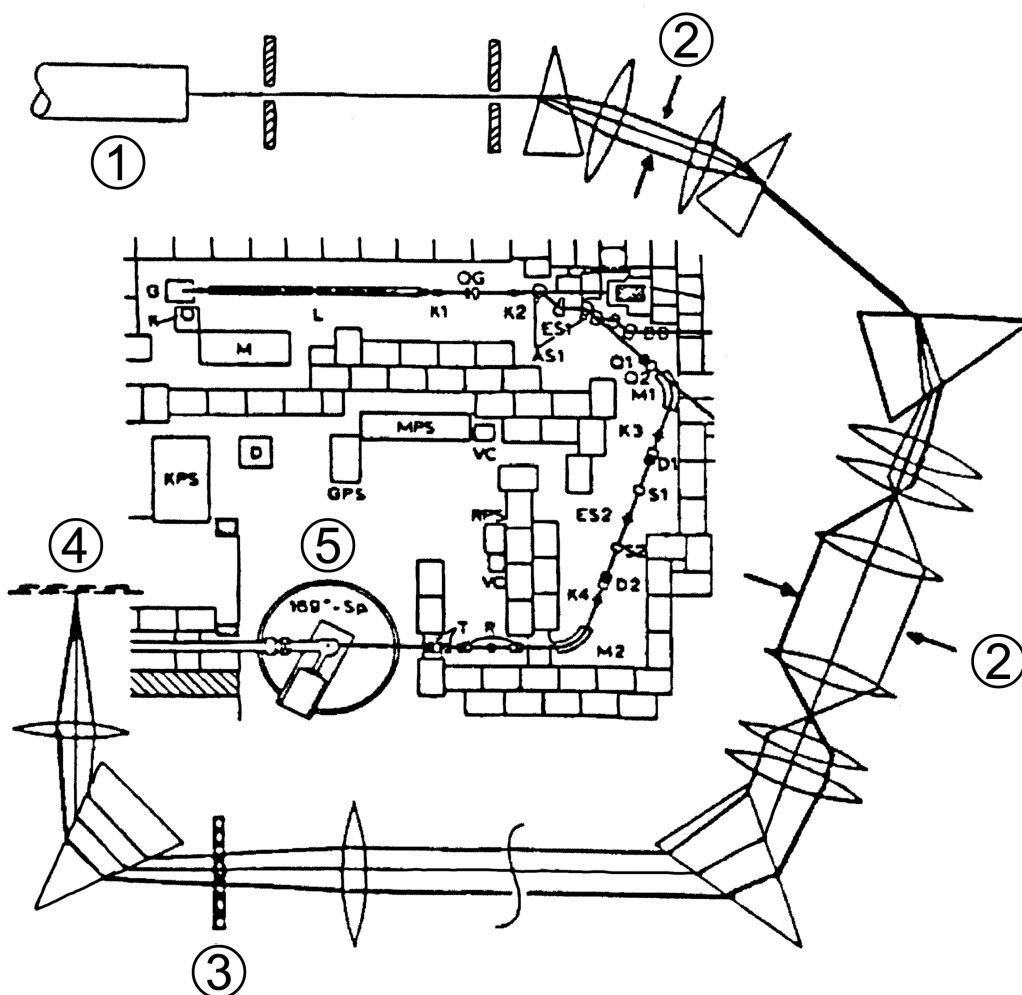


Abb. 2.5 : Energieverlustbetriebsart des 169°-Spektrometers, schematisch, mit optischem Analogon (äußerer Teil des Bildes). ① Strahl vom S-DALINAC, ② Schlitze, ③ Target, ④ Fokalebene, ⑤ Spektrometer.

Das bedeutet, daß der Elektronenstrahl als Punktquelle auf den Detektor abgebildet wird, unabhängig von seiner Impulsunschärfe und Energie. Weiterhin bedeutet dies, daß Elektronen, die im Target einen Energieverlust durch Streuung erleiden, um einen Versatz Δx von obigem Fokus auf dem Detektor abgebildet werden. Dabei bestimmt die Höhe des Energieverlustes ΔE die Größe des Versatzes Δx . So erfahren alle Elektronen, die den selben Energieverlust erleiden denselben Versatz. Abbildung 2.6 stellt dies noch einmal bildlich dar. Zu erkennen sind hier wieder die Gegenstandsweite (Pos. 1), das Target an dem die Elektronen gestreut werden (Pos. 2), den ablenkenden Spektrometernagneten (Pos. 3), die Bildweite (Pos. 4), die Fokalebene (Pos. 5) auf die die gestreuten Elektronen projiziert werden und die Strahlführung (Pos. 6) zum Spektrometer.

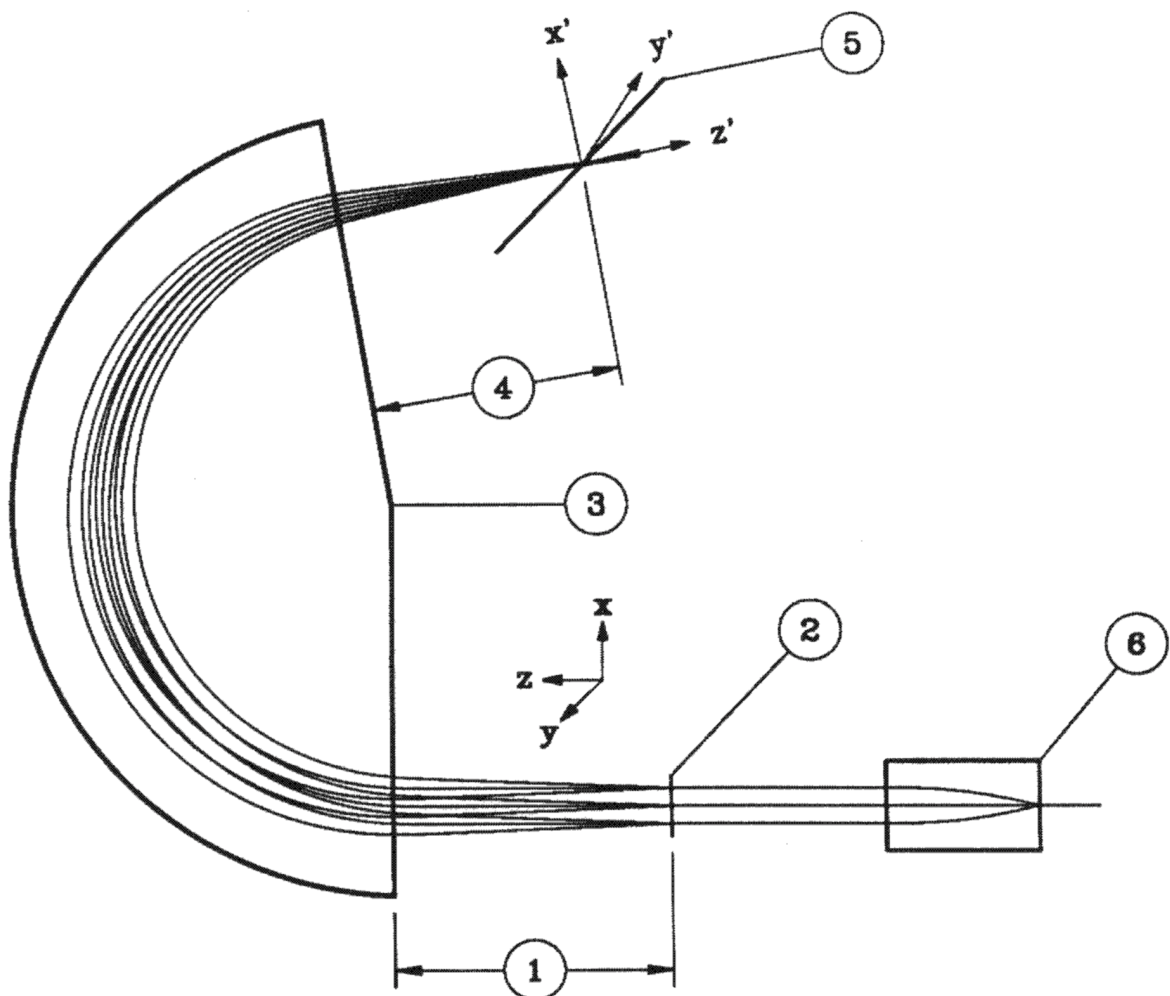


Abb. 2.6 : ‚Energy-Loss‘-Modus. ① Gegenstandsweite, ② Target, ③ Dipolmagnet, ④ Bildweite, ⑤ Fokalebene, ⑥ Strahlführung.

Da bei dieser Methode kein Punkt, sondern eine Linie auf das Target projiziert wird, nennt man diese Methode auch, bezüglich des Targets, Punkt-zu-Parallel Abbildung oder, bezüglich der Fokalebene, Parallel-zu-Punkt Abbildung [25]. Es ergibt sich hier der Nachteil gegenüber dem konventionellen Verfahren, daß man bei steigenden Anregungsenergien bzw. Energieverlusten die Dispersion des Strahls am Targetort nachregeln muß, da sich die Impulse der einlaufenden und gestreuten Elektronen deutlich unterscheiden. Außerdem muß ein hochhomogenes Target verwendet werden [11]. Dies ist in der Regel aber wesentlich einfacher, als bei großem Strom eine geringe Impulsunschärfe des Elektronenstrahls zu erzeugen. So ist es möglich, mit einem maximalen Strahlstrom von bis zu 20 μA bei Elektronenenergien bis 120 MeV mit einer Auflösung von etwa 30 keV zu messen. Diese hohen Strahlströme reduzieren die Meßzeit enorm.

3 Halbleiterdetektor

In diesem Kapitel wird jetzt genauer auf die Funktionsweise eines Halbleiterdetektors im allgemeinen und auf den am 169° -Spektrometer zum Einsatz kommenden Detektor im speziellen eingegangen. Der Mikrostreifendetektor wurde nach eigenen Vorgaben vom Hersteller Micron Semiconductor Limited, England, gefertigt. Alle Tests wurden mit einem Prototypen dieses Detektors durchgeführt. Dieser besitzt im Gegensatz zum endgültig eingesetzten lediglich eine andere mechanische Bauform der Trägerplatine, die vom Hersteller vorgegeben war. Alle anderen technischen Daten wie Streifenbreite, Kristalldicke, Sperrstrom, etc. entsprechen dem Originaldetektor.

Im ersten Unterkapitel werden die theoretischen Grundlagen zur Wechselwirkung von Elektronen mit Materie kurz angesprochen. Im zweiten Unterkapitel wird dann speziell auf die Wechselwirkung der Elektronen mit dem Material eines Halbleiterdetektors und die Funktionsweise eines Detektors eingegangen. Dann wird im dritten Unterkapitel der verwendete Detektor mit Bezug auf das vorige Unterkapitel nochmals genau vorgestellt. Im vierten und vorletzten Unterkapitel wird dann kurz die mechanische Beschaffenheit des verwendeten Detektors aufgezeigt. Im letzten Unterkapitel wird auf die Anforderungen eingegangen werden, die man an den Signalvorverstärker für einen Siliziumdetektor stellt.

3.1 Elektronen in Materie

Die Grundlage für das Funktionieren als Detektor für bewegte Teilchen ist, gleich welche Bauform der Detektor dabei besitzt, daß die Teilchen einen Teil oder sogar ihre gesamte Bewegungsenergie im Detektor deponieren. Damit dies geschieht, müssen die zu beobachtenden Teilchen mit dem Material des Detektors wechselwirken. Teilchen, die nur schwach oder garnicht wechselwirken, können also auch nur schwer oder garnicht detektiert werden. Dieses Problem ist hinreichend bekannt von Experimenten z.B. mit Neutrinos. Um vernünftige Aussagen über den zu erwartenden Energieverlust eines durch den Detektor fliegenden Teilchens machen zu können, muß man sich deshalb zunächst darüber klar werden, welche Wechselwirkungen die zu beobachtenden Teilchen mit dem Detektormaterial erfahren. Beim Durchgang von Elektronen durch Materie dominieren nach [28]

- inelastische Streuung an der Elektronenhülle der Detektormaterialatome,
- Bremsstrahlung.

$$\left(\frac{dE}{dx}\right)_{\text{Gesamt}} = \left(\frac{dE}{dx}\right)_{\text{Kollision}} + \left(\frac{dE}{dx}\right)_{\text{Bremsstrahlung}} \quad (3.1)$$

Zu beachten ist allerdings, daß nur der Energieverlust durch Kollisionen Ladung im Detektormaterial erzeugt, der Bremsstrahlungsverlust hingegen nicht. Verluste durch Bremsstrahlung tragen nicht zum später meßbaren Energieverlust bei.

Die Betrachtung des Energieverlustes durch Streuprozesse führte über die klassische Herleitung von Bohr auf die korrekte quantenmechanische Berechnung von Bethe und Bloch, die sog. Bethe-Bloch-Formel für den Energieverlust eines Elektrons durch Streuprozesse beim Durchqueren von Materie [28,29].

$$-\frac{dE}{dx} = 2\pi N_A r_e^2 m_e c^2 \rho \frac{Z}{A} \frac{1}{\beta^2} \left[\ln \frac{\tau^2 (\tau + 2)}{2(I/m_e c^2)^2} + F(\tau) - \delta - 2 \frac{C}{Z} \right] \quad (3.2)$$

mit

$$F(\tau) = 1 - \beta^2 + \frac{\frac{\tau^2}{8} - (2r + 1) \ln 2}{(\tau + 1)^2} \quad (3.3)$$

Die Bedeutung der Variablen von Gl. (3.2) und (3.3) zeigt Tab. 3.1.

Tab. 3.1 : Variablen der Gln. (3.2) und (3.3).

r_e :	Klassischer Elektronenradius $2.817 \cdot 10^{-13}$ cm
m_e :	Elektronenruhemasse
N_A :	Avogadrozahl $6.022 \cdot 10^{23}$ mol ⁻¹
I :	Hauptanregungspotential absorbierenden Materials
Z :	Ladungszahl des absorbierenden Materials
A :	Massenzahl des absorbierenden Materials
ρ :	Dichte des absorbierenden Materials
τ :	Kinetische Energie des einfliegenden Elektrons in Einheiten von $m_e c^2$
β :	Geschwindigkeit des durchfliegenden Elektrons in Einheiten von c
δ :	Dichtekorrekturfaktor
C :	Hüllenkorrekturfaktor

Die Kurven für den Energieverlust des Elektrons durch Bremsstrahlung und durch Kollision sowie deren Summe als Kurve der Elektronenenergie zeigt Abb. 3.1.

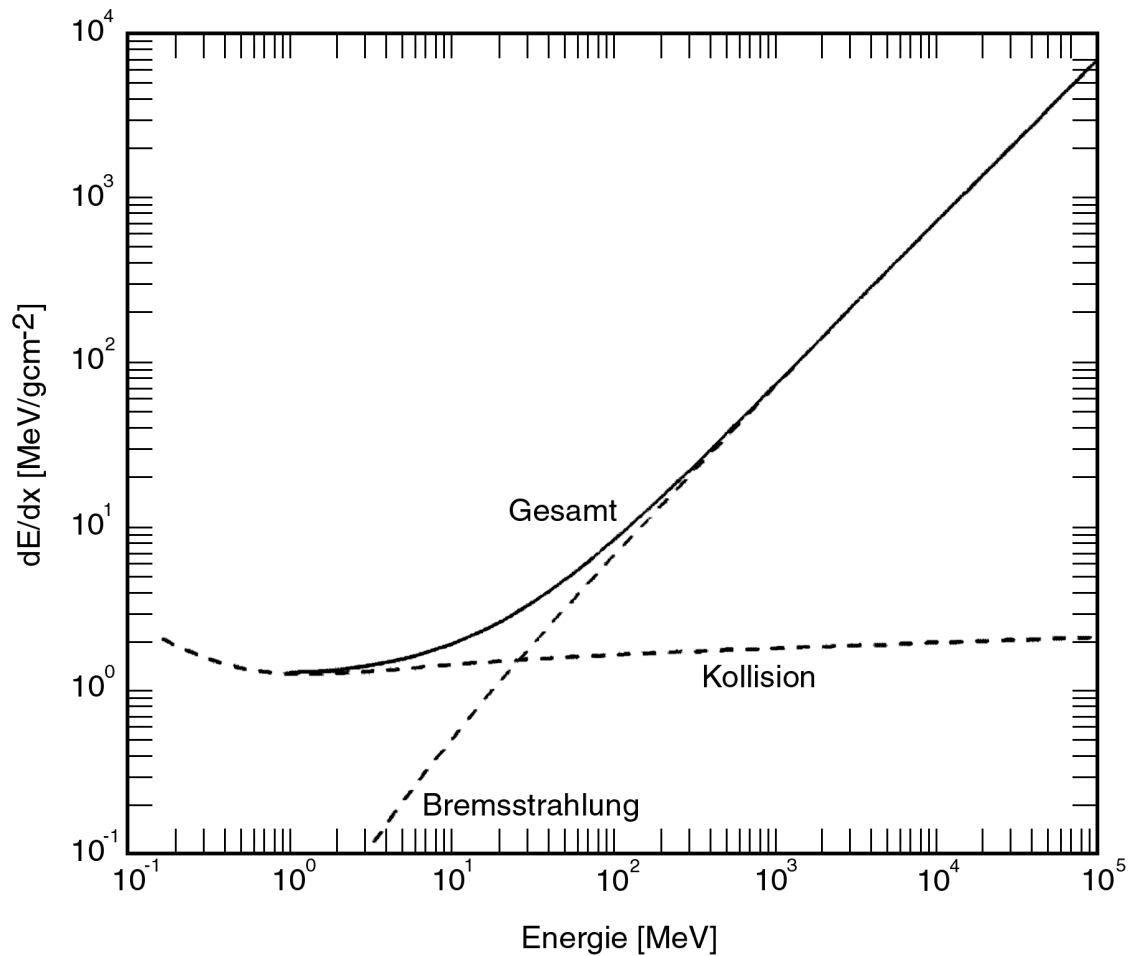


Abb. 3.1 : Energieverlust eines Elektrons durch Kollision und Bremsstrahlung in Abhängigkeit von der kinetischen Energie, aus [28].

Deutlich zu sehen ist ein ausgeprägtes Minimum des Gesamtenergieverlustes bei ca. 1 MeV Elektronenenergie. Der mittlere Energieverlust beträgt hier nach [30] ca. $1.25 \text{ MeV/gcm}^{-2} = 291 \text{ eV}/\mu\text{m}$ für Silizium ($\rho_{\text{Si}} = 2.33 \text{ g/cm}^3$). Elektronen dieser Energie werden minimalionisierend oder ‚minimum ionizing‘ genannt. Der Energieverlust durch Kollision unterscheidet sich aber für nahezu das gesamte Energieintervall nicht viel vom minimalen Gesamtenergieverlust. So liefern auch Elektronen höherer kinetischer Energie für die Messung in der Regel nur Beiträge in der Größenordnung von minimalionisierenden Elektronen.

3.2 Funktionsweise

Prinzipiell funktioniert ein Halbleiterdetektor wie z.B. eine Ionisationskammer auch. Nur wird hier als zu ionisierendes Material nicht Gas, sondern ein Halbleiter eingesetzt. Ein ionisierendes Teilchen fliegt durch das Material und erzeugt eine Ladung, die dann abgesaugt und gemessen wird. In einem Halbleitermaterial werden allerdings Elektron-Loch-Paare erzeugt und keine Elektron-Ionen-Paare wie in einem Gas [30]. Ein Loch ist dabei ein unbesetzter Elektronenplatz im Valenzband des Halbleiters, während sich das Elektron im zuvor wenig oder idealerweise unbesetzten Leitungsband befindet [31].

Der Abstand des Leitungsbandes vom Valenzband ist beim Halbleiter sehr gering, viel geringer als bei einem Isolator (z.B. 1.11 eV für Silizium bei 300 K). Beim Isolator ist der Abstand zwischen Valenz- und Leitungsband mindestens 5 eV groß. Das führt dazu, daß der Halbleiter bei Zimmertemperatur durch thermische Anregung so viele Elektronen im Leitungsband besitzt, daß er Strom leiten kann. Die Ladungsträgerdichte beträgt hier nach [31]

$$n_i = p_i = 2 \cdot \left(\frac{k_B T}{2\pi\hbar^2} \right)^{3/2} (m_e m_l)^{3/4} e^{-E_L / 2k_B T}, \quad (3.4)$$

wobei die Bedeutung der Variablen in Tab. 3.2 erklärt ist.

Tab. 3.2 : Variablen der Gl. (3.4).

n_i :	Dichte der Elektronen
p_i :	Dichte der Löcher
k_B :	Boltzmannkonstante
T :	Materialtemperatur
\hbar :	Plancksches Wirkungsquantum
m_e :	Effektive Elektronenmasse
m_l :	Effektive Lochmasse
E_L :	Bandlücke des Materials

Sie liegt bei ca. $4.6 \cdot 10^9 \text{ e/cm}^3$ für reines Silizium bei 300 K. Für reines Germanium liegt die Zahl der freien Ladungsträger bei 300 K sogar bei $1.7 \cdot 10^{13} \text{ e/cm}^3$ [31]. Die Anzahl von Löchern und Elektronen ist wegen der Neutralität des Materials gleich. Die Anzahl der thermischen Elektron-Loch-Paare im reinen Silizium z.B. bewegt sich damit, wie später zu sehen sein wird, um mehrere Größenordnungen über dem, was man als Signal für ein minimal-

ionisierendes Elektron erwartet [28]. Das Signal-Rauschverhältnis ist also sehr schlecht. Es verschlechtert sich sogar noch für dotiertes Material, da hier die Ladungsträgerkonzentration bei 300 K noch um vieles höher liegt [30]. Eine Möglichkeit, dieses Verhältnis zu verbessern, ist z.B. die Kühlung des Detektors [32]. Das wird bei Germaniumdetektoren auch angewandt. Bei Siliziumdetektoren wird in Regel für den Nachweis geladener Teilchen aber ein anderer Weg beschritten.

Man geht hier von p- und n-dotiertem Silizium aus. Man erhöht also durch gezielte Zugabe von Verunreinigungen in den Siliziumkristall die Konzentration der Elektronen respektive der Löcher. Dies geschieht mit Materialien, die entweder ein Valenzelektron mehr als Silizium besitzen, sog. Donatoren, oder eines weniger, sog. Akzeptoren. Die Neutralität des Materials bleibt dabei erhalten, da die Atome des verunreinigenden Materials ja selbst neutral sind. Bringt man nun einen n- und einen p-dotierten Kristall zusammen, so bildet sich an der Kontaktstelle ein sog. pn-Übergang. Man nennt diesen Übergang auch Sperrschicht, intrinsische Zone oder Raumladungszone [33]. Abbildung 3.2 zeigt einen solchen Übergang im Schema (Pos. 1) und die sich an der Sperrschicht einstellenden Werte für Dotierungskonzentration, Raumladung, Ladungsträgerdichte, elektrisches Feld und elektrisches Potential (Pos. 2-6).

Elektronisch gesehen handelt es sich hierbei um eine Diode, wengleich der Detektor nicht als solche eingesetzt wird. An dieser Sperrschicht diffundieren die überschüssigen Elektronen aus dem n-dotierten Material in das p-dotierte und rekombinieren dort mit den überschüssigen Löchern dieses Materials. Umgekehrt passiert das gleiche mit den Löchern aus dem p-dotierten Material. Da beide Kristalle vorher neutral waren, bildet sich nun eine Ladung an beiden Seiten des pn-Übergangs aus: auf der Seite des n-dotierten Kristalls eine positive und auf der Seite des p-dotierten eine negative. Diese Ladung und das damit verbundene elektrische Feld sorgen nun dafür, daß sich ein Gleichgewicht am Übergang einstellt. Es diffundieren dann keine Elektronen mehr in den p-Kristall und keine Löcher mehr in den n-Kristall. Gleichzeitig stellt sich an der Sperrschicht aber auch eine Verarmung bzw. ein völliges Verschwinden von beweglichen Ladungsträgern sowie eine sog. Sperrspannung ein, die in der Größenordnung von wenigen hundert Millivolt liegt. Die Sperrschicht ist also nichtleitend. Und das war auch genau das, was man erreichen wollte (siehe oben) [30]. Das Signal-Rausch-Verhältnis verbessert sich drastisch. Dies sind ideale Voraussetzungen für den Betrieb als Detektor für ionisierende Teilchen. Dies gilt allerdings nur für die Sperrschicht, und diese ist mit 3-30 μm sehr dünn [33].

Es kann also nur die Sperrschicht als Detektor für Elektronen eingesetzt werden, da hier einerseits das Signal-Rauschverhältnis sehr gut ist und andererseits Ladungsträger, die nicht in der Sperrschicht erzeugt werden, sofort durch Rekombination mit anderen Elektronen bzw. Löchern neutralisiert werden [30]. Ein weiterer Nachteil einer dünnen Sperrschicht ist ihre sehr hohe Kapazität, was sich in zusätzlichem, starkem Rauschen zeigt [28].

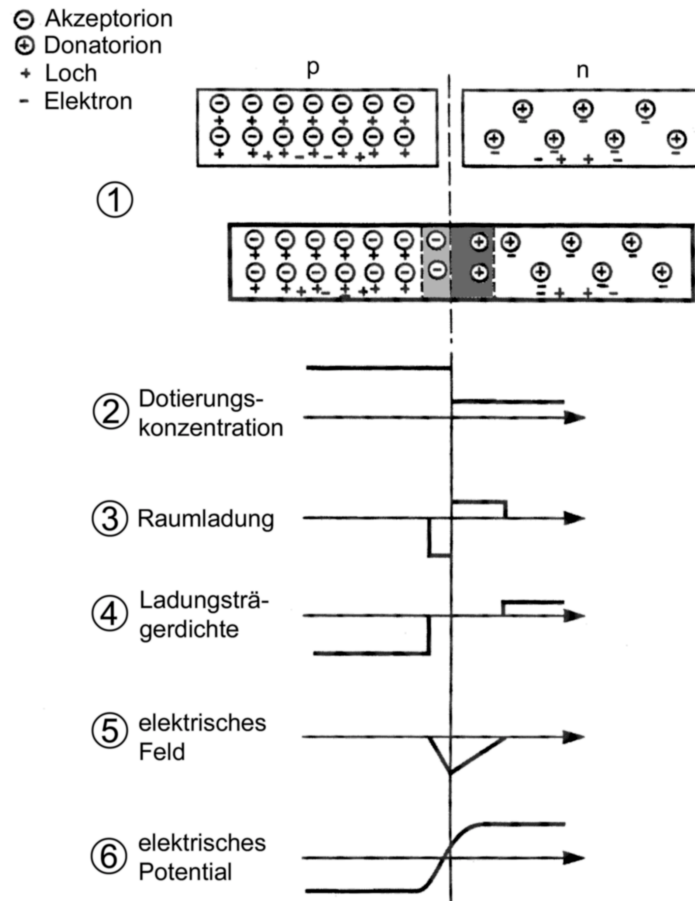


Abb. 3.2 : Schematische Darstellung eines pn-Übergangs. ① Ausbildung der Raumladungszone beim Zusammenbringen von zwei gegensätzlich dotierten Halbleitern, ② Dotierungskonzentration, ③ Raumladungsverteilung (Ladung nur in der Nähe der Sperrschicht), ④ Elektronen- und Lochkonzentration im Halbleiter (keine freien Elektronen oder Löcher in der Sperrschicht), ⑤ Verteilung des elektrischen Feldes (kein Feld außerhalb der Sperrschicht), ⑥ elektrisches Potential.

Ziel ist es also, die Dicke der Sperrschicht zu erhöhen, idealerweise so, daß sie sich über den gesamten zusammengefügt Kristall erstreckt. Dies kann erreicht werden, indem man eine Vorspannung an den Kristall anlegt, die der Polung der Sperrspannung an der Sperrschicht gleichgerichtet ist. Elektronisch handelt es sich bei dieser Konfiguration um eine Diode in Sperrbetrieb [34]. Je höher dabei die Spannung, desto dicker die Sperrschicht. Außerdem sorgt die angelegte Sperrspannung (BIAS) auch für eine effektivere Ladungssammlung bei einem Teilchentreffer. Die Spannung kann jedoch nicht beliebig hoch sein, da die Sperrschicht dann irgendwann zu leiten beginnt und bricht. Der Halbleiter ist dann zerstört. Die Dicke der Sperrschicht in Abhängigkeit der BIAS-Spannung läßt sich nach

$$d = x_n + x_p = \left(\frac{2\epsilon V_0}{e} \cdot \frac{(N_A + N_D)}{N_A N_D} \right)^{1/2} \quad (3.5)$$

berechnen [28]. Die Bedeutung der Variablen zeigt Tab. 3.3.

Tab. 3.3: Variablen der Gl. (3.5).

x_n :	Ausdehnung der Sperrschicht in der n-dotierten Kristallseite
x_p :	Ausdehnung der Sperrschicht in der p-dotierten Kristallseite
ε :	Dielektrizitätskonstante
V_0 :	BIAS-Spannung
e :	Ladung eines Elektrons
N_A :	Akzeptorkonzentration im p-dotierten Kristall
N_D :	Donorkonzentration im n-dotierten Kristall

3.3 Eigenschaften

Ein großer Vorteil von Halbleiterdetektoren ist ihre sehr gute Energieauflösung. Um ein Elektron-Loch-Paar zu bilden, ist z.B. bei Silizium bei Zimmertemperatur (300 K) im Mittel nur ein Energieübertrag von 3.62 eV nötig. Die Bandlücke von Silizium ist zwar nur 1.11 eV groß, doch gehen mehr als 2/3 des Energieübertrags an die Anregung von Gitterschwingungen verloren. Das ist im Vergleich zu ca. 30 eV, um ein Gasatom zu ionisieren, oder sogar ca. 300 eV, um in einer an einen Plastiksintillator gekoppelten Photokathode ein Elektron zu lösen, sehr wenig. Wie in den vorigen Kapiteln schon zu sehen war, ist der Energieverlust eines Teilchens, das den Detektor durchquert, wegen der hohen Dichte eines Festkörpers wie z.B. Silizium, sehr hoch. Der vorher bestimmte Energieverlust von 291 eV/ μm in Silizium für minimalionisierende Teilchen stellt den wahrscheinlichsten Wert des Energieverlusts dar, der durch eine Landau-Verteilung beschrieben wird [30,35]. Der Mittelwert beträgt hingegen 390 eV/ μm . Für eine genügend empfindliche Elektronik ist es somit möglich, eine Effizienz von ~100% sicherzustellen. Durch den großen Energieverlust haben außerdem Sekundärelektronen eine sehr geringe Reichweite. Geisterlinien bei der Messung durch Aufstreuung im Detektor selbst werden so minimiert.

Silizium als Festkörper mit hoher Dichte im Verhältnis zu Gasen hat allerdings auch Nachteile. Die durchfliegenden Teilchen können im Kristallgitter Störstellen erzeugen, die, wenn sie sich im Laufe der Zeit häufen, den Detektor zerstören. Die Haltbarkeit ist dadurch eingeschränkt [28]. Die Strahlungshärte von Halbleiterdetektoren hat sich jedoch in den letzten Jahren wesentlich verbessert. Für die hier vorgestellte Anwendung kann daher angenommen werden, daß die verwendeten Detektoren haltbarer sind als z.B. Violdrahtdriftkammern.

Weiterhin gibt es bei Halbleiterdetektoren keine Ladungsmultiplikation durch Lawineneffekte wie z.B. bei Gasetektoren. Das erfordert eine aufwendige und sehr empfindliche sowie rausch- arme Verstärkerelektronik.

Für den hier eingesetzten Detektor wird durch eine BIAS-Spannung von ca. 80 V eine Sperrschicht ausgebildet, die über beinahe die gesamte Dicke des Kristalls von ca. 500 μm reicht. Das bedeutet für ein durchquerendes Teilchen einen Energieverlust von 195 keV, was wiederum ca. 54000 Elektron-Loch Paaren entspricht. Das wiederum sind ca. $8.65 \cdot 10^{-15} \text{ C} = 8.65 \text{ fC}$ Ladung. Wie man im nächsten Unterkapitel sehen wird, ist die Anzahl der Elektron-Loch-Paare, mit der kalkuliert werden muß, nur etwa halb so groß wie dieser Wert. Weiterhin bedeutet das nach [28] eine Kapazität der Sperrschicht von ca. 45 pF. Dies ist wichtig für die Dimensionierung einiger elektronischer Komponenten zur Auslese des Signals.

Eine spezielle Kühlung wird nicht benötigt, jedoch sollte der Detektor für ein optimales und konstantes Signal-Rauschverhältnis auf einer konstanten Temperatur um 300 K gehalten werden.

3.4 Bauweise

3.4.1 Allgemeines

In einem Magnetspektrometer wird durch den Dipolmagneten die Energie- bzw. Impulsinformation in eine Ortsinformation umgewandelt. Für eine Messung mit hoher Energieauflösung wird daher ein ortsempfindlicher Nachweis der gestreuten Teilchen benötigt. Die hohe intrinsische Energieauflösung des Halbleiterdetektors ist deshalb nur von untergeordnetem Interesse. Man nutzt hier zunächst nur aus, daß mit verhältnismäßig wenig Material eine hohe Ladungsträgerkonzentration erzeugt werden kann. Für den Ortsnachweis ordnet man sehr viele gleichartige pn-Übergänge streifenförmig nebeneinander an. Abbildung 3.3 zeigt dies als Schema. Der hier verwendete Detektor besitzt 96 Streifen mit einer jeweiligen Breite von 650 μm und einer Länge von 20 mm. Man nennt diese Streifen wegen ihrer geringen Breite auch Mikrostreifen. In der Praxis wird ein Detektor natürlich nicht tatsächlich aus vielen einzelnen dieser Mikrostreifen zusammengesetzt. Vielmehr wird er aus einem Kristall geformt, und die Streifen werden durch spezielle Herstellungsverfahren aufgeprägt [30]. Jeder einzelne Streifen ist dann als Detektor zu sehen. Die Elektronik muß bei jedem Ereignis alle Streifen auf vorhandene Ladung überprüfen. Eine vorhandene Ladung zeigt dabei einen Teilchentreffer an. Die Nummer des getroffenen Streifens gibt dann die Position und damit die Energie bzw. den Impuls des Ereignisses an. Dies stellt nun die eigentliche Anforderung an den Detektor dar. Ein Teilchen kann, wenn es den Detektor nicht exakt senkrecht durchquert, zwei oder sogar noch mehr Mikrostreifen treffen. Dies reduziert die typische Anzahl an Elektron-Loch-Paaren im Mittel auf die Hälfte. Also etwa

27000 pro Ereignis und Streifen. Das entspricht einer Ladung von ca. $4.33 \cdot 10^{-15} \text{ C} = 4.33 \text{ fC}$. Trotz der geringen Ladungsmenge ist das, wie später gezeigt wird, für die heutige Elektronik kein allzu großes Problem.

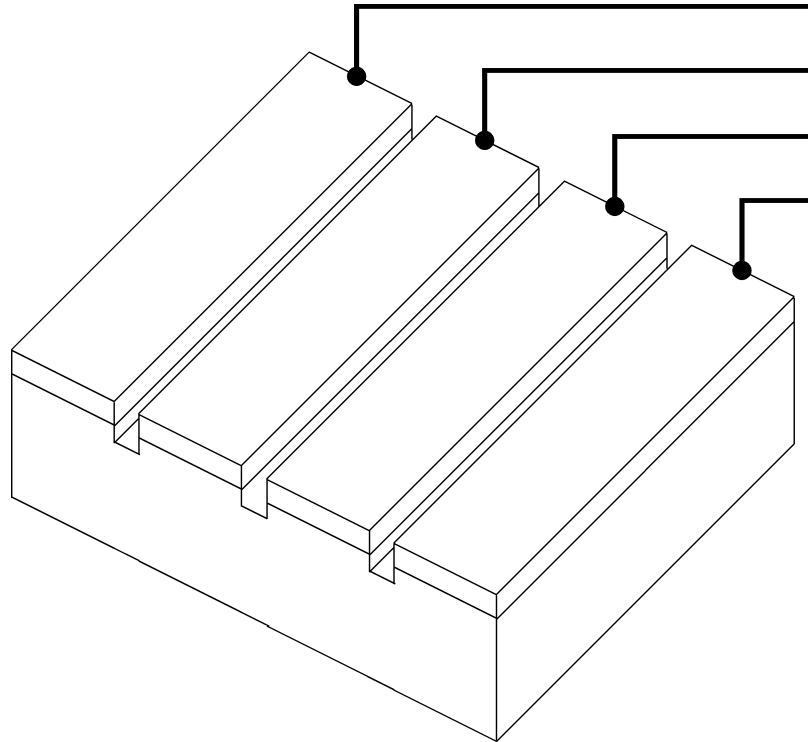


Abb. 3.3 : Schematischer Aufbau eines Mikrostreifendetektors.

3.4.2 Bauform für das 169°-Spektrometer

Abbildung 3.4 zeigt zunächst nochmals den genauen internen Aufbau des Detektorkristalls. Zu sehen ist hier der n-dotierte Kristall der zur Kontaktierung unten mit Aluminium beschichtet ist. In den Kristall sind die p-dotierten Streifen eingebracht. Sie sind ebenfalls mit Aluminium beschichtet. Zwischen diesen Streifenkontaktierungen befindet sich eine Siliziumdioxid-Barriere zur Isolation.

Aus einer Anzahl von 96 Streifen á 650 μm resultiert eine aktive Detektorbreite von 62.4 mm = 6.24 cm. Verwendet werden deshalb vier nebeneinander angeordnete Detektoren. Damit ist die gesamte Länge der Fokalebene (ca. 24 cm) abgedeckt. Allerdings lassen sich die einzelnen Siliziumdetektoren nicht beliebig dicht nebeneinander anordnen. Das hat mehrere Gründe. Zum einen befindet sich um die 96 Streifen auf dem Kristall noch ein sog. Guard-Ring, an den sich eine Spannung anlegen läßt, mit der man das elektrische Feld an den Kristallkanten in eine definierte Form bringen kann. Das kann nochmals das Rauschen verringern, besonders bei den äußeren Streifen. Er wird hier jedoch voraussichtlich nicht gebraucht. Außerdem lassen sich die

Kristalle nur auf einem Keramikträger in der sog. Hybridtechnik [33] direkt nebeneinander montieren. Dies ist für das Detektorsystem des 169°-Spektrometers wegen der schlechten Wartbarkeit und auch wegen der damit verbundenen hohen Kosten nicht in Frage gekommen. So wurde beschlossen, jeden einzelnen der vier Kristalle als eigenständiges Modul fertigen zu lassen, welches leicht handhabbar und auch anschließbar ist, und diese Module dann nebeneinander anzuordnen. Der Siliziumdetektor ist dabei zur Kontaktierung und zur mechanischen Stabilisierung auf einer Epoxid-Trägerplatte mit Steckverbindern montiert. Das gesamte Modul besitzt dann eine Breite von 69.25 mm (genaue Daten und Zeichnungen finden sich in Anhang A). Abbildung 3.5 zeigt ein solches Modul im Original, Abb. 3.6 das Modul im Schema. Abbildung 3.7 zeigt zum Vergleich das Modul des Detektor-Prototypen, mit dem alle elektrischen Tests im Labor durchgeführt wurden. Wie man sieht, besitzt er eine andere Bauform, mit der kein Aneinanderreihen mehrerer Module möglich ist. Für den endgültigen Aufbau ergibt sich eine Gesamtdetektorbreite von 27.7 cm. Damit läßt sich die gesamte Fokalebene abdecken. Allerdings besitzt der Detektor wegen den Abständen der vier Module untereinander an den Verbindungsstellen ‚blinde‘ Bereiche von ca. 6 mm. Es muß also später beim Messen das Magnetfeld des Spektrometers geändert werden, um ein kontinuierliches Spektrum aufnehmen zu können.

Zusätzlich soll die schon erwähnte Elektronik, die Vorverstärkung und Analog-Digital-Wandlung enthält, direkt an die Module gekoppelt werden. Sie ist dabei so konstruiert, daß auch sie in Module aufgeteilt ist. Es kommen hierbei auf jedes Detektormodul zwei Verstärker- und Wandlungsmodule. Jedes dieser Elektronikmodule bedient die Hälfte aller Mikrostreifen eines Detektors, also jeweils 48. Abbildung 3.8 zeigt schematisch den fertigen Aufbau des gesamten Detektors.

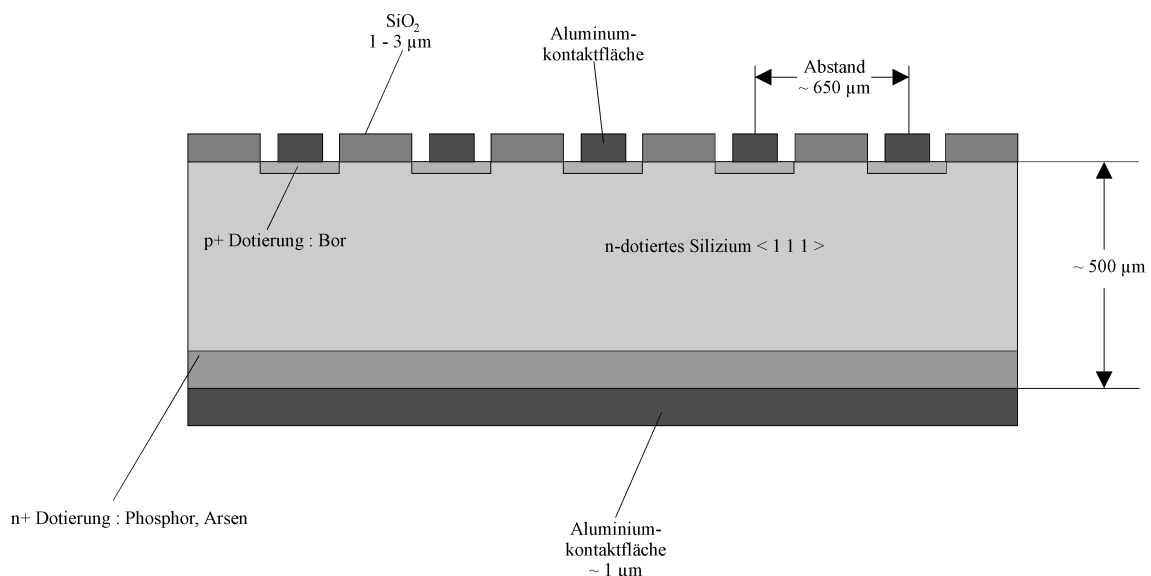


Abb. 3.4 : Schema des eingesetzten Halbleiterdetektors. Sehr hohe Dotierungen sind mit + gekennzeichnet. Man benutzt diese hochdotierten Schichten unter anderem, um besseren ohmschen Kontakt zu den Aluminiumschichten herzustellen.

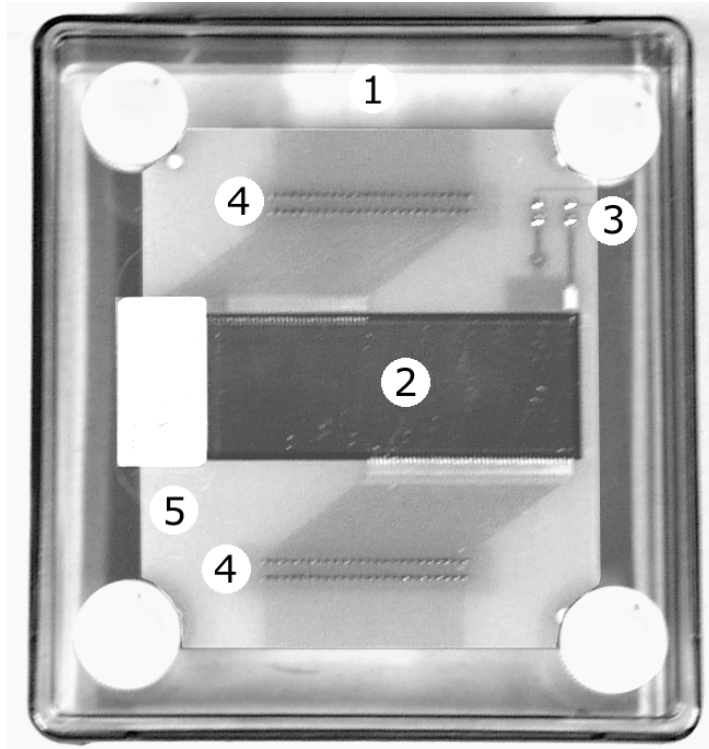


Abb. 3.5 : Halbleiterdetektormodul für das 169°-Spektrometer. ① Staubdichte Verpackung, ② Siliziumkristall (65.25x22.90mm), ③ Anschlüsse für BIAS und Guard-Ring, ④ Mikrostreifenanschlüsse, ⑤ Epoxid-Trägerplatine.

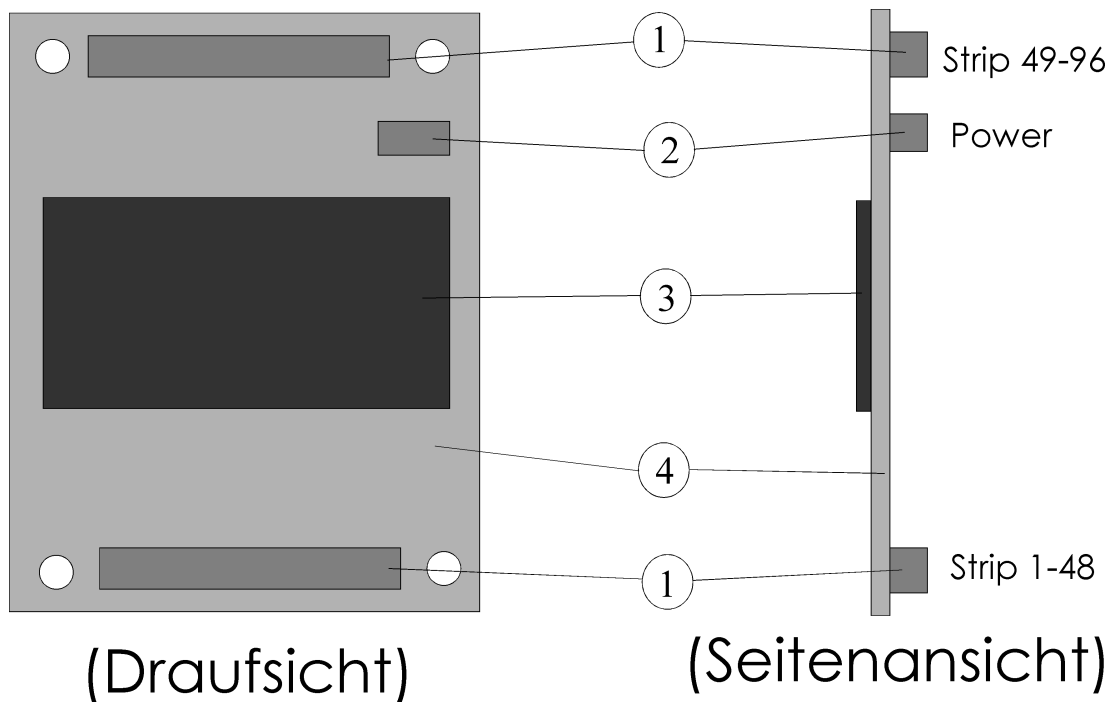


Abb. 3.6 : Schema eines Halbleiterdetektormoduls. ① Mikrostreifenanschlüsse, ② BIAS- und Guard-Ring-Anschlüsse, ③ Siliziumkristall, ④ Epoxid-Trägerplatine.

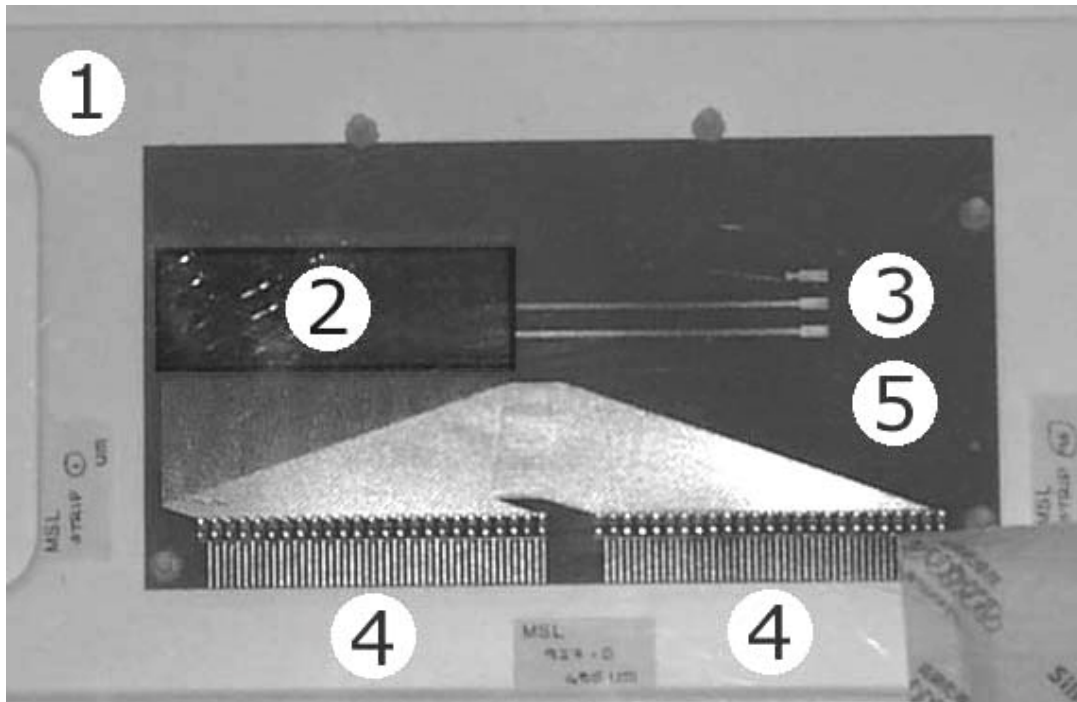


Abb. 3.7 : Halbleiterdetektormodul-Prototyp. ① Staubdichte Verpackung, ② Siliziumkristall (65.25x22.90mm), ③ Anschlüsse für BIAS und Guard-Ring, ④ Mikrostreifenanschlüsse, ⑤ Epoxid-Trägerplatine.

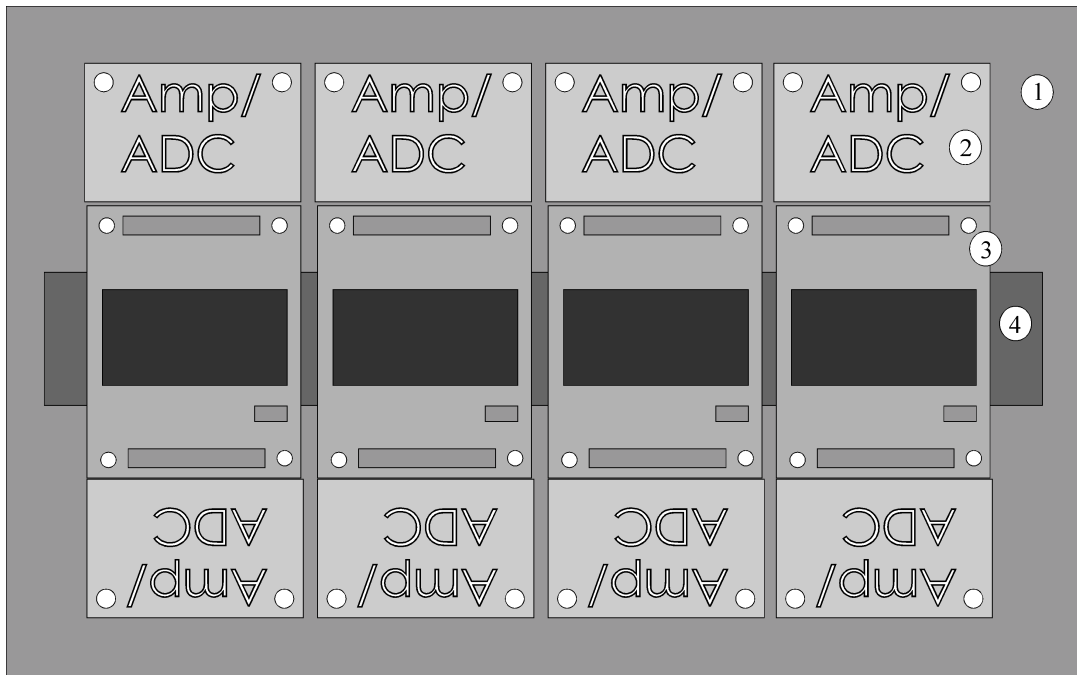


Abb. 3.8 : Schema des gesamten Detektors. ① Trägerplatte der Vakuumkammer, ② Vorverstärker- und Wandlungselektronik, ③ Detektormodul, ④ Triggerdetektoren.

3.5 Vorverstärker

Wie schon mehrfach erwähnt stellt ein Halbleiterdetektor an den mit ihm verwendeten Signalvorverstärker hohe Anforderungen. Ein besonders wichtiges Merkmal ist ein geringes Rauschen. Für die Zwecke am 169° -Spektrometer wird ein Verstärker benötigt, dessen Eigenrauschen im Bereich nur weniger tausend Elektronen liegt. Mit konventioneller Elektronik, d.h. mit diskreten Aufbauten kann dies kaum erreicht werden. Deshalb war schnell klar, daß ein integrierter Verstärker einzusetzen ist. Hierbei gibt es bereits eine Auswahl an solchen integrierten ladungssensitiven Verstärkern. Viele dieser Verstärker sind zum einen jedoch sehr teuer und werden meist ohne Gehäuse geliefert, d.h. nur der Chip. Sie sind für oben angesprochene Hybridlösung, bei denen der Verstärker direkt mit dem Detektor auf einen Keramikträger geklebt und dort mit dem Detektor kontaktiert (gebondet) wird, vorgesehen. Diese Möglichkeit kam aus oben schon genannten Gründen nicht in Frage, und so fiel die Wahl auf den am CERN für einen Ring-Imaging Cerenkov-Detektor entwickelten GASSIPLEX-Verstärker. Dieser Verstärker kann nämlich, je nach Kundenwunsch, auch in einem normal verarbeit- und lötbaren Plastikgehäuse, einem sog. QFP-Gehäuse (quad flat pack) geliefert werden.

Da die hier eingesetzte Version 1.5 in $0.7\ \mu\text{m}$ -Technologie gefertigt wird, ist seine Verlustwärme auch dementsprechend gering, ein weiterer wichtiger Punkt für das hier vorgestellte Konzept. Dieser IC bietet Vorverstärker mit nachgeschalteten Sample & Hold Stufen, die die Ladung während des Auslesevorgangs festhalten [36], für 16 Kanäle bzw. Mikrostreifen, 16 Nachverstärker mit Filter und Shaper, die die Pulsform des Signals anpassen [28], ein Schieberegister zum sequentiellen Auslesen der 16 Kanäle sowie eine Logik, die das Reihenschalten beliebig vieler GASSIPLEX-ICs erlaubt, und einen Ausleseverstärker. Die Logik zum Serialisieren beliebig vieler GASSIPLEX-ICs erlaubt es hierbei, die ICs so zu verbinden, daß sie nach außen wie ein einziger Chip mit entsprechend mehr Kanälen anzusteuern sind. Es werden also im Falle des verwendeten Detektoraufbaus für die 48 pro Verstärker-Modul zu bedienenden Streifen jeweils drei GASSIPLEX-Chips, insgesamt für alle 8 Module 24, benötigt. Der IC ist sowohl für den Einsatz mit Halbleiterdetektoren (in diesem Modus werden die internen Filter abgeschaltet) als auch mit Vieldrahtdriftkammern entwickelt, und auch seine anderen technischen Daten, wie Verstärkung, maximale Taktrate, Eingangskapazität, etc. entsprechen den Anforderungen an den Aufbau: Tabelle 3.4 listet noch einmal wichtige Daten auf. Mehr Informationen über den Verstärker finden sich in Anhang B. Weiterhin von Vorteil war seine große Verbreitung und damit die Möglichkeit des Erfahrungs- und Wissensaustausches mit anderen Nutzern. So wird der IC z.B. an der GSI und an der TU München eingesetzt.

Die Art der elektrischen Kopplung des Detektors an den Verstärker stellte sich während der Entwicklung als besonders wichtig heraus. Die Mikrostreifen müssen über Kondensatoren an den

Verstärker angeschlossen werden. Der Grund hierfür ist ein im pn-Übergang ständig fließender, wenn auch minimaler Sperrstrom, der zu Rauschen führt [32]. Dieser ist stark abhängig von der Temperatur des Detektors, so daß eine stabile Betriebstemperatur erforderlich ist. Außerdem liegt eine BIAS-Spannung am Detektor an. Die Gleichstromkomponenten des Signals werden durch den Kondensator nicht an den Verstärker weitergegeben. Er wirkt hier wie ein Hochpaßfilter. Auch die Dimensionierung des Kondensators ist von entscheidender Wichtigkeit. Zum einen steigt, wie man in Tab. 3.4 sieht, das Rauschen des Verstärkers mit Anwachsen der Eingangskapazität respektive mit der Größe dieses Kondensators. Aus dieser Sicht wird man den Kondensator also sehr klein dimensionieren. Andererseits hat der auf der anderen Seite des Kondensators angeschlossene Mikrostreifen selbst eine Kapazität, wie man vorher schon gesehen hat. Diese Kapazität bildet in Verbindung mit dem Kondensator einen kapazitiven Spannungsteiler, der das Signal-Rauschverhältnis nach unten begrenzt. Um hier gute Werte zu erreichen, wird man den Kondensator also so groß wie möglich auslegen. Es muß hier also ein Kompromiß gefunden werden. Der liegt in diesem Fall im Bereich 100 pF – 1 nF. Den endgültigen Wert mit den besten Ergebnissen kann aber nur der Test zeigen. Man spricht bei dieser Anschlußart auch von einer AC-Kopplung.

Die BIAS-Spannung selbst wird über einen Vorwiderstand an die Mikrostreifen angelegt, um hier einen Spannungsteiler zu erhalten und das eigentliche Signal nicht zu unterdrücken. Abbildung 3.9 zeigt noch einmal schematisch den Anschluß des Detektors an den Verstärker. Die BIAS-Spannung liefert ein externes NIM-Schaltnetzteil.

Tab. 3.4 : Technische Daten für den eingesetzten GASSIPLEX-Verstärker.

Rauschen	630 e ⁻ bei 0 pF Eingangskapazität
Rauschsteigung	16 e ⁻ /pF
Dynamikbereich	-75 fC, 0, 150 fC (x2 bei Halbleiterbetrieb)
Wandlungsverstärkung	12.3 mV/fC
Stromverbrauch	6 mW/Kanal
Maximale analoge Auslesefrequenz	10 MHz
Negative Flankensteilheit	<0.5% nach 3 µs
Positive Flankensteilheit	400 ns bis 650 ns
Betriebsspannungen	-3.5 V, 0 V, +3.5 V

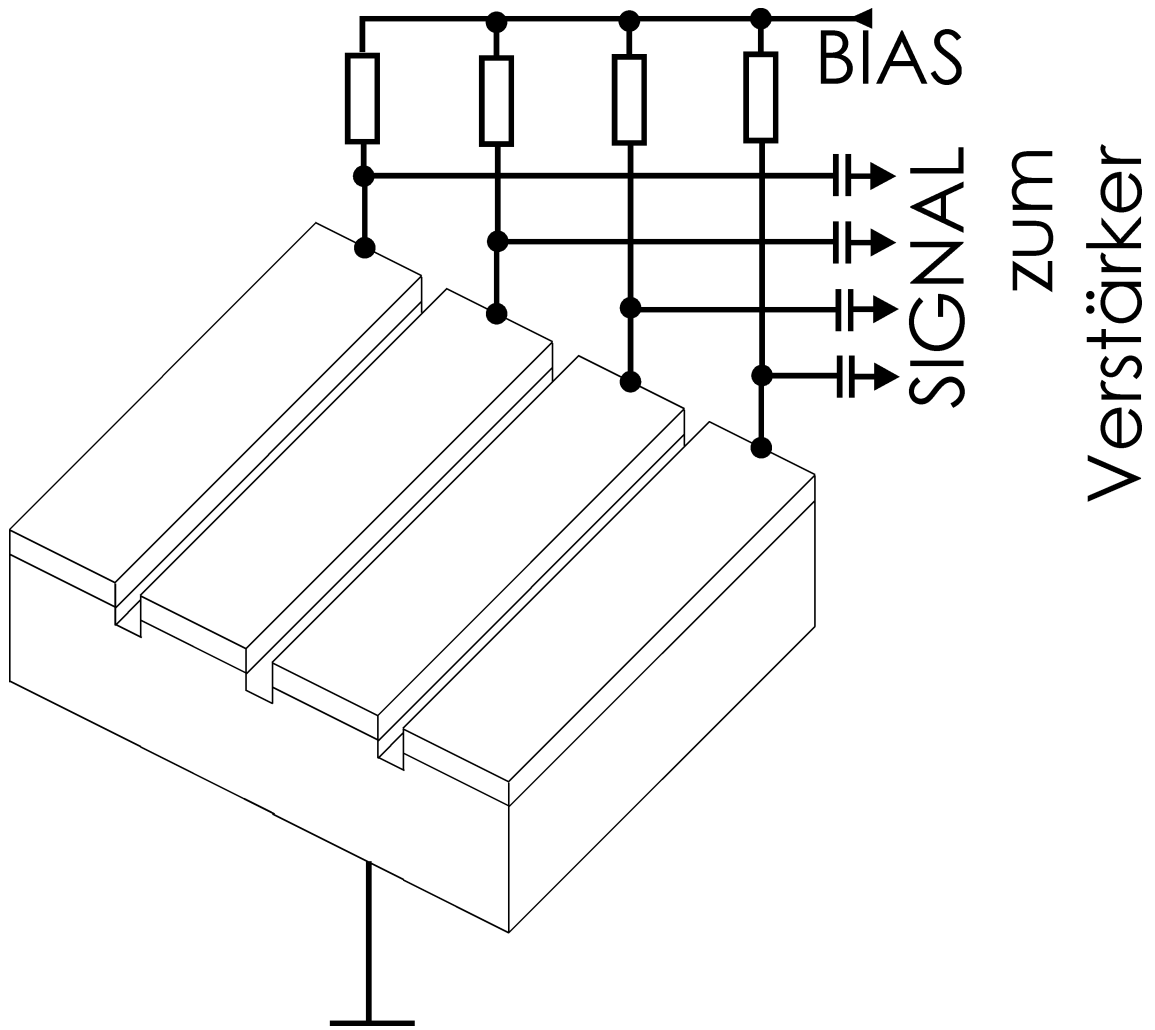


Abb. 3.9 : Anschluß des Halbleiterdetektors an BIAS und Verstärker.

4 Ausleseelektronik

In den nun folgenden Unterkapiteln wird der Schwerpunkt dieser Arbeit behandelt, die entwickelte Ausleseelektronik für den eingesetzten Halbleiterdetektor. Dabei wird im ersten Abschnitt auf die Funktionsweise der Elektronik eingegangen, im zweiten Unterkapitel dann auf die Verstärkerelektronik, die direkt am Detektor im Vakuum angebracht ist. Anschließend wird im dritten Unterkapitel über die für diese und die gesamte andere Elektronik entwickelte Spannungsversorgung berichtet. In den folgenden Unterkapiteln wird in jedem dieser ein anderes Modul der Ausleseelektronik genau beschrieben. Ein Bild des gesamten funktionstüchtigen Aufbaus zeigt Abb. 4.1. Bis auf eine Interfacekarte im verwendeten PC und die Verstärkerelektronik, die sich ja später unmittelbar am Detektor im Vakuum befindet, wurde die komplette Elektronik in einem 19"-Rack untergebracht. Die einzelnen Module sind innerhalb des Racks durch einen Bus verbunden (Rack-Bus). Seine Leitungsbelegung ist in Anhang C aufgezeigt. Abbildung 4.2 zeigt das mit allen Modulen bestückte Rack. Genaue Schaltpläne und Ätzmasken für die Platinen sowie andere Daten finden sich in Anhang C und D, Informationen über die Steuersoftware zur Ausleseelektronik in Anhang E.

Ziel bei all diesen Entwicklungen war es, eine schnelle Ausleseelektronik für den eingesetzten Mikrostreifendetektor zu entwickeln. Sie sollte außerdem sehr flexibel sein und leicht zu erweitern sowie gut auf neue Anforderungen umzustellen sein. So soll in Zukunft evtl. ein Digital-Signal-Prozessor für die Datenaufbereitung eingesetzt werden. Und nicht zuletzt sollte der finanzielle Aufwand möglichst gering gehalten werden. Alle diese Anforderungen führten zu einem System, das in der existierenden Form bereits für den Meßeinsatz tauglich ist.

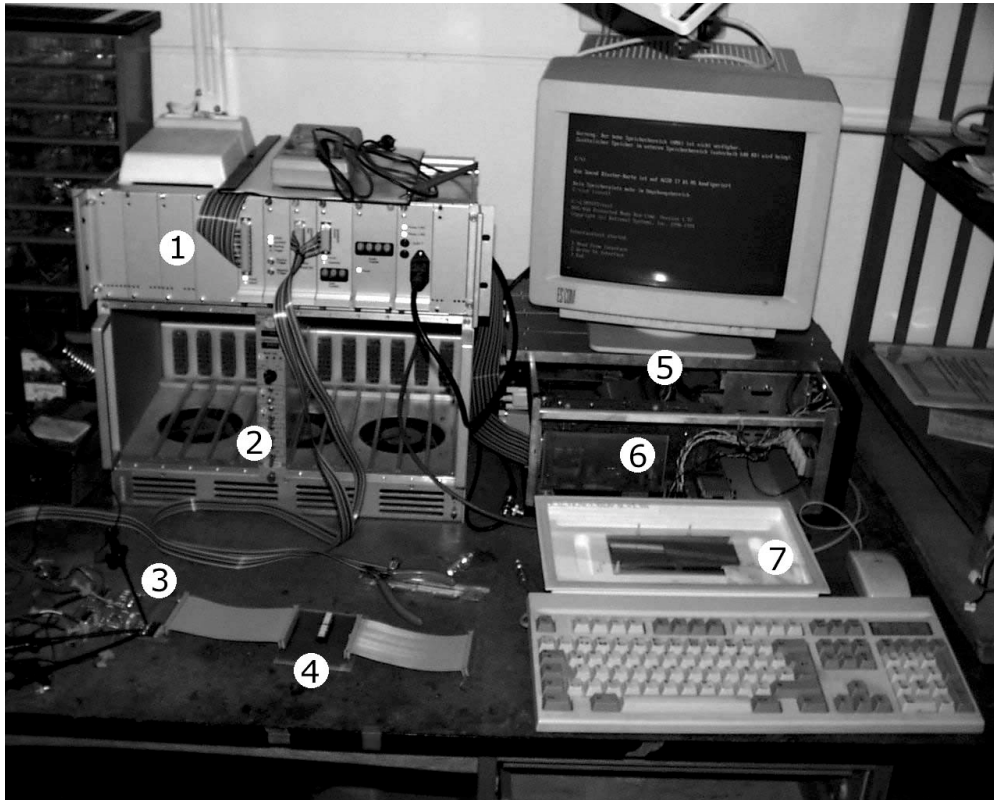


Abb. 4.1 : Gesamtaufbau der Ausleselektronik. ① Steuerelektronik in 19"-Rack, ② NIM-BIAS-Netzteil, ③ Verstärker- und AD-Wandlungselektronik, ④ BIAS-Vorwiderstandsnetzwerk, ⑤ Meß-PC, ⑥ PC-Businterface, ⑦ Halbleiterdetektor.

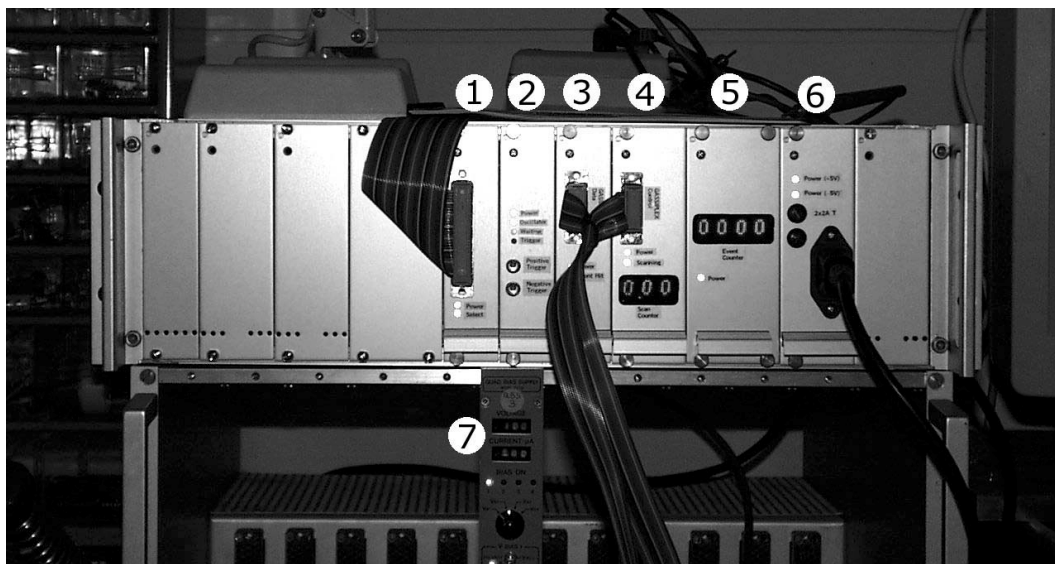


Abb. 4.2 : Gesamte Steuerelektronik im 19"-Rack. ① PC-Rack-Businterface, ② Trigger- und Clockgenerator, ③ One-Shot-Memory, ④ GASSIPLEX-Controller, ⑤ Hit-Counter, ⑥ Spannungsversorgung, ⑦ NIM-BIAS-Netzteil.

4.1 Funktionsweise

Bei der Entwicklung der Ausleseelektronik für den Halbleiterdetektor standen, wie schon gesagt, drei Punkte an vorderster Stelle. Zum einen sollte sie preisgünstig sein. Es zeigte sich schnell, daß bei einer Eigenentwicklung dies kein Problem sein würde, und so liegen die Anschaffungskosten auch etwa ein bis zwei Größenordnungen unter denen auf dem Markt erhältlicher Geräte, und zwar bei gleicher Leistungsfähigkeit. Der zweite Punkt war die hohe Flexibilität und Erweiterbarkeit. Auch dieses Ziel wurde, dank der modularen Bauweise der Elektronik, erreicht. Als dritter und wichtigster Punkt ist die Auslesegeschwindigkeit zu nennen. Angestrebt waren 100 kHz. Es zeigte sich jedoch schnell, daß diese Taktraten einige Probleme mit sich bringen. So sind zum sequentiellen Auslesen von 384 Mikrostreifen, die der gesamte Detektoraufbau besitzt, bei einer Ereignisrate von 100 kHz insgesamt 38.4 MHz Auslesetakt erforderlich. Bei 100 kHz Ereignisrate hätte das System dann 100% Totzeit von jeweils 10 μ s. Diese Taktrate wird zwar heute von handelsüblichen Elektronikbauteilen erreicht, jedoch nicht vom verwendeten GASSIPLEX-IC. Die maximale Taktfrequenz eines GASSIPLEX-ICs von 10MHz reduziert die maximale Ereignisrate auf etwa ein viertel, wenn die gesamte Anordnung sequentiell ausgelesen wird. Zusätzlich entsteht bei höheren Taktraten besonders in den GASSIPLEX-ICs ein größere Verlustwärme, die abgeführt werden muß. Deshalb wurde sich für eine Mischauslese entschieden, bei der die drei GASSIPLEX-ICs eines Verstärker- und AD-Wandlungsmoduls in Reihe, jedoch parallel zu den GASSIPLEX-ICs auf allen anderen 7 Modulen ausgelesen werden. Vorausgesetzt man betreibt die GASSIPLEX-Verstärker nun an ihrem Limit von 10 MHz, ließe sich theoretisch eine Ausleserate von $10 \text{ MHz}/48 \text{ Streifen} \approx 210 \text{ kHz}$ erreichen, da ja jedes Modul nur noch 48 Mikrostreifen bedient. Diese Vorgehensweise beim Auslesen erfordert eine wesentlich kompliziertere Elektronik.

Abbildung 4.3 zeigt ein Schema der gesamten Ausleseelektronik. Hieran soll die Funktionsweise der Elektronik erklärt werden.

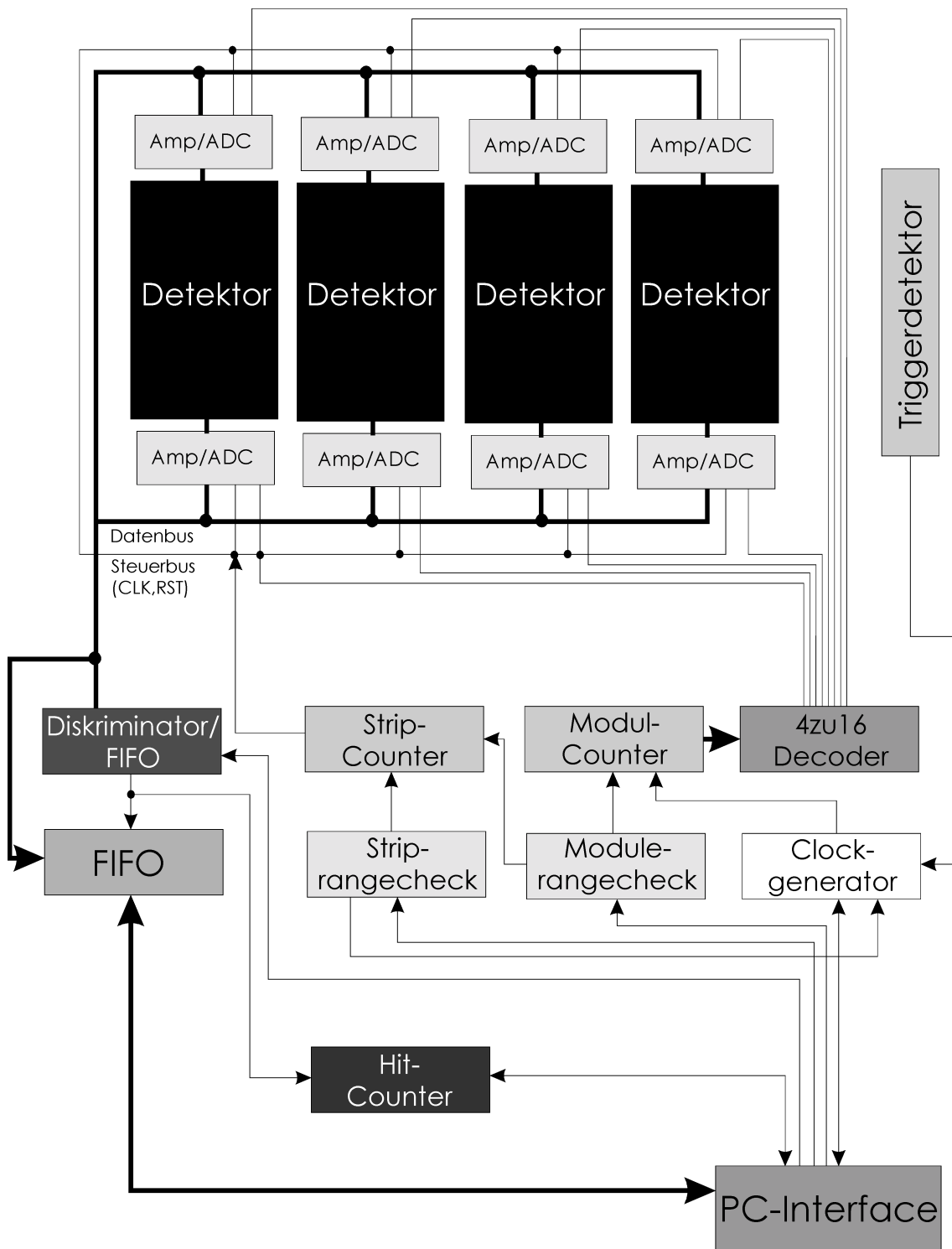


Abb. 4.3 : Schema der kompletten 169°-Spektrometer Ausleseelektronik.

Wie im oberen Teil von Abb. 4.3 zu sehen, wird jedes der vier Detektormodule von zwei Verstärker- und AD-Wandlungsmodulen bedient. Auf jedes Verstärkermodul kommen dabei 48 Streifen, die es auszulesen gilt. Insgesamt besitzt der gesamte Aufbau also 8 dieser Module, auf denen sich jeweils 4 GASSIPLEX-ICs befinden, die in Reihe ausgelesen werden. Der Vorgang des Auslesens läuft nun folgendermaßen ab.

Wird die Elektronik getriggert, sei es von den Triggerdetektoren oder zur Simulation vom Steuer-PC, werden zunächst alle GASSIPLEX-ICs über eine für alle Module gemeinsame Leitung in den Haltemodus gesetzt, d.h. es wird ein ‚Schnappschuß‘ der Signale aller Streifen gemacht, und Signaländerungen an den Streifen haben ab diesem Zeitpunkt keinen Einfluß mehr auf das auszulesende Signal.

Dann werden die Schieberegister aller GASSIPLEX-Verstärker auf allen Modulen über eine gemeinsame Reset-Leitung zurückgesetzt, d.h., daß beim nächsten Ausleseimpuls auf jedem Modul das Signal des jeweils ersten angeschlossenen Streifens auf den Ausgang der GASSIPLEX-ICs gelegt wird. Ebenfalls werden der Hit-Counter, der Strip-Counter sowie der Modul-Counter und alle FIFOs (first-in-first-out memory [36]) auf Null gesetzt, respektive auf die erste Speicherposition.

Als nächstes erhalten alle Verstärker-Module über eine gemeinsame Clock-Leitung den erwähnten Ausleseimpuls. Nun liegen an den GASSIPLEX-Signalausgängen aller Module die Signale des jeweils ersten der pro Modul bedienten 48 Streifen an.

Anschließend folgt ein Konvertierungs-Impuls über eine andere gemeinsame Steuerleitung. Dieser kommt zeitlich etwas später, um den Ausgangsverstärkern der GASSIPLEX-Chips genügend Zeit zu geben sich einzuschwingen. Dieser Impuls veranlaßt die auf den Modulen eingesetzten Analog-Digital-Wandler, das Signal am Signalausgang der GASSIPLEX-ICs bzw. am Ausgang eines nachgeschalteten Verstärkers in einen Digitalwert zu konvertieren.

Jetzt werden die Digitalwerte von allen 8 Modulen nacheinander auf den gemeinsamen Datenbus gelegt. Dies steuert der Modul-Counter. Das ist ein Binärzähler, der von Null bis zu einem gewissen einstellbaren Schwellwert hoch zählt, im Falle dieses Aufbaus acht. Dabei wird jeder Modul-ADC über 8 Steuerleitungen, die der Reihe nach aktiviert werden, auf den Datenbus geschaltet. Der Wert, der jeweils auf dem Datenbus liegt, wird mit einem anderen, ebenfalls einstellbaren Schwellwert am Diskriminator, verglichen. Ist er gleich diesem oder sogar größer, wird ein anderer Impuls generiert. Dieser veranlaßt das FIFO, den aktuellen Stand des Modul-Counters und des Strip-Counters sowie den Wert selbst, der auf dem Datenbus anliegt, zu speichern. Dann wird im FIFO automatisch die nächste Speicherstelle ausgewählt und der Hit-Counter um eins erhöht.

Hat der Modul-Counter den eingestellten Schwellwert erreicht, setzt er sich selbst auf Null zurück und zählt gleichzeitig den Strip-Counter um eine Position weiter.

Nun beginnt der ganze Vorgang von vorne, und es werden so die folgenden Streifen ausgelesen. Dies geschieht so lange, bis der Strip-Counter einen wiederum einstellbaren Schwellwert erreicht hat. Dann wird der Auslesevorgang angehalten und ein Interrupt [37] im Meß-PC erzeugt, um diesem die Möglichkeit zu geben, die gespeicherten Daten zu verarbeiten. Die Elektronik wird nun gegen weiteres Triggern durch die Triggerdetektoren gesperrt. Dies verhindert, daß ein neues Triggersignal und damit ein erneutes Starten des Auslesevorgangs die Daten des letzten Auslesens überschreibt, bevor diese vom Meß-PC verarbeitet wurden.

Der PC fragt zum Auslesen zunächst den Hit-Counter ab und weiß damit, wie viele Daten er auslesen muß. Ein Datensatz (Kap. 4.8) nach dem anderen wird nun aus dem FIFO-Speicher übertragen und kann nun z.B. den dem Streifen entsprechenden Kanal um eins erhöhen. Das ist möglich, da die Streifen- sowie die Modulnummer mitgespeichert wird. Auch ist durch die AD-Wandlung des Signals und die Speicherung des entsprechenden Digitalwertes eine Mittelwertbildung möglich, falls zwei nebeneinander liegende Streifen getroffen wurden. Da die Verarbeitung der Daten im PC geschieht, ist hier eine hohe Flexibilität durch entsprechende Programmierung erreicht.

Nach dem kompletten Auslesen der Daten gibt der PC die Elektronik zur erneuten Triggerrung wieder frei.

Durch dieses Verfahren, bei dem die gemessenen Werte einer Vorselektion über einen Schwellwert respektive einen digitalen Diskriminator unterworfen werden, ist die Datenmenge, die zum PC übertragen werden und von diesem verarbeitet werden muß, sehr gering. Man ist hier also kaum von der Geschwindigkeit des PCs abhängig [38].

4.2 Verstärker- und AD-Wandlungselektronik

Abbildung 4.4 zeigt zur Erklärung der Funktionsweise dieses Moduls als Blockschaltbild. Diese Baugruppe besteht aus den vier in Reihe arbeitenden GASSIPLEX-ICs, einem Nachverstärker und einem AD-Konverter. Dieser Konverter ist im Moment nur 1-Bit breit, soll aber durch einen 8-Bit breiten Flash-ADC ersetzt werden. Wichtig ist hierbei darauf zu achten, daß ein Flash-ADC ohne internes Pipelining zum Einsatz kommt. Nur diese ADCs legen nämlich schon nach dem ersten Wandlungspuls ein Ergebnis an ihre Digitalausgänge [38]. Die Steuerelektronik kann zwar auch mehrere Wandlungstakte pro Wandlungszyklus generieren, jedoch muß dazu die interne Taktfrequenz der Elektronik bis um den Faktor 4 erhöht werden, um die Ausleserate beizubehalten. Einige der verwendeten Bauteile und auch das Layout der Platinen sind aber hierfür nicht vorgesehen, da es sich um Frequenzen im 100 MHz-Bereich handelt. Zum Funktionstest reicht aber die 1-Bit-Wandlung völlig aus.

Bei typischen Signalen von ~ 4 fC erhält man mit dem GASSIPLEX-Chip typische Signalspannungen von ~ 50 mV am Ausgang des ICs. Das ist aber für die meisten ADCs zu wenig. Man arbeitet hier in der Regel mit Signalen, die ungefähr eine Größenordnung über diesem Wert liegen. Aus diesem Grund wurde der Ausgang des GASSIPLEX noch einmal auf einen sehr hochohmigen Operationsverstärker (OP-AMP) [36] geführt, der als nicht-invertierender Verstärker geschaltet ist. Er ist sehr rauscharm, ist wegen der Hochohmigkeit in CMOS-Technologie gefertigt [33] und zeigt kurze Signalanstiegszeiten, was wichtig für das schnelle Einschwingen seines Ausgangs auf den korrekten Signalpegel ist. Dieser OP-AMP läßt sich mittels Trimpotentiometern auf eine Verstärkung zwischen 1 und 10 stufenlos einstellen. Da der Offset dieses OP-AMPs von Werk aus auf ein Optimum eingestellt ist, wurde in der Schaltung auf einen entsprechenden Schaltungsteil zur Offsetkorrektur verzichtet. Lediglich optionale Kondensatoren zur Dämpfung wurden vorgesehen [39]. Weiterhin hat der Einsatz des OP-AMPs den Vorteil, daß der Ausgang des GASSIPLEX durch die Hochohmigkeit des OP-AMP-Einganges nur minimal belastet ist.

Diesem OP-AMP ist noch ein zweiter nachgeschaltet. Er wird als hochohmiger Inverter betrieben [40], kehrt also nur das Vorzeichen der angelegten Spannung um, ohne diese weiter zu verstärken. Er ist nicht zwingend notwendig aber der Flexibilität wegen vorhanden, und man ist jetzt in der Wahl des verwendeten ADCs freier, da es hier Typen gibt, die zwar alle anderen Anforderungen erfüllen, aber statt eines positiven ein negatives Eingangssignal erwarten. Auch hier wurden optionale Dämpfungskondensatoren vorgesehen.

Zusätzlich befinden sich auf dem Modul noch zwei Spannungslängsregler, die aus den Versorgungsspannungen von -5 V und $+5$ V die benötigten Betriebsspannungen für den GASSIPLEX-Chip aufbereiten, sie betragen -3.5 V und $+3.5$ V.

Schließlich besitzt das Modul noch mehrere Signalpegel-Konverter. Diese sind nötig, da der GASSIPLEX-Chip mit ± 3.5 V arbeitet [41]. Als Steuersignalpegel werden hierbei an einigen Eingängen Spannungen zwischen 0 V bzw. Ground und $+3.5$ V, an anderen wiederum Spannungen zwischen -3.5 V und $+3.5$ V benötigt. Der Rest der Elektronik arbeitet jedoch mit TTL-Signalpegeln, die zwischen 0 V und $+5$ V liegen [42]. Hier ist also eine Konvertierung nötig. Dazu werden elektronische Logikbausteine der sog. 74HC-Reihe [43,44] eingesetzt. Diese Typen haben den Vorteil, daß sie, wie auch die Typen der sog. 4000 CMOS-Serie [45-47], mit Versorgungsspannungen im Bereich 3 V - 15 V arbeiten können [43-45]. Dazu werden die Signale Reset, Clock und Track & Hold für den GASSIPLEX zunächst mittels drei invertierender Schmitt-Trigger [34,36] des Typs 74HC14 [43], die mit einer Betriebsspannung von $+5$ V laufen, auf einen Pegel zwischen 0 V und $+5$ V gebracht. Zusätzlich verbessern sie die Flankensteilheit der Signale. Dann wird, mittels eines Spannungsteilers aus Z-Diode [33] und Widerstand gegen -3.5 V, dieser Pegel auf den Bereich -3.5 V und $+0.7$ V gesenkt. Weitere drei invertierende Schmitt-Trigger desselben Typs, die aber jetzt mit -3.5 V und $+3.5$ V

respektive 7 V Versorgungsspannung betrieben werden, wandeln diese Pegel in einen Bereich von -3.5 V bis $+3.5\text{ V}$. Entweder über Spannungsteiler auf den Bereich -3.5 V bis 0 V gebracht oder direkt, abhängig vom Eingang, werden diese Signale dann auf den GASSIPLEX gegeben.

Auch die Kondensatoren für die AC-Kopplung des Detektors sind auf der Platine vorhanden. Zusätzlich sind noch Dioden auf die Detektoreingänge des GASSIPLEX-Chips geschaltet. Sie werden in Sperrichtung betrieben und können mittels einer Steckbrücke (Jumper) entweder auf die positive oder auf die negative Versorgungsspannung des ICs gelegt werden. Sie sollen die Eingänge vor Überspannungen schützen.

Alle integrierten Schaltkreise sind außerdem mit sog. Blockerkondensatoren versehen, um Störspitzen bei den Schaltvorgängen auf den Versorgungsspannungsleitungen zu vermeiden.

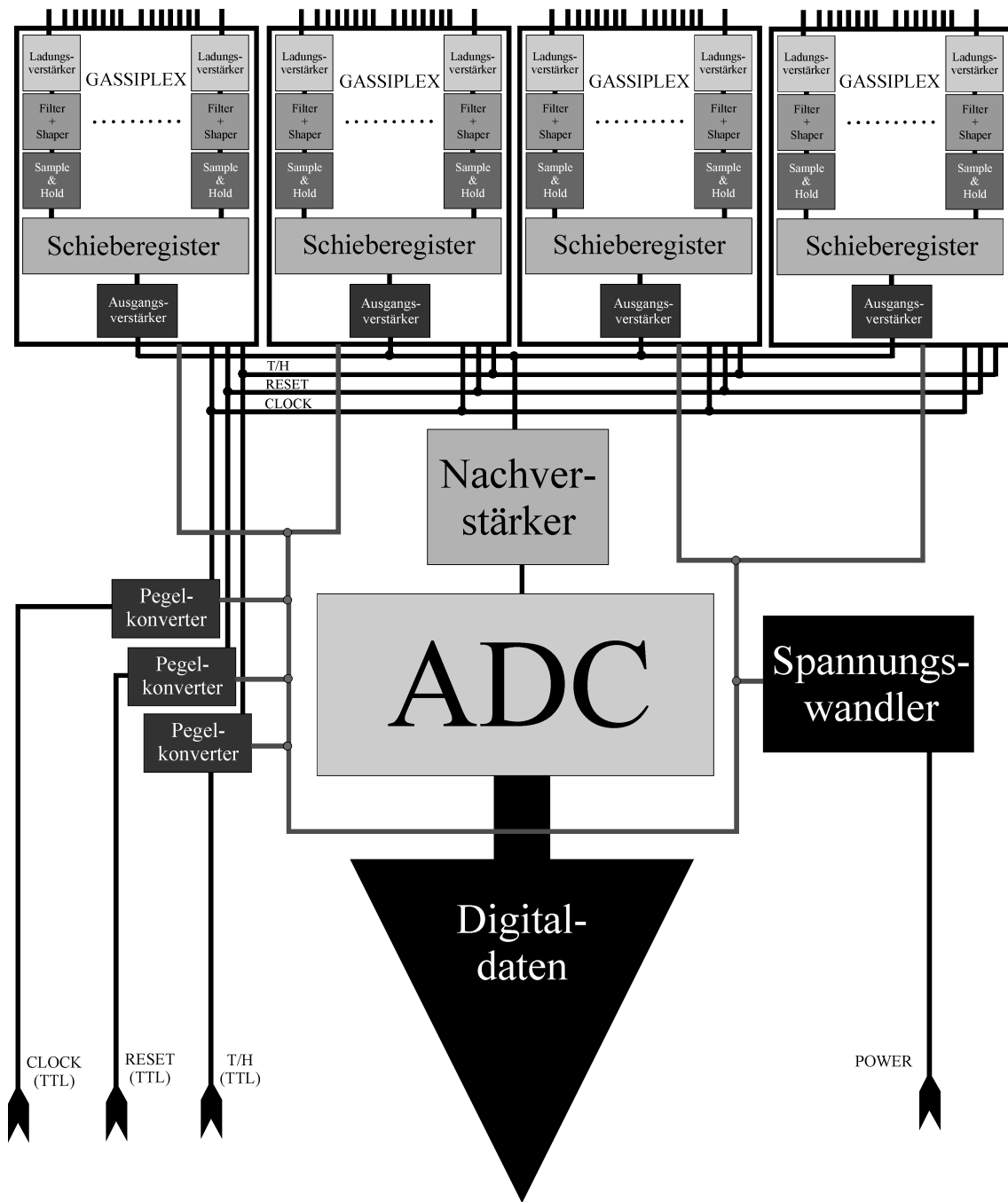


Abb. 4.4 : Blockschaltbild des Verstärker- und AD-Wandlungsmoduls.

4.3 Spannungsversorgung

Abbildung 4.5 zeigt die Spannungsversorgung im Schema um die Funktionsweise deutlich zu machen. Gerade der analoge Teil der Elektronik, besonders die GASSIPLEX-Chips, ist ganz extrem von einer sauberen Versorgungsspannung abhängig. Sauber heißt hier, daß sich keine großen Spannungsschwankungen, keine Spitzen (Peaks) und keine Einbrüche (Drop-Outs) zeigen. Aber auch die Digitalelektronik ist bei den maximal erreichbaren Taktraten stark von einer guten Betriebsspannung abhängig. Hier kann es sonst zu unvorhersehbaren Effekten kommen, wie z.B. Selbsttriggen, spontanes Umschalten von Bits (toggling bits) und ähnliches. Zum Test läßt die Elektronik sich zwar alternativ über das Netzteil des PCs speisen. Dies ist jedoch nicht ratsam, z.B. wegen der enormen Strombelastung des PC-ISA-Busses, die hierbei entsteht. Bei hohen Taktraten erwies sich diese Betriebsart als völlig unbrauchbar. Es wurde also ein eigenes Netzteil benötigt. Ein Schaltnetzteil kam hier wegen der großen Restwelligkeit der Spannungen besonders für die Analogelektronik, nicht in Frage. Es wurde also ein Netzteil mit sog. Linearregelung benötigt. Diese Netzteile bieten zwar bei weitem nicht so einen guten Wirkungsgrad wie Schaltnetzteile, sind aber für den Verwendungszweck die einzige Wahl. Da sich die Spannungsversorgung nicht im Vakuum befindet, stellt die durch den schlechten Wirkungsgrad erhöhte Wärmeentwicklung allerdings kein Problem dar. Konventionelle, linear-regelte Labornetzeile realisieren die benötigten Eigenschaften sehr gut. Jedoch sind die Spannungen an solchen Netzteilen nicht immer leicht auf einen exakten Wert einzustellen, und so wurde eine eigene Spannungsversorgung entwickelt.

Die Spannungsversorgung liefert hier eine symmetrische Spannung von ± 5 V. Die Restwelligkeit beträgt dabei weniger als 1%. Das ist für die Versorgung der Elektronik als mehr als ausreichend.

Prinzipiell handelt es sich bei dem Netzteil um einen Transformator, der die an der Primärwicklung angelegte Netzspannung auf einen Spitzenwert von 12 V heruntertransformiert. Jedoch besitzt der eingesetzte Transformator zwei Sekundärwicklungen, man erhält also zwei mal die Wechselspannung von ca. 12 V. Diese Sekundärwicklungen können in diesem Fall jeweils 1.66 A liefern.

Sie sind deshalb auch mit jeweils einer trägen 2 A-Feinsicherung abgesichert und zum Gleichrichten auf zwei Brückengleichrichter bzw. Graetz-Brücken [36] geleitet. Diese liefern an ihren Ausgängen eine gleichgerichtete, sinusgepulste Spannung.

Diese Spannungen werden auf zwei sehr große Elektrolytkondensatoren gegeben, die die Spannung glätten. Man erhält hier nun nach [48] die Effektivspannung von $12 \text{ V} / \sqrt{2} \approx 8.5 \text{ V}$. Die Kondensatoren sind auch der Grund für die etwas höhere und träge Absicherung der Sekundär-

wicklungen. Sind sie nämlich beim Einschalten des Netzteils noch ungeladen, fließt kurzzeitig ein sehr hoher Ladestrom.

Außerdem werden hier nun Pluspol des einen und Minuspol des anderen Gleichrichters verbunden. Dies bildet nun das Bezugspotential von 0 V. Man hat also nun bezüglich dieses Punktes zwei Spannungen, eine -8.5 V und eine $+8.5\text{ V}$.

Diese Spannungen werden nun auf zwei integrierte Längsfestspannungsregler [36] gegeben, einer, der negative und einer, der positive Spannungen regelt. Die fest eingestellte Ausgangsspannung beträgt hier -5 V bzw. $+5\text{ V}$. Schließlich sind ein- und ausgangsseitig an den Reglern jeweils noch zwei Dämpfungskondensatoren gegen 0 V geschaltet. Dies verhindert das Aufschwingen des Regelkreises und filtert hochfrequente Peaks.

Schließlich machen zwei LEDs, eine für die positive eine für die negative Spannung, das korrekte Funktionieren des Netzteils sichtbar. Die Netzspannung von $\sim 230\text{ V}$ wird über eine sog. Kaltgerätebuchse an der Front des Moduls zugeführt.

Beim Betrieb sollte man dann zwei dieser Netzteile einsetzen, wobei eines den Digitalteil, das andere den Analogteil der Elektronik versorgt, zumal der Strombedarf bei einem kompletten Aufbau nicht von einem Netzteil gedeckt werden kann. Die Schaltvorgänge im Digitalteil selbst könnten die Versorgungsspannung außerdem stark mit Nadelpeaks verschmutzen, die speziell den GASSIPLEX-Chip empfindlich stören könnten. Jedoch wurde dieses Verhalten bei den Test bislang nicht beobachtet.

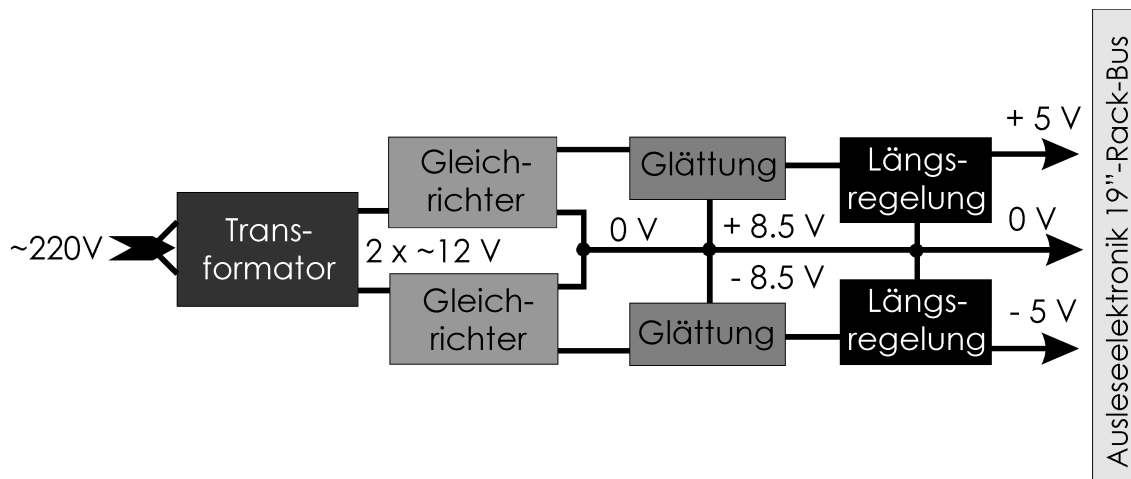


Abb. 4.5 : Blockschaltbild der Spannungsversorgung.

4.4 PC-Businterface

Dieses Modul stellt die Schnittstelle zum verwendeten PC dar. Abbildung 4.6 zeigt das Funktionsschema im Bild. Mittels dieser Karte lassen sich alle Parameter der Ausleseelektronik steuern. Das Interface wurde dabei als ISA-Karte [49] ausgeführt, da eine solche Elektronik

zum einen leicht zu entwickeln ist, zum anderen aber auch vernünftige Datenübertragungsraten liefern kann. Diese liegen im Bereich von 1.5 MBytes/s für 8-Bit-Zugriffe [50]. Diese Datenrate reicht für den Einsatzzweck völlig aus. Die Einsteckkarte ist daher als 8-Bit-Karte ausgeführt, so daß der Mehraufwand für die Entwicklung einer 16-Bit-Karte vermieden werden konnte. Nicht zuletzt ist eine solche Karte leicht zu programmieren und in bestehende Systeme, wie z.B. Windows, zu integrieren [51]. Die Karte wurde auch nicht als PnP-Karte (Plug and Play) [51] ausgeführt.

Die Verbindung zu den übrigen Teilen der Ausleseelektronik wird dabei über ein Flachbandkabel bewerkstelligt, das an die Cannon-Buchse angeschlossen wird. Diese ist hinten an der Karte angebracht.

Beim Aufbau der Karte wurde auf die in diesem Bereich sonst üblichen programmierbaren Logikbausteine wie z.B. PALs oder GALs [36] verzichtet. Statt dessen wurden Standard-TTL Bausteine [43,44] eingesetzt. Somit ist eine äußerst einfache Reparatur der Karte möglich.

Die entwickelte Karte belegt 8 Ein- sowie 8 Ausgabeports, mittels denen die gesamte Kommunikation mit der Ausleseelektronik vonstatten geht. Die Ports belegen im ISA-Adreßbereich 8 direkt hintereinander liegende Adressen, auf die lesend sowie schreibend zugegriffen werden kann. Ein Ausgabe- und ein Eingabeport teilen sich dabei eine gemeinsame Adresse. Die Start- bzw. Basisadresse kann dabei mittels Mikroschalter (DIP-Schalter) auf der Einsteckkarte in 8er Schritten zwischen 0 und 800Hex eingestellt werden. Die Adresse ist dabei auf 16 Bits ausdecodiert, um Probleme mit Spiegelbelegungen und damit mit neueren Zusatzkarten für den PC zu vermeiden [50]. Als Standard sollte die Basisadresse hier auf 300Hex eingestellt werden. Diese und die 32 nachfolgenden Adressen sind im ISA-Adreßbereich für Prototypenkarten freigehalten [49].

Zum Schreiben oder Lesen auf Ports legt der PC nun zuerst die gewünschte Portadresse auf den ISA-Adreßbus. Zusätzlich wird noch signalisiert, ob es sich um einen DMA-Zugriff oder um einen normalen CPU-Zugriff (PIO) handelt. Da die Karte keinen DMA-Modus unterstützt, muß auch dieses Signal berücksichtigt werden. Handelt es sich also um einen CPU-Zugriff, und stimmt die angelegte Adresse mit einer der von der Karte belegten 8 überein, benachrichtigt die Adreßlogik der Karte über ein Signal alle anderen Logikeinheiten der Einsteckkarte von der Adreßübereinstimmung.

Eine weitere Logik entscheidet nun anhand zweier weiterer Signale auf dem ISA-Bus, ob es sich bei dem Zugriff um einen Speicher- oder um einen Port-Zugriff handeln soll. Nur wenn ein Port-Zugriff gewünscht wird, gibt dieser Logikteil die übrige Elektronik frei.

Das bedeutet, daß zunächst ein Treiber-IC aktiviert wird, der an den ISA-Datenbus angeschlossen ist. Damit wird dafür gesorgt, daß einerseits der ISA-Bus stromseitig entlastet wird und andererseits die Datensignale über größere Entfernungen geleitet werden können, hier ein Flachbandkabel. Zusätzlich wird er auf die gewünschte Datenrichtung eingestellt, nämlich Lese- oder

Schreibrichtung. Seine Ein- respektive Ausgänge sind auf die rückseitige Cannon-Buchse geführt, und die Daten stehen so der Ausleseelektronik zur Verfügung.

Außerdem werden die unteren 3 Bits der am ISA-Bus stehenden Adresse auf zwei 3zu8 Decoder [43] geführt, wobei der eine nur bei Schreib-, der andere nur bei Lesezugriffen aktiviert wird. Man erhält also 16 Signale, acht für die Schreibzugriffe, acht für die Lesezugriffe (RDEN0-RDEN7, WREN0-WREN7). Von diesen 16 Signalen wird nun genau eines aktiviert, welches hängt von der Adresse und von der Datenrichtung ab. Diese 16 Signale sind auch auf die rückseitige Cannon-Buchse geführt und können so die Ausleseelektronik steuern.

Weiterhin wird noch ein Monoflop [34] getriggert, wenn ein Port-Lese- oder Schreibzugriff auf die Karte stattfindet. Eine LED am Monoflop zeigt diesen Zugriff an. Das Monoflop ist nötig, um die kurzen Signale zu strecken und dadurch sichtbar machen zu können.

Über zwei Jumper können zusätzlich die Spannungen von +5 V und +12 V auf die Cannon-Buchse gelegt werden. Man kann mit diesen +5 V den Digitalteil der Ausleseelektronik mit Spannung versorgen. Davon ist aber, wie weiter oben schon gesagt, abzusehen. Außerdem darf bei dieser Betriebsart auf keinen Fall das Spannungsversorgungsmodul im 19"-Rack stecken. Die +12 V hingegen sind für beliebige Verwendung an der Buchse vorhanden und werden von der Ausleseelektronik nicht benötigt. Werden sie sonst nicht gebraucht, sollte auch dieser Jumper auf der Karte entfernt werden, um Abstrahlungen und andere Störungen zu vermeiden. Dies gilt speziell auf dem Flachbandkabel, durch das diese 12 V parallel zu anderen wichtigeren Signalen geleitet werden.

Weiterhin sind die Signale für den Reset des PCs sowie zwei Taktsignale über Treiber auf die Buchse geleitet. Die Taktraten sind dabei 14.31818 MHz und der Prozessortakt [49]. Mit dem Reset-Signal läßt sich die Ausleseelektronik später bei einem Reset des PCs oder bei dessen Anschalten ebenfalls in einen definierten Zustand bringen (RESDRV).

Schließlich ist noch eine Signalleitung von der Cannon-Buchse auf einen Treiber geführt, mit der sich eine Unterbrechungsanforderung für den PC, ein sog. Interrupt [37], übertragen läßt. Der Ausgang des Treibers kann hierzu über ein Jumpersteckfeld auf eine beliebige am ISA-Bus vorhandene Interruptleitung gelegt werden. Steht hier ein Signal an, verzweigt das Programm des PCs sofort an eine bestimmte, vorher definierte Programmstelle. Der PC braucht dadurch nicht in einer Programmschleife auf die Ausleseelektronik zu warten, sondern kann sich anderen Aufgaben widmen. Falls erforderlich, z.B. nach einer abgeschlossenen Auslese, erzeugt die Ausleseelektronik ein Interrupt-Signal, und das Programm des PCs kann dann z.B. beginnen, die gelesenen Daten in seinen Speicher zu übertragen.

Alle Signalleitungen sind mit Terminatorwiderständen versehen, um Reflexionen an den Enden des Flachbandkabels zu minimieren und so Störungen zu beseitigen.

Auch hier sind wieder alle ICs mit Blockerkondensatoren versehen.

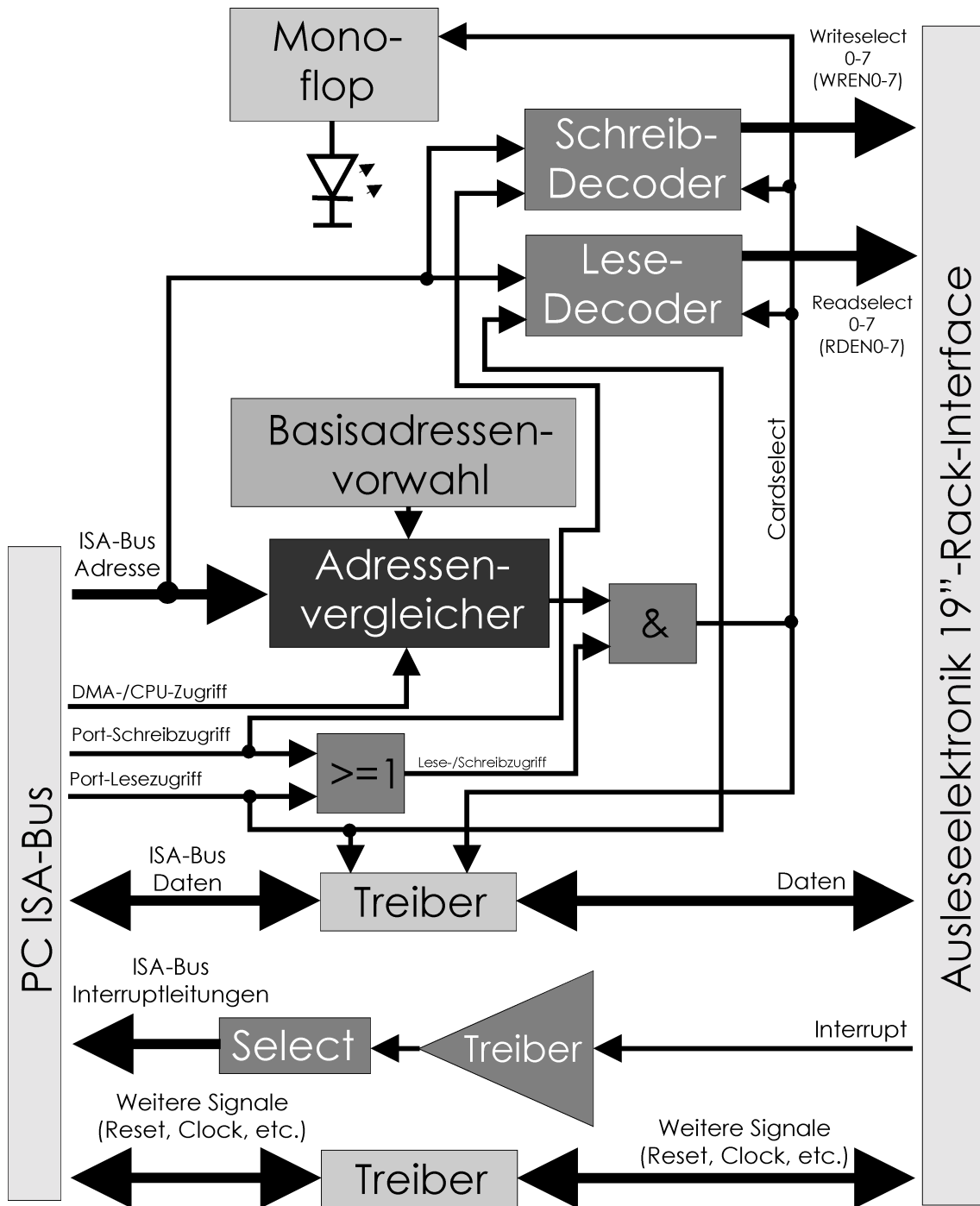


Abb. 4.6 : Blockschaltbild der PC-Interfaceelektronik.

4.5 PC-Rack-Businterface

Dieses Modul hat eigentlich nur eine geringe Funktionalität, und so ist sein Aufbau auch relativ einfach. Abbildung 4.7 zeigt die Funktionsweise am Blockschaltbild. Es stellt lediglich die elektrische Verbindung zwischen dem PC-Interface und dem Rack-Bus her. Daher besteht das Interface an sich auch nur aus verschiedenen Treiberbausteinen, die, wie beim PC-Interface auch schon, dafür sorgen, daß die Steuer- und Datensignale über das Flachbandkabel geschickt werden können. Natürlich bedient es auch die andere Seite und sorgt für zuverlässige Signalpegel auf dem Rack-Bus. Es entkoppelt also die beiden Systeme, PC-Interface und Rack-Bus.

Daß dies nötig ist, zeigte eine frühere Version der hier entwickelten Elektronik. Bei dieser wurde nämlich zunächst auf ein solches Modul verzichtet und die Signale des PC-Interfaces direkt von dem Flachbandkabel auf den Rack-Bus gelegt. Das Resultat war eine sehr hohe Störanfälligkeit des gesamten Aufbaus, sowohl des PCs als auch der Ausleseelektronik. Die durch das PC-Rack-Businterface gewährleistete Entkopplung von PC-Interface und Rack-Bus stellt die Funktionalität des Gesamtsystems sicher.

Eingesetzt werden in diesem Modul wieder Standardbausteine vom Typ 74HC244 und 74HC245 [44]. Sie sind leicht erhältlich und kostengünstig.

Ein PC-Zugriff sowie die korrekte Betriebsspannung sind durch LEDs optisch kontrollierbar.

Außerdem wurde auf der Platine noch eine Logik untergebracht, die es erlaubt, einige Signale des Rack-Busses mit dem PC auszulesen. Dies kann zur Fehlerfindung und zur Überwachung der Elektronik sehr dienlich sein, wie sich mehrfach herausstellte. Daß sich diese Logik gerade auf diesem Modul befindet, hat nur den Grund, daß hier genügend Platz vorhanden war.

Auch hier sind wieder alle Signalleitungen mit Terminierungswiderständen abgeschlossen, um Reflexionen am Ende des Flachbandkabels und auch auf dem Rack-Bus zu vermeiden.

Alle integrierten Schaltkreise sind wieder mit Blockerkondensatoren versehen, um Störsignale in der Versorgungsspannung durch Schaltvorgänge zu vermeiden. Das Flachbandkabel zum PC wird über eine Cannon-Buchse vorne am Modul angeschlossen.

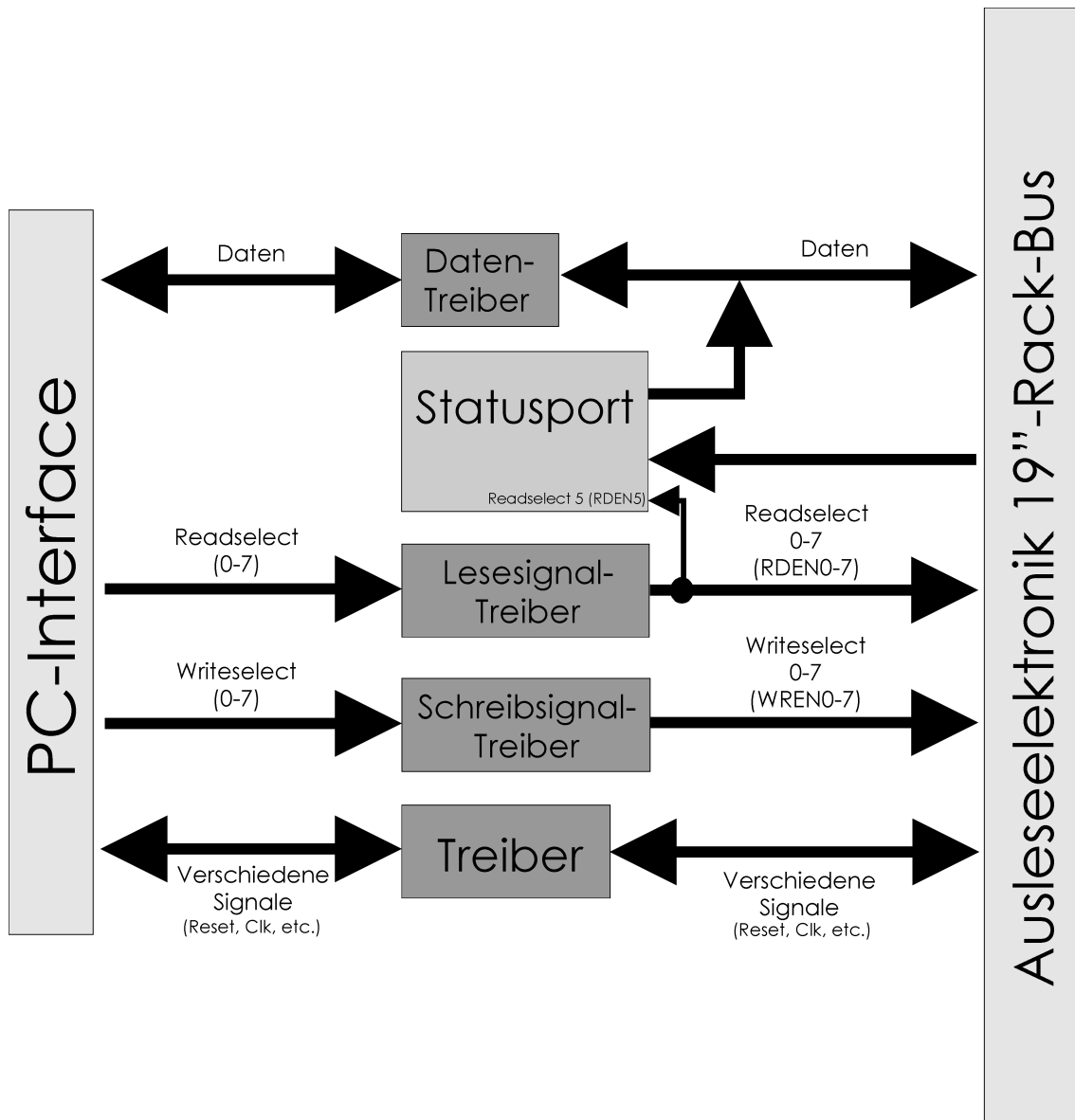


Abb. 4.7 : Blockschaltbild des PC-Rack-Businterface.

4.6 Trigger- und Clockgenerator

Abbildung 4.8 zeigt ein Blockschaltbild des Moduls, um die Funktionsweise zu verdeutlichen. Abbildung 4.9 zeigt die im folgenden beschriebenen Abläufe anhand eines sog. Timing-Diagramms. Kernstück des Trigger- und Clockgenerator-Moduls ist ein programmierbarer Frequenzgenerator. Mit ihm lassen sich Frequenzen zwischen 0.01 Hz und 1 MHz quartzgenau erzeugen. Quartzgenau bedeutet hier eine Frequenzabweichung von weniger als 1‰. Die Frequenzen lassen sich dabei über 6 Bits einstellen (siehe hierzu auch Anhang D). Zusätzlich befindet sich ein weiterer Quarzoszillator auf der Platine mit mindestens derselben Genauigkeit,

jedoch einer festen Frequenz von 30 MHz. Über ein vom PC programmierbares Schreibregister und eine kleine Logik lassen sich so also über 7 Bit Frequenzen von 0.01 Hz bis 30 MHz als Taktfrequenz einstellen. Das siebte Bit wählt hier den Taktgenerator aus. Die ausgewählte Frequenz steuert den gesamten Auslesevorgang. Für den Meßbetrieb ist nur die höchste Frequenz von 30 MHz gedacht. Alle anderen Frequenzen dienen lediglich Testzwecken. Diese Möglichkeit hat sich beim Entwickeln, der Fehlersuche und Testen allerdings als hilfreich herausgestellt.

Diese Frequenz kann dann, allerdings über Jumper, entweder direkt übernommen werden oder mittels zweier D-Flip-Flops [52] durch 2 oder 4 geteilt werden. Diese Auswahloption war nötig, um den Betrieb der Pipelined-ADCs zu ermöglichen (vgl. Kap. 4.2). Aber auch für den normalen Betrieb kann diese Option hilfreich sein. Zeigen sich bei maximaler Taktfrequenz nämlich Stabilitätsprobleme oder Fehlauslesungen, ist dies bei den Tests häufig ein Zeichen für ein ungenaues Puls-Pause-Tastverhältnis gewesen. Ein anschließende Teilung des Taktes sorgt hier für ein exaktes Tastverhältnis von 50/50. Dies ist äußerst wichtig für die korrekte Ablaufsteuerung. Um trotzdem die maximale Ausleserate zu erreichen, kann dann ein Quarzoszillator mit einer höheren Frequenz bis 50 MHz eingesetzt werden. Durch geeignete Auswahl der Oszilatoren konnte dieses Problem aber auch gelöst werden.

Der erzeugte Takt (CLOCK) liegt nun an einem retriggerbaren Monoflop [34,43] an, an dessen Ausgang wiederum ist eine LED angeschlossen ist. Diese dient lediglich zur Überwachung der Funktionalität.

Des weiteren wird das Taktsignal auf eine Logik geleitet, jetzt bestehend aus drei D-Flip-Flops, die aus einem eingehenden Triggerimpuls Reset-Signale für die GASSIPLEX-ICs sowie die übrige Elektronik erzeugt. Ein ankommender Triggerimpuls wird hierzu auf mindestens eine halbe Periodenlänge der Taktfrequenz gestreckt, und zwar exakt bis zur ersten positiven Flanke des Taktsignals, bei dem diese Bedingung eingehalten wird. Dieses Signal setzt später die Schieberegister der GASSIPLEX-Chips zurück. Sie sind während der Dauer dieses Signals inaktiv (BRD_RST). Zusätzlich wird ein zweites Signal erzeugt, welches zwar gleichzeitig mit dem obigen anfängt, aber exakt eine halbe Periode des Takts länger dauert. Es hört also genau mit der negativen Flanke auf. Dieses Signal setzt die übrige Elektronik zurück und blockiert sie, während es aktiv ist (RST_CLK). Unter anderem wird den übrigen Modulen für die Dauer dieses Signals kein Takt zugeführt (BLK_CLK). Dieses Vorgehen ist nötig, um den GASSIPLEX-Chips nach dem Reset eine gewisse Erholzeit zu gewähren, bevor der wirkliche Auslesevorgang gestartet wird. Eine halbe Periodenlänge reicht dazu aus.

Außerdem befindet sich auf diesem Modul noch die Logik, die den oben angesprochenen Triggerimpuls (TRIGGER) erzeugt. Dies kann entweder durch den PC geschehen, indem ein Lesezugriff auf eine bestimmte Portadresse im eingestellten Adreßbereich plaziert wird (RDEN0), oder durch einen externen Triggerimpuls. Zum externen Triggern sind hierzu zwei Eingänge

vorgesehen, wobei wegen der Flexibilität einer auf negative (DET_TRG\) und einer auf positive Flanken (DET_TRG) reagiert. Die Eingänge erwarten TTL-Pegel. Es muß extern für einen korrekten Pegel gesorgt werden. Ein externer Pegelwandler muß hier also vorgeschaltet werden, da weder der Szintillator noch der Cerenkov-Detektor TTL-Signale liefert. Auch muß extern für die Koinzidenzschaltung, im Fall des Betriebs beider Triggerdetektoren, gesorgt werden. Über ein Monoflop mit angeschlossener LED wird das Vorhandensein eines externen Triggersignals sichtbar gemacht.

Die Logik gibt aber nicht jedes Triggersignal an die anderen Elektronikkomponenten auf diesem Modul weiter. Vielmehr sperrt das erste eintreffende Triggersignal über ein D-Flip-Flop die Logik für weitere Signale (WAIT_TRG). Dieses Flip-Flop kann nur durch den PC und dessen Software zurückgesetzt werden. Dies geschieht wieder über einen Lesezugriff auf eine bestimmte Portadresse im eingestellten Adreßbereich (RDEN1). Der PC gibt die Elektronik also für weiteres Triggern frei, um die Daten eines Auslesevorgangs übertragen zu können, und ohne daß diese durch nochmaliges Triggern überschrieben werden. Außerdem ist das Triggern während eines Auslesevorgangs selbst gesperrt (WORKING), selbst wenn obiges Flip-Flop das Triggern frei gibt. Eine LED zeigt den Zustand dieses Flip-Flops an.

Selbstverständlich gibt auch bei diesem Modul eine LED Auskunft über die Betriebsspannung, und auch hier sind alle ICs mit Blockerkondensatoren und die Signalleitungen mit Terminatorwiderständen versehen. Die Triggersignale werden über zwei sog. LEMO-Buchsen angeschlossen, die an der Front des Moduls herausgeführt sind.

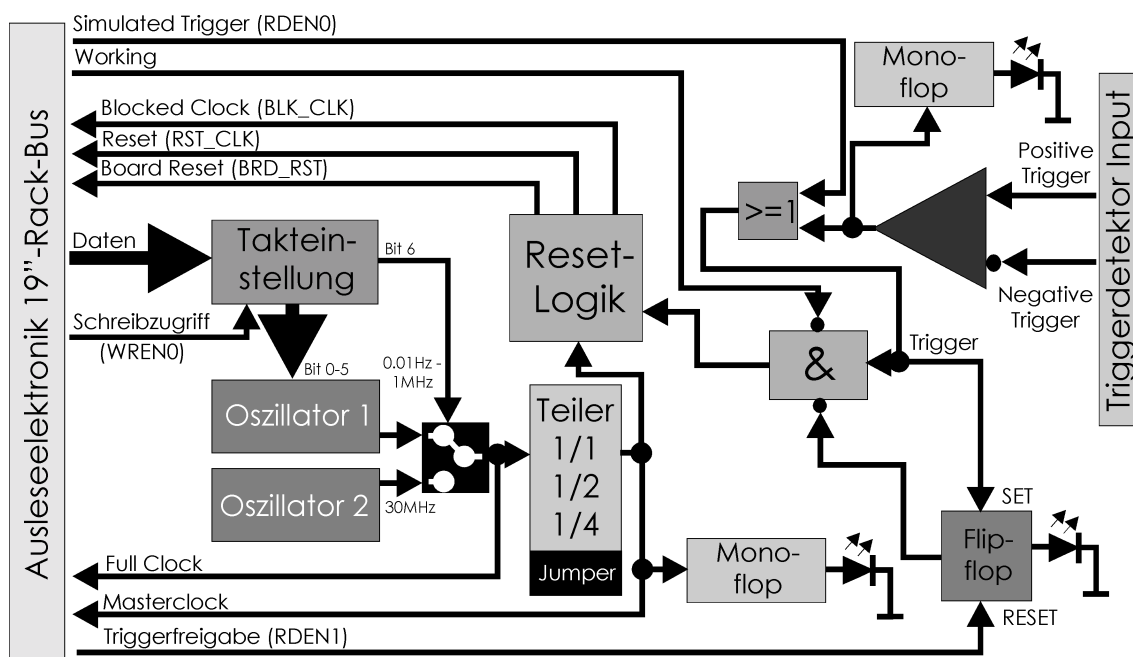


Abb. 4.8 : Blockschaltbild des Trigger- und Clockgenerators.

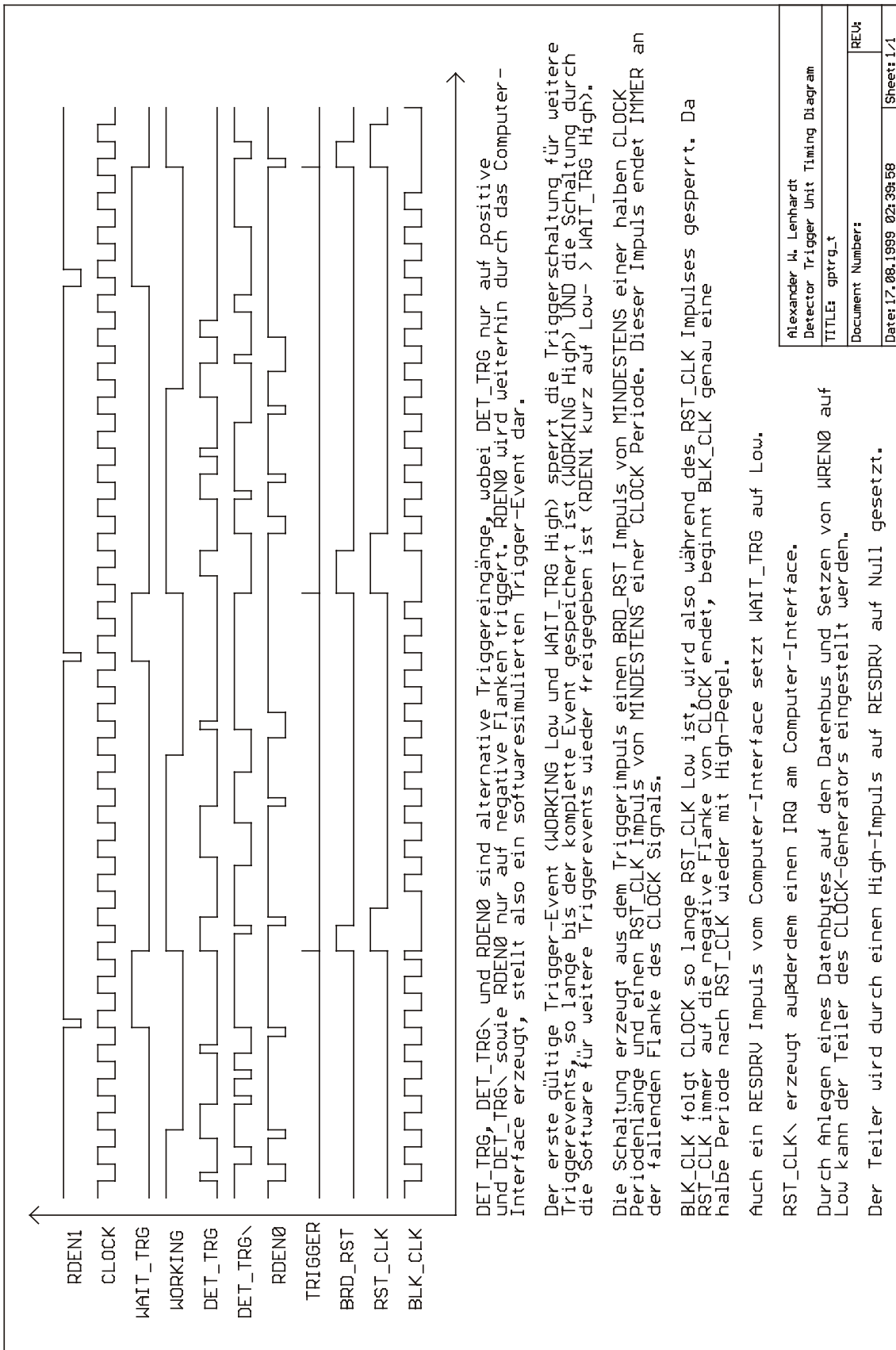


Abb. 4.9 : Timing-Diagramm des Trigger- und Clockgenerators.

4.7 GASSIPLEX-Controller

Das GASSIPLEX-Controller-Modul ist das Herzstück der gesamten Ausleseelektronik, denn es steuert den gesamten Ablauf beim Auslesen. Das Modul erzeugt alle Steuersignale, außer dem Takt und den Resetsignalen, um die GASSIPLEX-Chips auf den verschiedenen Vorverstärker-Modulen zu kontrollieren. Außerdem sorgt der Controller für das korrekte Triggern der AD-Wandler auf diesen Platinen. Schließlich bestimmt die Elektronik noch, auf welches Verstärker- und AD-Wandlungsmodul zugegriffen wird. Abbildung 4.10 zeigt das Modul als Blockschaltbild, Abb. 4.11 zeigt die Abläufe anhand eines Timing-Diagramms. Die komplexe Ablaufsteuerung stellte sich als äußerst schwierig heraus. Zusätzlich wurde die Entwicklung durch die gewünschte Flexibilität erschwert. So läßt sich vom PC aus programmieren, wie viele Verstärker- und AD-Wandlungsmodule bedient werden sollen und wie viele Mikrostreifen ein solches Modul jeweils verwaltet. Diese Eigenschaft stellte sich während der gesamten Entwicklungsphase als sehr wertvoll heraus. Außerdem läßt sich die Elektronik dadurch problemlos an nahezu jede beliebige Umgebung anpassen, nicht nur an das Detektorsystem am 169°-Spektrometer.

Kern der Elektronik sind zwei Binärzähler, einer 4-Bit breit und für die Modulsteuerung zuständig, und einer 8-Bit breit und für die Steuerung der GASSIPLEX-ICs auf den einzelnen Modulen verantwortlich.

Der gesamte Mechanismus (Abb. 4.10) wird mit einem Resetimpuls (RST_CLK) gestartet, den der Trigger- und Clockgenerator erzeugt. Dieser setzt die beiden Zähler auf Null und endet genau an einer negativen Flanke des Haupttaktsignals (CLOCK). Der Controller benutzt zur Taktung jedoch ausschließlich das im Clockgenerator erzeugte, blockierte Taktsignal (BLK_CLK), welches während des Resetimpulses ausgeschaltet ist. Weiterhin wird mit dem Löschen der Zähler ein Signal aktiviert, das einen momentan laufenden Auslesevorgang anzeigt (WORKING). Dies wird auch über eine LED sichtbar gemacht. Das Signal ist nun mit dem blockierten Taktsignal verknüpft und bildet so den eigentlichen Steuertakt. Es liegt also wirklich nur ein Takt an der Elektronik an, wenn ein Auslesevorgang aktiv ist (CNT_CLK). Schließlich soll nur ein einziger Auslesevorgang abgearbeitet werden. Dieser Steuertakt fängt nach einem Reset bzw. einem Triggersignal immer mit einer positiven Flanke an, die genau eine halbe Taktperiode nach dem Ende des Resetimpulses plaziert ist. Außerdem ist das Signal, das einen Auslesevorgang anzeigt, auf alle GASSIPLEX-Chips auf allen Verstärker- und Wandlungsmodulen geleitet und versetzt die Chips dort in den Halten-Zustand (T/H). Nun kann in Ruhe ausgelesen werden, ohne daß Signaländerungen an den Eingängen das Ausgangssignal verändern.

Weiterhin erzeugt das Ende des Resetimpulses bzw. das Nullsetzen des Modulzählers einen Impuls von einer Periodenlänge (CNT_CLK), dessen ansteigende Flanke die Schieberegister der GASSIPLEX-Chips auf allen Modulen eine Position weiter bewegt (GP_CLK). Direkt nach dem Ende des Resetimpulses liegen so z.B. an den Ausgängen der GASSIPLEX-ICs aller Module die Spannungen an, die zu den gemessenen Ladungen proportional sind, die an den jeweils ersten Mikrostreifen eines Moduls abgegriffen wurden. Genauer betrachtet stellen sich die Spannungen aber nicht instantan ein, sondern erst nach einer gewissen Zeit. Die Ausgänge der GASSIPLEX-Chips und auch die daran angeschlossenen OP-AMPs benötigen eine gewisse Einschwingzeit. Das Einschwingen ist allerdings nach spätestens einer halben Taktperiode erfolgt. Spätestens dann ist auch die korrekte, verstärkte Spannung am Ausgang der OP-AMPs zu messen. Exakt nach der halben Dauer dieses Impuls folgt deshalb ein Impuls von einer weiteren halben Taktperiodenlänge, der alle ADCs auf allen Verstärker- und AD-Wandlungsmodulen veranlaßt, die anliegende Spannung in einen Digitalwert zu konvertieren (ADC_CLK). Bei einem hinreichend schnellen ADC ist die Wandlung innerhalb dieser halben Periodenlänge abgeschlossen und liegt an den Ausgängen des ADCs an. Der Wandlungsimpuls endet genau mit dem, der dem Weiterschalten der Schieberegister dient. Diese beiden Impulse werden aber nur bei einem Modulzählerstand von Null erzeugt, damit nicht die Schieberegister der GASSIPLEX-ICs weitergeschaltet werden, während die verschiedenen Module angesprochen werden. Diese Signale bleiben bei anderen Zählerständen einfach inaktiv. Außerdem zählt das Signal für die GASSIPLEX-Schieberegister den Streifenzähler um eine Einheit weiter, vorausgesetzt, der Impuls folgt nicht direkt einem Resetimpuls. Sonst ist das Weiterzählen blockiert (STRP_EN). Dies verhindert, daß der Streifenzähler direkt nach dem Triggern mit eins anfängt zu zählen. Abhängig vom Zählerstand des Modulzählers werden dann die Digitalwerte des jeweiligen ADCs auf den Meßwertbus gelegt, an den alle Verstärker- und Wandlungsmodule angeschlossen sind. Dies wird bewerkstelligt, indem die Ausgänge des Modulzählers (QA, QB, QC und QD) auf einen 4zu16 Decoder [44] gegeben werden. Je nach Zählerstand wird nun ein Ausgang des Decoders aktiviert. Außerdem ist jedes Verstärker- und AD-Wandlungsmodul einem dieser Ausgänge zugeordnet und legt nun seinerseits die Ausgänge seines ADCs auf den Meßwertbus. Alle anderen ADC-Ausgänge sind zu diesem Zeitpunkt vom Meßwertbus getrennt. So liegt immer nur der Digitalwert eines Moduls auf dem Meßwertbus an.

Auf obige zwei Signale folgend, d.h. nach einer Taktperiode wird wieder ein Impuls von einer halben Periodenlänge erzeugt (SMP_TRG), und zwar unabhängig vom Modulzählerstand. Er tritt also alle 2 Perioden des Steuertaktes während des gesamten Auslesevorgangs auf und signalisiert das Anliegen eines gültigen Digitalwertes auf dem Meßwertbus. Die Speicherelektronik kann anhand dieses Signals nötige Schritte ausführen (Kap. 4.8).

Hierauf folgt dann noch eine Pause von einer halben Taktperiode. Das Auslesen eines Streifenwertes dauert damit genau 2 Periodenlängen.

Anschließend wird der Modulzähler um eine Position weitergeschaltet und der Vorgang beginnt von neuem, und zwar ohne daß die Signale zum Weiterschalten der GASSIPLEX-Schieberegister und zum Konvertieren der Meßspannung in einen Digitalwert erzeugt werden. Dies passiert so lange, bis der Modulzähler einen Wert erreicht hat, der dem eines Steuerregisters entspricht. Der Wert dieses Steuerregisters läßt sich mittels des PCs durch einen Schreibzugriff auf eine bestimmte Portadresse aus dem eingestellten ISA-Adreßbereich programmieren. So läßt sich die Anzahl der angeschlossenen oder der auszulesenden Verstärker- und AD-Wandlungsmodule in einem Bereich von 1-15 einstellen. Wird der eingestellte Wert nun erreicht, so setzt der Vergleicher den Modulzähler auf Null zurück (WRP_CLR) und der Vorgang beginnt von vorne, nur daß diesmal die Signale zum Weiterschalten und Konvertieren wieder erzeugt werden. Es wird also nun der auf jedem Modul jeweils nächste Streifen bedient und der Streifenzähler weitergezählt. Dies geschieht so lange, bis auch dieser Zähler einen voreinstellbaren Wert erreicht hat. Auch dieser Wert läßt sich durch den PC setzen. So läßt sich die Anzahl der auszulesenden Streifen pro Modul auf einen beliebigen Wert zwischen 1 und 255 einstellen. Die Elektronik kann also eine maximale Streifenanzahl von 3825 verwalten und auslesen. Die Auslesezeit steigt dabei direkt mit der Gesamtstreifenzahl. Hat der Streifenzähler den eingestellten Wert erreicht, blockiert eine Vergleicherslogik den Takt der Elektronik (CNT_CLK), indem das Signal des aktiven Auslesevorgangs (WORKING) zurückgesetzt wird. Der Auslesevorgang ist abgeschlossen. Man bezeichnet einen einzelnen Auslesevorgang auch als ‚One Shot‘.

Die Binärausgänge der beiden Zähler sind zur Visualisierung auf drei binärdekodierende Hexadezimalanzeigen gegeben. Bei niedrigen Taktraten kann der Auslesevorgang so mit dem Auge verfolgt werden. Weiterhin sind die Ausgänge auf den Rack-Bus geführt (QA, QB, QC, QD, ADR0-ADR15), genauso wie das Signal, welches die Gültigkeit des Datenbytes auf dem Meßwertbus anzeigt.

Schließlich zeigt auch hier eine LED das Vorhandensein einer Betriebsspannung an, alle ICs sind mit Blockerkondensatoren versehen und alle Signalleitungen durch Widerstände terminiert. Außerdem sind alle Signale zu den Verstärker- und AD-Wandlungsmodulen über Treiber auf ein Flachbandkabel geführt. Dieses wird an eine Cannon-Buchse angeschlossen und leitet die Signale zu den Vorverstärker- und AD-Wandlungsmodulen direkt am Spektrometer. Die Buchse befindet sich vorne am Modul.

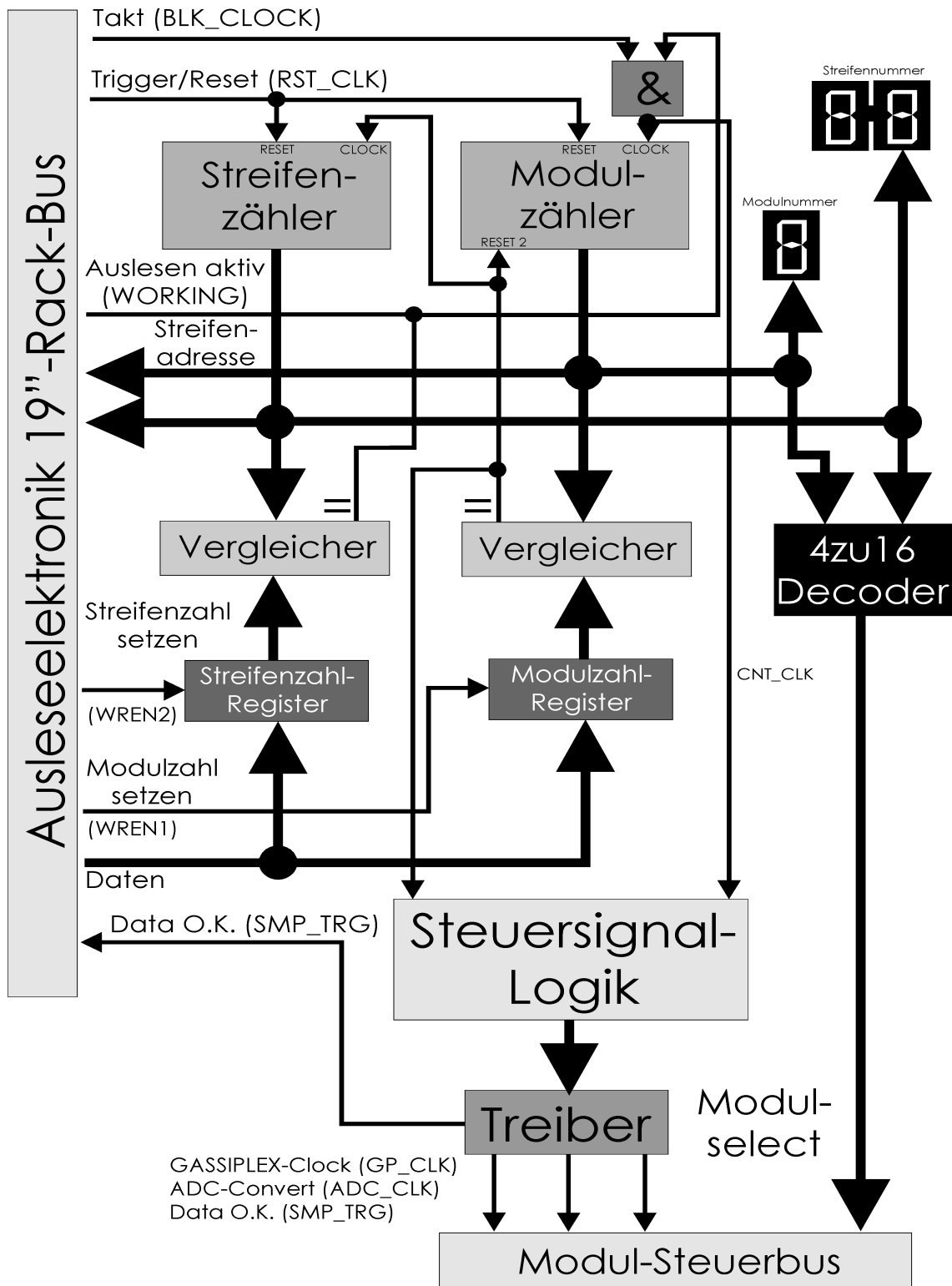


Abb. 4.10 : Blockschaltbild des GASSIPLEX-Control-Moduls.

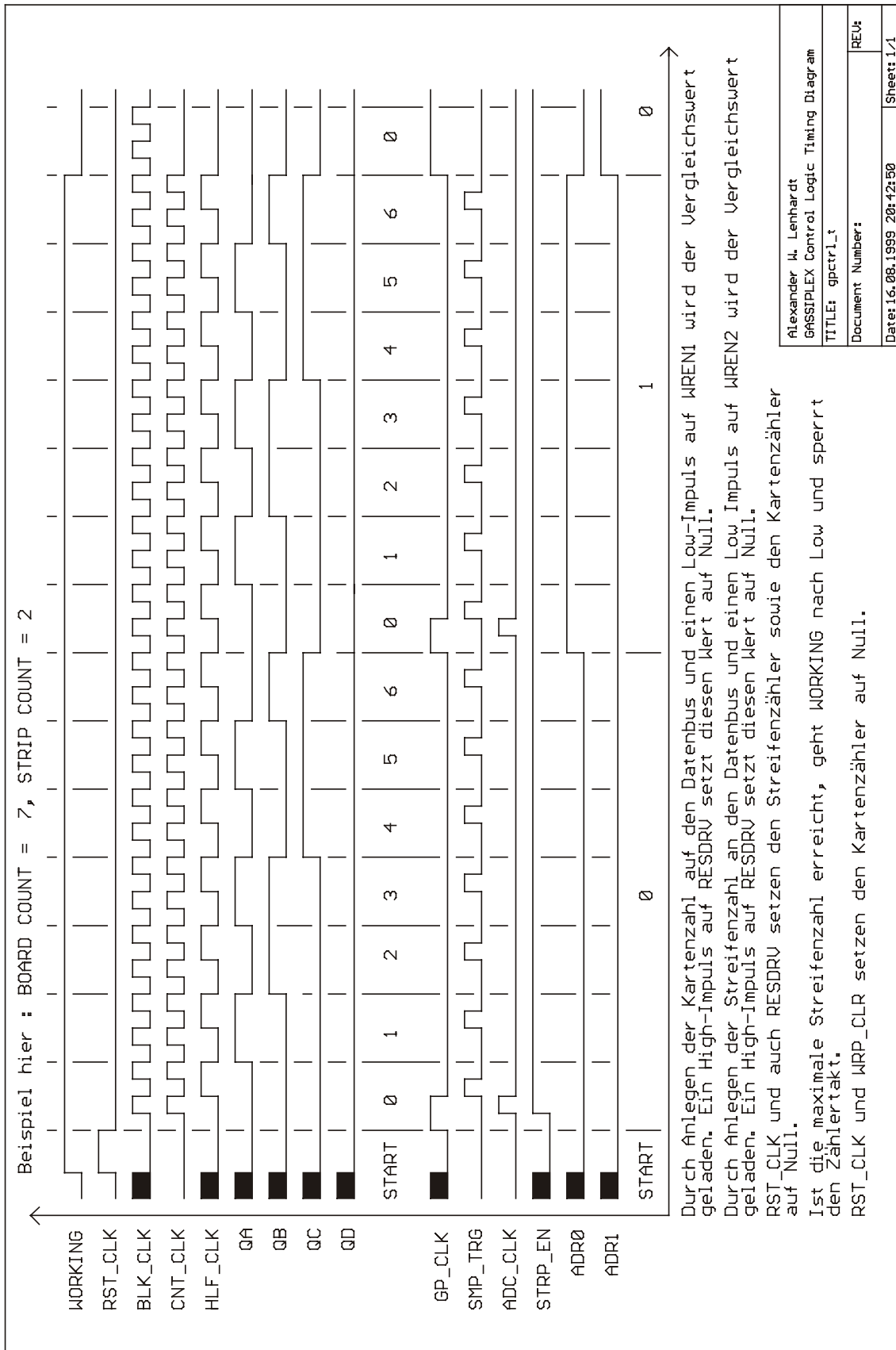


Abb. 4.11 : Timing-Diagramm der GASSIPLEX-Controlelektronik.

4.8 One-Shot-Memory

Dieses Modul ist für das Speichern von Daten über einen Treffer des Detektors durch ein Elektron zuständig. Abbildung 4.12 zeigt die Funktionsweise des Moduls am Blockschaltbild. Abbildung 4.13 zeigt den im folgenden beschriebenen Ablauf und die Funktionsweise anhand eines Timing-Diagramms. Der Name rührt daher, daß das Modul in der Lage ist, nur die Daten eines einzigen Auslesevorgangs zwischenzuspeichern. Ein erneuter Auslesevorgang überschreibt daher die zuvor gesammelten und gespeicherten Daten. Sollen die Daten nicht verloren gehen, müssen deshalb die Daten vor einem erneuten Auslesevorgang aus dem Speicher zum PC übertragen werden. Gleichzeitig übernimmt dieses Modul eine Vorselektion, welche Daten überhaupt gespeichert werden sollen. Es wird also nicht der Datensatz jedes ausgelesenen Streifens gespeichert. Ein Datensatz besteht hierbei aus der Streifennummer von 8-Bit Breite, der Modulnummer von 4-Bit Breite und dem digitalisierten Analogwert von nochmals 8-Bit Breite. Im Fall dieses Aufbaus ist nur das unterste Datenbit von Bedeutung. Der komplette Datensatz besitzt also eine Breite von 20-Bit. Die Vorselektion verhindert dabei das Speichern von irrelevanten Daten und so das unnötige Anwachsen der Datenmenge, die später zum PC übertragen werden muß. Das ist ein entscheidendes Merkmal, um die Totzeit des Systems von der Daten-übertragungsgeschwindigkeit zum PC verhältnismäßig unabhängig zu machen. Solch eine Vorselektion bzw. Datenreduktion wird bei vielen Systemen mit Erfolg betrieben, so z.B. auch bei [35].

Zunächst werden bei einem Reset bzw. einem Triggern (RST_CLK) alle Schreib- und Lese-Positionen für alle Speicher auf Null gesetzt. Als Speicher kommen hierbei FIFOs [36] zum Einsatz. Dieser Speichertyp erlaubt es, die erste geschriebene Information auch zuerst auszu-lesen. Außerdem beinhalten diese Speicher eine eigene Speicherverwaltung, d.h. sie zählen nach dem Schreiben oder Lesen von Daten die aktuelle Lese- oder Schreibposition automatisch um eine Speicherzelle weiter. Lese- und Schreibposition sind dabei voneinander unabhängig.

Immer wenn ein gültiges Datenbyte am Meßwertbus anliegt (SMP_TRG), wird dieses Datenbyte von einer Logik mit einem Schwellwert verglichen. Sind beide Werte gleich oder liegt der Meßwert über der Schwelle, wird ein Signal erzeugt, um die momentan anliegenden Daten zu speichern (REG_CLK). Das betrifft den Meßwert, den Modulzählerstand und den Streifen-zählerstand. Auf diese Weise werden nur Datensätze mit einem Meßwert ab einer bestimmten Größe respektive Datensätze von Streifen, in denen eine Mindestladungsmenge deponiert wurde, gespeichert. Dieses Ereignis wird engl. als Event oder auch Hit bezeichnet. Eine Monoflop-LED-Kombination macht einen solchen Hit sichtbar. Nach dem Speichern wird die Schreibposition des Speichers automatisch um eins erhöht. Die Speichergröße auf dem Modul beträgt 4096 Speicherstellen mit jeweils 20-Bit Breite. Das reicht aus, um die Datensätze für

alle Streifen speichern zu können. Dies macht z.B. zur Untergrundanalyse Sinn. Eine LED zeigt an, ob der Datensatzspeicher leer ist.

Der Schwellwert kann, je nach Bestückung des Moduls, aus zwei verschiedenen Quellen stammen. Ist das Modul nur mit einem Register bestückt, dann ist der Vergleichswert für alle Streifen gleich. Das Register läßt sich durch einen Schreibzugriff auf eine bestimmte Portadresse in dem von der Ausleseelektronik belegten ISA-Adreßbereich setzen. Ist das Modul statt mit einem Register mit einem FIFO bestückt, dann stammt der Wert stammt aus diesem FIFO, dessen Leseposition bei jedem Signal zur die Gültigkeit des Meßwertes (SMP_TRG) um eins weitergeschaltet wird. So ist es möglich, für jeden Streifen einen individuellen Vergleichswert festzulegen. Eine LED signalisiert das Ende der vorhandenen gespeicherten Schwellwerte. Zum Setzen der einzelnen Speicherstellen dieses FIFOs plazierte der PC zunächst einen Schreibzugriff auf eine bestimmte Portadresse. Dies setzt die Schreibposition des FIFOs auf Null. Dann kann über den Schreibzugriff auf eine andere Portadresse, die der des Schwellwertregisters gleich ist, Vergleichswert für Vergleichswert in das FIFO eingetragen werden. Nach jedem Schreibzugriff wird die Schreibposition des FIFOs automatisch erhöht. Auch dieses FIFO besitzt 4096 Speicherstellen. Die Werte des momentanen Schwellwertes sowie des momentan am Meßbus anliegenden Datenbytes zeigen zwei zweistellige, binärdekodierende Hexadezimalanzeigen an. Dies dient der Sichtkontrolle im Testbetrieb. Der Meßbus wird an der Front des Moduls über eine Cannon-Buchse zugeführt und ist intern zunächst wieder auf Treiber-ICs geführt.

Die Übertragung der ausgelesenen Daten zum PC läuft nun ähnlich ab wie das Beschreiben des Schwellwert-FIFOs. Zunächst werden die Leseadressen aller Datensatz-FIFOs durch einen Schreibzugriff des PCs auf eine bestimmte Portadresse der Elektronik auf Null gesetzt. Nun kann der PC die gespeicherten Datensätze über drei weitere Ports und Lesezugriffe darauf auslesen. Drei Ports werden hier benötigt, da ein Datensatz ja 20-Bit breit ist. Die erste Portadresse liefert den Meßwert, der zweite die Streifennummer und der dritte die Modulnummer. Durch diesen Lesezugriff wird automatisch die nachfolgende Speicherposition auf den Port gelegt, der gelesen wurde. Die Software zum Übertragen der Daten muß also darauf achten, jeden Port nur einmal auszulesen, um so die Konformität der Daten zu erhalten. Die Daten können trotzdem mehrmals ausgelesen werden. Dazu müssen einfach die Lesepositionen der Datensatz-FIFOs durch einen Schreibzugriff auf den genannten Port wieder auf Null gesetzt werden.

Alle ICs sind auch hier mit Blockerkondensatoren versehen und alle Signalleitungen mit Terminatoren. Eine LED zeigt vorhandene Betriebsspannung an.

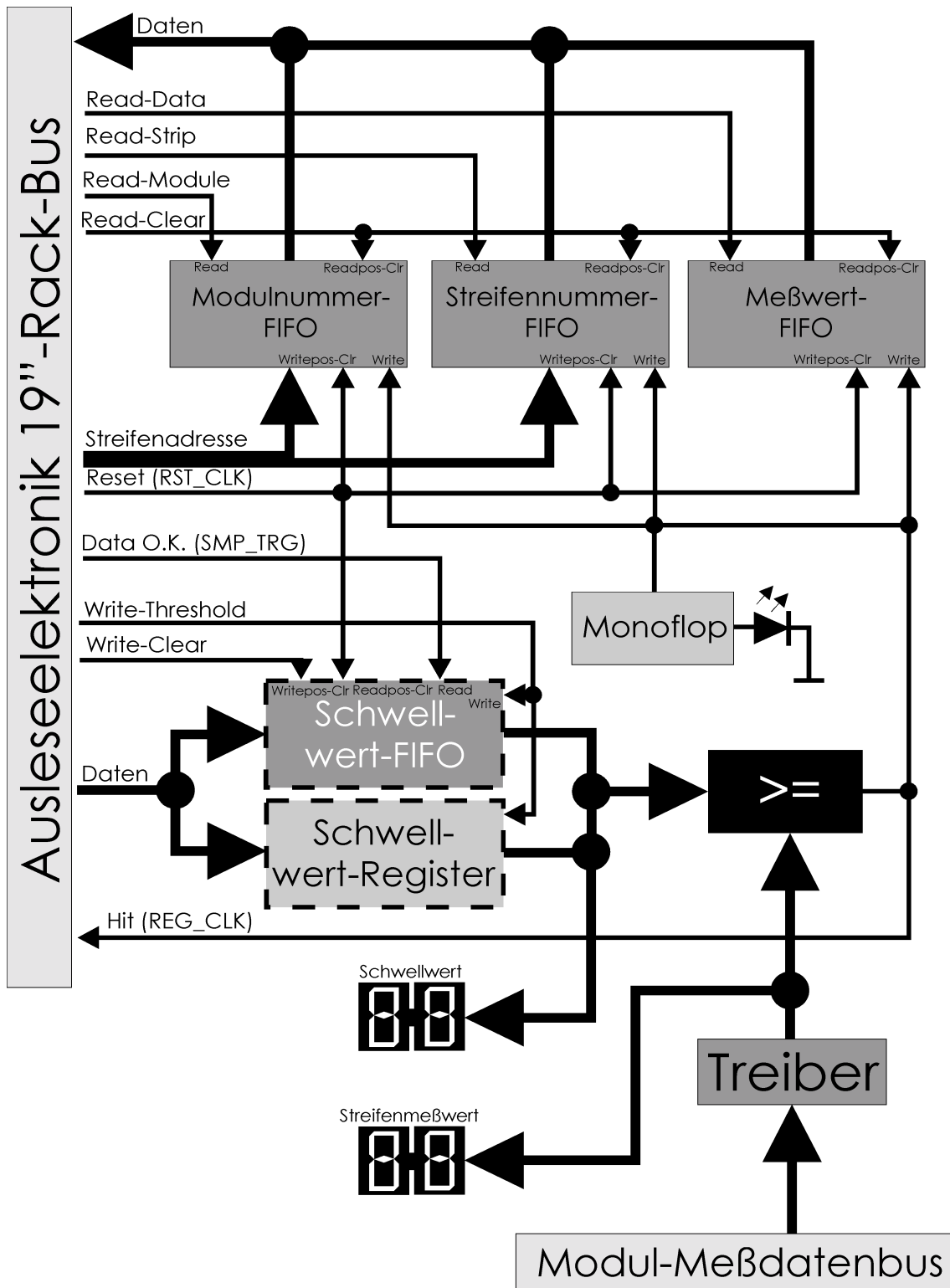
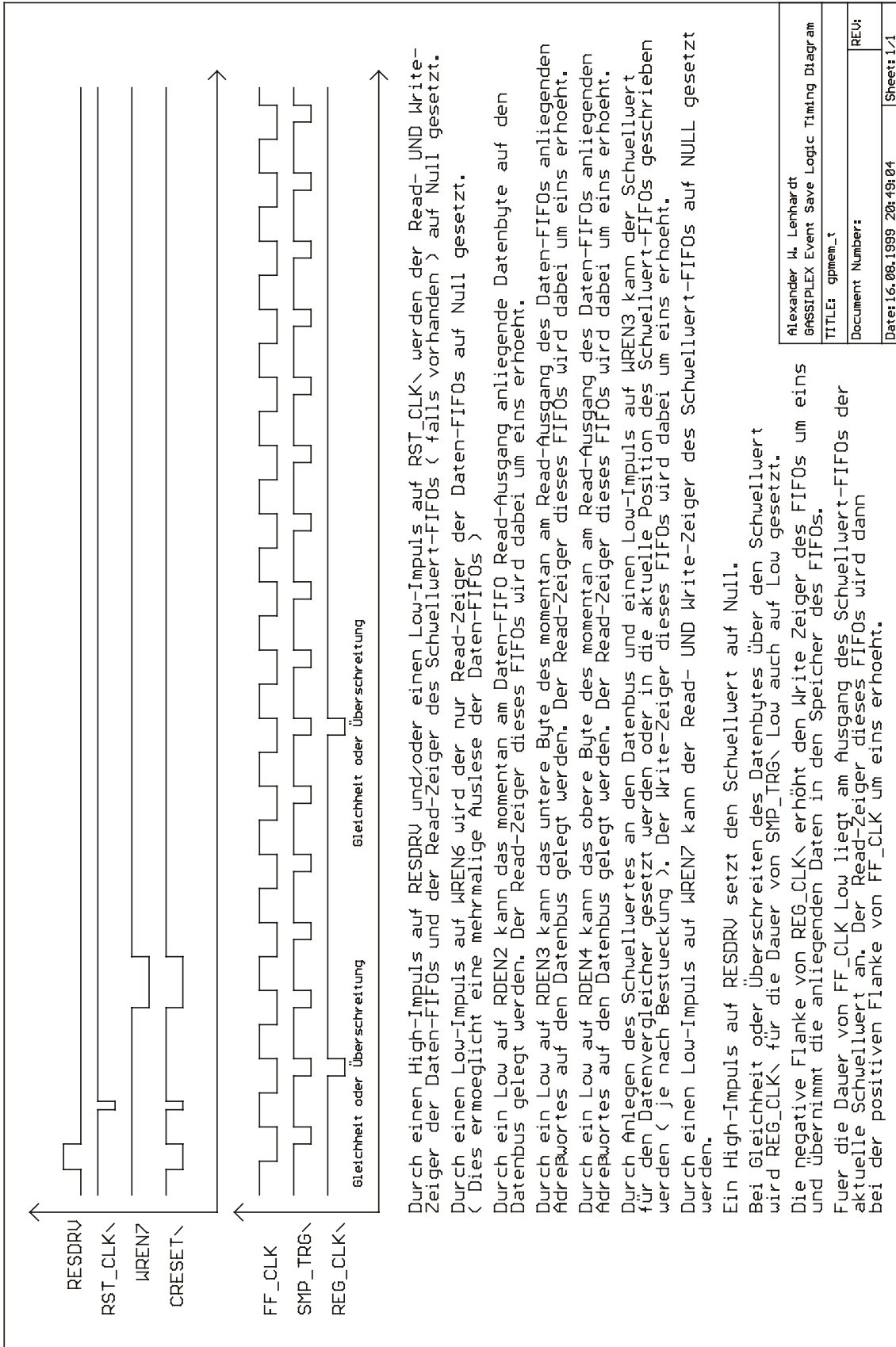


Abb. 4.12 : Blockschaltbild der Speicherelektronik.



Alexander M. Lenhardt	
BRASSIPLEX Event Save Logic Timing Diagram	
TITEL: gsmem_t	
Document Number:	REV:
Date: 16.08.1999 20:49:04	Sheet: 1/1

Abb. 4.13 : Timing-Diagramm der Speicherelektronik.

4.9 Hit-Counter

Aufgabe des Hit-Counters ist es festzuhalten, wie viele Datensätze bei einem Auslesevorgang gespeichert wurden. So kann der PC abfragen, welche Datenmenge er zu übertragen hat. Abbildung 4.14 zeigt das Blockschaltbild des Zählermoduls, Abbildung 4.15 das Timing-Diagramm des Moduls.

Die Schaltung besteht im wesentlichen aus einem 16-Bit-Zähler, ist also in der Lage $2^{16} = 65536$ Ereignisse zu zählen, bevor es zu einem Überschlag oder ‚Wrap-Around‘ kommt.

Zum Zählen der Hits wird der Zähler des Moduls zunächst bei einem Reset bzw. Trigger auf Null gesetzt. Bei jedem Abspeichern eines Datensatzes (REG_CLK) wird der Zähler dann um eins erhöht. Der 16-Bit-Zählerstand läßt sich am Ende eines Auslesevorgangs über Lesezugriffe des PCs auf zwei Portadressen im ISA-Adreßbereich der Ausleseelektronik abfragen.

Der Zählerstand wird zusätzlich zur Fehleranalyse auf einem vierstelligen, binärdekodierenden Hexadezimal-Display angezeigt. Alle ICs sind selbstverständlich wieder mit Blockerkondensatoren versehen, die Signalleitungen mit Terminatorwiderständen.

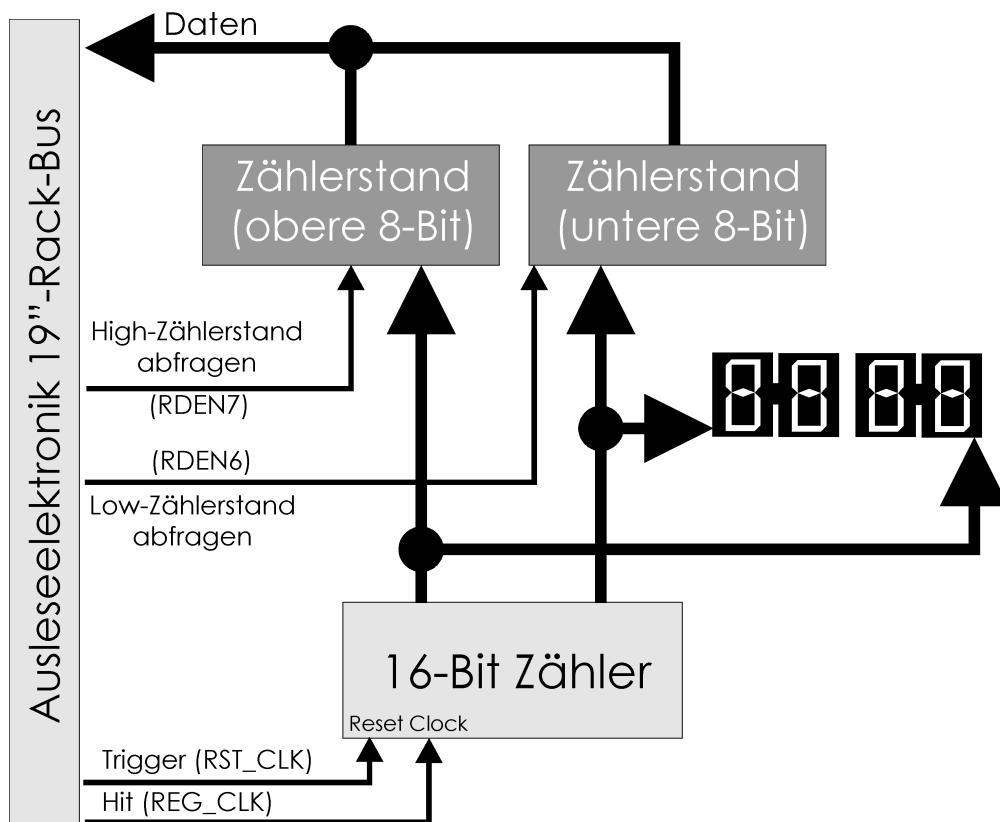
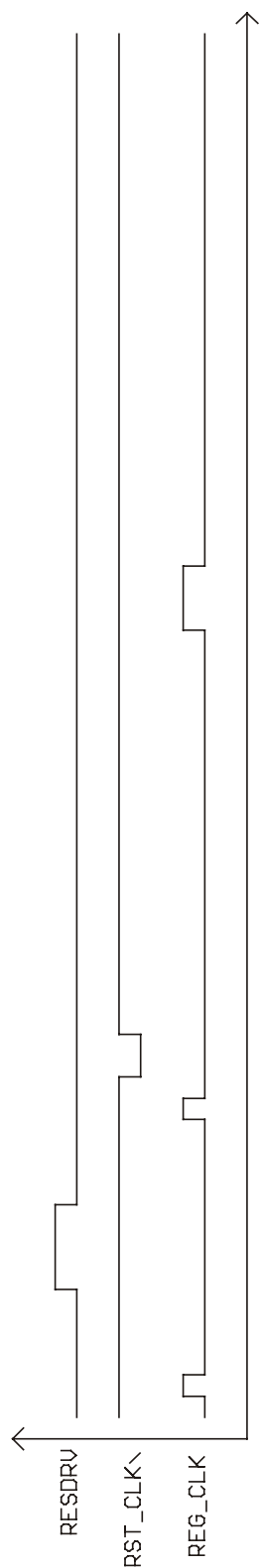


Abb. 4.14 : Blockschaltbild des Hit-Counters.



Bei jeder positiven Flanke am Eingang REG_CLK wird der Zähler um eins erhöht.
 Ein positiver Impuls am Eingang RESDRU oder ein negativer Impuls am Eingang RST_CLK setzen den Zähler zurück auf Null.

Daher wird der Zähler zum Start des Computer-Interfaces und bei jedem Trigger-Event resettet und ist während RST_CLK Low gesperrt.

Das Low-Byte des Zählers (untere 8 von 16 Bit) kann durch ein Low am Eingang RDEN6 auf den Datenbus gelegt werden.

Das High-Byte des Zählers (obere 8 von 16 Bit) kann durch ein Low am Eingang RDEN7 auf den Datenbus gelegt werden.

Alexander M. Lenhardt	Timing Diagram
GASSTPLEX Event Counter	
TITLE: gpcnt_t	REV: 1
Document Number:	
Date: 17.08.1999 02:11:52	Sheet: 1/1

Abb. 4.15 : Timing-Diagramm des Hit-Counters.

5 Schlußbemerkung

Mit der hier entwickelten Ausleseelektronik und der in zwei weiteren Diplomarbeiten modernisierten Strahlführung wird das 169° -Spektrometer in absehbarer Zeit wieder für hochauflösende (e, e') -Experimente am supraleitenden Elektronenbeschleuniger S-DALINAC zur Verfügung stehen. Ein abschließender Test der Elektronik mit einer β^- -Quelle steht aber noch aus. Auch müssen noch verschiedene Arbeiten am Spektrometer selbst erledigt werden. So ist z.B. die Funktionalität der Magnetfeldmessung wiederherzustellen, und auch die Targetkammer benötigt eine Modernisierung.

Ebenfalls ist zu überlegen, inwieweit eine Aufrüstung der Ausleseelektronik sinnvoll ist. So wurde an den Einsatz eines Digital-Signal-Prozessors (DSP) zur Datenaufbereitung gedacht. Hier könnten dann z.B. Programme zur Schwerpunktberechnung in Echtzeit laufen. Dies würde die Auflösung evtl. noch einmal erhöhen. Außerdem könnte die fertige Elektronik oder die einzelnen Module als integrierte Schaltkreise gefertigt werden (ASICs, FPGA [36]). Damit ließe sich die maximale Taktfrequenz nochmals erhöhen.

Eine Überarbeitung der PC-Auslese-Software ist zu bedenken und kann einhergehen mit einer gesteigerten Benutzerfreundlichkeit für den künftigen Meßbetrieb. Dabei kann auch eine Einbindung des Systems in die am S-DALINAC und seinen Experimentiereinrichtungen vorhandene Steuerinfrastruktur berücksichtigt werden.

Anhang A Halbleiterdetektor

Anschließend folgen Herstellerdaten zu den eingesetzten Halbleiterdetektoren. Zunächst Tabellen der Leckströme der einzelnen Streifen auf jedem Modul. Weiterhin Signal-BIAS-Kurven und Kurven von Testmessungen mit einer ^{241}Am -Quelle.

EE1-500 LEAKAGE MEASUREMENTS.
 WAFER NUMBER 18564 THICKNESS 510 μ M
 FORWARD VOLTAGE .58 V BACK Z (ohms) .6
 VOLTAGE BREAKDOWN > 100 V

STRIP NO.	CURRENT AT DEPLETION (nA)	VOLTAGE AT DEPLETION (V)	CURRENT (30V+) DEPLETION (nA)	VOLTAGE (30V+) DEPLETION (V)
1	4.6	86.7	5.5	116.8
2	4.0	86.7	4.5	116.8
3	3.9	86.7	4.5	116.7
4	3.9	86.7	4.4	116.7
5	3.8	86.7	4.1	116.7
6	3.8	86.7	4.0	116.7
7	3.7	86.7	4.2	116.7
8	3.6	86.7	4.1	116.7
9	3.6	86.7	4.2	116.7
10	3.6	86.7	4.4	116.7
11	3.6	86.7	3.8	116.7
12	3.6	86.7	4.0	116.7
13	3.6	86.7	4.1	116.7
14	3.6	86.7	3.8	116.7
15	3.6	86.7	4.6	116.7
16	3.5	86.7	3.8	116.7
17	3.5	86.7	4.5	116.7
18	4.3	86.7	4.4	116.7
19	3.4	86.7	4.3	116.7
20	3.6	86.7	4.3	116.7
21	3.4	86.7	4.3	116.7
22	3.5	86.7	4.2	116.7
23	3.7	86.7	5.2	116.7
24	3.7	86.6	4.4	116.8
25	3.4	86.7	4.7	116.8
26	3.6	86.7	4.6	116.8
27	3.5	86.7	4.6	116.8
28	3.4	86.7	4.6	116.8
29	3.4	86.7	4.6	116.8
30	3.4	86.7	4.6	116.8
31	3.5	86.7	4.7	116.8
32	4.2	86.7	5.7	116.8
33	3.5	86.7	4.9	116.8
34	3.4	86.7	4.7	116.8
35	3.4	86.7	4.6	116.8
36	3.4	86.7	4.6	116.8
37	3.4	86.7	4.8	116.8
38	3.3	86.7	4.6	116.8
39	3.4	86.7	4.5	116.8
40	3.3	86.7	4.6	116.8
41	3.3	86.7	4.5	116.8
42	3.3	86.7	4.5	116.8
43	3.3	86.7	4.5	116.8
44	3.3	86.7	4.5	116.8
45	3.3	86.7	4.4	116.8
46	3.3	86.7	4.4	116.8
47	3.3	86.7	4.5	116.8
48	3.3	86.7	4.3	116.8

49	3.3	86.7	4.1	117.0
50	3.1	86.7	4.1	117.0
51	3.2	86.8	4.2	117.0
52	3.1	86.8	4.1	116.9
53	3.2	86.8	4.2	116.9
54	3.2	86.8	4.2	116.9
55	3.2	86.8	4.2	116.9
56	3.2	86.8	4.1	116.9
57	3.2	86.8	4.2	116.9
58	3.0	86.8	3.9	116.9
59	3.0	86.8	3.9	116.9
60	3.2	86.8	4.2	116.9
61	3.4	86.8	4.4	116.9
62	3.5	86.8	4.4	116.9
63	3.3	86.8	4.1	116.8
64	3.2	86.8	4.0	116.8
65	3.2	86.8	4.1	116.8
66	3.2	86.8	4.1	116.8
67	3.3	86.8	4.5	116.8
68	5.4	86.8	6.7	116.8
69	3.7	86.8	4.4	116.8
70	3.3	86.7	4.1	116.8
71	3.2	86.7	4.1	116.8
72	3.2	86.8	4.1	116.9
73	3.3	86.8	4.1	116.8
74	3.3	86.8	4.1	116.9
75	3.3	86.8	4.2	116.9
76	3.3	86.8	4.2	116.9
77	3.3	86.8	4.2	116.8
78	3.3	86.8	4.2	116.9
79	3.3	86.8	4.2	116.9
80	3.3	86.7	4.2	116.9
81	3.3	86.7	4.3	116.9
82	3.3	86.7	4.3	116.9
83	3.3	86.7	4.3	116.9
84	3.3	86.7	4.2	116.9
85	3.3	86.7	4.3	116.9
86	3.3	86.7	4.3	116.9
87	3.4	86.7	4.2	116.9
88	3.3	86.7	4.2	116.9
89	3.3	86.7	4.2	116.9
90	3.4	86.7	4.1	116.9
91	3.4	86.7	4.1	116.9
92	3.3	86.7	3.6	116.9
93	3.4	86.7	3.8	116.9
94	3.4	86.7	4.1	116.8
95	3.5	86.7	4.1	116.9
96	6.5	86.7	7.6	116.9
TOTAL=	333.535		TOTAL=	420.023

RESOLUTION PLOT: EE1-500.

WAFER NO. 1856-4 THICKNESS: 510 μM

JUNCTION
 DET LINE: 34.56 KeV
 SYSTEM: 19.57 KeV
 CALC: 26.48 KeV

OHMIC
 DET LINE: 35.53 KeV
 SYSTEM: 20.19 KeV
 CALC: 29.23 KeV

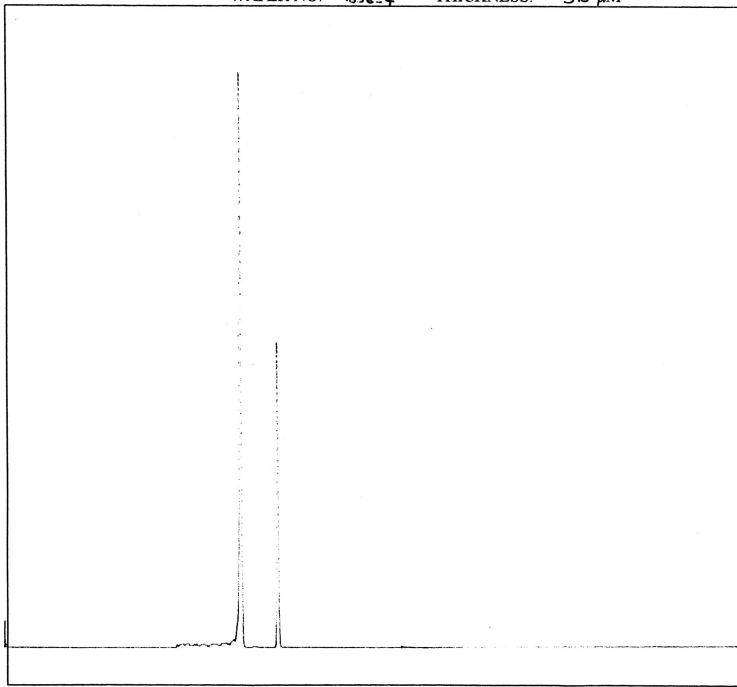
Am 241

Tc= 1uS

MICRON SEMICONDUCTOR LTD

11 MAY 1999

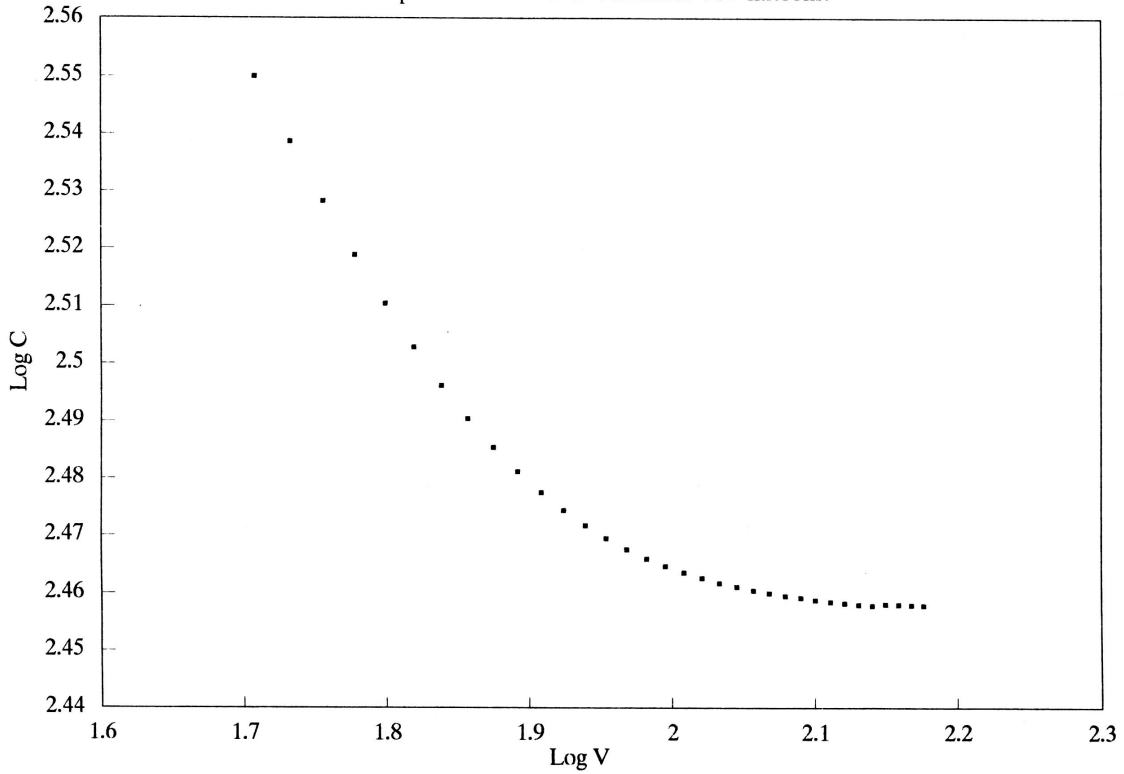
QUALITY CONTROL
 QUALITY OFFICER
 SIGNATURE



VBIAS= 90V IR= 516nA V.OPERATIONAL TO: 135V

EE1-500 No. 1856-4

Depletion 86.7 Volts. Thickness 510 microns.



EE1-500 LEAKAGE MEASUREMENTS.
 WAFER NUMBER 18565 THICKNESS 509 μ M
 FORWARD VOLTAGE .62 V BACK Z (ohms) .7
 VOLTAGE BREAKDOWN > 100 V

STRIP NO.	CURRENT AT DEPLETION (nA)	VOLTAGE AT DEPLETION (V)	CURRENT (30V+) DEPLETION (nA)	VOLTAGE (30V+) DEPLETION (V)
1	4.5	81.6	6.1	111.5
2	3.3	81.6	4.5	111.5
3	3.3	81.6	4.4	111.4
4	3.3	81.6	4.3	111.4
5	3.3	81.6	4.4	111.4
6	3.3	81.6	4.4	111.4
7	3.3	81.6	4.4	111.4
8	3.2	81.6	4.3	111.4
9	3.2	81.6	4.3	111.4
10	3.2	81.6	4.3	111.4
11	3.2	81.6	4.3	111.4
12	3.2	81.6	4.2	111.4
13	3.2	81.6	4.2	111.5
14	3.1	81.6	4.2	111.5
15	3.0	81.6	4.2	111.5
16	3.2	81.6	4.2	111.5
17	3.2	81.6	4.2	111.5
18	3.1	81.6	4.1	111.5
19	2.9	81.6	4.1	111.5
20	3.1	81.6	4.1	111.5
21	2.8	81.6	4.1	111.5
22	3.1	81.6	4.1	111.5
23	3.0	81.6	4.1	111.5
24	3.1	81.6	4.0	111.5
25	3.0	81.6	4.1	111.5
26	3.2	81.6	4.3	111.5
27	3.0	81.6	4.1	111.5
28	3.0	81.6	4.1	111.5
29	3.1	81.6	4.1	111.5
30	3.1	81.6	4.2	111.5
31	3.1	81.6	4.8	111.5
32	3.1	81.6	4.3	111.5
33	3.3	81.6	4.5	111.5
34	3.0	81.6	4.1	111.5
35	3.0	81.6	4.1	111.5
36	3.0	81.6	4.0	111.5
37	3.0	81.6	4.0	111.5
38	3.0	81.6	4.0	111.5
39	3.0	81.6	4.0	111.5
40	3.0	81.6	4.0	111.5
41	2.9	81.6	3.9	111.5
42	2.9	81.6	3.9	111.5
43	2.9	81.6	3.9	111.5
44	2.9	81.6	3.8	111.5
45	2.9	81.6	3.9	111.5
46	3.0	81.6	3.8	111.5
47	2.9	81.6	3.9	111.5
48	2.9	81.6	3.9	111.5

49	3.0	81.6	3.7	111.5
50	3.0	81.7	3.7	111.5
51	3.0	81.6	3.8	111.5
52	3.0	81.7	3.8	111.5
53	3.1	81.6	3.8	111.5
54	3.0	81.6	3.8	111.5
55	3.0	81.5	3.8	111.5
56	2.9	81.5	3.9	111.5
57	2.9	81.5	4.3	111.5
58	3.1	81.5	4.6	111.5
59	3.1	81.5	4.0	111.5
60	3.3	81.5	4.3	111.5
61	6.3	81.5	7.6	111.5
62	3.1	81.5	3.9	111.5
63	3.0	81.5	3.8	111.5
64	3.0	81.5	3.8	111.5
65	3.0	81.5	3.8	111.5
66	3.0	81.5	3.8	111.5
67	3.0	81.5	3.8	111.4
68	3.0	81.5	3.8	111.4
69	3.0	81.5	3.9	111.4
70	3.0	81.5	3.9	111.4
71	3.1	81.5	4.0	111.4
72	3.0	81.5	3.8	111.4
73	3.0	81.5	3.8	111.4
74	3.0	81.5	3.8	111.4
75	3.3	81.5	4.2	111.5
76	3.2	81.5	3.9	111.5
77	3.0	81.5	3.9	111.4
78	3.0	81.5	3.8	111.4
79	2.9	81.5	3.8	111.4
80	3.0	81.5	3.8	111.5
81	3.1	81.5	4.0	111.4
82	3.0	81.5	3.8	111.4
83	4.6	81.5	4.5	111.4
84	3.0	81.5	3.8	111.4
85	3.0	81.5	3.8	111.4
86	3.0	81.5	3.8	111.4
87	3.0	81.5	3.8	111.4
88	2.9	81.5	3.8	111.4
89	3.0	81.5	3.7	111.4
90	3.0	81.5	3.8	111.4
91	3.0	81.5	3.8	111.4
92	3.0	81.5	3.8	111.4
93	3.0	81.5	3.5	111.4
94	3.0	81.5	3.6	111.4
95	3.1	81.5	3.6	111.4
96	4.0	81.5	4.6	111.4
TOTAL=	300.186		TOTAL=	391.105

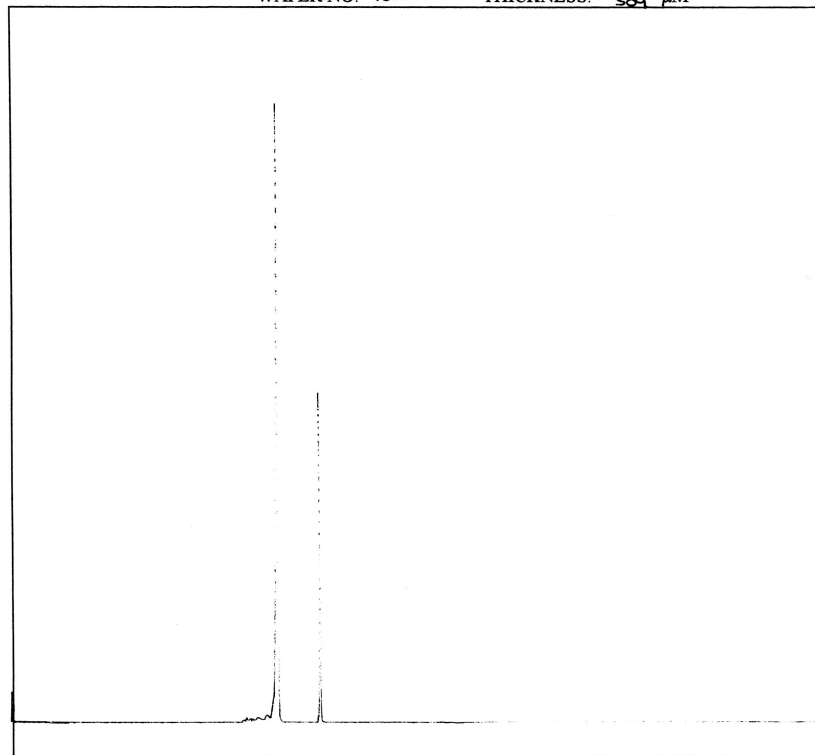
RESOLUTION PLOT: EE1-500.

WAFER NO. 1856-5 THICKNESS: 509 μ M

JUNCTION
 DET LINE: 31.56 KeV
 SYSTEM: 20.10 KeV
 CALC: 24.33 KeV

OHMIC
 DET LINE: 32.32 KeV
 SYSTEM: 20.44 KeV
 CALC: 25.03 KeV

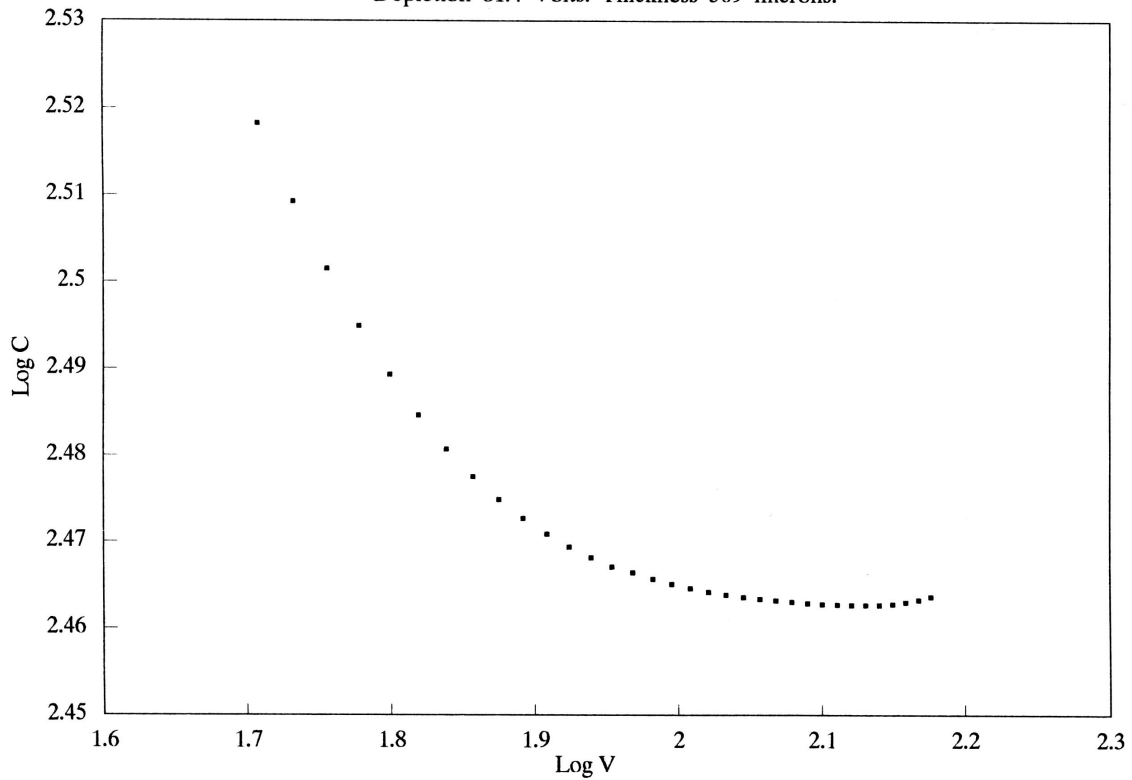
Am 241
 Tc= 1uS



VBIAS= 90V IR= 403nA V.OPERATIONAL TO: >150V

EE1-500 No. 1856-5

Depletion 81.4 Volts. Thickness 509 microns.



EE1-500 LEAKAGE MEASUREMENTS.
 WAFER NUMBER 18566 THICKNESS 511 μ M
 FORWARD VOLTAGE .62 V BACK Z (ohms) .7
 VOLTAGE BREAKDOWN > 100 V

STRIP NO.	CURRENT AT DEPLETION (nA)	VOLTAGE AT DEPLETION (V)	CURRENT (30V+) DEPLETION (nA)	VOLTAGE (30V+) DEPLETION (V)
1	5.2	60.3	8.4	90.1
2	2.5	60.3	3.8	90.1
3	2.4	60.3	3.8	90.1
4	2.4	60.3	3.8	90.1
5	2.5	60.3	4.1	90.2
6	2.4	60.3	3.8	90.1
7	2.5	60.3	4.1	90.1
8	2.4	60.3	3.9	90.1
9	2.4	60.3	4.1	90.2
10	2.4	60.3	4.1	90.2
11	2.4	60.3	4.2	90.2
12	2.4	60.3	4.2	90.2
13	2.4	60.3	4.2	90.2
14	2.4	60.3	4.1	90.2
15	12.1	60.3	16.6	90.2
16	2.4	60.3	4.1	90.2
17	2.4	60.3	4.1	90.2
18	2.4	60.3	4.0	90.2
19	2.4	60.3	4.0	90.2
20	2.4	60.3	4.0	90.2
21	2.4	60.3	4.0	90.2
22	3.5	60.3	4.7	90.2
23	2.4	60.3	4.1	90.2
24	2.4	60.3	3.9	90.2
25	2.4	60.3	4.1	90.2
26	2.4	60.3	4.0	90.2
27	3.5	60.3	4.5	90.2
28	2.4	60.3	4.0	90.2
29	2.4	60.3	4.0	90.2
30	2.3	60.3	3.9	90.2
31	2.3	60.3	3.9	90.2
32	2.4	60.3	4.0	90.2
33	2.4	60.3	4.0	90.2
34	2.4	60.3	4.0	90.2
35	2.4	60.3	4.0	90.2
36	2.4	60.3	4.0	90.2
37	2.4	60.3	4.0	90.2
38	2.4	60.3	4.0	90.2
39	2.3	60.3	4.0	90.2
40	2.3	60.3	4.0	90.2
41	2.3	60.3	4.0	90.2
42	2.3	60.3	4.0	90.2
43	2.3	60.3	4.0	90.2
44	2.3	60.3	4.0	90.2
45	2.3	60.3	4.0	90.2
46	2.3	60.3	4.0	90.2
47	2.4	60.3	4.0	90.2
48	2.3	60.3	4.0	90.2

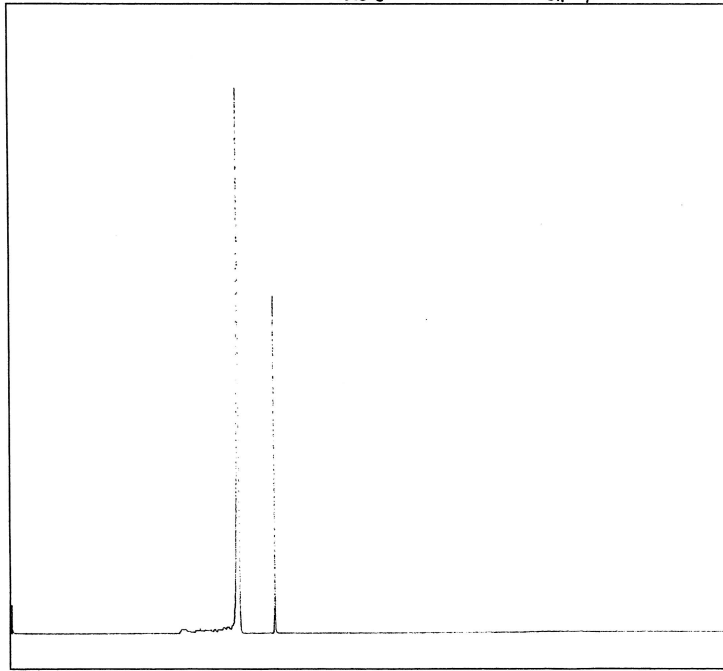
49	2.7	57.5	3.0	87.6
50	2.8	57.6	3.1	87.6
51	2.9	57.6	6.6	87.6
52	2.9	57.6	3.2	87.6
53	4.6	57.6	6.5	87.6
54	3.1	57.6	3.2	87.6
55	8.2	57.6	8.2	87.6
56	3.4	57.6	4.2	87.6
57	3.5	57.6	4.0	87.6
58	3.3	57.6	3.9	87.6
59	3.3	57.6	3.7	87.6
60	3.3	57.6	3.9	87.6
61	3.2	57.6	3.9	87.6
62	3.0	57.5	3.7	87.6
63	3.0	57.5	3.5	87.6
64	3.4	57.5	3.9	87.6
65	3.4	57.5	3.5	87.6
66	4.0	57.5	3.6	87.6
67	4.7	57.6	7.8	87.6
68	3.6	57.6	3.5	87.6
69	3.5	57.6	3.8	87.6
70	2.8	57.6	3.5	87.6
71	2.5	57.6	3.4	87.5
72	2.5	57.6	3.6	87.5
73	3.7	57.5	4.6	87.5
74	4.9	57.5	3.9	87.5
75	3.9	57.5	3.8	87.5
76	5.0	57.5	7.3	87.5
77	6.0	57.5	4.5	87.5
78	5.4	57.5	5.8	87.5
79	4.3	57.5	4.8	87.5
80	4.2	57.5	3.4	87.5
81	2.8	57.6	4.0	87.5
82	4.0	57.5	4.8	87.5
83	3.0	57.6	5.2	87.5
84	5.5	57.5	9.6	87.5
85	5.0	57.5	4.5	87.5
86	2.6	57.5	4.1	87.5
87	2.5	57.5	3.4	87.5
88	4.8	57.5	4.3	87.5
89	3.5	57.6	3.8	87.5
90	5.3	57.6	5.7	87.5
91	8.1	57.5	4.3	87.5
92	4.8	57.5	6.4	87.5
93	3.4	57.5	4.1	87.5
94	4.8	57.5	4.5	87.5
95	8.9	57.5	4.6	87.5
96	6.5	57.5	15.6	87.5
TOTAL=	319.3511	TOTAL=	386.45	

RESOLUTION PLOT: EE1-500.

WAFER NO. 1856-6 THICKNESS: 511 μ M

JUNCTION
 DET LINE: 32.60 KeV
 SYSTEM: 21.20 KeV
 CALC: 24.76 KeV

OHMIC
 DET LINE: 37.27 KeV
 SYSTEM: 21.35 KeV
 CALC: 30.54 KeV



Am 241

Te= 1uS

MICRON SEMICONDUCTOR LTD

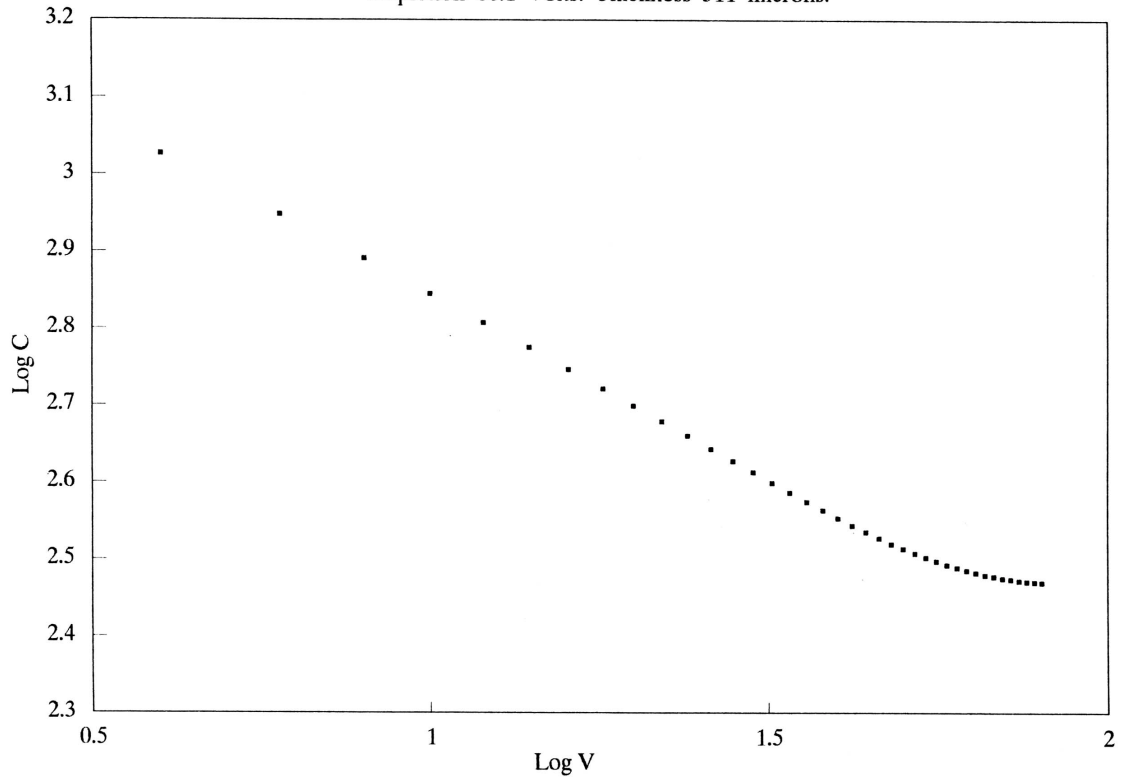
11 MAY 1999

QUALITY CONTROL
 QUALITY OFFICER
 SIGNATURE

VBIAS= 60V IR= 415nA V.OPERATIONAL TO: >150V

EE1-500 No. 1856-6

Depletion 60.1 Volts. Thickness 511 microns.



EE1-500 LEAKAGE MEASUREMENTS.
 WAFER NUMBER 18569 THICKNESS 504 μ m
 FORWARD VOLTAGE .65 V BACK Z (ohms) .5
 VOLTAGE BREAKDOWN > 100 V

STRIP NO.	CURRENT AT DEPLETION (nA)	VOLTAGE AT DEPLETION (V)	CURRENT (30V+) DEPLETION (nA)	VOLTAGE (30V+) DEPLETION (V)
1	3.6	57.5	7.5	87.6
2	5.3	57.5	4.0	87.6
3	2.6	57.5	3.4	87.5
4	2.7	57.5	3.2	87.5
5	4.8	57.5	4.4	87.5
6	2.2	57.5	3.1	87.5
7	2.6	57.7	3.4	87.6
8	2.7	57.5	3.1	87.6
9	2.5	57.5	3.0	87.6
10	2.5	57.6	3.1	87.6
11	2.3	57.5	2.8	87.6
12	2.3	57.5	2.8	87.6
13	2.5	57.5	2.9	87.6
14	2.3	57.5	3.3	87.6
15	2.3	57.5	2.9	87.6
16	2.3	57.5	2.8	87.6
17	2.3	57.5	2.8	87.6
18	2.3	57.5	2.8	87.5
19	2.3	57.5	2.8	87.5
20	2.3	57.5	3.1	87.6
21	2.3	57.5	2.8	87.6
22	2.4	57.5	2.8	87.6
23	2.8	57.5	2.9	87.6
24	2.3	57.5	2.9	87.6
25	2.3	57.5	3.5	87.6
26	2.3	57.5	2.9	87.6
27	2.3	57.5	2.8	87.6
28	2.7	57.5	2.8	87.6
29	2.5	57.5	2.9	87.6
30	2.3	57.5	3.1	87.6
31	2.4	57.5	4.6	87.6
32	2.3	57.5	4.2	87.6
33	2.3	57.5	2.9	87.6
34	2.3	57.5	2.9	87.6
35	2.3	57.5	2.8	87.6
36	2.2	57.5	3.0	87.6
37	2.4	57.5	2.9	87.6
38	2.2	57.5	2.7	87.6
39	2.4	57.5	2.7	87.6
40	2.4	57.5	2.7	87.6
41	2.5	57.5	2.8	87.6
42	2.8	57.5	3.3	87.6
43	2.9	57.5	4.4	87.6
44	2.8	57.5	4.7	87.6
45	2.6	57.5	3.9	87.6
46	2.4	57.5	3.5	87.6
47	2.3	57.5	4.3	87.6
48	2.4	57.5	3.0	87.6

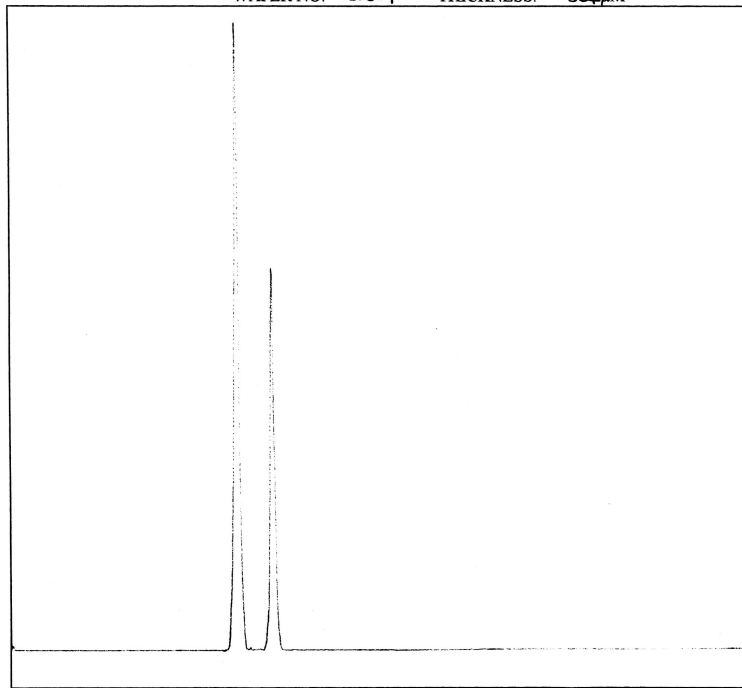
49	2.5	60.3	3.4	90.2
50	2.5	60.3	3.4	90.2
51	2.5	60.3	3.5	90.2
52	2.5	60.3	3.5	90.2
53	2.5	60.3	3.5	90.2
54	2.5	60.3	3.5	90.2
55	11.2	60.3	13.9	90.2
56	2.5	60.3	3.5	90.2
57	2.5	60.3	3.5	90.2
58	2.5	60.3	3.4	90.2
59	2.5	60.3	3.4	90.2
60	2.5	60.3	3.4	90.2
61	2.5	60.3	3.4	90.2
62	2.5	60.3	3.4	90.2
63	2.5	60.3	3.5	90.2
64	2.8	60.3	3.6	90.2
65	2.6	60.3	3.6	90.2
66	2.5	60.3	3.5	90.2
67	2.5	60.3	3.5	90.2
68	2.5	60.3	3.5	90.2
69	2.4	60.3	3.4	90.2
70	2.5	60.3	3.4	90.2
71	2.5	60.3	3.4	90.2
72	3.1	60.3	3.5	90.2
73	2.5	60.3	3.5	90.2
74	2.4	60.3	3.4	90.2
75	2.5	60.3	3.4	90.2
76	2.4	60.3	3.4	90.2
77	3.1	60.3	3.9	90.2
78	2.5	60.3	3.4	90.2
79	2.4	60.3	3.4	90.2
80	2.5	60.3	3.7	90.2
81	2.5	60.3	3.8	90.2
82	2.5	60.3	3.9	90.2
83	2.5	60.3	3.9	90.2
84	2.5	60.3	3.8	90.2
85	2.5	60.3	3.9	90.2
86	2.5	60.3	3.6	90.2
87	2.5	60.3	3.7	90.2
88	2.5	60.3	3.8	90.2
89	2.5	60.3	4.2	90.2
90	2.5	60.3	3.7	90.2
91	2.5	60.3	3.8	90.2
92	2.5	60.3	3.7	90.2
93	2.5	60.3	3.6	90.2
94	2.5	60.3	3.6	90.2
95	2.5	60.3	3.7	90.2
96	3.1	60.3	4.5	90.2
TOTAL=	259.42		TOTAL=	393.6101

RESOLUTION PLOT: EE1-500.

WAFER NO. 1856-9 THICKNESS: 504 μM

JUNCTION
 DET LINE: 92.24 KeV
 SYSTEM: 77.17 KeV
 CALC: 60.62 KeV

OHMIC
 DET LINE: 47.09 KeV
 SYSTEM: 77.19 KeV
 CALC: 68.89 KeV



Am 241

Tc= 1uS

MICRON SEMICONDUCTOR LTD

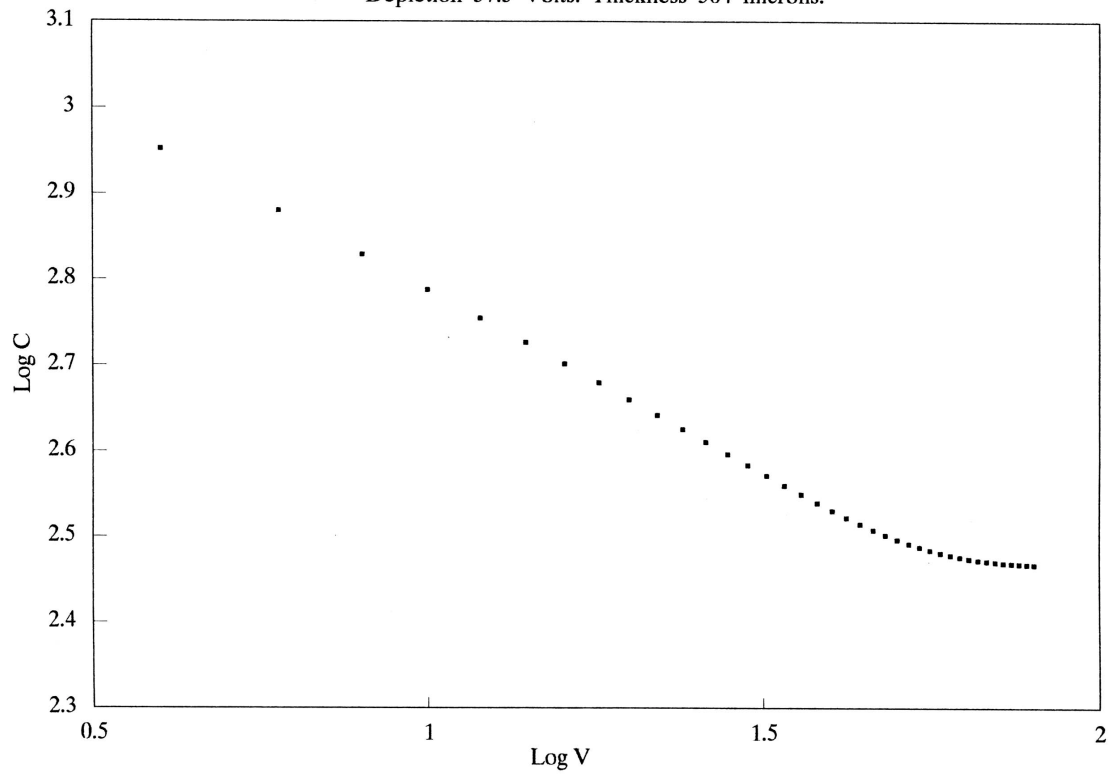
11 MAY 1999

QUALITY CONTROL
 QUALITY OFFICER
 SIGNATURE

VBIAS= 45V IR= 435nA V.OPERATIONAL TO: 125V

EE1-500 No. 1856-9

Depletion 57.5 Volts. Thickness 504 microns.



DATE: 11/02/99
 DEVICE TYPE: EE1-500 PROTOTYPE
 PURCHASE ORDER NUMBER: 16752/10

DEVICE NUMBER: 927-5
 THICKNESS: 485 μ M

Measurement data in air @ 21.2°C and 23% humidity:

DEPLETION POINT: 39.6V
 TOTAL IR @ DEPLETION: 127nA
 TOTAL IR @ 2 X DEPLETION: 218nA
 TOTAL VB @ 10 μ A: >100V
 TYPICAL VF @ 10mA: 0.62V

INDIVIDUAL LEAKAGE CURRENTS (NB. ALL STRIPS TESTED FLOATING):

STRIP	IR @ DEP.	IR @ 2XDEP.	STRIP	IR @ DEP.	IR @ 2XDEP.	STRIP	IR @ DEP.	IR @ 2XDEP.	STRIP	IR @ DEP.	IR @ 2XDEP.
1	7nA	14nA	25	8nA	17nA	49	7nA	15nA	73	7nA	16nA
2	7nA	16nA	26	7nA	15nA	50	7nA	13nA	74	7nA	15nA
3	7nA	15nA	27	7nA	13nA	51	7nA	13nA	75	7nA	14nA
4	7nA	15nA	28	7nA	14nA	52	7nA	13nA	76	7nA	15nA
5	7nA	15nA	29	7nA	14nA	53	7nA	14nA	77	7nA	17nA
6	7nA	14nA	30	7nA	15nA	54	7nA	13nA	78	7nA	14nA
	7nA	13nA	31	7nA	14nA	55	7nA	15nA	79	7nA	15nA
8	7nA	14nA	32	9nA	21nA	56	7nA	15nA	80	7nA	15nA
9	7nA	14nA	33	7nA	16nA	57	7nA	15nA	81	7nA	15nA
10	7nA	13nA	34	7nA	13nA	58	7nA	15nA	82	7nA	15nA
11	7nA	13nA	35	7nA	14nA	59	7nA	14nA	83	7nA	14nA
12	7nA	15nA	36	10nA	21nA	60	7nA	15nA	84	7nA	14nA
13	7nA	14nA	37	17A	37nA	61	7nA	15nA	85	7nA	15nA
14	7nA	14nA	38	10nA	23nA	62	7nA	15nA	86	7nA	15nA
15	7nA	13nA	39	7nA	16nA	63	7nA	15nA	87	7nA	15nA
16	7nA	13nA	40	7nA	13nA	64	7nA	14nA	88	7nA	14nA
17	7nA	14nA	41	8nA	16nA	65	7nA	15nA	89	7nA	14nA
18	7nA	14nA	42	7nA	13nA	66	7nA	15nA	90	7nA	15nA
19	7nA	15nA	43	7nA	15nA	67	7nA	15nA	91	7nA	16nA
20	8nA	17nA	44	7nA	15nA	68	7nA	15nA	92	7nA	17nA
21	8nA	19nA	45	7nA	14nA	69	7nA	15nA	93	7nA	15nA
22	8nA	20nA	46	7nA	16nA	70	7nA	16nA	94	7nA	17nA
23	7nA	12nA	47	7nA	14nA	71	7nA	15nA	95	7nA	17nA
24	8nA	19nA	48	7nA	15nA	72	7nA	15nA	96	7nA	16nA

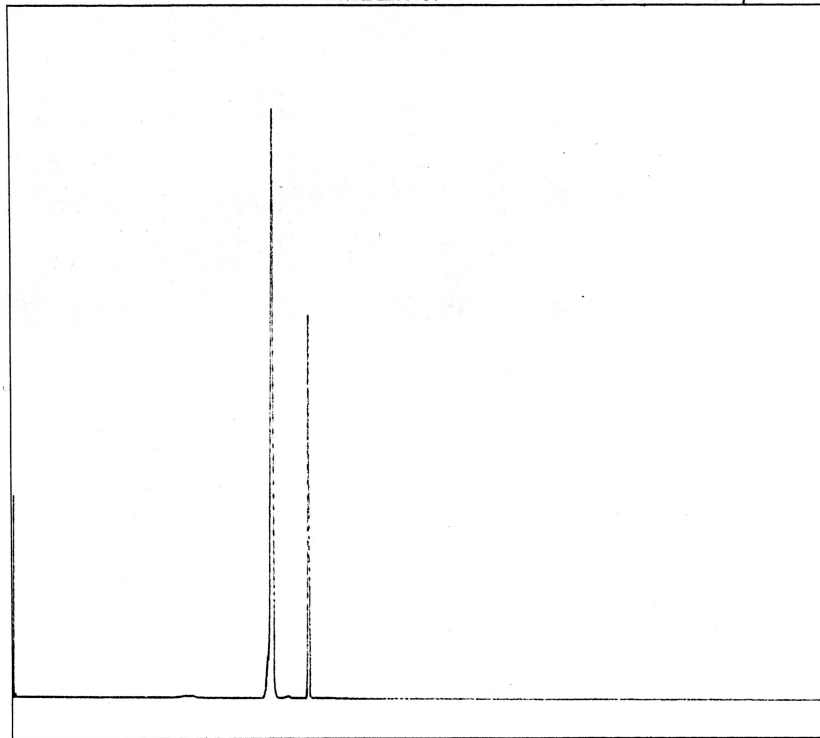
RESOLUTION PLOT: EE1-500.

WAFER NO. 927-5 THICKNESS: 485μM

JUNCTION
 DET LINE: 30.81 KeV
 SYSTEM: 15.51 KeV
 CALC: 26.62 KeV

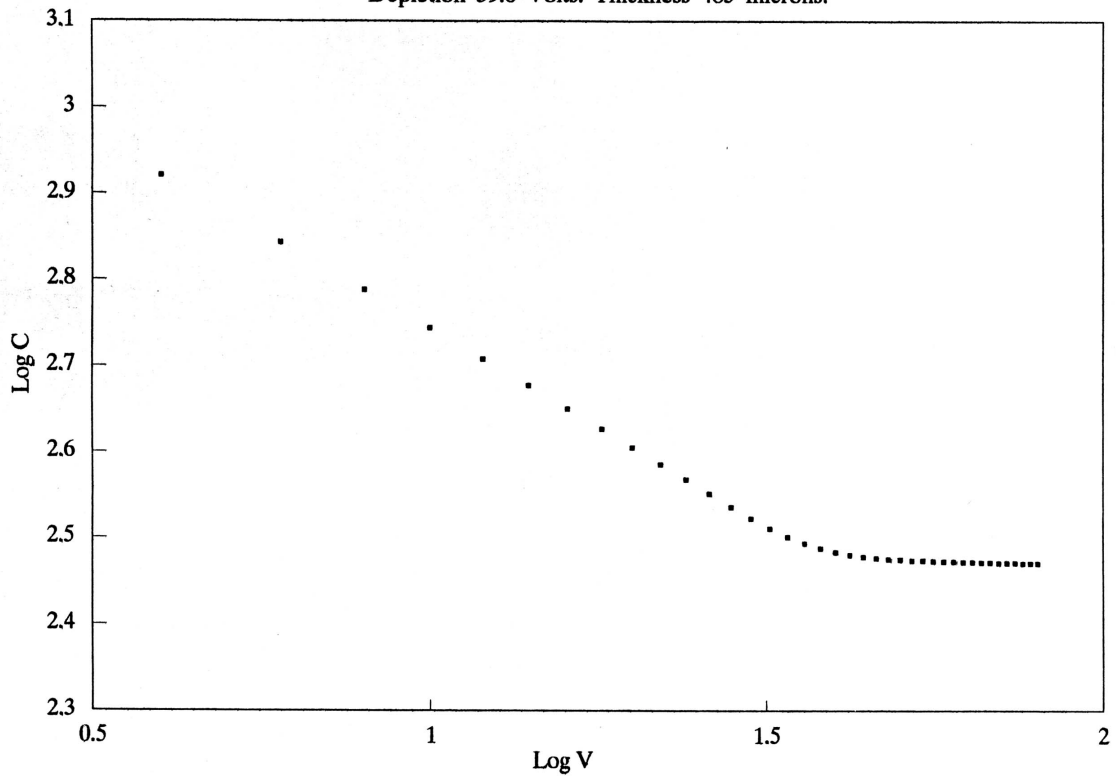
OHMIC
 DET LINE: 40.56 KeV
 SYTEM: 15.59 KeV
 CALC: 37.44 KeV

Am 241
 Tc=1uS

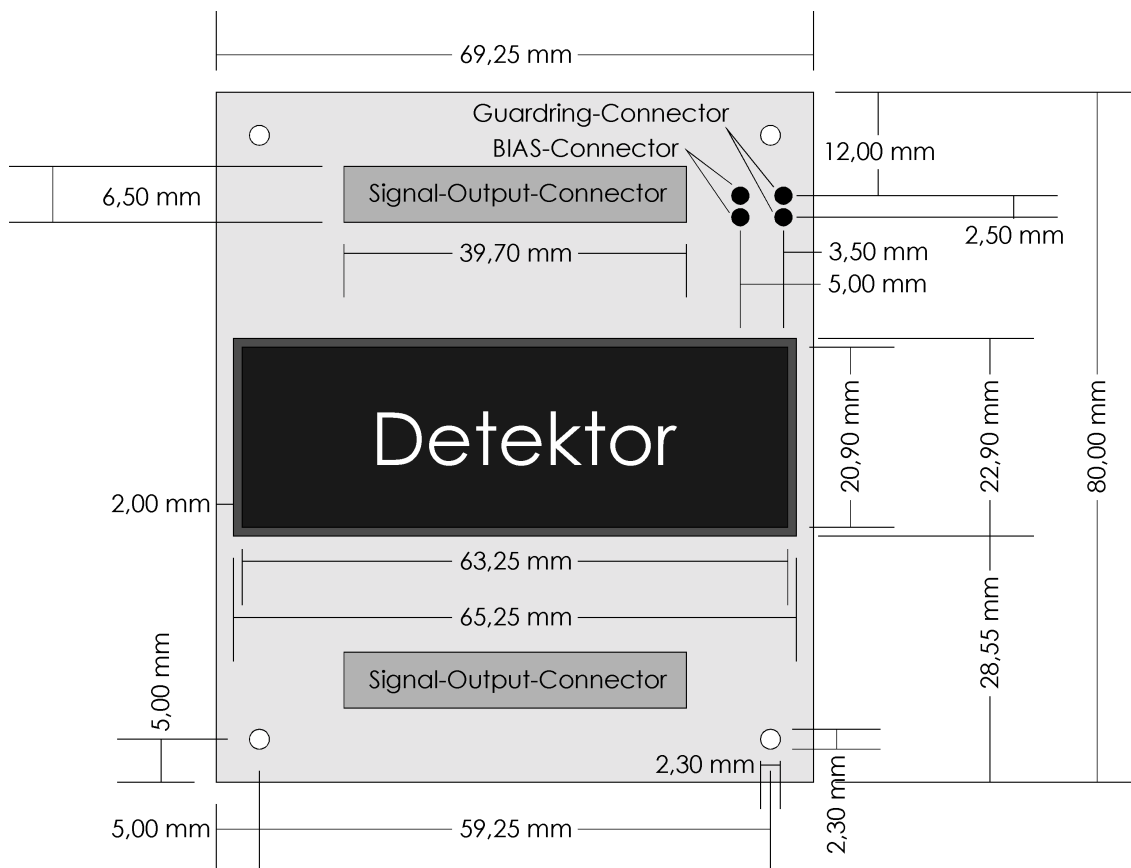


VBIAS= 60V IR= 127nA Total V. OPERATIONAL TO: > 100V

EE1-500 No. 927-5
 Depletion 39.6 Volts. Thickness 485 microns.

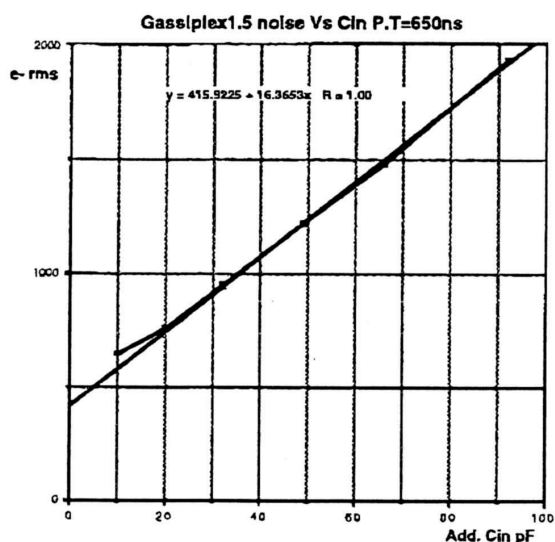
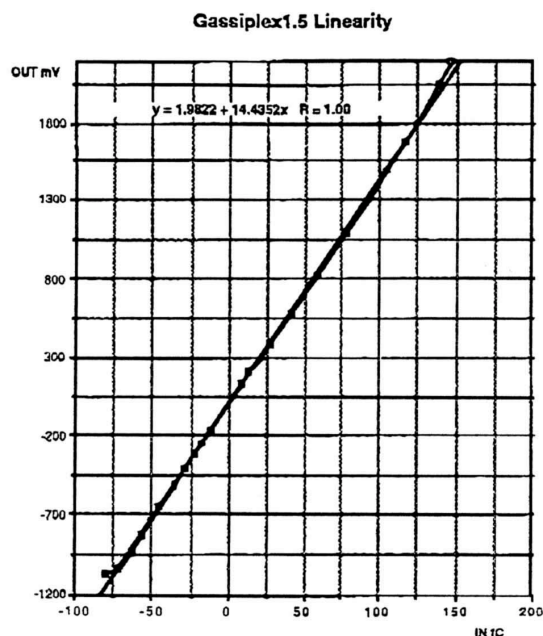


Maße des verwendeten Halbleiterdetektormoduls.



Anhang B Technische Daten zum GASSIPLEX-IC

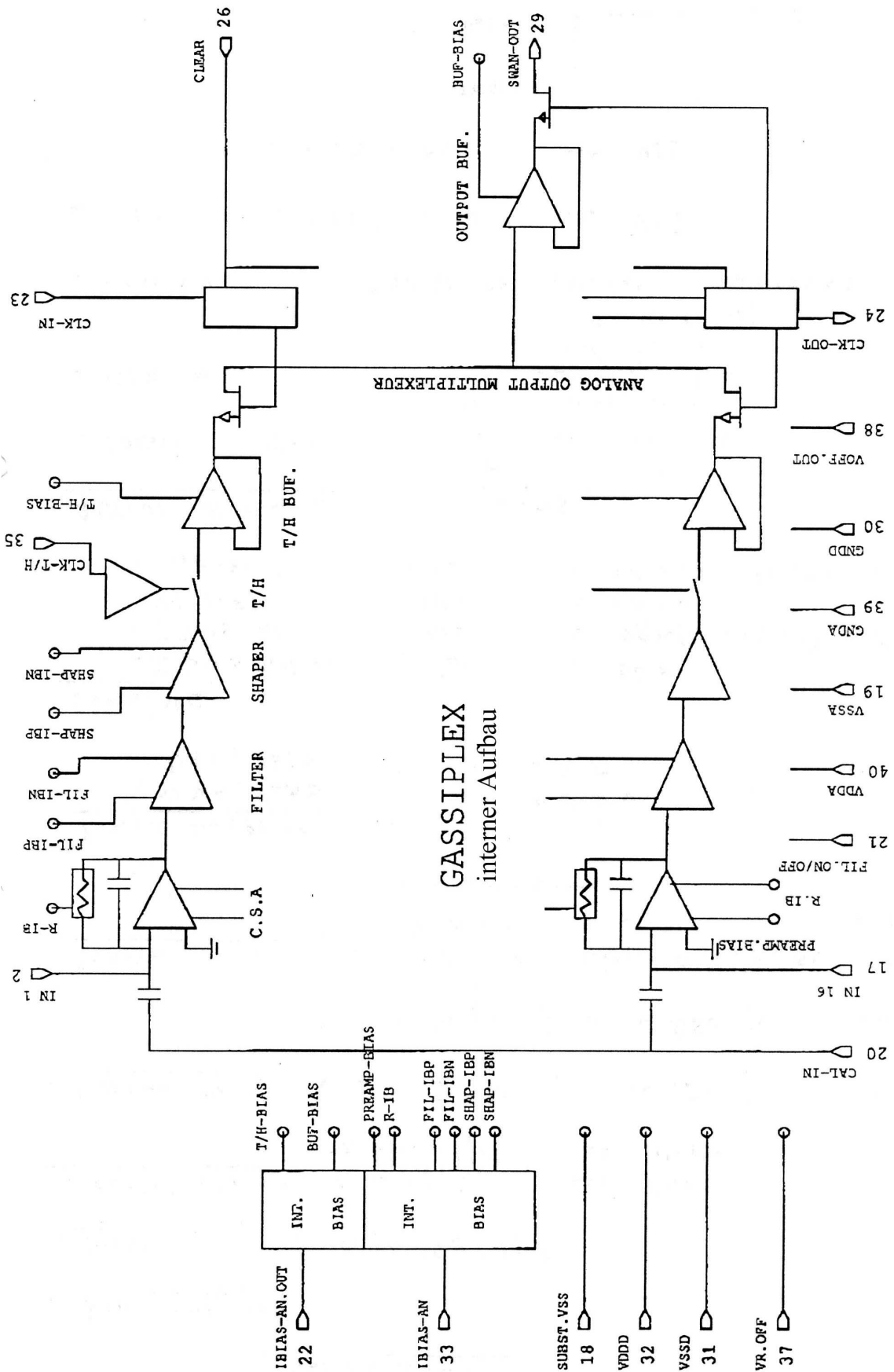
Linearitäts- und Rauschkurven des Vorverstärkers.



GASSIPLEX0.7

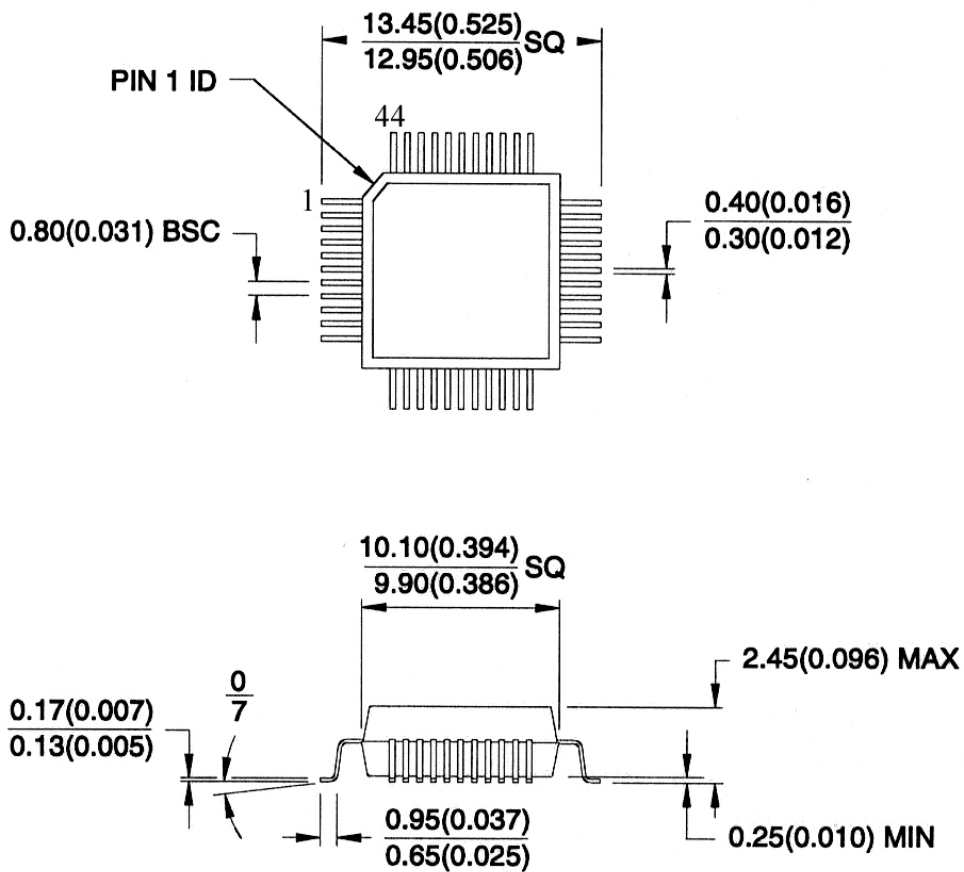
The 1.5 μ m technology will be given up by MIETEC in the future. It was necessary to redesign the Gassiplex1.5 in the new 0.7 μ m technology. This work was accomplished in 95 and the tests were performed in the last months of the same year. Having been fabricated at the prototypes level, just few samples were tested. We do not expect to fabricate it in quantity, the MCM-Digitplex and later the Digitplex will be our goals.

Interner Aufbau des verwendeten GASSIPLEX-Vorverstärker.



Gehäusebauform des verwendeten GASSIPLEX-Vorverstärker.

**44Q, 44-Lead,
Plastic Gull Wing QuadFlat Package (PQFP)
Dimensions in Inches and (Millimeters)**



*Controlling dimensions: millimeters

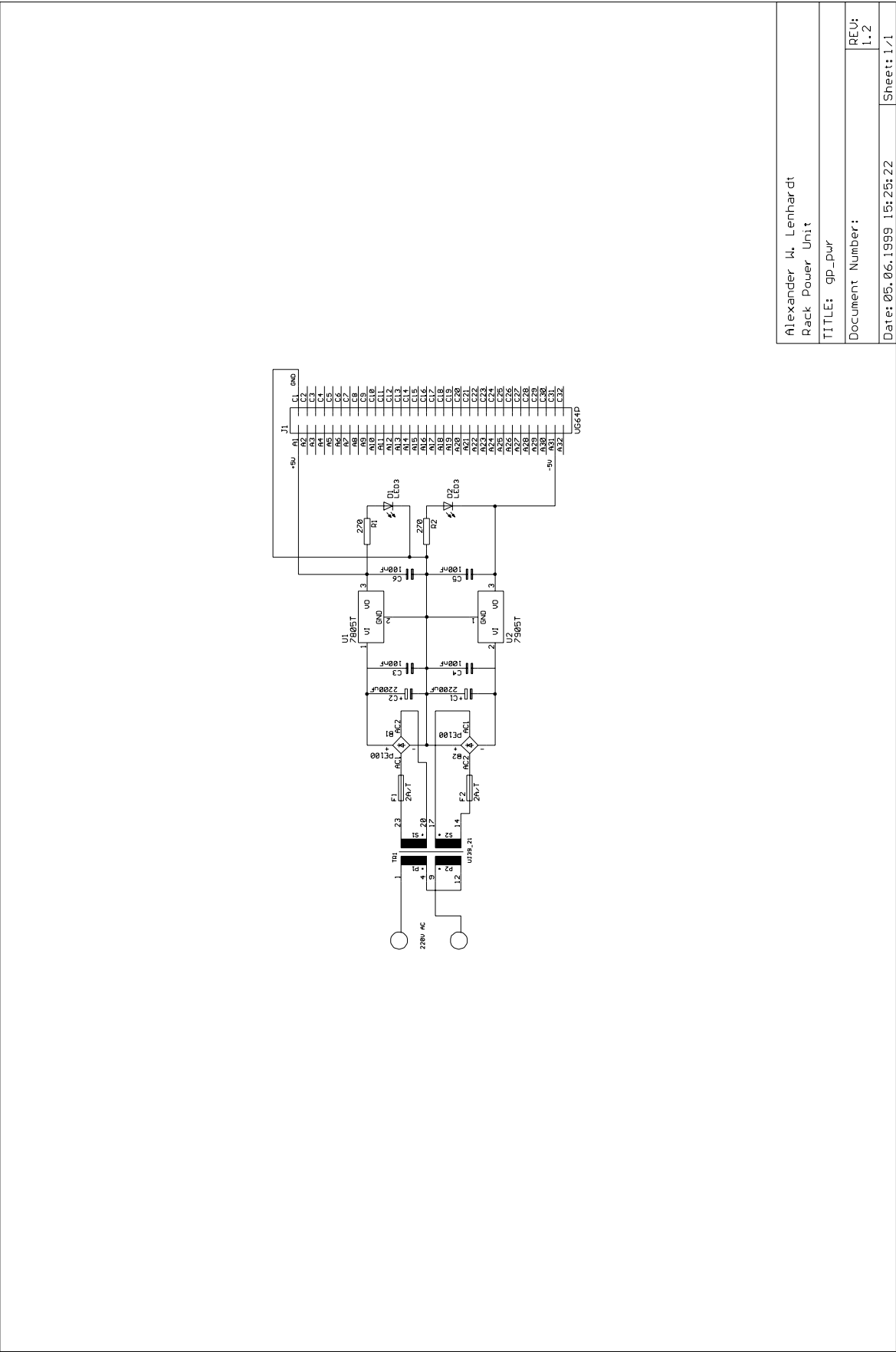
Pin-Out des verwendeten GASSIPLEX-Vorverstärker.

PIN	PINNAME	FUNKTION	Pegel
1	NC	Keine	-
2	TRACK/HOLD	Meßladung speichern	VSSD, VDDD
3	NC	Keine	-
4	VRREF_OFFSET	Offseteingang	-
5	VREF_OFFSET_OUT	Offsetausgang	-
6	GNDA	Analoge Masse	0 V
7	VDDA	Analoge pos. Versorgungsspannung	+3.5 V
8	NC	Keine	-
9	IN1	Meßeingang	-
10	IN2	Meßeingang	-
11	IN3	Meßeingang	-
12	IN4	Meßeingang	-
13	IN5	Meßeingang	-
14	IN6	Meßeingang	-
15	IN7	Meßeingang	-
16	IN8	Meßeingang	-
17	IN9	Meßeingang	-
18	IN10	Meßeingang	-
19	IN11	Meßeingang	-
20	IN12	Meßeingang	-
21	IN13	Meßeingang	-
22	IN14	Meßeingang	-
23	IN15	Meßeingang	-
24	IN16	Meßeingang	-
25	VSSA	Analoge neg. Versorgungsspannung	-3.5 V
26	SVSS	Substratversorgungsspannung neg.	-3.5 V
27	CALIBRATE_IN	Meßeingang	-
28	FILTER ON/OFF	Meßeingang	VSSD, GNDD
29	IBIAS_OUT	Meßeingang	-
30	NC	Keine	-
31	CLOCK_IN	Schieberegister Takteingang	VSSD, GNDD
32	CLOCK_OUT	Schieberegister Taktausgang	VSSD, GNDD
33	NC	Keine	-
34	NC	Keine	-
35	CLEAR	Schieberegister Löschen	VSSD, GNDD
36	NC	Keine	-
37	AOUT_MUX	Analoger Testausgang	-
38	SWAN_OUT	Analoger Meßwertausgang	VSSA – VDDA
39	GNDD	Digitale Masse	0 V
40	VSSD	Digitale neg. Versorgungsspannung	-3.5 V
41	VDDD	Digitale pos. Versorgungsspannung	+3.5V
42	IBIAS	BIAS	-
43	NC	Keine	-
44	NC	Keine	-

Anhang C Schaltpläne, Bestückungspläne, Platinen-Layouts

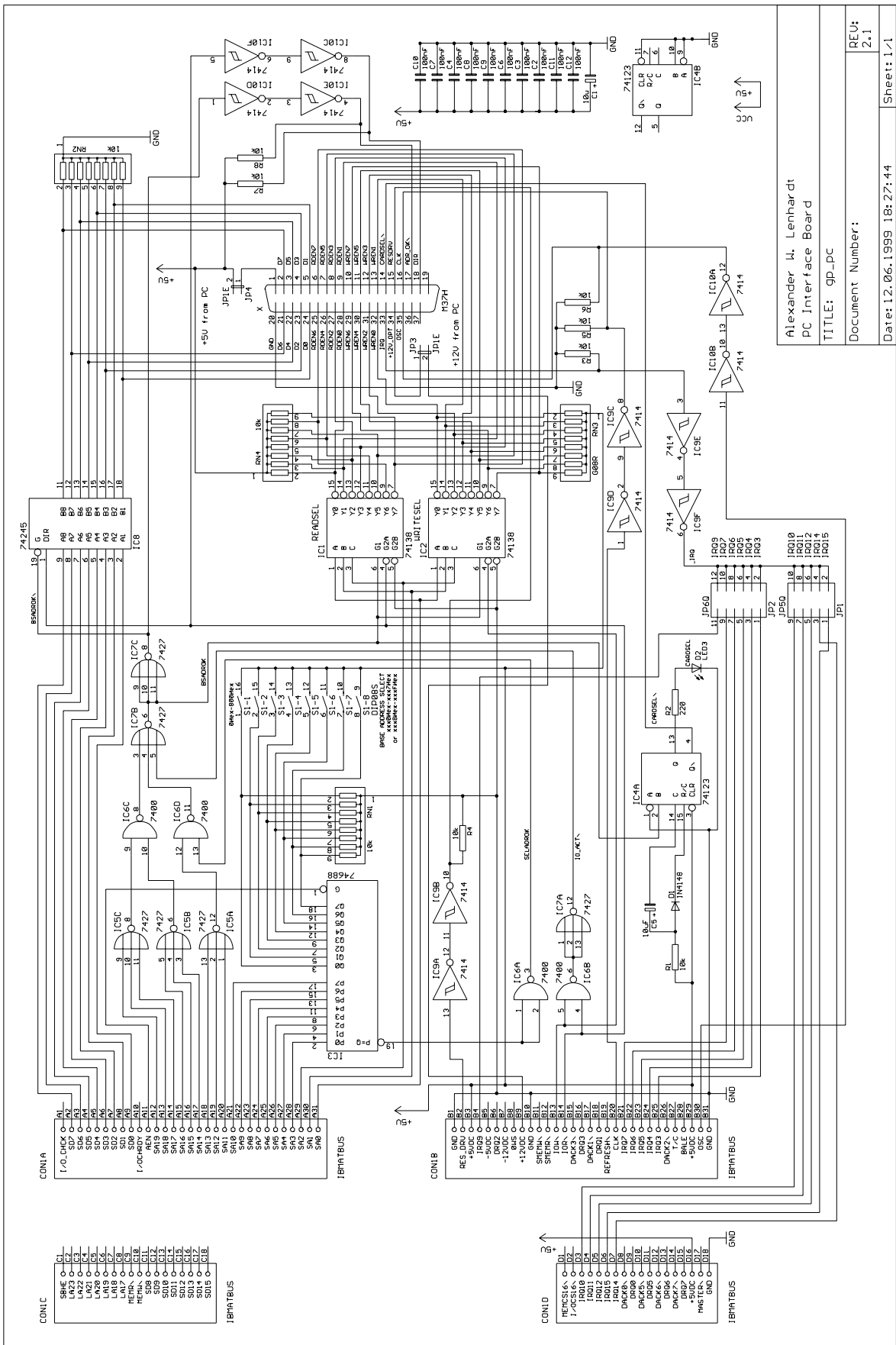
Es werden nun die Schaltpläne für den kompletten LISA-Route (LINTOTT-Spectrometer Arrangement Read-Out Electronic) Testaufbau gelistet. Anschließend folgen Bestückungspläne sowie Layouts für alle Testplatinen. Bestückungspläne und Layouts sind im Maßstab 1 zu 1 dargestellt.

Schaltplan der LISA-Route Spannungsversorgung



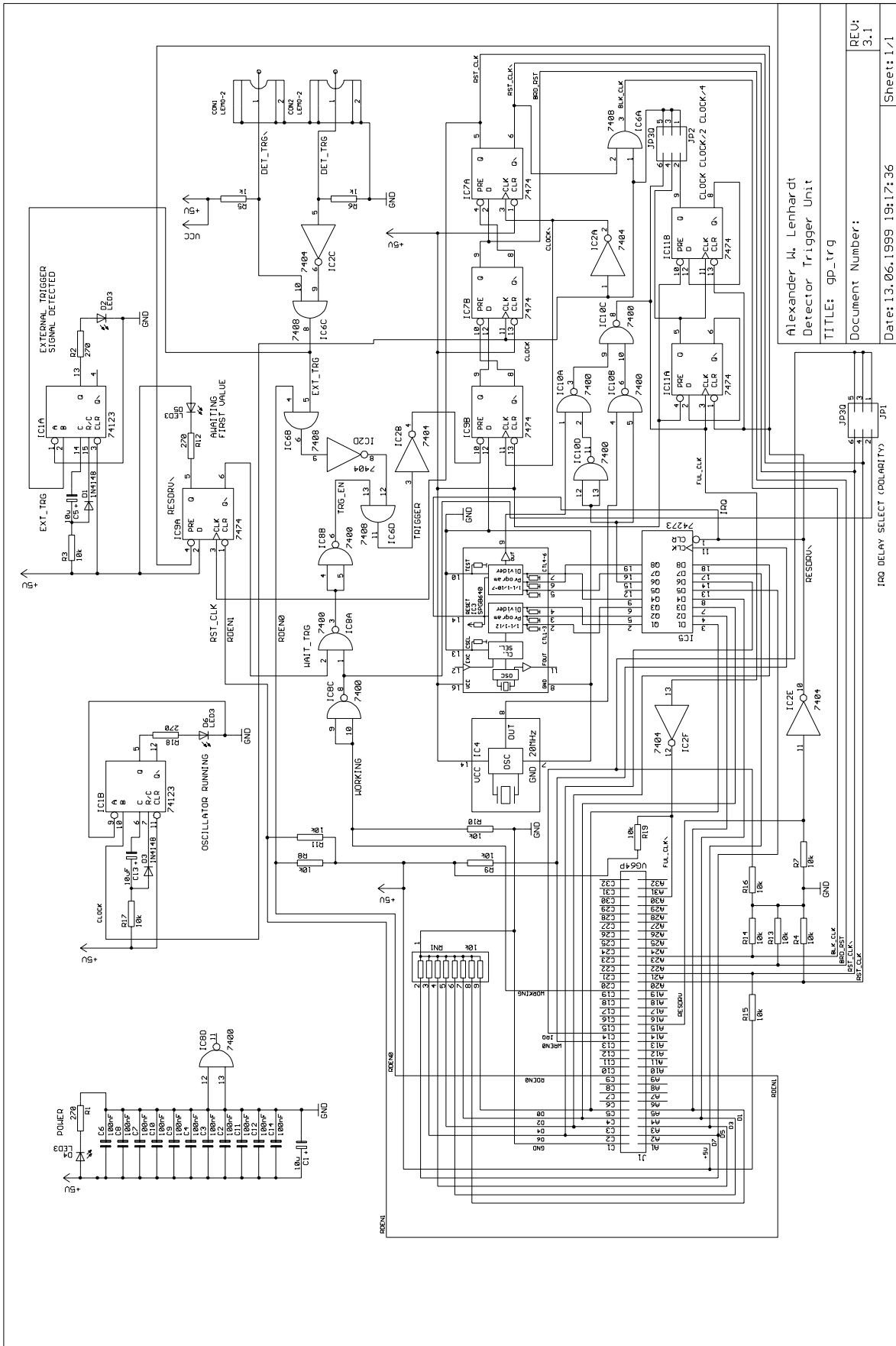
Alexander W. Lenhardt	
Rack Power Unit	
TITLE: gp_pur	
Document Number:	REU: 1.2
Date: 05.06.1999 15:25:22	Sheet: 1/1

Schaltplan der LISA-Routen ISA-Einsteckkarte



Alexander W. Lenhardt
 PC Interface Board
 TITLE: gp_pc
 Document Number:
 Date: 12.06.1999 18:27:44
 REU: 2.1
 Sheet: 1/1

Schaltplan der LISA-Routen Triggereinheit



Alexander M. Lenhardt
Detector Trigger Unit

TITLE: gp_trg

Document Number:

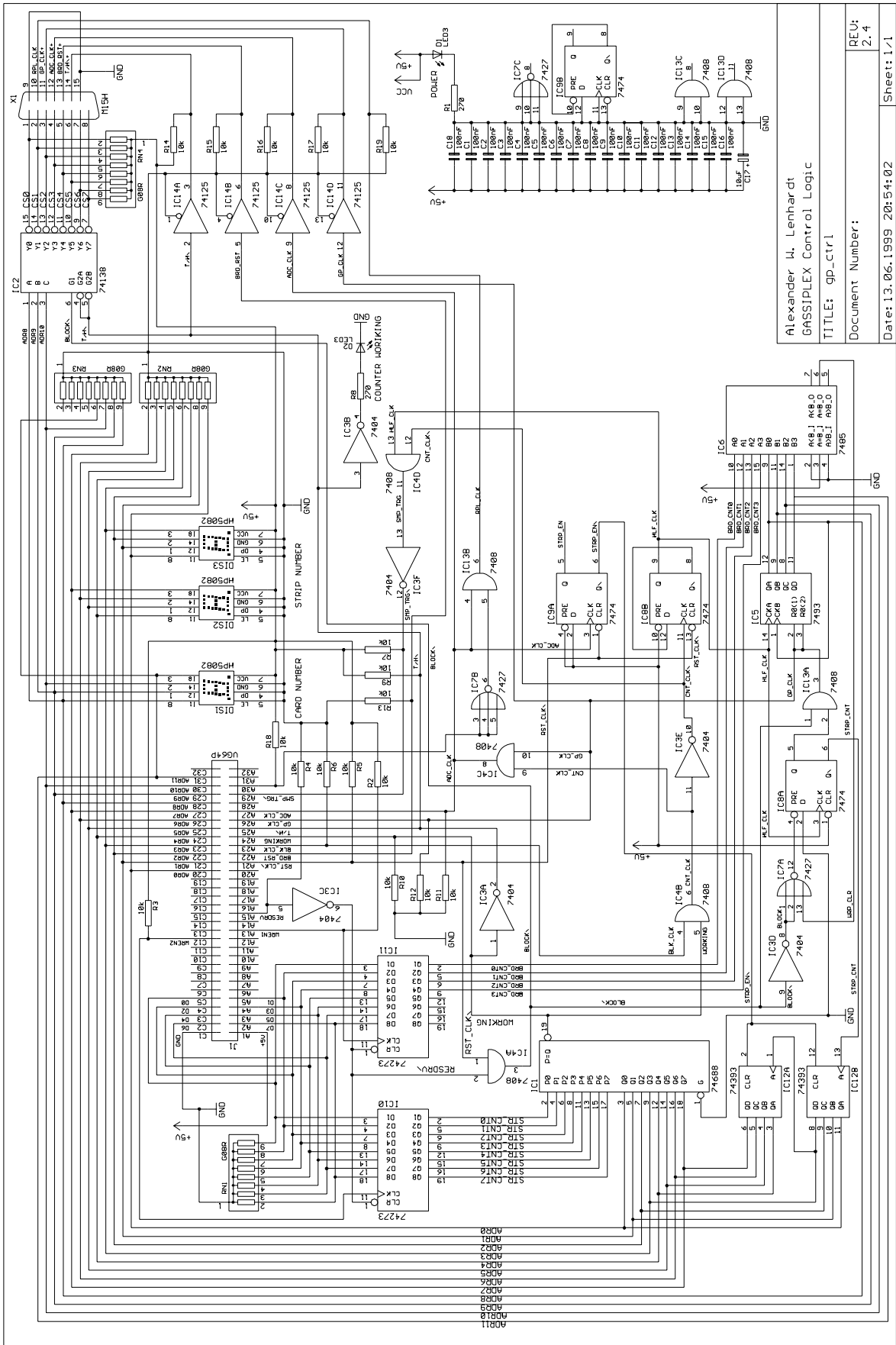
Date: 13.06.1999 19:17:36

I/O DELAY SELECT (POLARITY) JPI

REV: 3.1

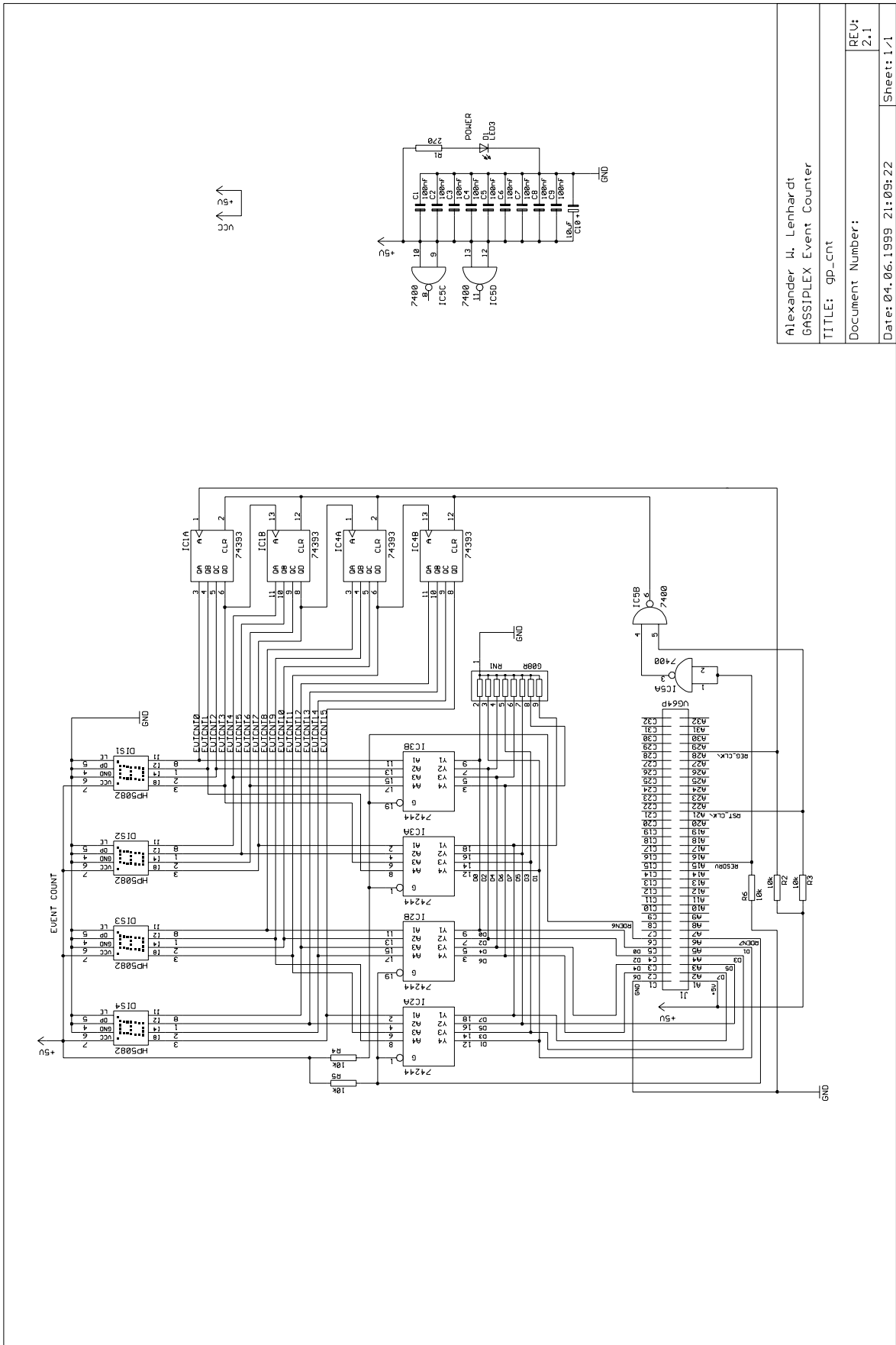
Sheet: 1/1

Schaltplan der LISA-Routen Steuereinheit



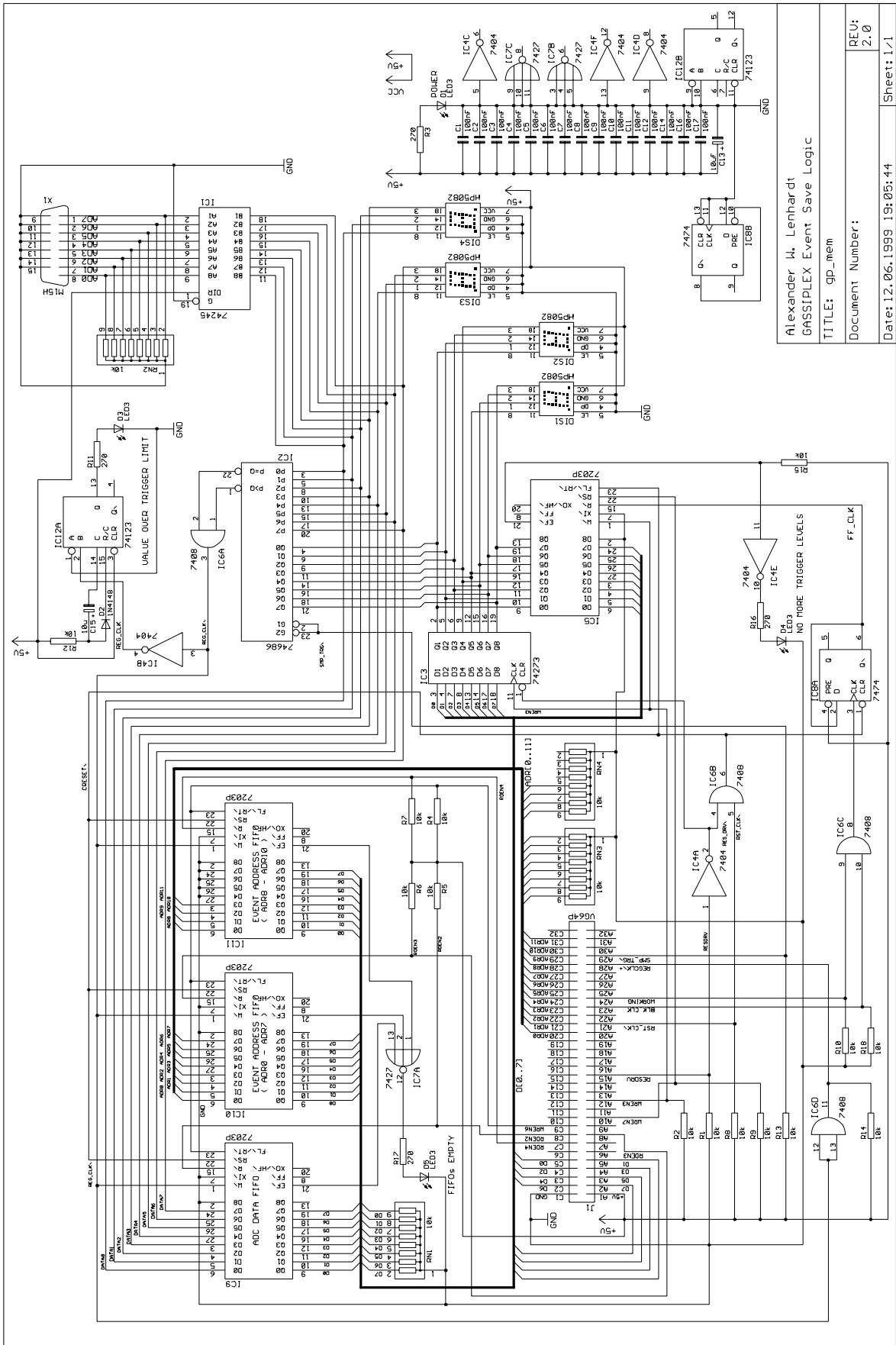
Alexander W. Lenhardt
 GASSIPLEX Control Logic
 TITLE: gp_ctrl
 Document Number:
 Date: 13.06.1999 20:54:02
 Sheet: 1/1

Schaltplan der LISA-Rout Ereigniszähleinheit



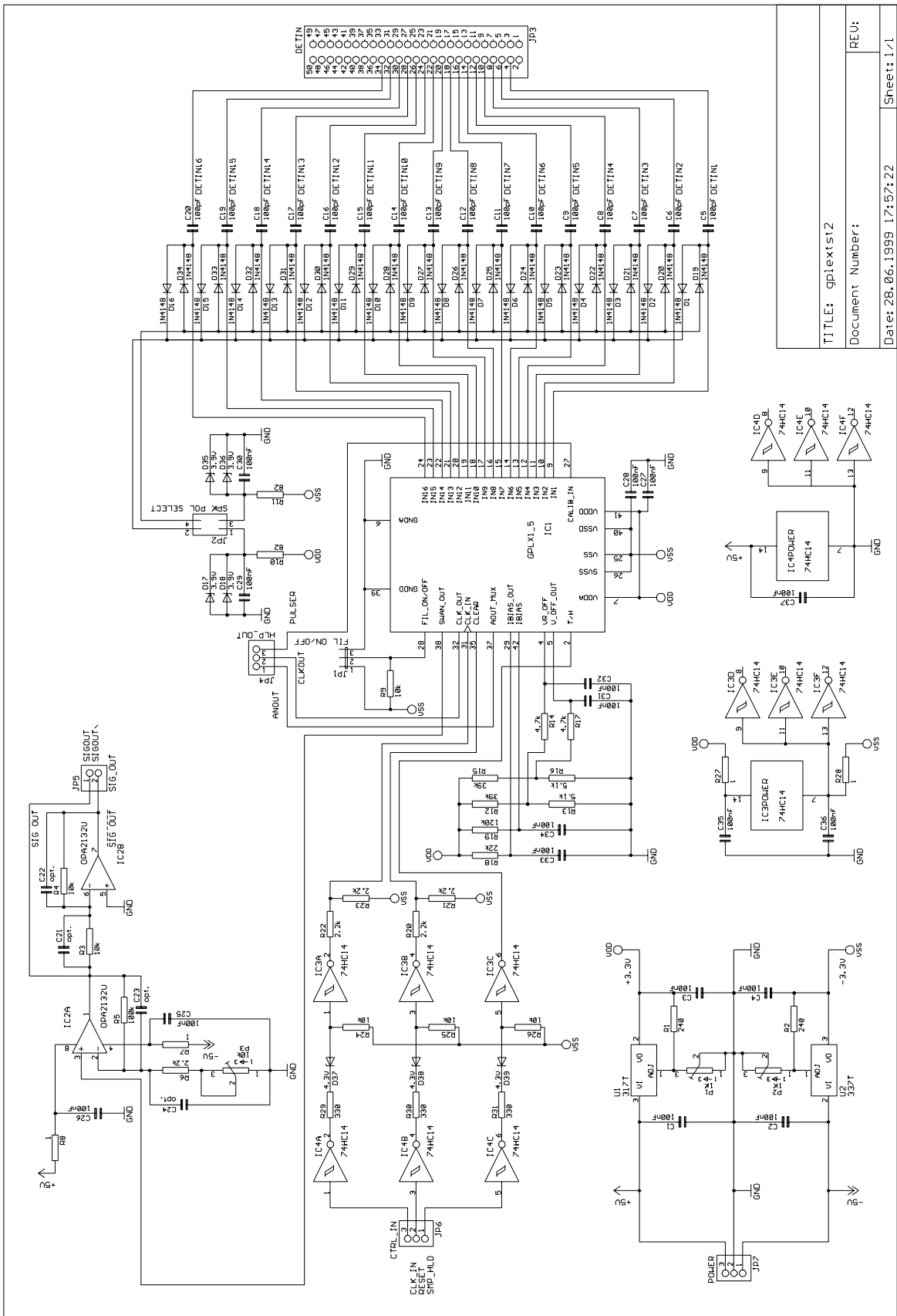
Alexander W. Lenhardt GASSIPLEX Event Counter TITLE: gp_cnt
Document Number:
REU: 2.1
Date: 04.06.1999 21:09:22 Sheet: 1/1

Schaltplan der LISA-Rout Ereignisspeichereinheit



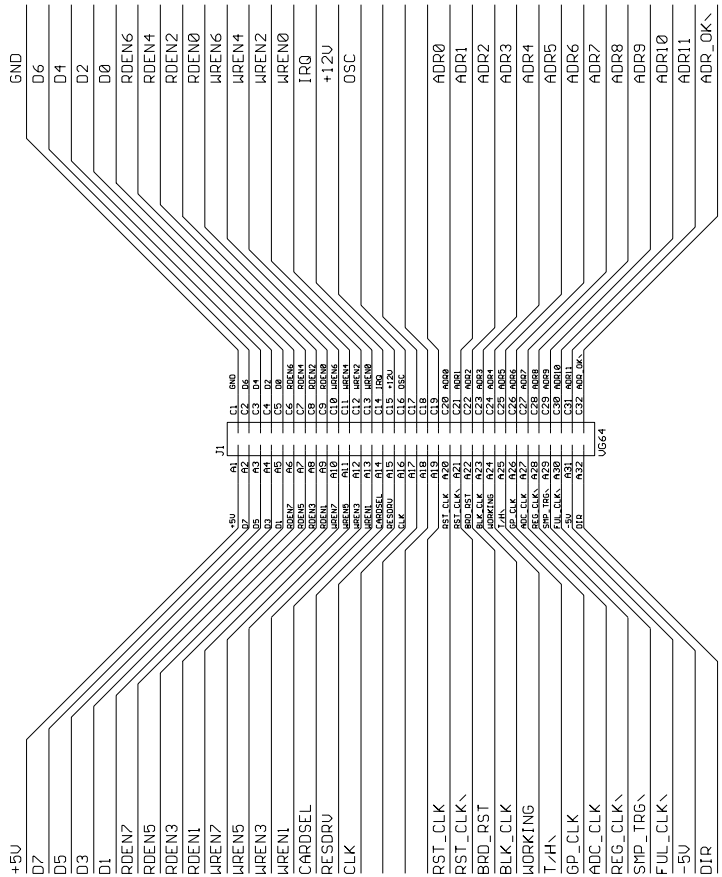
Alexander M. Lenhardt
 GASSIPEX Event Save Logic
 TITLE: gp_mem
 Document Number:
 Date: 12.06.1999 19:05:44
 Sheet: 1/1

Schaltplan der GASSIPLEX Testelektronik



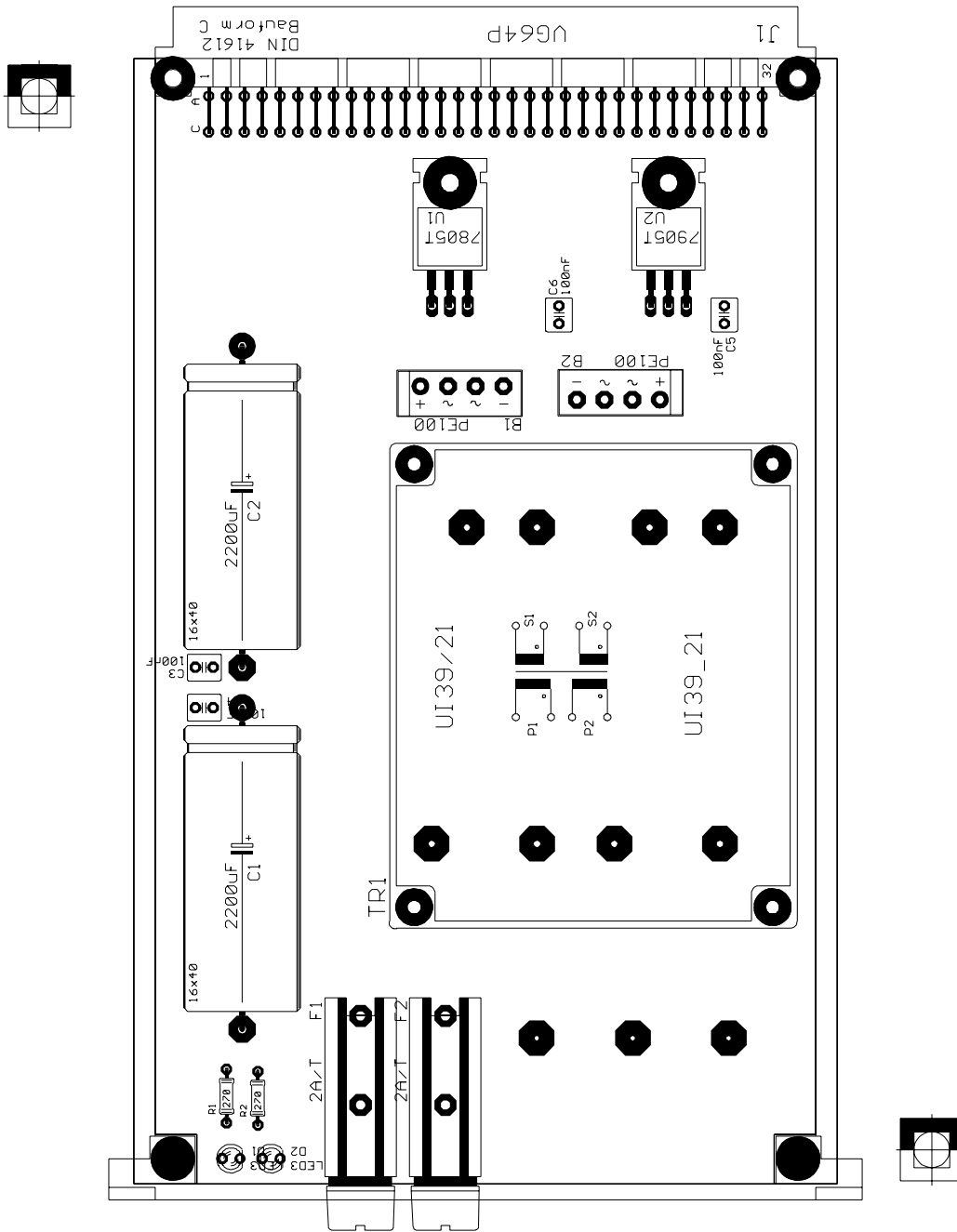
TITLE: gplexst2
 Document Number:
 Date: 28.06.1999 17:57:22
 Sheet: 1/1

Busbelegung des LISA-Route Rackbusses

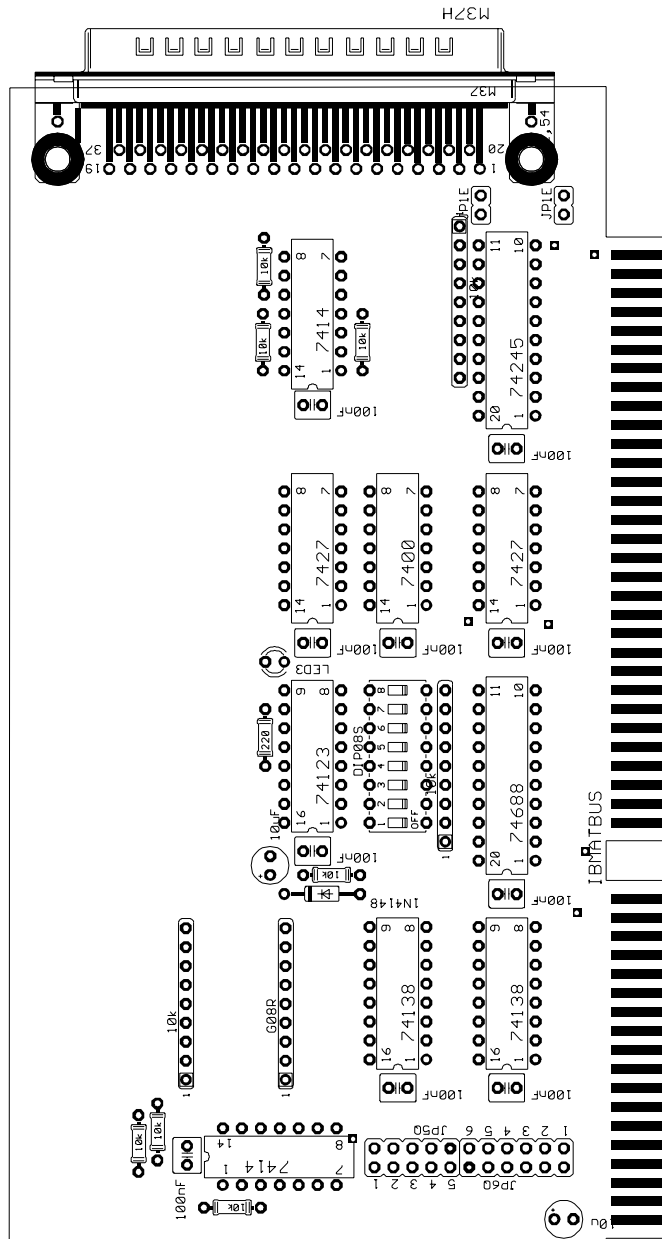


Alexander W. Lenhardt	
GASSIPLEX Electronic Bus	
TITLE: gp_bus	
Document Number:	REV:
Date: 13.06.1999 22:19:12	Sheet: 1/1

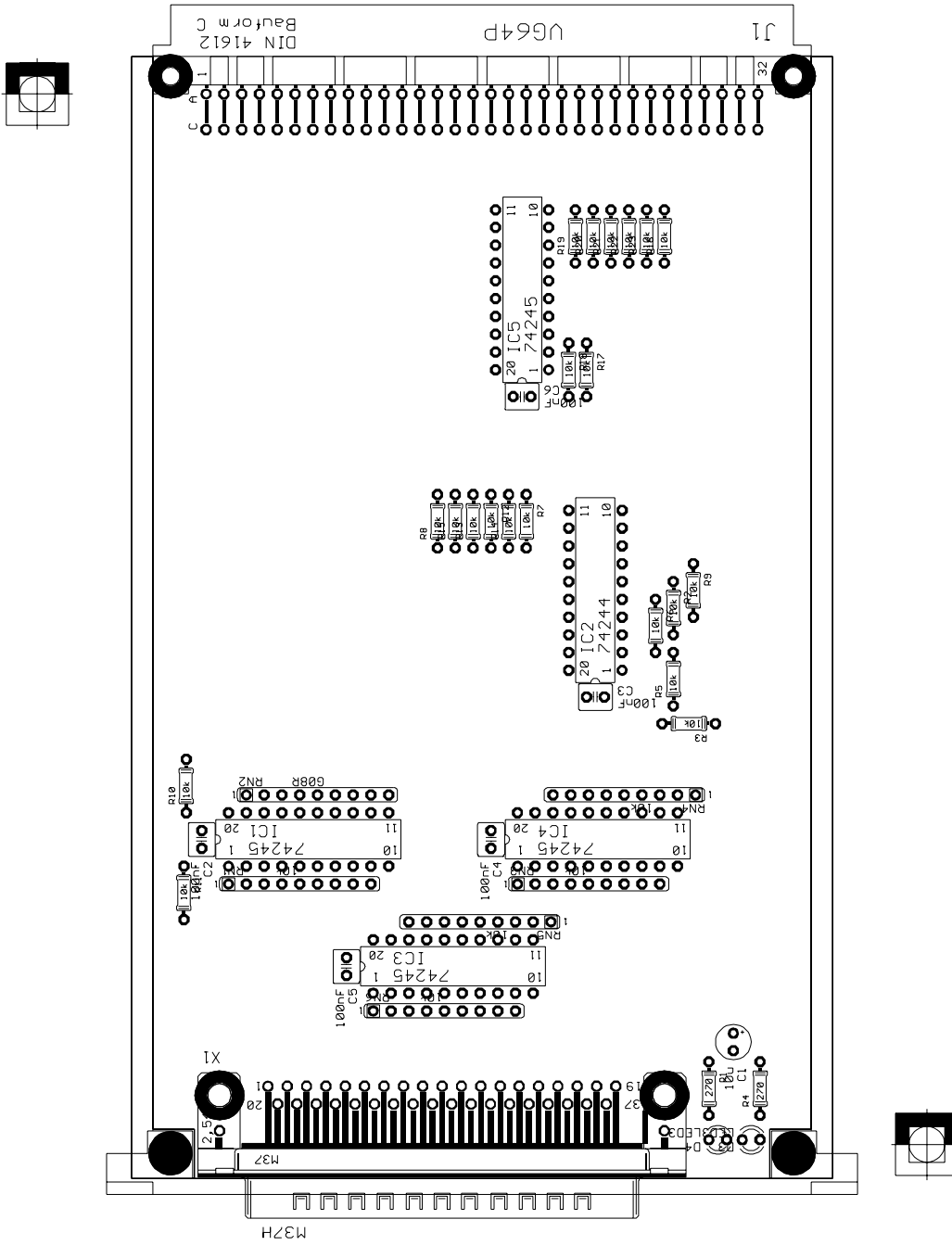
Bestückungsplan der LISA-Routen Spannungsversorgung



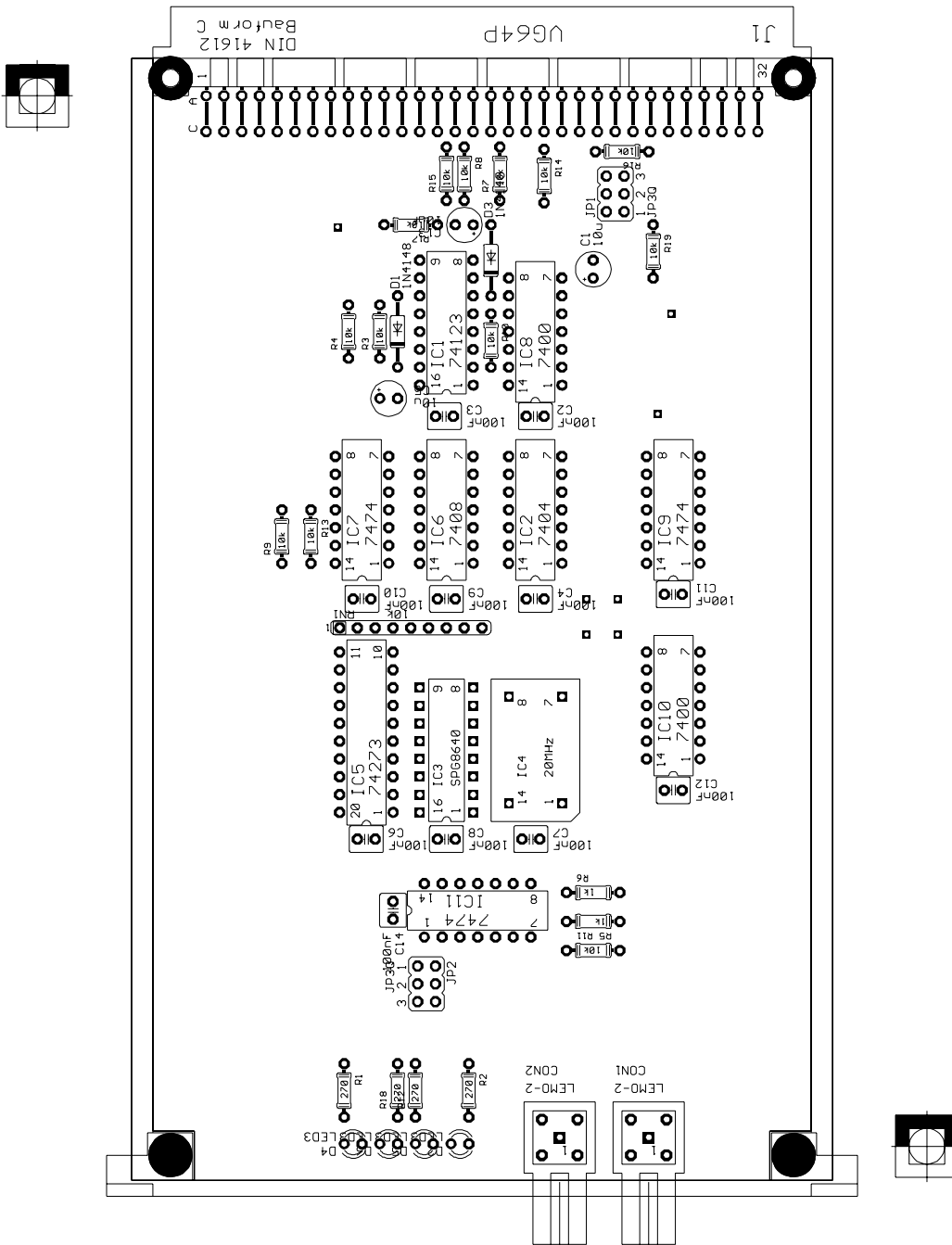
Bestückungsplan der LISA-Routen ISA-Einsteckkarte



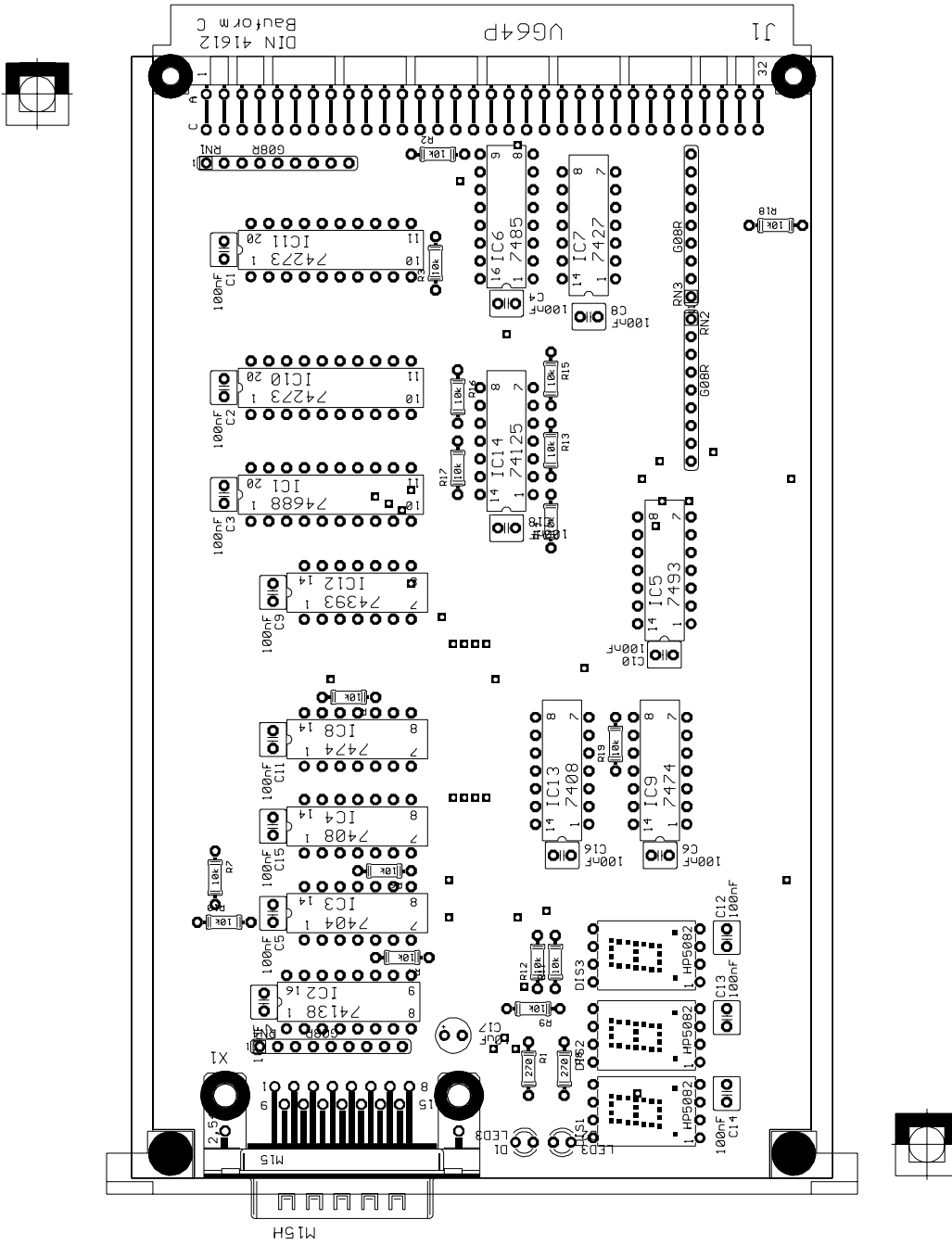
Bestückungsplan des LISA-Rackinterface



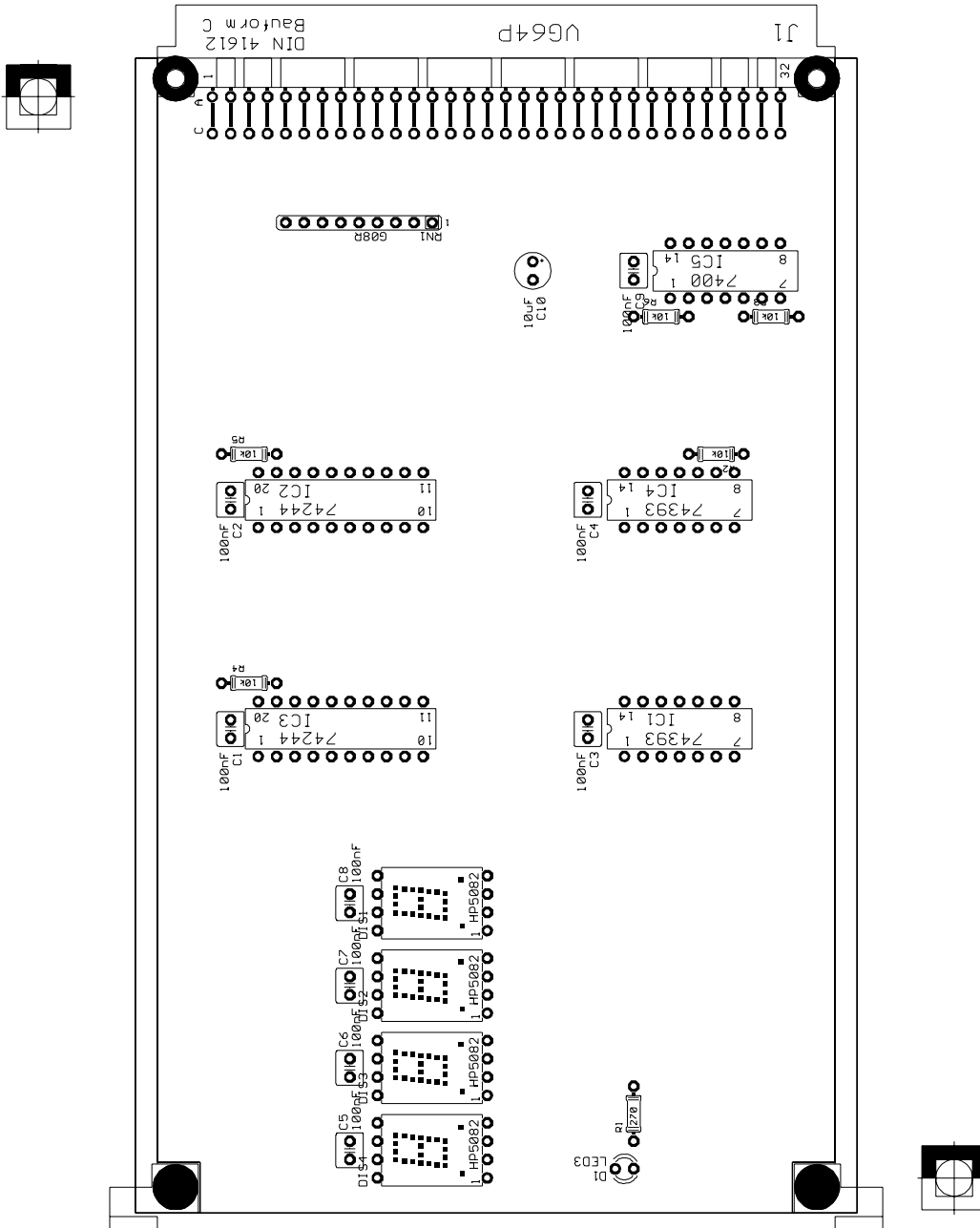
Bestückungsplan der LISA-Routen Triggereinheit



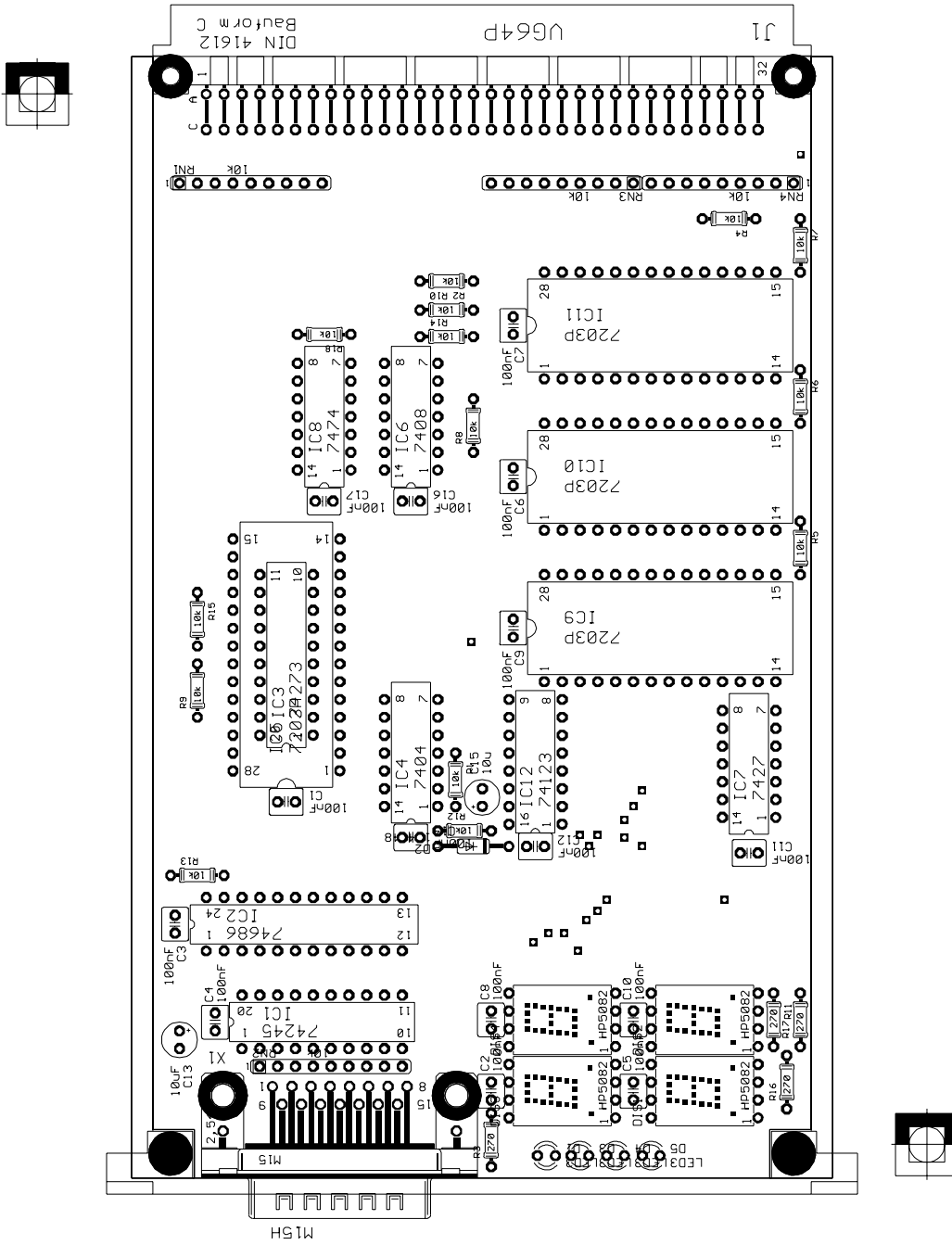
Bestückungsplan der LISA-Routen Steuereinheit



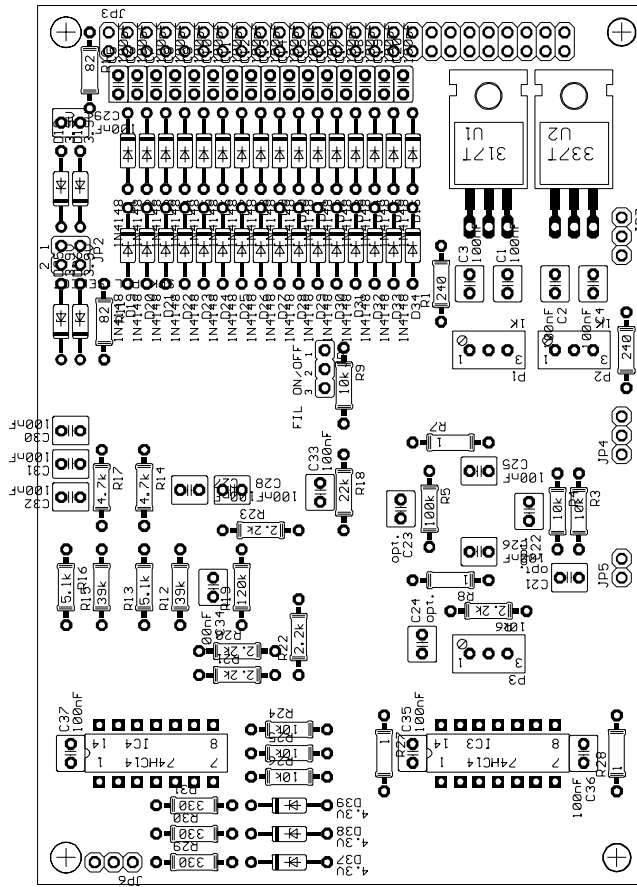
Bestückungsplan der LISA-Rout Ereigniszähleinheit



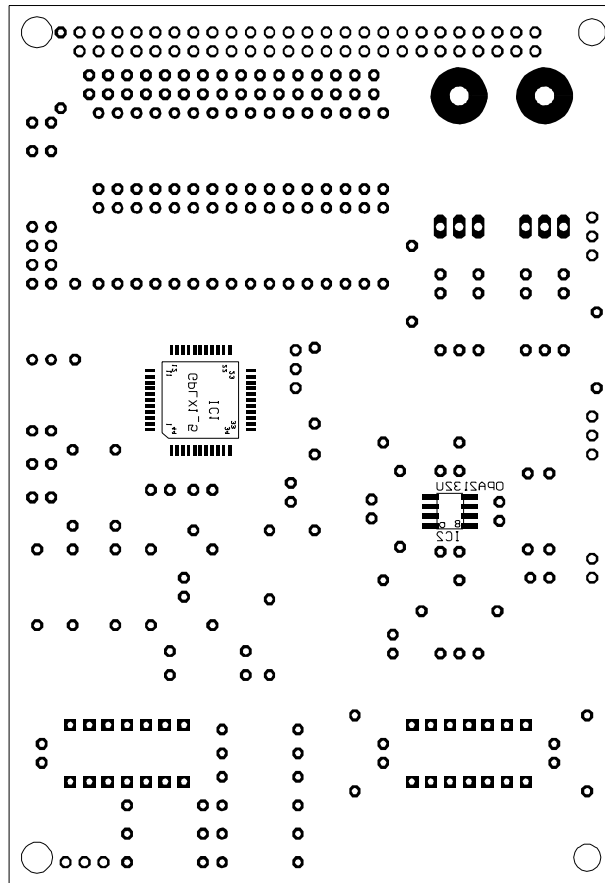
Bestückungsplan der LISA-Routen Ereignisspeichereinheit



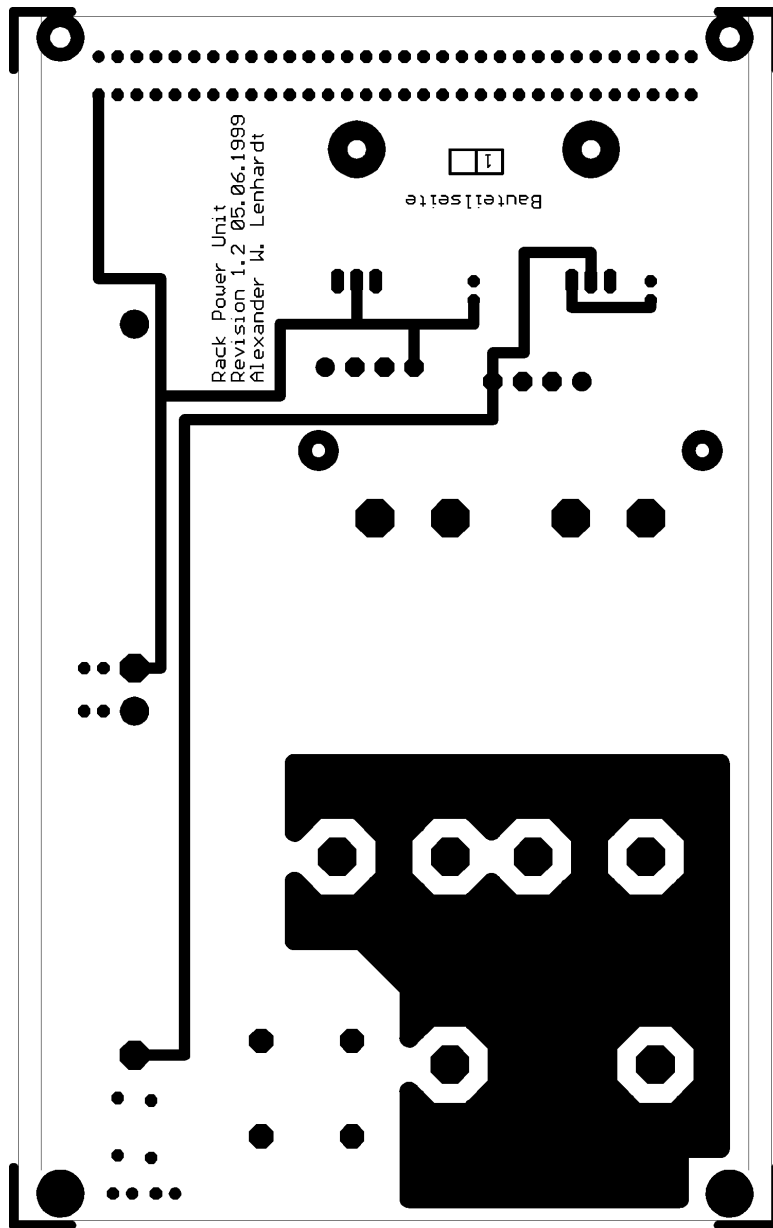
Bauteilseitenbestückungsplan der GASSIPLEX Testelektronik



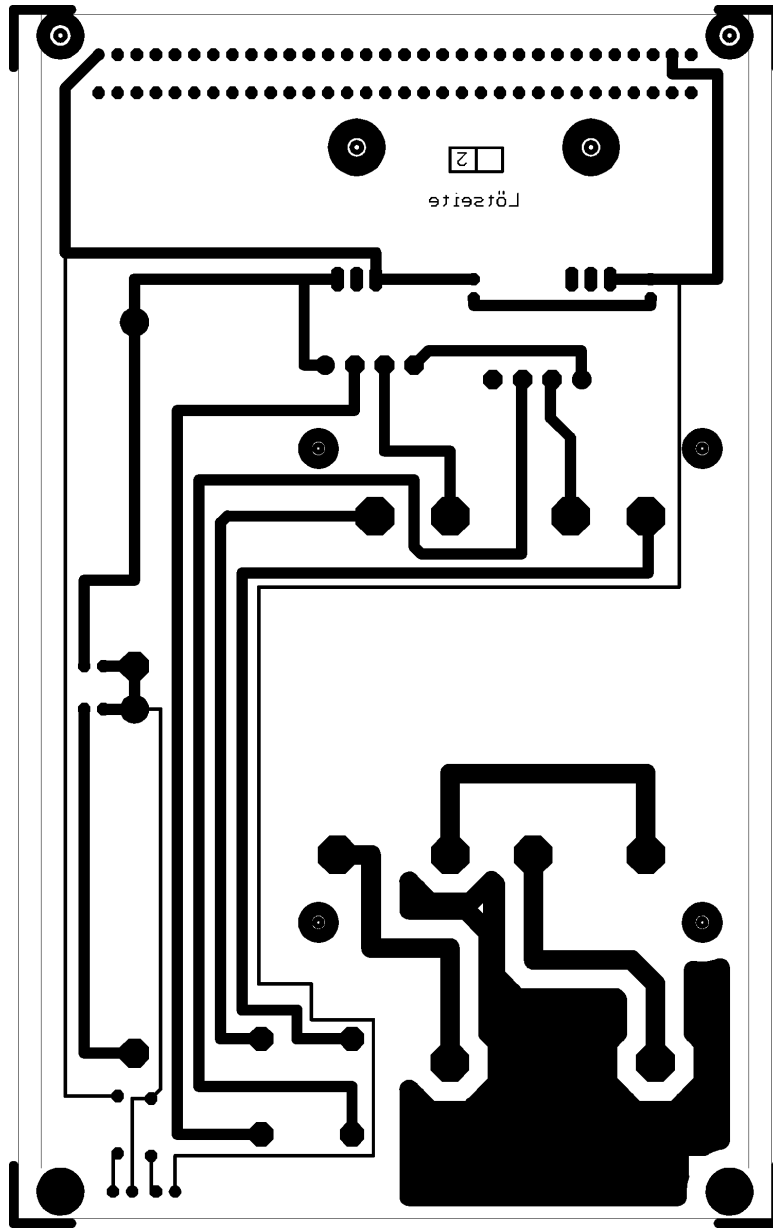
Lötseitenbestückungsplan der GASSIPLEX Testelektronik



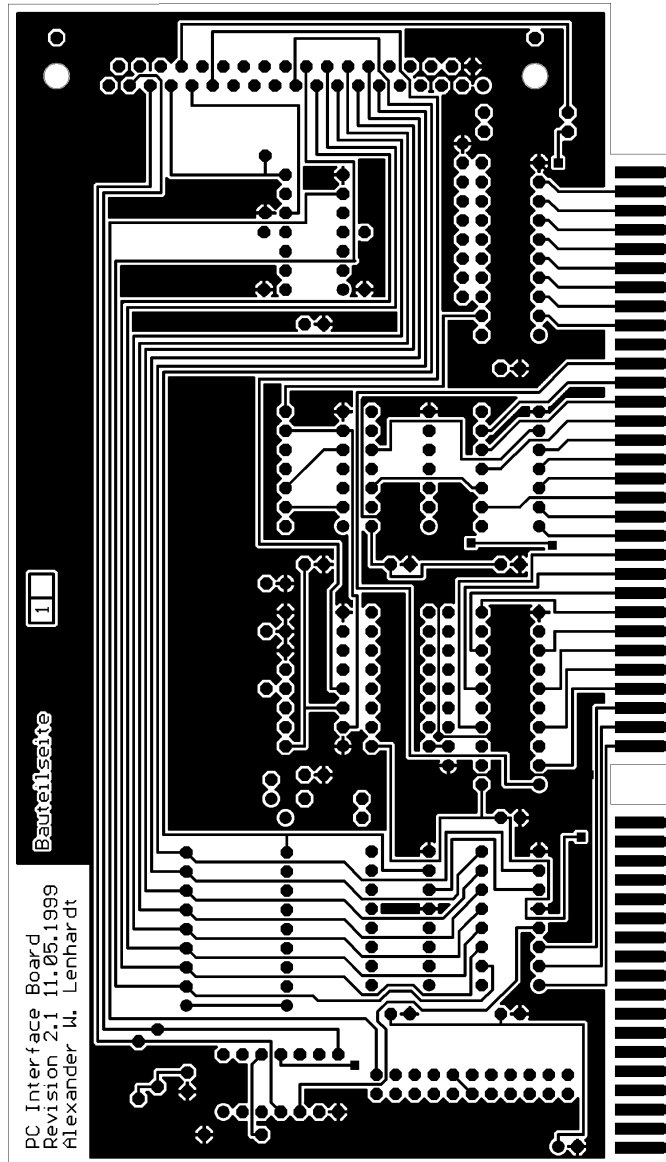
Bestückungsseitenlayout der LISA-Route Spannungsversorgung



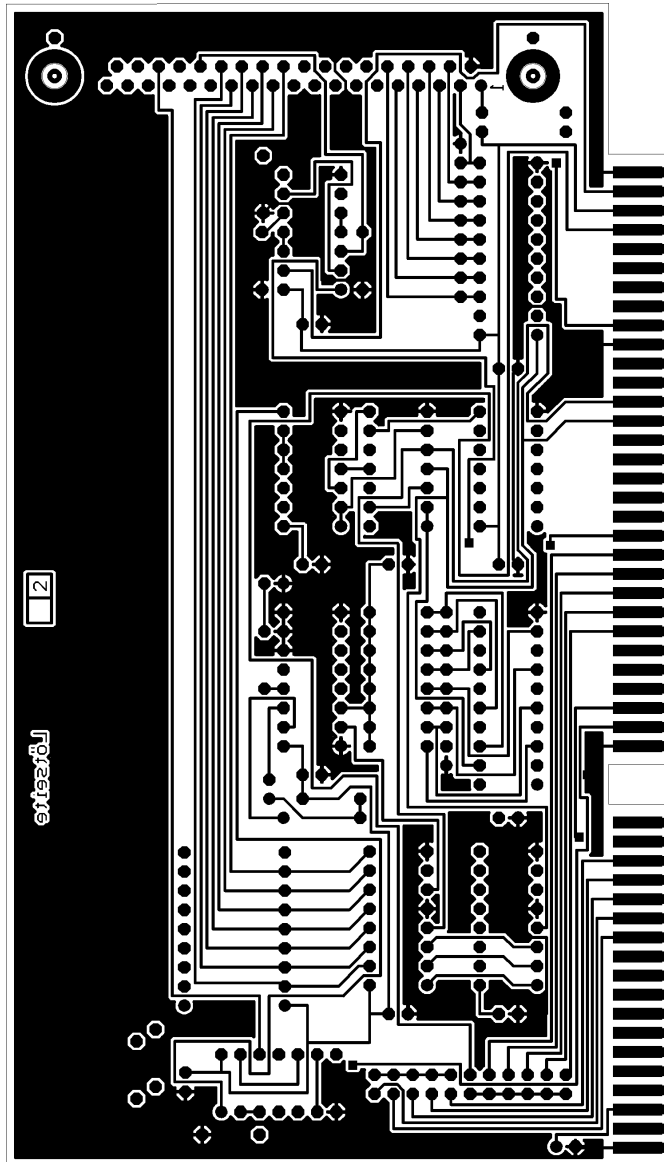
Lötseitenlayout der LISA-Route Spannungsversorgung



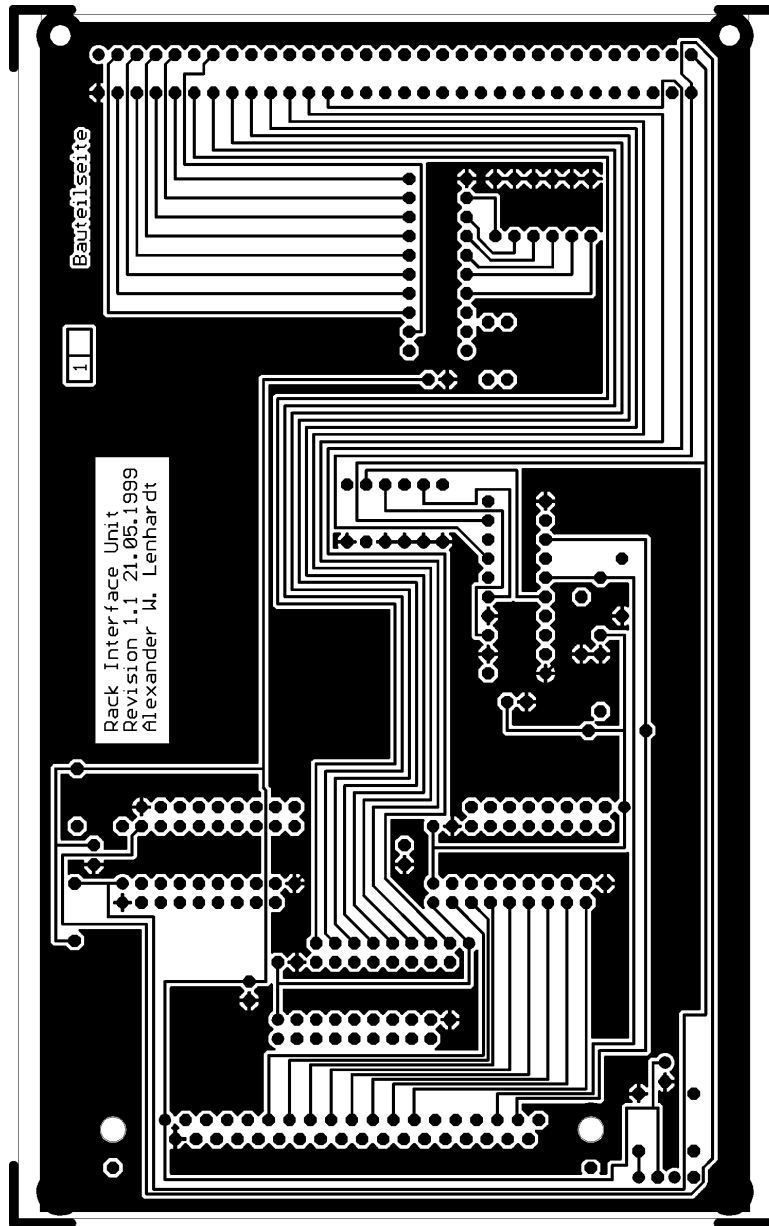
Bestückungsseitenlayout der LISA-Routen ISA Einsteckkarte



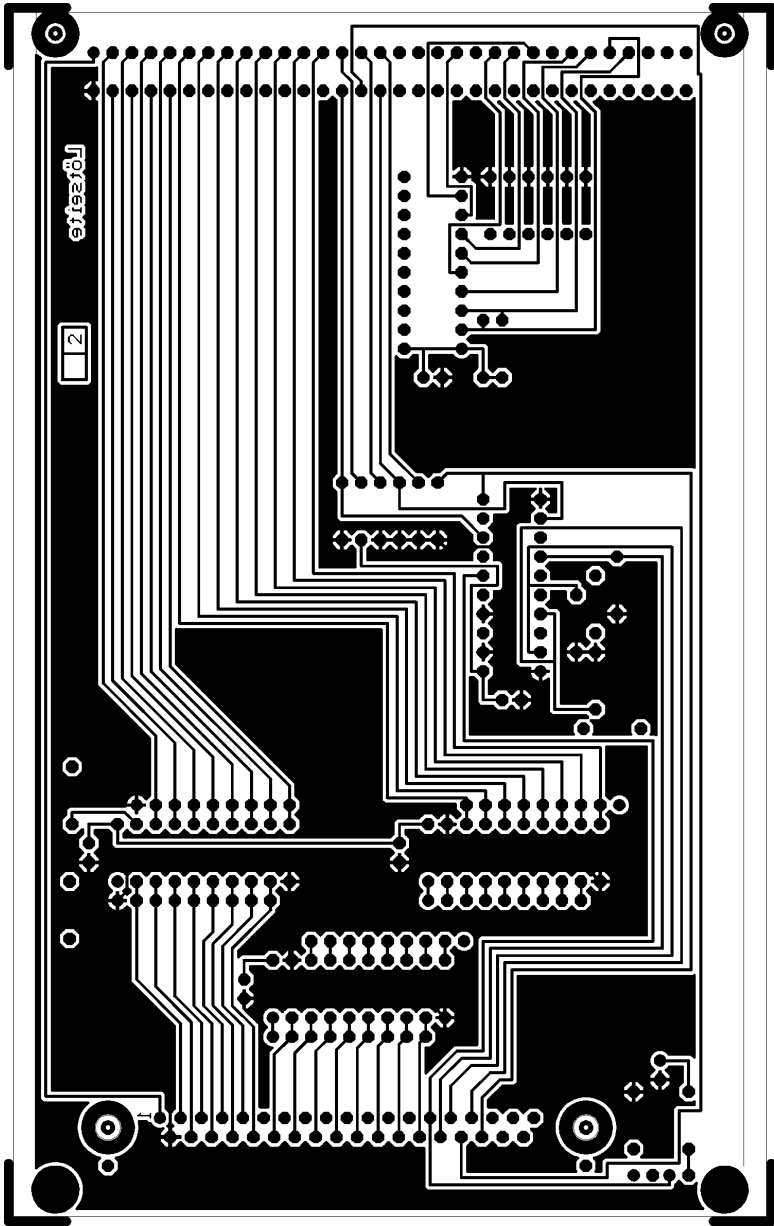
Lötseitenlayout der LISA-Route ISA Einsteckkarte



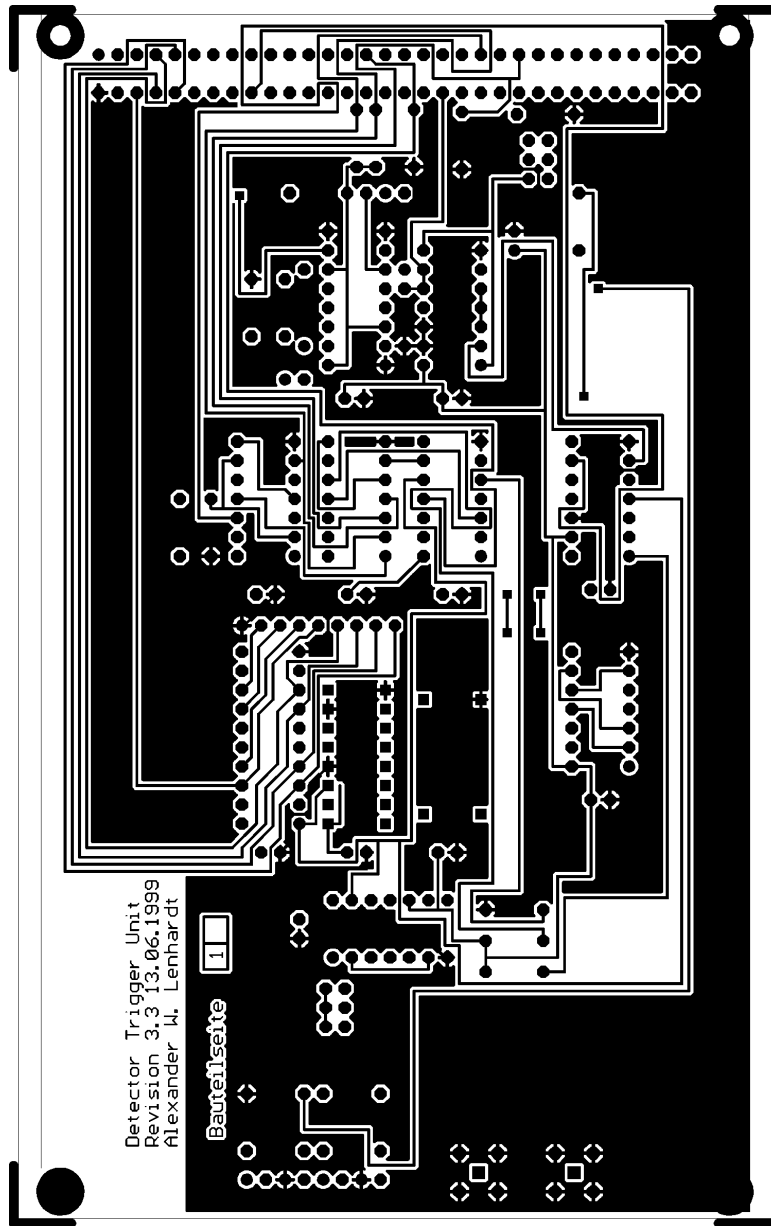
Bestückungsseitenlayout des LISA-Route Rackinterface



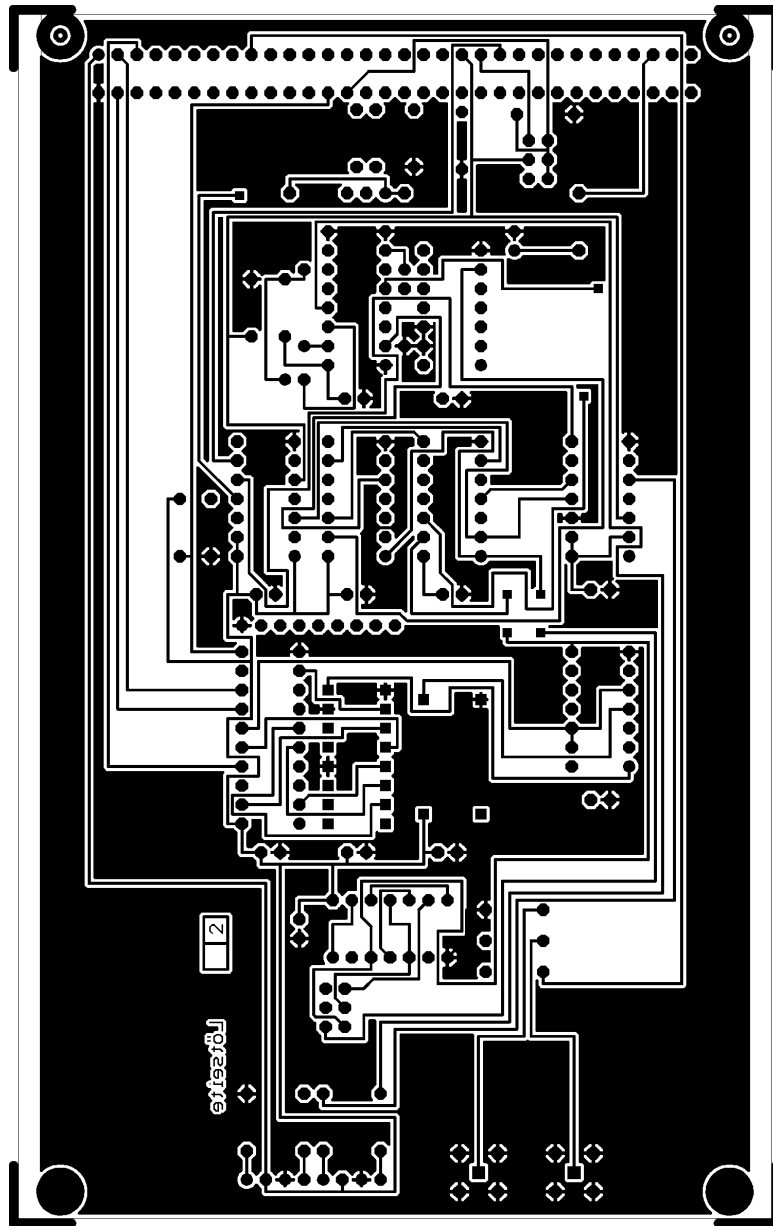
Lötseitenlayout des LISA-Route Rackinterface



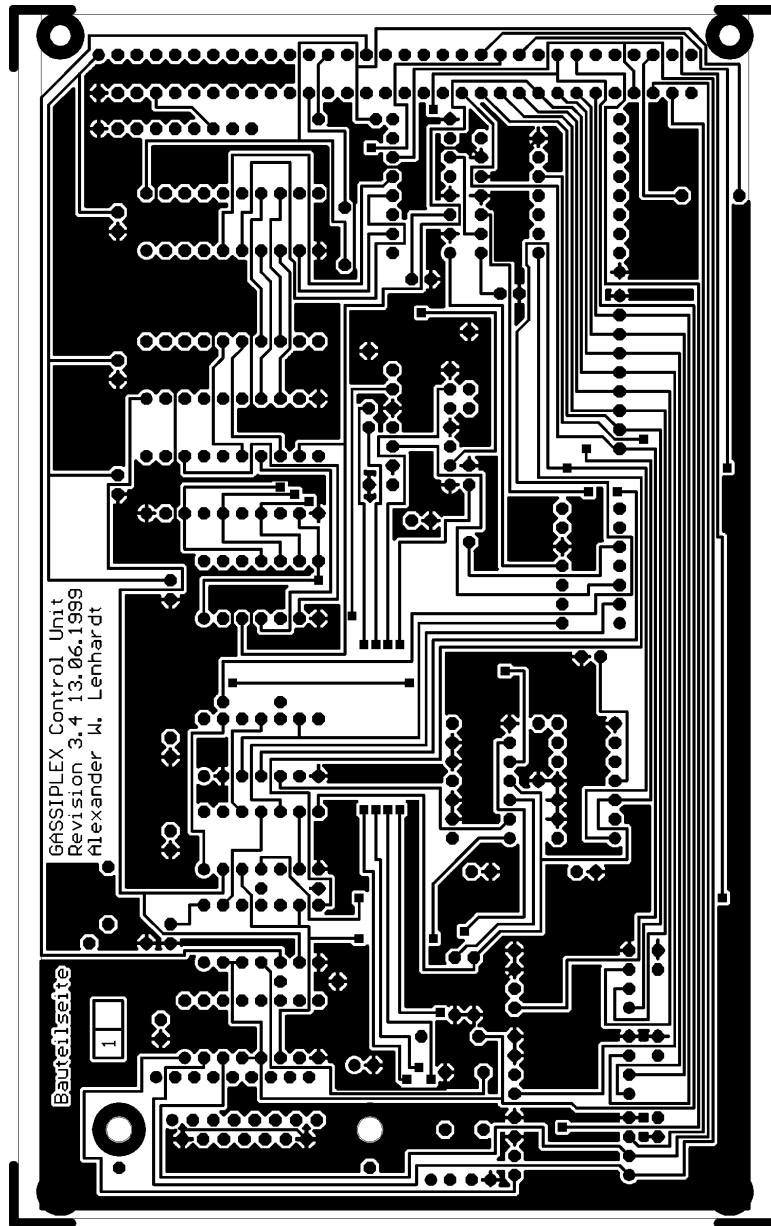
Bestückungsseitenlayout der LISA-Route Triggereinheit



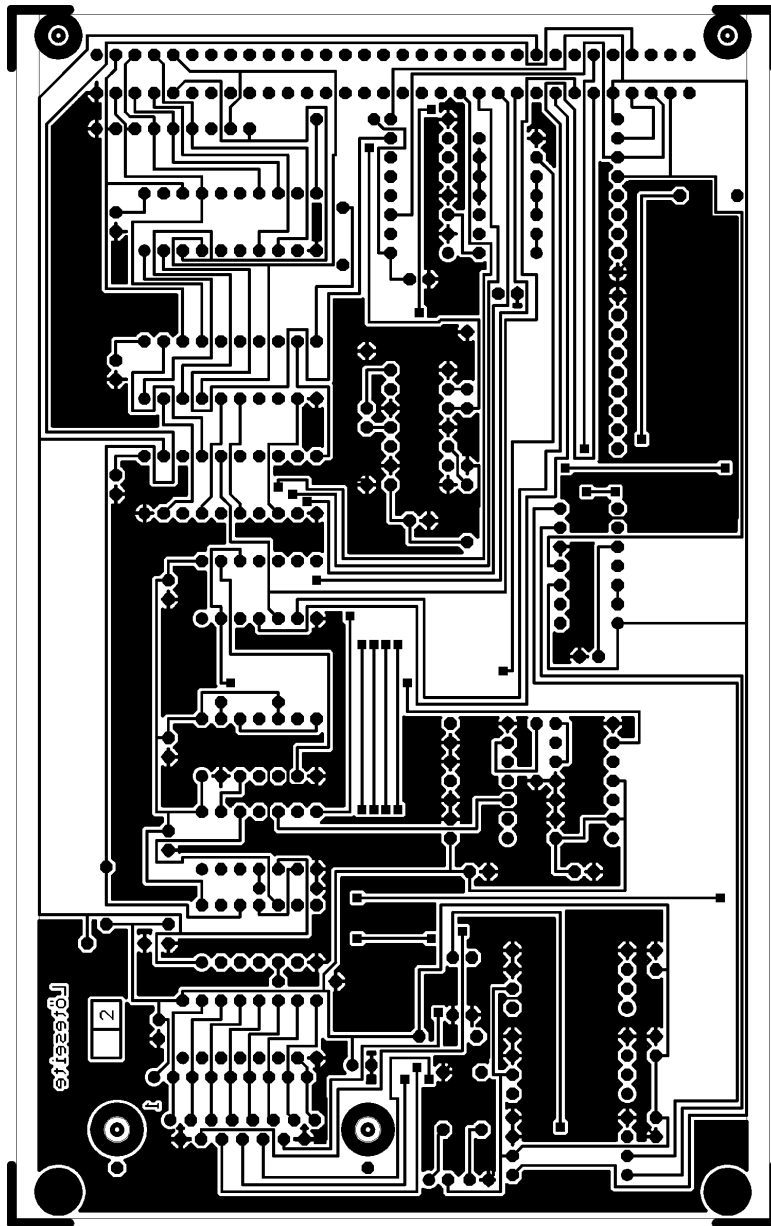
Lötseitenlayout der LISA-Routetriggerereinheit



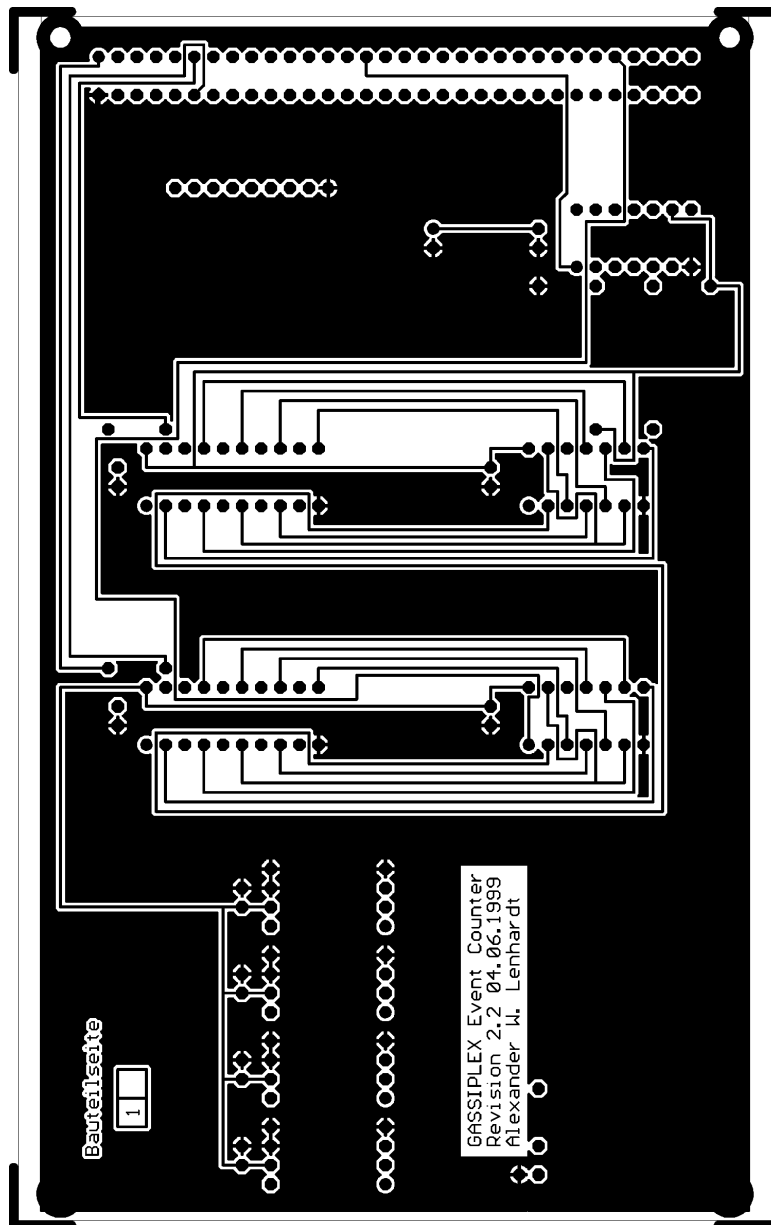
Bestückungsseitenlayout der LISA-Routesteuereinheit



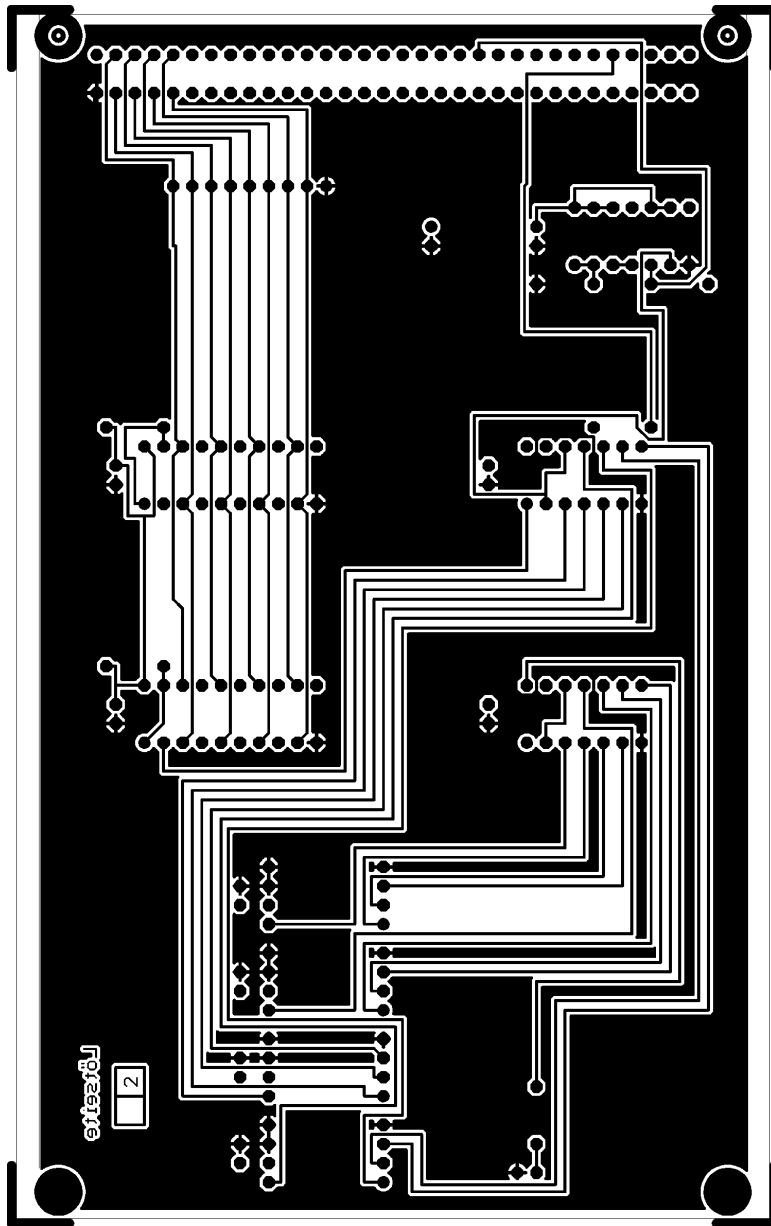
Lötseitenlayout der LISA-Route Steuereinheit



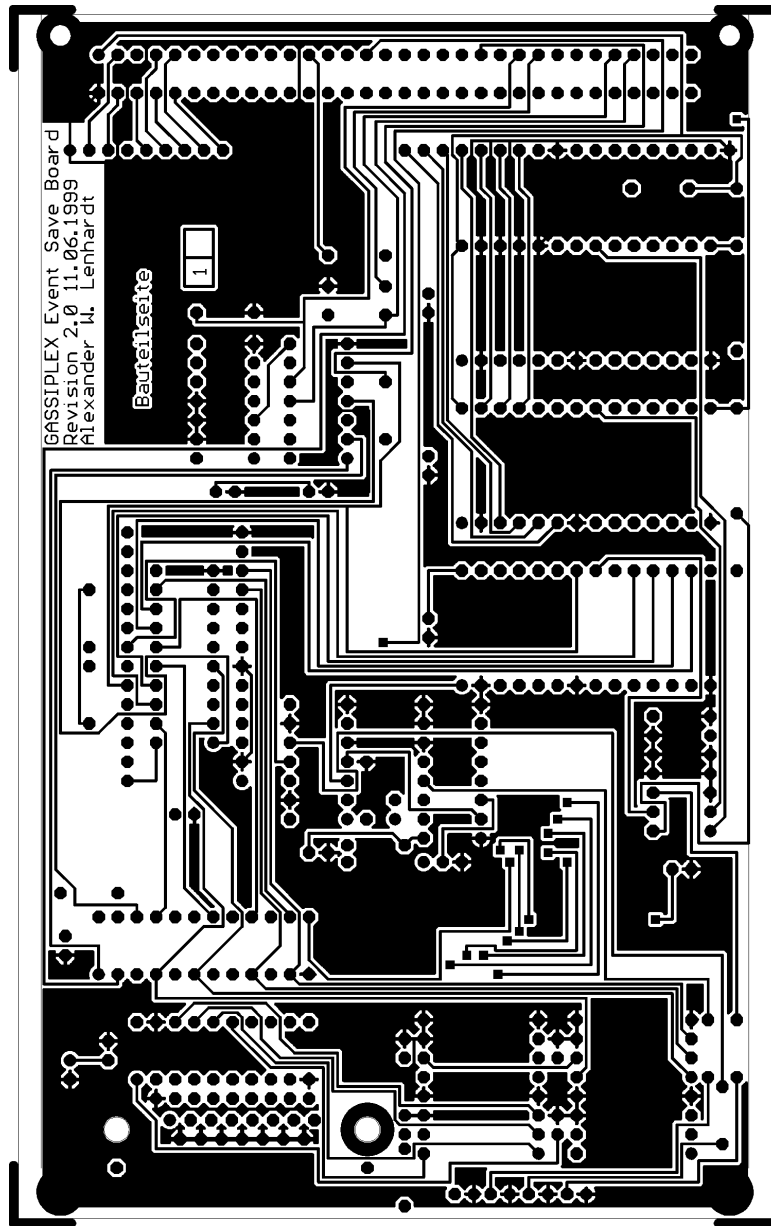
Bestückungsseitenlayout der LISA-Routen Ereigniszähleinheit



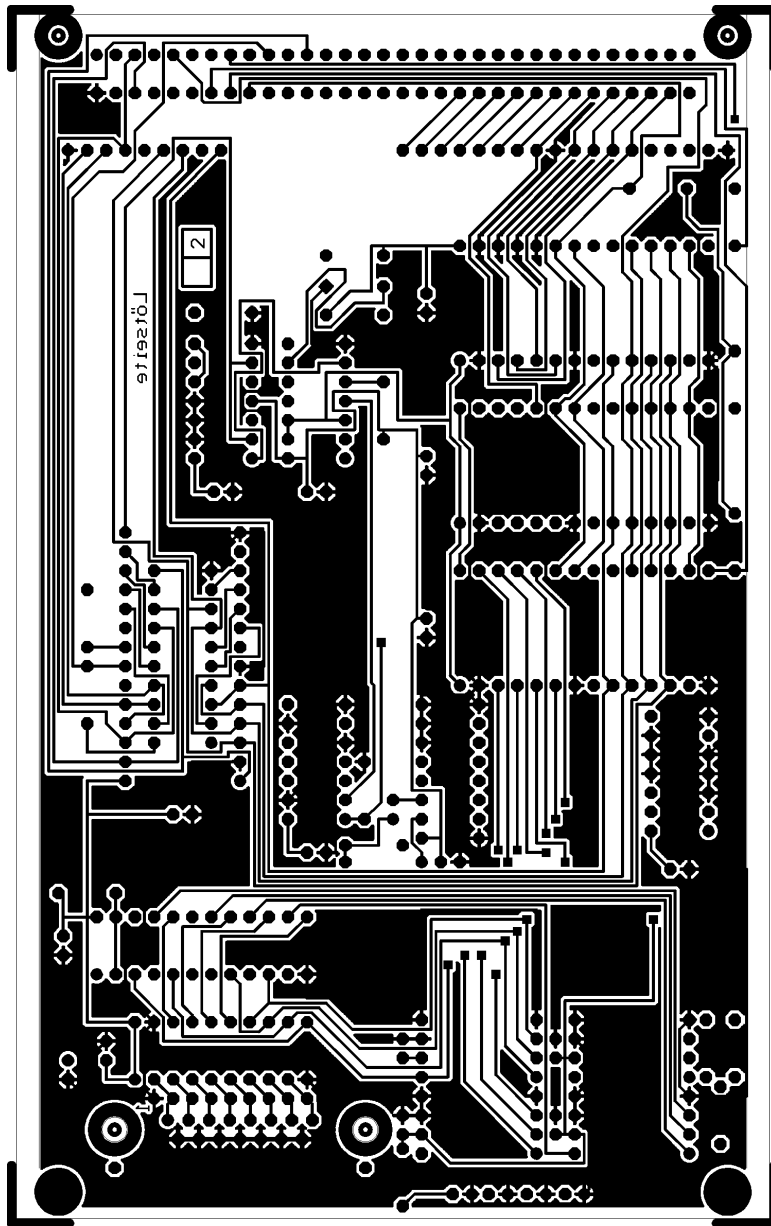
Lötseitenlayout der LISA-Routen Ereigniszähleinheit



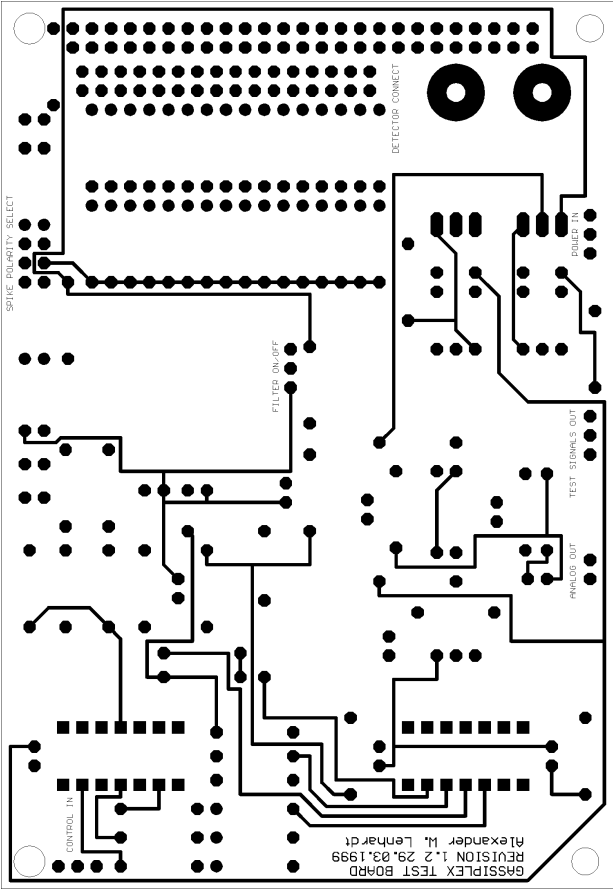
Bestückungsseitenlayout der LISA-Routen Ereignisspeichereinheit



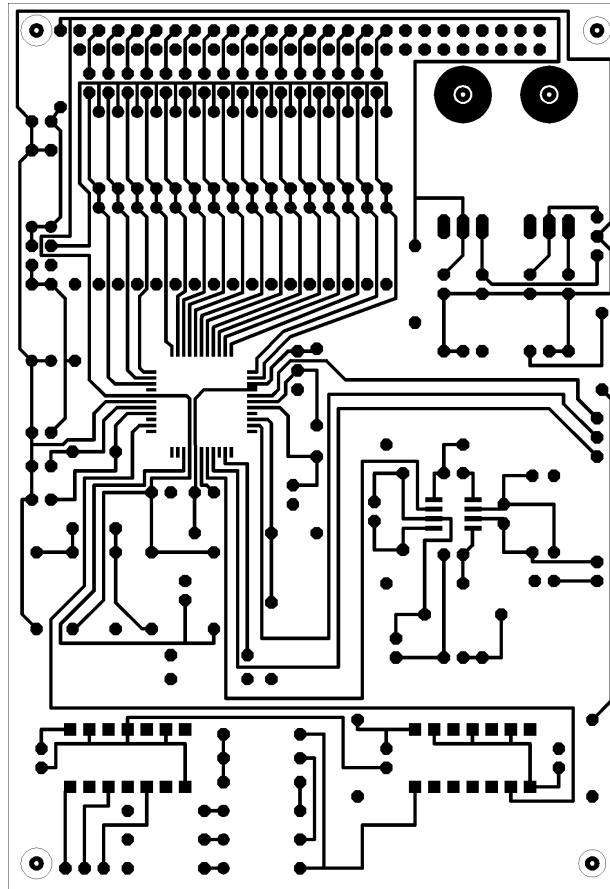
Lötseitenlayout der LISA-Routen Ereignisspeichereinheit



Bestückungsseitenlayout der GASSIPLEX Testelektronik



Lötseitenlayout der GASSIPLEX Testelektronik



Anhang D ISA-Bus-Adressenbelegung der Elektronik

Lintott Spectrometer Arrangement Read-Out Electronic (LISA-Route)

ISA-Bus-Adressenbelegung

Base + 0 Read :

Software Trigger (Triggerdetektorsimulation).

Base + 1 Read :

Trigger (Re-)Enable (bereit für nächsten Trigger).

Base + 2 Read :

Aktuelles Datenbyte (ADC-Wert) auslesen.

[hängt von der momentanen Daten-FIFO Position ab].

Nach dem Auslesen wird der entsprechende FIFO eine Position weiter geschaltet.

Base + 3 Read :

Unteres Byte der aktuellen Streifennummer auslesen.

[hängt von der momentanen Daten-FIFO Position ab].

Nach dem Auslesen wird der entsprechende FIFO eine Position weiter geschaltet.

Hier entsprechen die Bits 0-7 der Streifennummer auf der gegebenen Detektorkarte.

Base + 4 Read :

Oberes Byte der aktuellen Streifennummer auslesen.

[hängt von der momentanen Daten-FIFO Position ab].

Nach dem Auslesen wird der entsprechende FIFO eine Position weiter geschaltet.

Hier entsprechen die Bits 0-3 der Detektorkarte. Die Bits 4-7 sind unbelegt.

Base + 5 Read :

Hier werden einige Status-Bits zugänglich, mit denen sich die korrekte Funktion der LISA-Route per Software am PC überwachen läßt.

Hierbei sind die Bits wie folgt belegt

Bit 0 – WORKING

Bit 1 – RST_CLK

Bit 2 – BLK_CLK

Bit 3 – GP_CLK

Bit 4 – BRD_RST

Bit 5 – ADC_CLK

Bit 6 – SMP_TRG

Bit 7 – REG_CLK

Base + 6 Read :

Unteres Byte des Event-Counter auslesen (Anzahl der Ereignisse der letzten Messung).

Base + 7 Read :

Oberes Byte des Event-Counter auslesen (Anzahl der Ereignisse der letzten Messung).

Base + 0 Write :

Taktrate einstellen. Die 8 Bits sind wie folgt belegt.

Bit 0 – CTL 1			CTL4	0	0	0	0	1	1	1	1
Bit 1 – CTL 2			CTL5	0	0	1	1	0	0	1	1
Bit 2 – CTL 3			CTL6/ CTL3	0	1	0	1	0	1	0	1
Bit 3 – CTL 4	CTL1	CTL2									
Bit 4 – CTL 5	0	0	0	1M	100k	10k	1k	100	10	1	0.1
Bit 5 – CTL 6	0	0	1	100k	10k	1k	100	10	1	0.1	0.01
	0	1	0	500k	50k	5k	500	50	5	0.5	0.05
	0	1	1	333k	33k	3.3k	333	33	3.3	0.33	0.033
	1	0	0	250k	25k	2.5k	250	25	2.5	0.25	0.025
	1	0	1	200k	20k	2k	200	20	2	0.2	0.02
	1	1	0	166k	16k	1.6k	166	16	1.6	0.16	0.016
	1	1	1	83k	8.3k	833	83	8.3	0.83	0.083	0.0083

(Die Tabelle zeigt die je nach Einstellung erhaltenen Frequenzen in Hertz für eine Basisfrequenz von 1MHz)

<u>Bit 2 1 0</u>	<u>Divisor</u>	<u>Bit 5 4 3</u>	<u>Divisor</u>
0 0 0	1/1	0 0 0	1/1
0 0 1	1/10	0 0 1	1/10
0 1 0	1/2	0 1 0	1/10 ²
0 1 1	1/3	0 1 1	1/10 ³
1 0 0	1/4	1 0 0	1/10 ⁴
1 0 1	1/5	1 0 1	1/10 ⁵
1 1 0	1/6	1 1 0	1/10 ⁶
1 1 1	1/12	1 1 1	1/10 ⁷

Bit 6 – Low wählt den einstellbaren Oszillator als Taktquelle.

High wählt den Festfrequenzoszillator als Taktquelle (abhängig von der Bestückung).

Bit 7 ist nicht belegt.

Base + 1 Write :

Anzahl der Verstärker- und AD-Wandlungsmodule einstellen.

Bit 0 – 3 legen die Kartenzahl fest (1 – 15).

Bit 4 – 7 sind nicht belegt.

Base + 2 Write :

Streifenzahl pro Verstärker- und AD-Wandlungsmodule einstellen.

Bit 0 – 7 legen die Streifenzahl pro Karte fest (1 – 255).

Base + 3 Write :

Schwellwert(e) setzen.

Ist die Speicherkarte nur mit einem Schwellwert-Register bestückt, kann man an dieser Adresse den Schwellwert für alle Streifen gleich setzen.

Ist die Speicherkarte mit einem Schwellwert-FIFO bestückt, kann hier ein Schwellwert in das FIFO geschrieben werden.

Der FIFO wird hierbei automatisch um eine Position weitergestellt, so daß beim nächsten Schreibvorgang auf diese Adresse automatisch die nächste Position im FIFO gefüllt wird.

Die Schreibposition des FIFOs kann mit einem Schreibvorgang auf Base + 7 auf Null gesetzt werden.

Base + 4 Write :

Nicht belegt.

Base + 5 Write :

Nicht belegt.

Base + 6 Write :

Lese-Position der aller Daten-FIFOs auf Null setzen.

Dies geschieht unabhängig vom Inhalt der Bits 0 – 7.

Base + 7 Write :

Schreib-Position des Schwellwert-FIFOs auf Null setzen.

Dies geschieht unabhängig vom Inhalt der Bits 0 – 7.

Anhang E PC-Auslese- und Steuersoftware

Das Programm zur PC-gestützten Auslese der Meßdaten ist für DOS geschrieben, soll aber in Zukunft in Windows portiert werden. Es nutzt einen DOS-Extender, um Zugriff auf 32-Bit-Variablen zu vereinfachen. An den eingesetzten Rechner stellt es sowohl in bezug auf seine Geschwindigkeit als auch Festplattenplatz keine Ansprüche.

In den obersten drei Zeilen des Bildschirms werden ständig die aktuellen Einstellungen und der Status der Elektronik angezeigt.

Mit Menüpunkt 1 muß als erstes die Basisadresse der ISA-Einsteckkarte eingetragen werden. Diese muß mit der Einstellung der DIP-Schalter auf der Platine übereinstimmen. Dieser Wert ist auf 300Hex voreingestellt und braucht nur geändert zu werden, wenn er nicht mit der Basisadresse übereinstimmt, die auf der Einsteckkarte eingestellt ist.

In Menüpunkt 2 und 3 werden die Anzahl der Module und der pro Modul verwalteten Streifen eingetragen. Hier gilt das gleiche wie unter Menüpunkt 1. Die Einstellungen brauchen nur geändert zu werden, wenn sie nicht mit der tatsächlichen Konfiguration übereinstimmen. Die voreingestellten Werte betragen zu Testzwecken eins für die Modulzahl und 16 für die Streifenzahl.

Das gilt auch für Menüpunkt 4. Hier wird der Schwellwert eingetragen, ab dem ein Datensatz gespeichert wird. Im Moment steht noch keine Unterstützung für den Schwellwert-FIFO zu Verfügung. Dies soll aber bald ermöglicht werden. Der voreingestellte Schwellwert liegt hier bei 255. Bei einer Messung werden hier praktisch alle Ereignisse unterdrückt.

Im Menüpunkt 5 kann die interne Taktfrequenz der Elektronik eingestellt werden. Ist das Bit 6 beim angegebenen Wert gesetzt, wird der Festfrequenz-Quarzoszillator zur Takterzeugung genutzt. Andernfalls geben die unteren 6 Bit des angegebenen Wertes die Taktfrequenz an. Die Zahl und die zugehörige Taktfrequenz ist nach der Tabelle aus Anhang D zu ermitteln.

Unter Menüpunkt 6 läßt sich die Elektronik triggerbereit schalten. Unter Menüpunkt 7 läßt sie sich vom PC aus triggern. In Menüpunkt 8 sind diese beiden Menüpunkte noch einmal zusammengefaßt.

Mit Menüpunkt 9 lassen sich die Daten eines Auslesevorgangs auf den PC übertragen. Mit Menüpunkt 0 werden sie angezeigt.

Mit Menüpunkt S läßt sich eine Routine starten, die die Elektronik fortlaufend triggert, d.h. so lange, bis eine Taste gedrückt wird. Damit läßt sich eine wirkliche Messung simulieren, auch ohne angeschlossenen Triggerdetektor. Von jedem Auslesevorgang werden die Daten automatisch auf den PC übertragen. Hier wird allerdings nicht der komplette Datensatz gespeichert. Vielmehr wird nur die Modul- und Streifennummer eines Hits benutzt, um den diesen Nummern zugeordneten Kanal um eins zu erhöhen.

Mit Menüpunkt V läßt sich dieses Spektrum anzeigen.

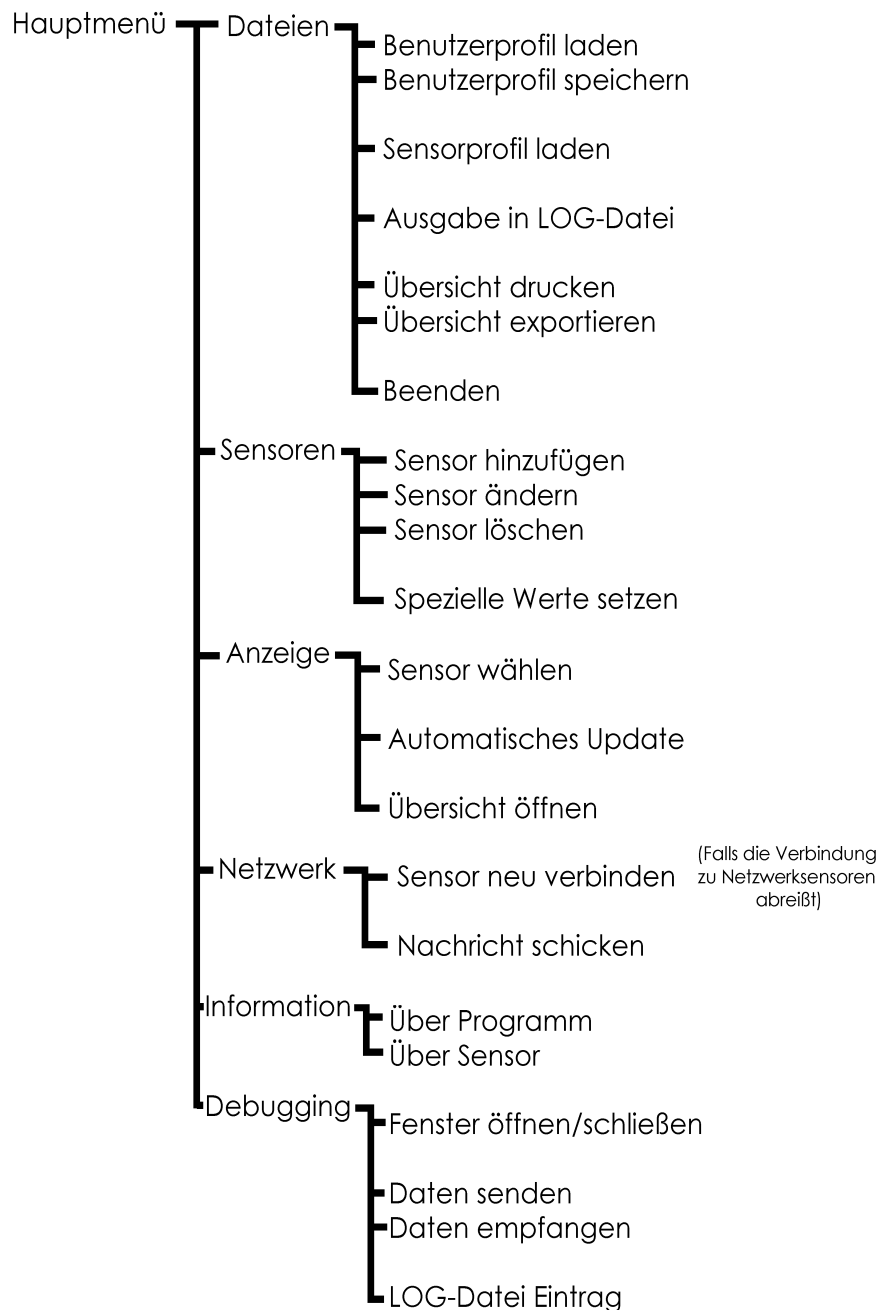
Abspeichern kann man dieses Spektrum in Menüpunkt X. Die Daten werden dabei als ASCII-Datei weggeschrieben und können so leicht mit anderen Programmen weiterverarbeitet werden.

Beendet wird das Programm schließlich mit dem Menüpunkt E.

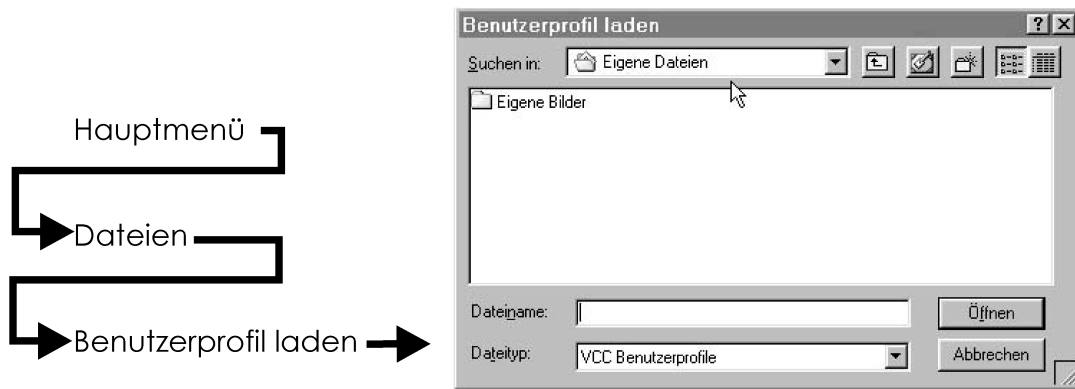
Anhang F Vakuum-Kontroll-Software

Hier soll kurz auf das zusätzlich entwickelte Programm zum Auslesen von Vakuummeßsonden mit PC-Anschlußmöglichkeit eingegangen werden. Das Programm kann, nur durch den Speicher des PCs begrenzt, beliebig viele Sonden verwalten. Auch ist es in der Lage, die Vakuum-sensordaten über eine TCP/IP-Netzwerkverbindung auszutauschen. Sensoren, deren Daten ein Rechner über das Netzwerk bezieht, werden dabei als Netzwerksensoren bezeichnet. So können beliebig viele PCs verbunden werden. Außerdem besteht so die Möglichkeit, durch Einsatz mehrerer PCs die Gesamtanzahl zur Verfügung stehender RS-232 Schnittstellen zu erhöhen, an die die Meßsonden angeschlossen werden. So können z.B. drei PCs mit jeweils vier RS-232 Schnittstellen auch jeweils vier Sensoren verwalten. Ein vierter PC kann dann über das Netzwerk alle 12 Meßsonden verwalten usw. Anhand von einigen Bildschirmfotos und Baumdiagrammen soll das Programm kurz eingeführt werden. Profile über die eingesetzten Sensoren werden dabei als eine Art Treiber nachgeladen. So ist es möglich, das Programm schnell an neue Vakuumsensoren anzupassen. Das Programm kann die Daten über einen beliebig langen Zeitraum mit einer beliebigen Update-Frequenz aufzeichnen. So sind z.B. Langzeit- und Trendansichten möglich. Die Daten können dabei außerdem im ASCII-Format in eine Protokolldatei geschrieben werden, so daß sie auch in anderen Programmen wie z.B. Microcal Origin verarbeitet werden können. Alle Einstellungen über angeschlossene und verwaltete Sensoren sowie andere vom Benutzer einstellbare Parameter wie Alarmdruck etc. können zur späteren, schnellen Wiederherstellung in eine Profil-Datei gespeichert werden. Anzeigen lassen sich die Meßwerte entweder für jeden Sensor einzeln oder in einer Übersicht, in die beliebige Sensoren aufgenommen werden können. Hier sind z.B. auch Durchschnittswerte abrufbar. Ein direkter Ausdruck ist möglich.

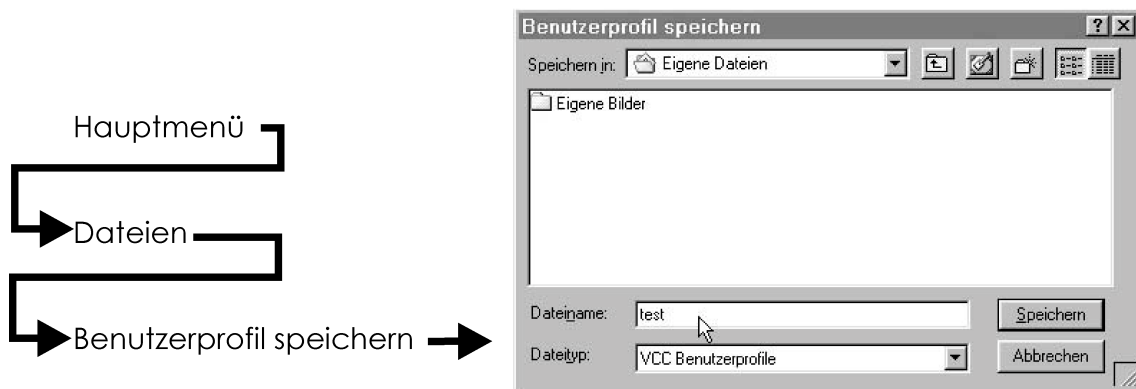
Menüstruktur des Vacuum Control Programs



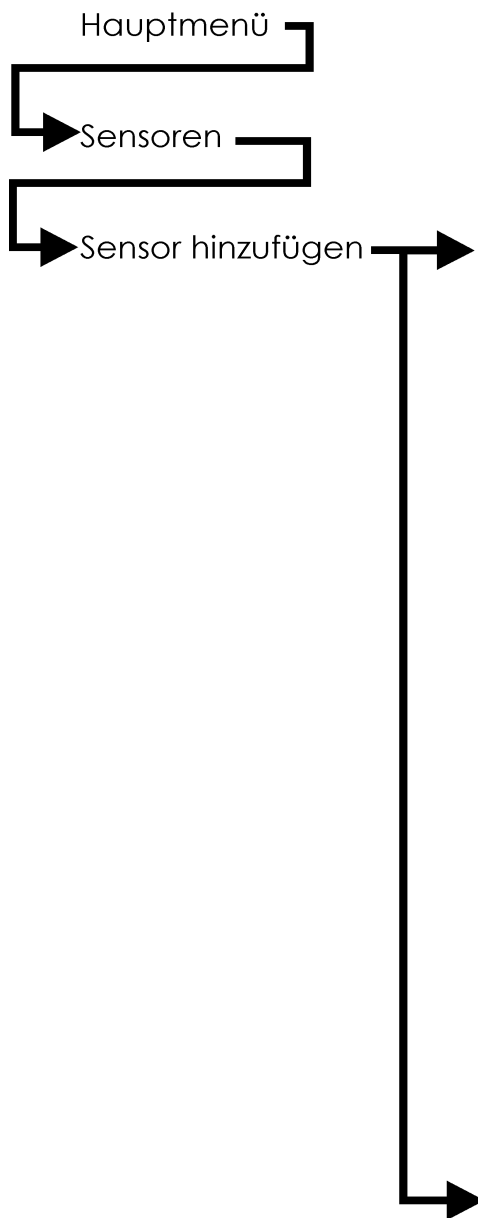
Benutzerprofil laden



Benutzerprofil speichern



Sensor anmelden



Neuer Sensor

Sensortyp :
ITR 100

Sensorname :
Test1

Kommentar :
Serieller Sensor

Interface

Serielle Schnittstelle
 Netzwerk (TCP/IP)

COM-Port :
1

Abbrechen Hinzufuegen

Neuer Sensor

Sensortyp :
ITR 100

Sensorname :
Test2

Kommentar :
Netzwerksensor

Interface

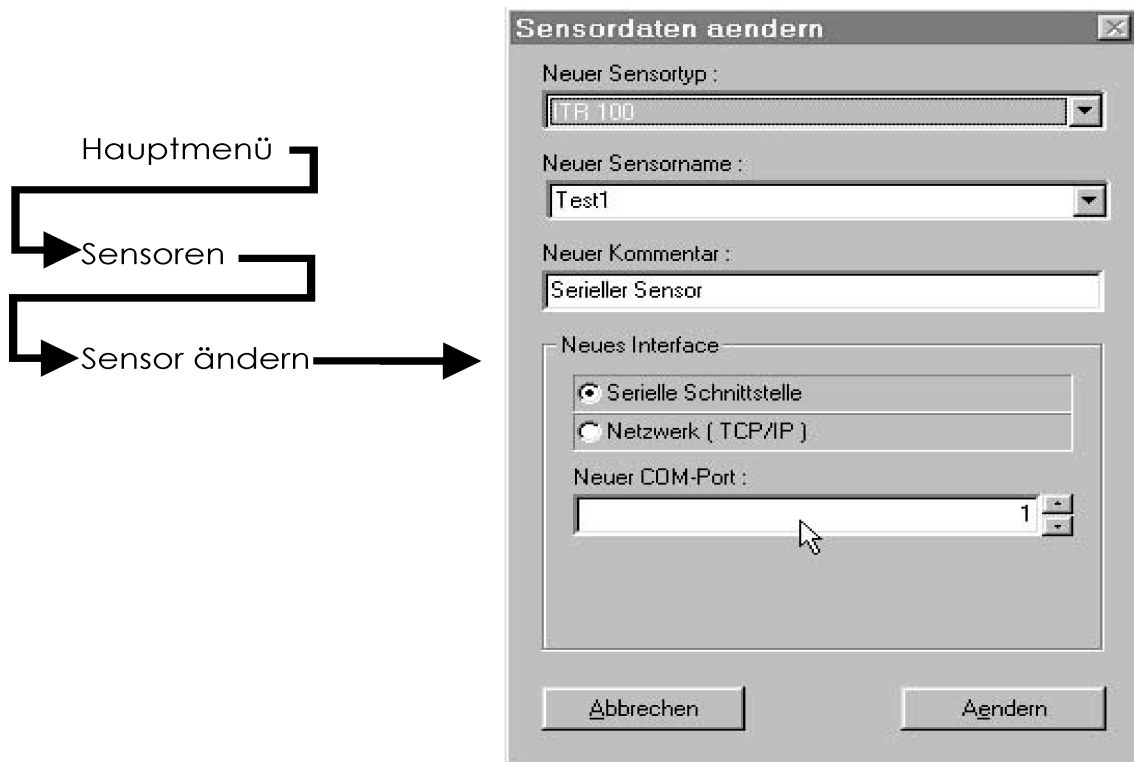
Serielle Schnittstelle
 Netzwerk (TCP/IP)

Netzwerkadresse :
192.168.0.1

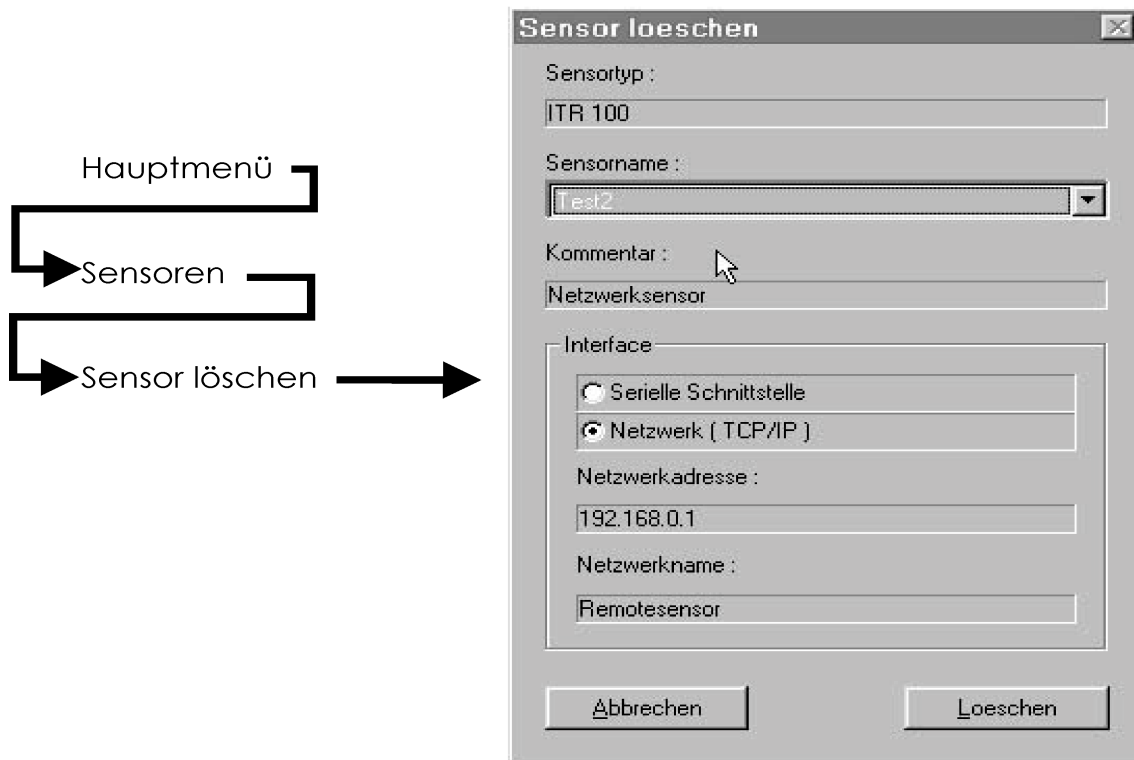
Netzwerkname :
Remotesensor

Abbrechen Hinzufuegen

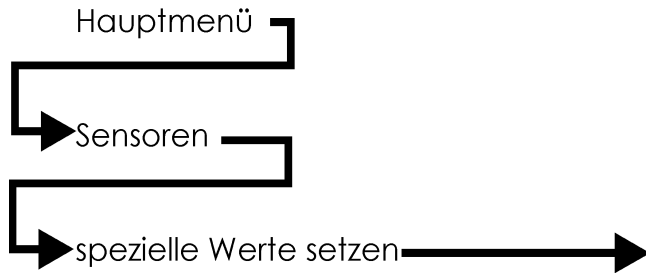
Sensordaten ändern



Sensor abmelden



Sensorparameter setzen (Ansicht hängt vom Sensortyp ab)



Sensor waehlen

Sensortyp :
ITR 100

Sensorname :
Test1

Kommentar :
Serieller Sensor

Interface

Serielle Schnittstelle
 Netzwerk (TCP/IP)

COM-Port :
COM1

Abbrechen Waehlen

Sensordaten setzen

Sensorname :
Test1

Kommentar :
Serieller Sensor

TTR : ON/OFF
Emission : ON/OFF
Degas : ON/OFF

Messeinheit

mBar
Torr
Pa

Untere Triggerschwelle :
0.000e+000

Obere Triggerschwelle :
0.000e+000

Korrekturgas

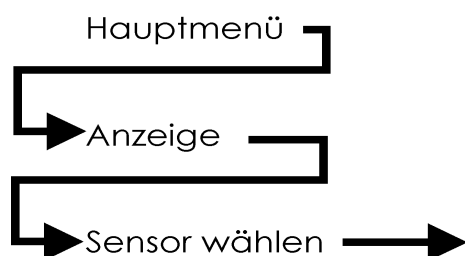
Stickstoff
Argon
Wasserstoff
benutzerdefiniert

Messwertspannung :

linear ueber 9 Dekaden
logarithmisch
linear ueber 3 Dekaden

Abbrechen Setzen

Sensorparameter in Einzelansicht anzeigen (Ansicht hängt vom Sensortyp ab)



Sensor wählen

Sensortyp : ITR 100

Sensorname : Test1

Kommentar : Serieller Sensor

Interface

Serielle Schnittstelle
 Netzwerk (TCP/IP)

COM-Port : COM1

Abbrechen Waehlen



Test1

Sensorname : Test1

Kommentar : kein Kommentar

TTR : OFF TTR Spannung : 0.00V

Emission : OFF Messeinheit : mBar

Degas : OFF Trigger Relais : OFF

Untere Triggerschwelle : 0.000e+000

Obere Triggerschwelle : 0.000e+000

Korrekturgas : Stickstoff

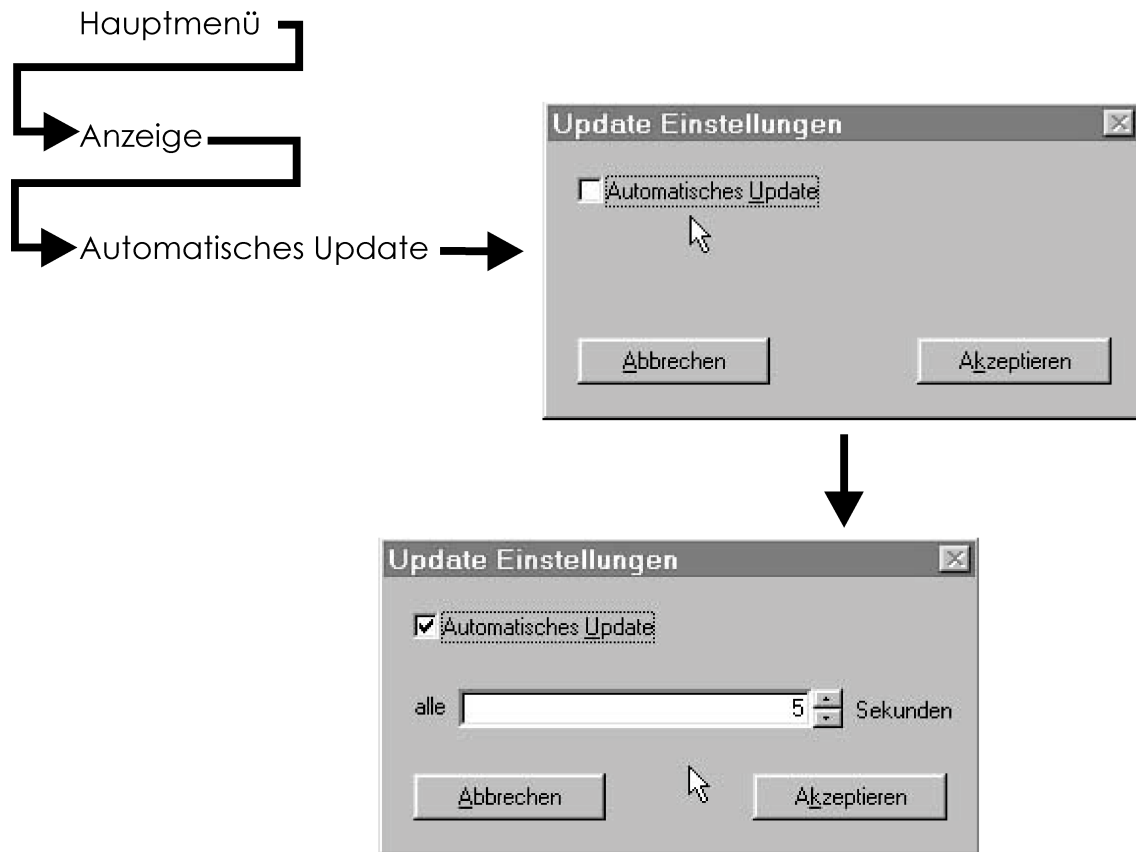
Korrekturfaktor : -----

Messskala : linear ueber alle Dekaden

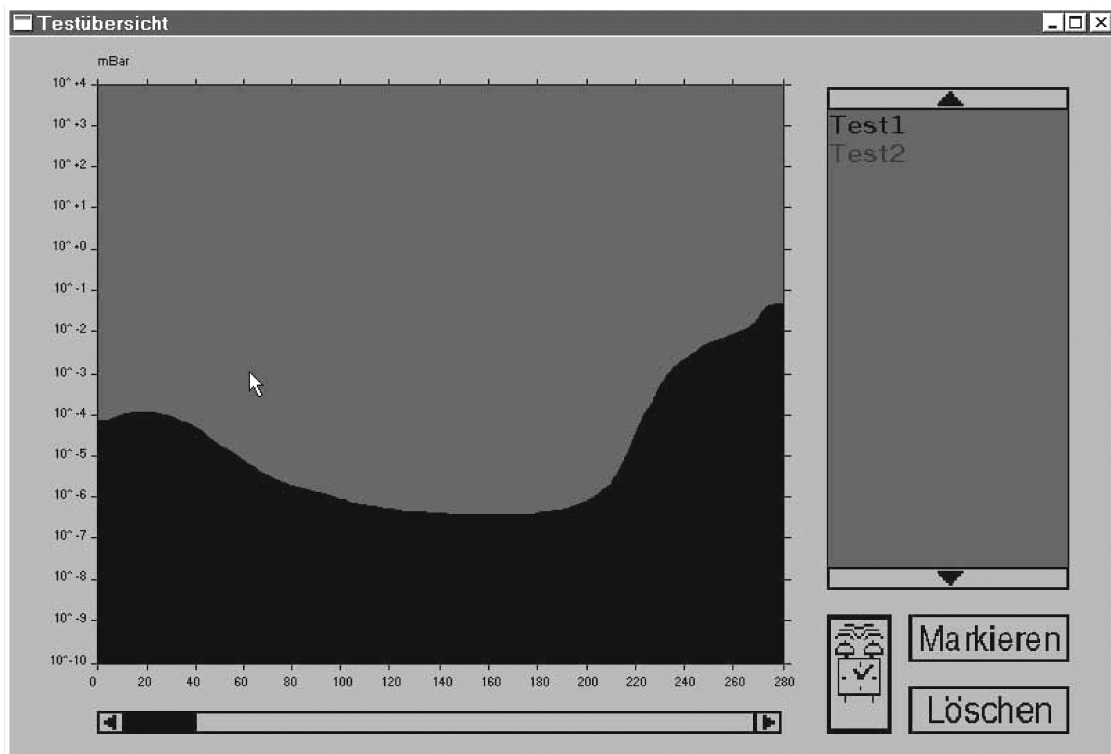
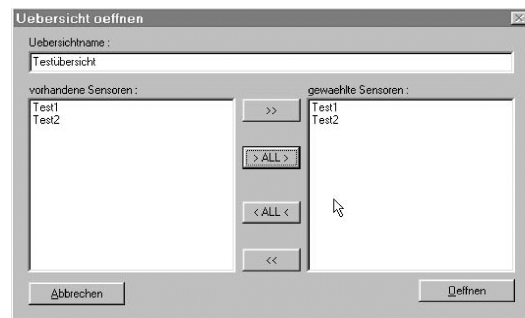
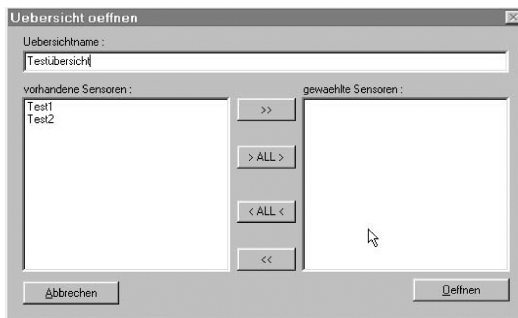
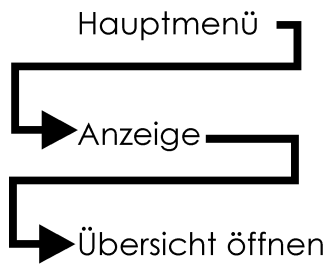
Messdruck : 0.000e+000

Reset Messen

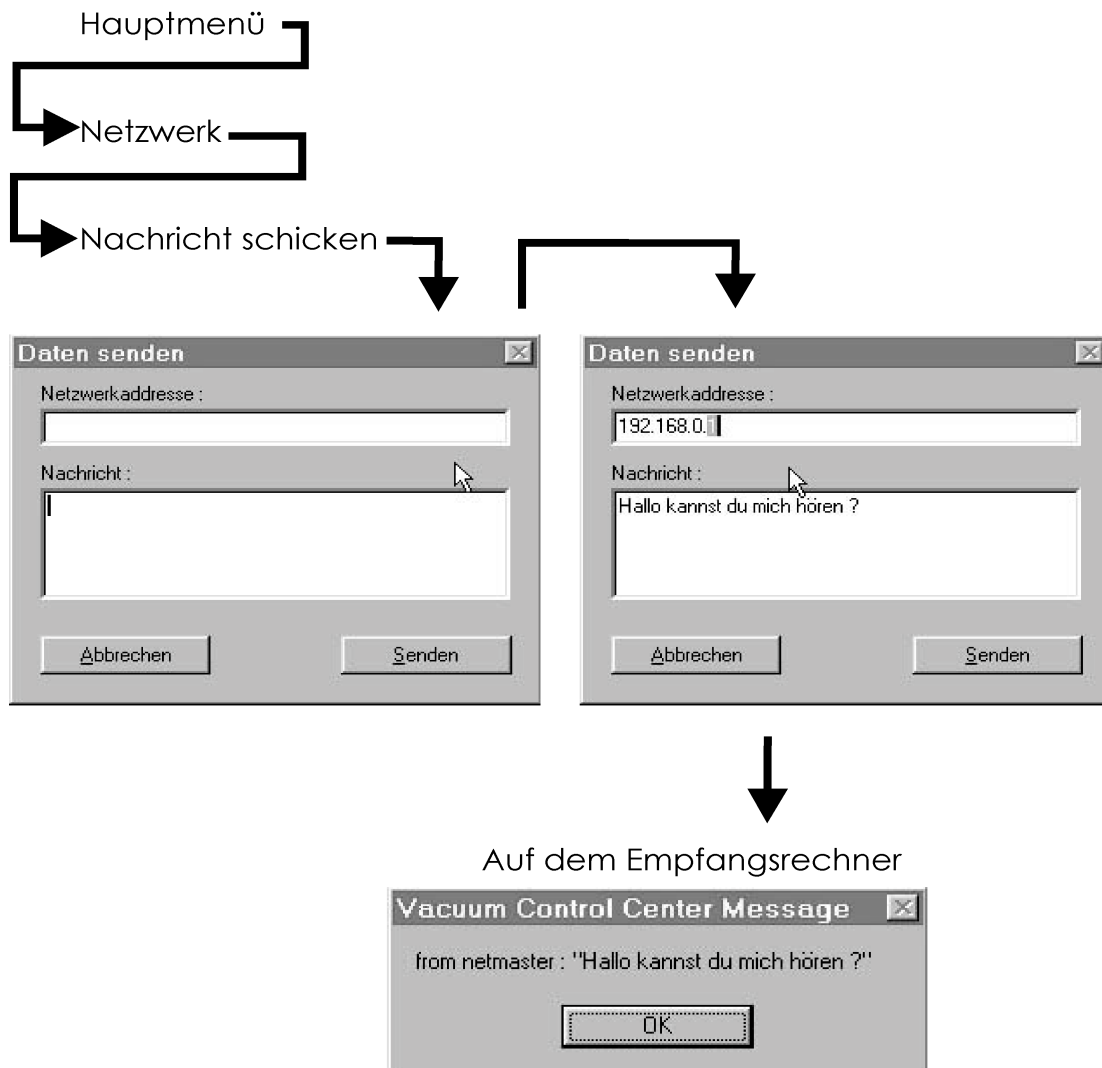
Zeitintervall für automatische Sensorabfrage setzen



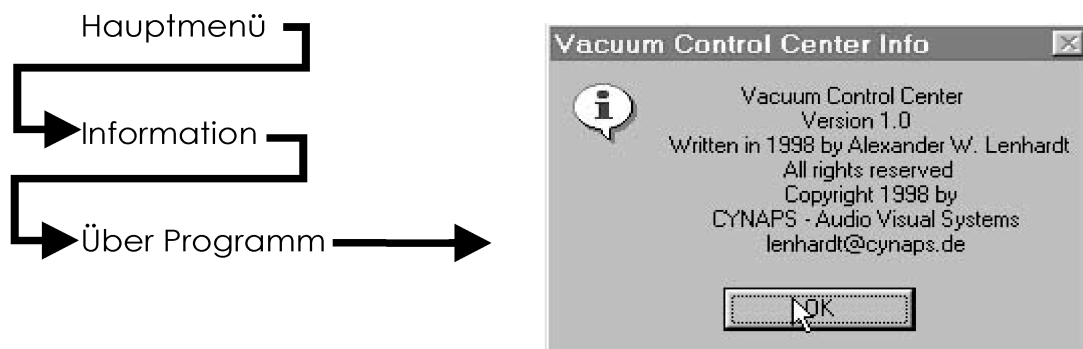
Übersichtsansicht für mehrere Sensoren öffnen



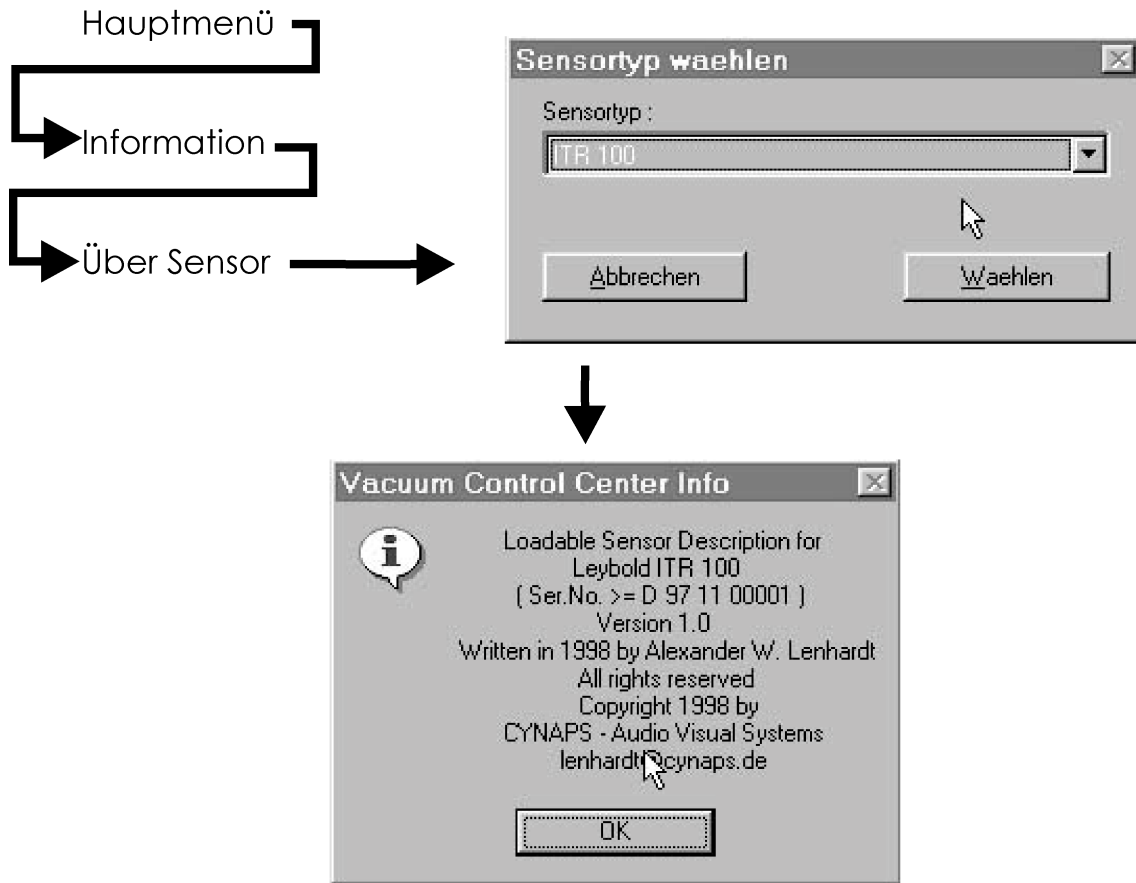
Nachricht an andere Vakuumsteuerrechner im Netzwerk senden



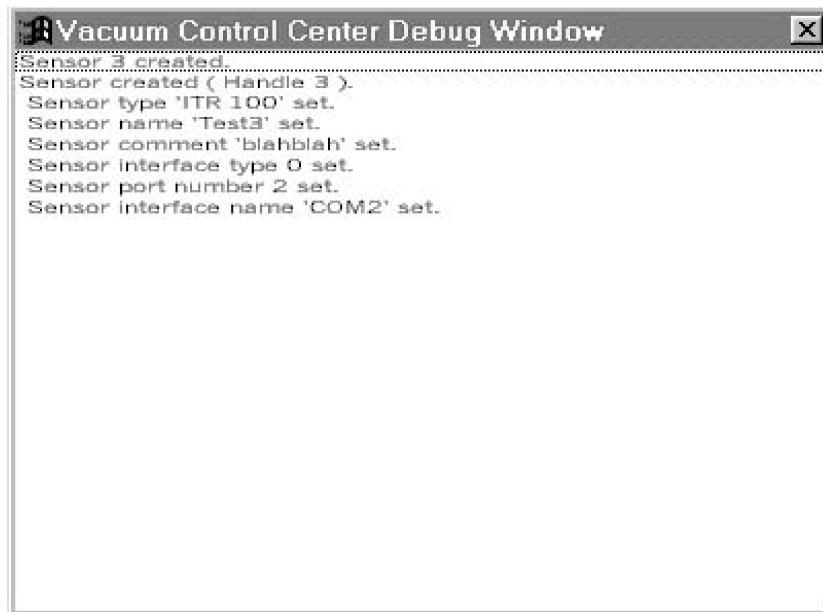
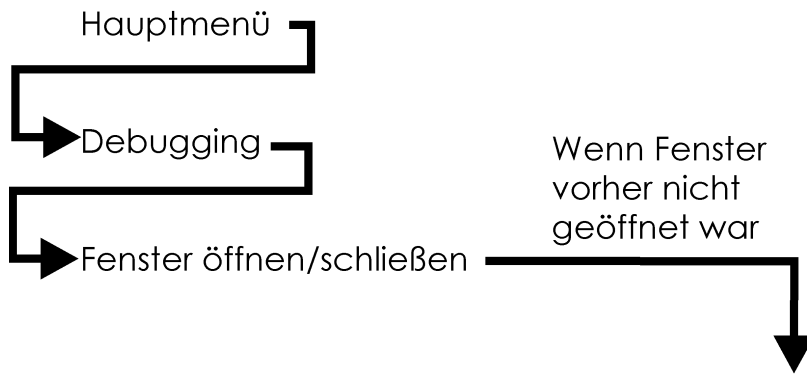
Programminformationen abrufen



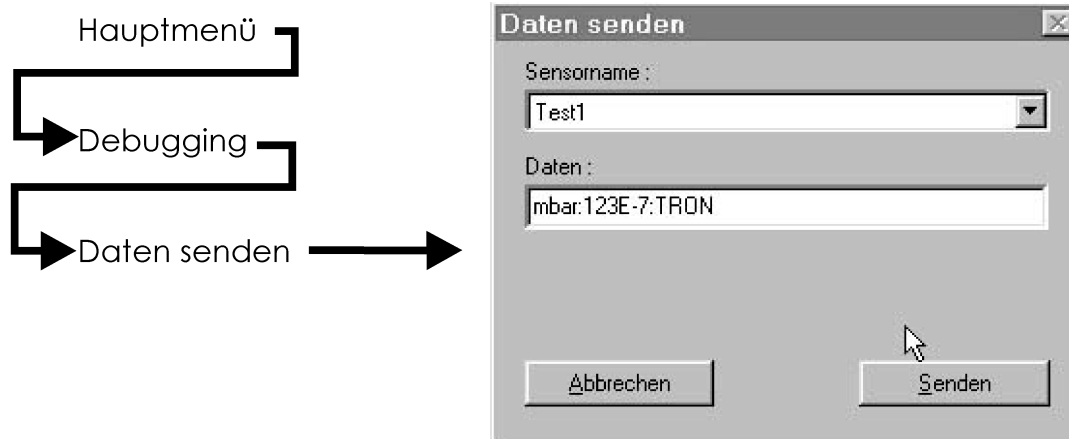
Sensorinformationen abrufen



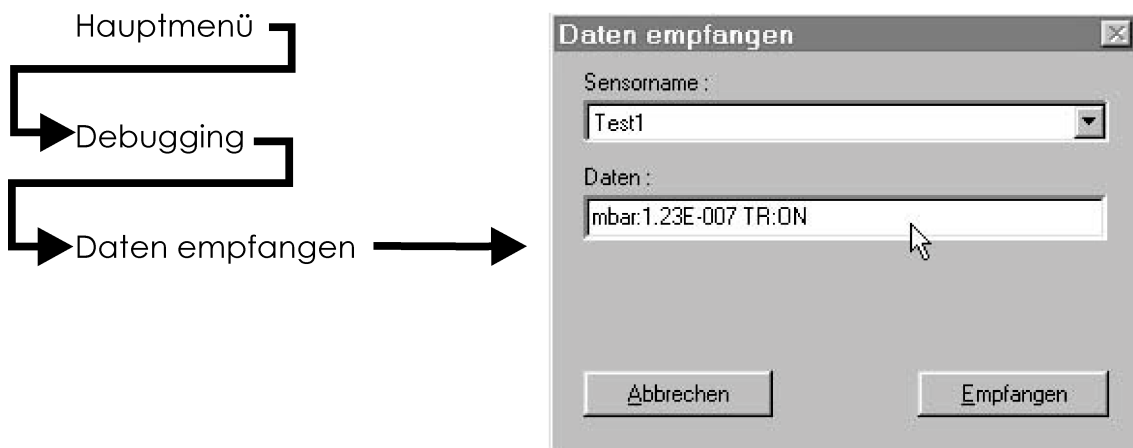
Debugging-Fenster öffnen oder schließen



Das Weiterreichen von Daten von einem Sensor simulieren



Das Erhalten von Daten von einem Sensor simulieren



Manuelles Eintragen einer Notiz in das LOG-File



Auf Details und alle anderen Menüs und Möglichkeiten soll hier nicht näher eingegangen werden. Das würde mit Sicherheit den Rahmen dieser Arbeit sprengen. Es sei an dieser Stelle auf die Experimentierfreude des Benutzers verwiesen, denn : „kaputt machen kann man damit nichts“.

Literaturverzeichnis

- [1] K. Alrutz-Ziemssen, D. Flasche, H.D. Gräf, V. Huck, M. Knirsch, W. Lotz, A. Richter, T. Rietdorf, P.Schardt, E. Spamer, A. Stascheck, W. Voigt, H. Weise, W. Ziegler, Part. Acc. 29 (1990) 53.
- [2] A. Richter, Proc. 5th European Particle Accelerator Conference, Barcelona (1996), ed. S. Myers et al., Inst. Of Physics Publ., Bristol, Philadelphia (1996) 110.
- [3] M. Knirsch, Dissertation, Technische Universität Darmstadt (1991), **D17**.
- [4] H. Diesener, U. Helm, G. Herbert, V. Huck, P. von Neumann-Cosel, C. Rangacharyulu, A. Richter, G. Schrieder, A. Stiller, A. Stascheck, A. Ryckebusch, J. Carter, Phys. Rev. Lett. **72** (1994) 1994.
- [5] P. von Neumann-Cosel, F. Neumeyer, S. Nishizaki, V. Yu. Ponomarev, C. Rangacharyulu, B. Reitz, A. Richter, G. Schrieder, D. I. Sober, T. Waindzoeh, J. Wambach, Phys. Rev. Lett. 82 (1999) 1105.
- [6] H.-D. Gräf, H. Miska, E. Spamer, O. Titze, T. Walcher, Nucl. Instr. Meth. **153** (1978) 8.
- [7] T. Walcher, R. Frey, H.-D. Gräf, E. Spamer, H. Theissen, Nucl. Instr. Meth. **153** (1978) 17.
- [8] D. Schüll, J. Foh, H.-D. Gräf, H. Miska, R. Schneider, E. Spamer, H. Theissen, O. Titze, T. Walcher, Nucl. Instr. Meth. **153** (1978) 29.
- [9] J. Foh, R. Frey, R. Schneider, D. Schüll, A. Schwierczinski, H. Theissen, O. Titze, Nucl. Instr. Meth. **153** (1978) 43.
- [10] D. Schüll, Dissertation, Technische Hochschule Darmstadt (1975), **D17**.
- [11] T. Walcher, Habilitationsschrift, Technische Hochschule Darmstadt (1974).
- [12] A. Rudert, Diplomarbeit, Technische Hochschule Darmstadt (1973), unveröffentlicht.

- [13] B. Föhring, Diplomarbeit, Technische Hochschule Darmstadt (1974), unveröffentlicht.
- [14] J. Gotthardt, Diplomarbeit, Technische Hochschule Darmstadt (1994), unveröffentlicht.
- [15] H. Bauer, Diplomarbeit, Technische Hochschule Darmstadt (1995), unveröffentlicht.
- [16] G. KÜchler, Dissertation, Technische Hochschule Darmstadt (1986), **D17**.
- [17] J. Enders, Private Mitteilung, Darmstadt (November 1997).
- [18] M. Platz, Diplomarbeit, Technische Universität Darmstadt (1999), unveröffentlicht.
- [19] S. Watzlawik, Diplomarbeit, Technische Universität Darmstadt (1999), unveröffentlicht.
- [20] P. Mohr, J. Enders, T. Hartmann, H. Kaiser, D. Schiesser, S. Schmitt, S. Volz, F. Wissel, A. Zilges, Nucl. Instr. Meth. **A423** (1999) 480.
- [21] J. Freudenberger, H. Genz, V.V. Morokhovskii, A. Richter, V.L. Morokhovskii, U. Nething, R. Zahn, J.P.F. Sellschop, Appl. Phys. Lett. **70** (1997) 267.
- [22] M. Brunken, S. Döbert, R. Eichhorn, H. Genz, H.-D. Gräf, H. Loos, A. Richter, B. Schweizer, A. Stascheck, T. Wesp, Nucl. Instr. Meth. **A429** (1999) 21.
- [23] H. Ikegami, Rev. Sci. Instr. **21** (1958) 943.
- [24] S. Penner, J.W. Lightbody, in Proceedings of the International Symposium on Magnet Technology, Stanford (1965).
- [25] F. Hinterberger, Physik der Teilchenbeschleuniger und Ionenoptik, Springer Verlag, Berlin (1997), ISBN 3-540-61238-6.
- [26] A. M. van den Berg, Spectrometers, Vortrag TMR Kurs, Groningen (1998).
- [27] M. Schippers, Optics of charged particles, Vortrag TMR Kurs, Groningen (1998).

- [28] W.R. Leo, Techniques for Nuclear and Particle Physics Experiments: A How-to Approach, 2. Ed., Springer Verlag, Berlin (1994), ISBN 3-540-57280-5, ISBN 0-387-57280-5.
- [29] H. Frauenfelder, E. M. Henley, Teilchen und Kerne: Subatomare Physik, 3. Auflage, Oldenbourg Verlag, München (1995), ISBN 3-486-22714-9.
- [30] F. Sauli, Instrumentation in High Energy Physics, World Scientific Publishing, Singapore (1992), ISBN 981-02-0597-X.
- [31] Ch. Kittel, Einführung in die Festkörperphysik, 11. Auflage, Oldenbourg Verlag, München (1996), ISBN 3-486-23596-6.
- [32] J. Simon, Diplomarbeit, Ruprecht-Karls-Universität, Heidelberg (1996).
- [33] L. Starke, Bauelementenlehre der Elektronik, 3. Auflage, Frankfurter Fachverlag, Frankfurt (1982), ISBN-3-87234-073-5.
- [34] J. Glagla, G. Lindner, Wege in die Elektronik, Ein Lern- und Werkbuch für Selbststudium und Unterricht, Otto Maier Verlag, Ravensburg (1980), ISBN-3-473-61646-X.
- [35] W. Fallot-Burghardt, Dissertation, Ruprecht-Karls-Universität, Heidelberg (1998).
- [36] U. Tietze, Ch. Schenk, Halbleiter-Schaltungstechnik, 10. Auflage, Springer Verlag, Berlin (1993), ISBN-3-540-56184-6.
- [37] M. Tischer, PC-Intern 3.0, 1. Auflage, DATA Becker, Düsseldorf (1992), ISBN-3-89011-591-8.
- [38] A. Kastenmüller, Diplomarbeit, Technische Universität München (November 1994).
- [39] D. Nährmann, Operationsverstärker in der Hobbypraxis, Eine leichtverständliche Einführung in Aufbau, Technik und Arbeitsweise mit praktischen Schaltungen, 2. Auflage, Franzis' Verlag, München (1985), ISBN-3-7723-1512-7.

- [40] Kosmos Elektronik-Labor E200, Super Labor, 3. Auflage, Franckh'sche Verlagshandlung, W. Keller & Co., Stuttgart (1981).
- [41] A. Kastenmüller, 64 Channel Analog Multiplexing Frontend, Dokumentation, CERN, Genf (1996).
- [42] J. Kleemann, Digitale Elektronik für Anfänger, Eine Einführung in die digitale Elektronik durch Theorie und Praxis, 6. Auflage, Franzis' Verlag, München (1986), ISBN-3-7723-1796-0.
- [43] TTL Taschenbuch, Teil 1, IWT-Verlag, Vaterstetten (1987), ISBN 3-88322-191-0.
- [44] TTL Taschenbuch, Teil 2, IWT-Verlag, Vaterstetten (1983), ISBN 3-88322-010-8.
- [45] R. Ufermann, CMOS-Bauanleitungen, Grundlagen und Experimente mit dem Digitalbaustein CMOS 4093, Franzis' Verlag, München (1986), ISBN-3-7723-1991-2.
- [46] CMOS-Taschenbuch 1, Standard-Bausteine, 5. Auflage, IWT-Verlag, Vaterstetten (1987), ISBN-3-88322-120-1.
- [47] CMOS-Taschenbuch 2, Spezial-Bausteine, 1. Auflage, IWT Verlag, Vaterstetten (1984), ISBN-3-88322-009-4.
- [48] C. Gerthsen, H. Vogel, Physik, Ein Lehrbuch zum Gebrauch neben Vorlesungen, 17. Auflage, Springer Verlag, Berlin (1993), ISBN-3-540-56638-4.
- [49] Dr. P. Wratil, R. Schmidt, PC/XT/AT Messen Steuern Regeln, Angewandte Interface-Technik, Markt&Technik Verlag, München (1987), ISBN 3-89090-477-7.
- [50] H.-P. Messmer, PC-Hardwarebuch, Aufbau, Funktionsweise, Programmierung. Ein Handbuch nicht nur für Profis, 3. Auflage, Addison-Wesley, Bonn, (1995), ISBN-3-89319-528-9.
- [51] W. Oney, System-Programmierung für Windows 95, Eine praktische Anleitung zum Schreiben von VxDs, Microsoft Press, Unterschleißheim, (1996), ISBN-3-86063-365-1.

- [52] S. Wirsum, Experimente mit digitalen Schaltgliedern, Das Know-how zum kontaktlosen Schalten, Steuern, Zählen und Messen, 3. Auflage, Franzis' Verlag, München (1984), ISBN-3-7723-0923-2.

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich die Gelegenheit nutzen, all jenen, die zum Entstehen dieser Diplomarbeit beigetragen haben, zu danken.

Diese sind im besonderen Herr Professor Achim Richter, der es mir durch die Aufnahme in seine Arbeitsgruppe überhaupt erst ermöglicht hat, meine Diplomarbeit im Fachbereich Physik der Technischen Universität Darmstadt über ein solch interessantes Thema zu schreiben. Außerdem sei ihm Dank dafür ausgesprochen, daß er mir die Teilnahme am TMR Course im KVI in Holland ermöglicht hat.

Herrn Dr. H.-D. Gräf und Herrn Dr. A. Stascheck sei Dank ausgesprochen für ihren unermüdlichen Einsatz in Belangen, die die Diplomanden als solche betrafen und ihre immer währende gute Laune.

Dipl.-Phys. J. Enders danke ich für seine ausgezeichnete Betreuungsarbeit während meiner gesamten Diplomarbeit, die wesentlich zum Gelingen dieser beigetragen hat.

Besonderen Dank geht auch an Herrn H.-J. Schött an der GSI, der mich zu jeder Zeit mit Rat, Tat und Material für den Aufbau meines Elektronikprototyps unterstützt hat.

Weiterhin geht ein ganz großes Dankeschön an Herrn Dr. A. Kastenmüller an der TU München für seine Unterstützung und Geduld, wenn es um Fragen zum GASSIPLEX-IC ging.

Ebenfalls dank der ganzen Elektronikwerkstatt für ihre Unterstützung, besonders Herrn U. Bonnes für seine hilfreichen Tips zur Auslese des Siliziumdetektors und seine wertvollen Ideen die Read-Out Elektronik betreffend.

Für die Unterstützung in Belangen, die den Siliziumdetektor als solchen betrafen, danke ich Herrn v. Kalben aus dem Targetlabor.

Dank geht auch an meine Mitdiplomanden Markus Platz und Steffen Watzlawik, die mir immer ihre helfenden Hände zur Verfügung stellten und mich wieder motivierten, wenn es einmal nicht optimal lief.

Besonders habe ich auch Herrn Priv.-Doz. Dr. P. v. Neumann-Cosel zu danken, der bei vielen meiner Ausarbeitungen und Vorträge auf die richtige Form achtete und immer schützend seine Hand über uns 169°-Diplomanden hielt.

Des weiteren danke ich Herrn Scholz, der ebenfalls immer bereit war, mir helfend zur Hand zu gehen und mich in die Geheimnisse der Mechanik eingeweiht hat.

Auch zu danken habe ich Herrn Dr. H. Genz sowie Herrn Dr. O. Titze, die immer ein aufmunterndes Wort für mich übrig hatten, wenn es mal nicht so lief.

Für Kritik, Anregungen und Geräte danke ich den Herren Dipl.-Phys. S. Döbert und Dipl.-Phys. C. Dembowski.

Für ein angenehmes Arbeitsklima, welches immer zum guten und effektive Arbeiten beitrug danke ich den Herren Dipl.-Phys. B. Schweizer, Dipl.-Phys. Ulrich Laier, Dr. R. Eichhorn (jetzt GSI), Dr. R. Hofferbert, Dr. J. Freudenberger (jetzt SIEMENS), Dipl.-Phys. H. Rehfeld, Dipl.-Phys. S. Kostial, Dipl.-Phys. Bodo Reitz, Dipl.-Phys. Kai Schweda, Dipl.-Phys. Henrik Loos und Frau Dipl.-Phys. Simone Richter sowie Frau cand. phys. Irmi Reitz.

Dank sei auch allen anderen hier nicht namentlich genannten Mitarbeitern des gesamten Instituts für Kernphysik, für ihre ständige Hilfsbereitschaft in allen Belangen.

Zuletzt, aber nicht als Letztes, möchte ich noch meinen Eltern sowie meiner gesamten Familie und allen Freunden für ihre, nunmehr beinahe 27 Jahre anhaltende, Unterstützung in allen Belangen des Lebens danken.

Hiermit erkläre ich, daß ich die vorliegende Arbeit selbständig verfaßt und nur die angegebenen Hilfsmittel eingesetzt habe.

Darmstadt, im August 1999