

FZR-199

November 1997

Archiv-Ex.:

**Bericht der Herbsttagung
der Studiengruppe für
Elektronische Instrumentierung
vom 29. September bis 1. Oktober 1997
an der Universität in Frankfurt am Main**



Herausgeber:
FORSCHUNGSZENTRUM ROSSENDORF
Postfach 51 01 19
D-01314 Dresden
Telefon (03 51) 26 00
Telefax (03 51) 2 69 04 61

Als Manuskript gedruckt
Alle Rechte beim Herausgeber

Bericht der Herbsttagung
der Studiengruppe für Elektronische Instrumentierung
vom 29. September bis 1. Oktober 1997
an der Universität in Frankfurt am Main

Studiengruppe für Elektronische Instrumentierung



Teilnehmerliste 29.09. bis 01.10.1997 in Frankfurt/Main

<i>Antreasyan, Dikran</i>	<i>LeCroy SA, Genf</i>
<i>Badura, Eugen</i>	<i>GSI Darmstadt</i>
<i>Böhm, Rudolf</i>	<i>Uni Mainz</i>
<i>Brandt, B.-A.</i>	<i>Kirchhain</i>
<i>Braun, Augustin</i>	<i>acam-messelectronic Karlsruhe</i>
<i>Gabriel, Frank</i>	<i>FZ Rossendorf</i>
<i>Geiges, Rainer</i>	<i>Uni Mainz</i>
<i>Grimm, Bernhard</i>	<i>MPI Heidelberg</i>
<i>Hilgers Gerhard</i>	<i>PTB Braunschweig</i>
<i>Isacson, Anders</i>	<i>ETH Zürich</i>
<i>Jagutzki, O.</i>	<i>Uni Frankfurt / Main</i>
<i>Jainsch, Roland</i>	<i>FZ Rossendorf</i>
<i>Kennepohl, Klemens</i>	<i>FZ Jülich</i>
<i>Klinger, Volkhard</i>	<i>FZ Karlsruhe</i>
<i>Köhler, Erwin</i>	<i>IKF Frankfurt / Main</i>
<i>Meyer, Ullrich</i>	<i>DESY Zeuthen</i>
<i>Mihlan, Heinz</i>	<i>PTB Braunschweig</i>
<i>Notz, Dieter</i>	<i>DESY Hamburg</i>
<i>Nowak, Gerd</i>	<i>DV Bochum</i>
<i>Ortmann, Matthias</i>	<i>DV Bochum</i>
<i>Pohl, H.</i>	<i>Uni Frankfurt / Main</i>
<i>Richter, Matthias</i>	<i>GSI Darmstadt</i>
<i>Röhrig, D.</i>	<i>Uni Frankfurt / Main</i>
<i>Rüschmann, Gustav</i>	<i>Uni Frankfurt / Main</i>
<i>Schmischke, Dirk</i>	<i>Uni Frankfurt / Main</i>
<i>Schütt, Jürgen</i>	<i>Uni Hamburg</i>
<i>Staß, Stephan</i>	<i>FZ Jülich</i>
<i>Stephan, Gerrit</i>	<i>Uni Mainz</i>
<i>Stolper, Matthias</i>	<i>DESY Hamburg</i>
<i>Urban, Manfred</i>	<i>IKF Frankfurt / Main</i>
<i>v. Walter, Peter</i>	<i>Uni Heidelberg</i>
<i>Wiedemann, B.</i>	<i>Uni Frankfurt / Main</i>
<i>Witzmann, Thomas</i>	<i>IKF Frankfurt / Main</i>
<i>Zillikens, Hans-Peter</i>	<i>FZ Jülich</i>

Verzeichnis der Vorträge

	Seite
Ortsempfindliche Auslese von Micro-Channelplate Detektoren mit Dely-Line Anoden O. Jagutzki, Uni Frankfurt/M.	1
Massenspektrometrischer und optischer Nachweis von Stickstoff in polykristallinen und einkristallinen Galliumarsenid-Proben B. Wiedemann, Uni Frankfurt/M.	3
Datenerfassung in Experimenten der Hochenergiephysik D. Schmisshke, Uni Frankfurt/M.	4
Industriestandards für Neutronen-Streuexperimente H. Pohl, FZ Jülich	6
Aktive Schwingungsdämpfung am Beispiel schwebender Lasten G. Nowak, Ruhr-Uni Bochum	12
Die Hardware eines hochauflösenden Scanners zur Strukturanalyse M. Ortmann, Ruhr-Uni Bochum	16
TTC2001-System für das A1 Experiment an Mami R. Geiges, Uni Mainz	19
Ratiometer, Konzept + Realisierung einer Auswertelektronik für ein Laser-Interferometer P. von Walter, Uni Heidelberg	26
World Wide Web (WWW) - Anwendungen für Kontrollen D. Notz, DESY Hamburg	29
Der Einsatz konfigurierbarer Hardware in der Hochenergiephysik V. Klinger, FZ Karlsruhe	31
Analoge Elektronik in dem GSI-Therapieprojekt E. Badura, GSI Darmstadt	38
Firmware-Entwicklung für den Mini MCA-166 R. Jainsch, FZ Rossendorf	46
Industriell entwickelte TDCs für die Forschung A. Braun, acam-messelectronic Karlsruhe	48
LeCroy - Neuentwicklungen D. Antreasyan, LeCroy Meyrin - Schweiz	57

Ortsempfindliche Auslese von Micro-Channelplate Detektoren mit Delay-Line Anoden

O. Jagutzki, L. Spielberger, U. Meyer, K. Ullmann-Pfleger, H. Schmidt-Böcking

Institut für Kernphysik der Johann Wolfgang Goethe-Universität in Frankfurt am Main

Zum ortsempfindlichen Nachweis von geladenen Teilchen und UV-Photonen werden häufig Multi-Channelplate (MCP) Detektoren eingesetzt. Ist die Zeitinformation nicht von Bedeutung, kann die Elektronenlawine, die am Auftreffort eines Quants in den MCPs ausgelöst wird, auf einen Phosphorschirm projiziert und so sichtbar gemacht werden. Häufig will man sich aber auch die gute Zeitauflösung von MCP-Detektoren (< 1 nsec) zu Nutze machen und die Einzelereignisse digital abspeichern.

Hier bietet sich zunächst eine segmentierte Anode bzw. eine Einzeldrahtauslese an. Dabei wird jede Elektronenlawine auf einem (oder wenigen) Segmenten oder Drähten gesammelt und mit einer Vorverstärker/Diskriminator-Einheit einzeln registriert. Nachteil dieser Methode ist eine durch die Zahl der Segmente, bzw. Drähte limitierte Ortsauflösung und ein hoher elektronischer Aufwand, da jedes Segment (jeder Draht) seinen eigenen Elektronikzweig braucht und es nicht leicht ist, damit eine homogene Detektoreffizienz zu erreichen. Vorteil ist eine hohe Ratenverträglichkeit und durch die parallele Datenverarbeitung die Möglichkeit einer orts- und zeitrichtigen Registrierung von Multi-Hit-Events, d.h. von mehreren fast gleichzeitig auftreffenden Teilchen [1].

Eine andere Möglichkeit stellt die Kodierung der Ortsinformation als Ladungsmengenverhältnis oder Signallaufzeitdifferenz mit entsprechenden Anodenstrukturen dar. Obwohl solche Anodenstrukturen diskret sind, läßt sich durch Aufweitung der Lawine über mehrere Strukturelemente eine kontinuierliche und homogene Abbildung erzielen. Beispielsweise läßt sich mit einer sogenannten Wedge-and-Strip-Anode [2], die im einfachsten Fall aus drei elektrisch voneinander isolierten Anodenstrukturen besteht, der Ort des auftreffenden Teilchens durch Ladungswägung mit einer Auflösung von etwa 1:1000 bestimmen. Der Nachteil dieser Technik sowie der noch gebräuchlicheren Widerstandsanode ist, daß aufgrund der zu verwendenden ladungsintegrierenden „langsamen“ Elektronik die verarbeitbare Detektionsrate sehr limitiert ist. Es muß jeweils ein Kompromiß gefunden werden zwischen Ortsauflösung, Ratenverträglichkeit und Güte (= Preis) der Ausleseelektronik.

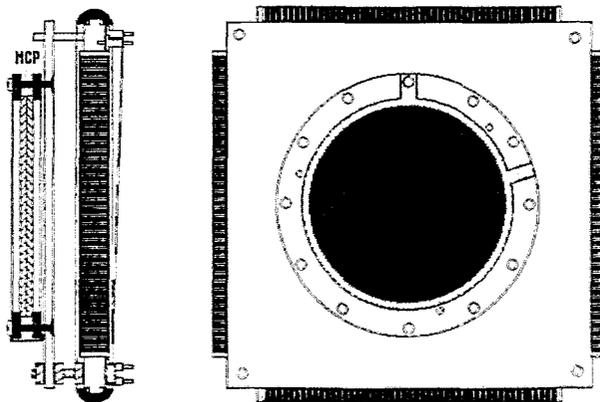


Abb. 1: Ortsempfindlicher 50 mm MCP-Detektor mit Delay-Line-Anode

Ein alternativer Ansatz, die Verwendung von Signallaufzeitmethoden, wie sie bei gasgefüllten Detektoren schon lange üblich ist, verspricht auch bei der Auslese von MCPs große Vorteile. Aufgrund der extrem kurzen Lawinenanstiegszeiten von MCPs muß man hier aber zu speziellen Techniken beim Anodendesign und der Signalauslese übergehen. Bei einer auf Sobottka et al. [3] zurückgehenden Methode wird die Elektronenlawine auf eine als durchgehende Doppelspirale in beiden Dimensionen ausgelegte Drahtanordnung abgesaugt und das induzierte Signal an den Enden mit Differenzverstärkern und üblicher Koinzidenzelektronik ausgelesen [4]. Diese Methode vereinigt die Vorteile der quasi-kontinuierlichen hochauflösenden Anodentypen mit den Vorteilen, die durch die Verwendung schneller Timing-Elektronik (wie bei diskreten Anodenstrukturen) entstehen, nämlich hohe Ratenverträglichkeit mit Option auf Multi-Hit-Verarbeitung bei relativ geringem (preisgünstigem) Elektronikaufwand. Ein weiterer Vorteil dieser Technik ist, daß man damit schon „on-line“ eine homogene und lineare Abbildung erhält, ohne nachträglich durch Softwareaufwand die Abbildungseigenschaften nachbessern zu müssen. Zudem ist die Ortsauflösung nicht direkt durch das Signal-zu-Rausch-Verhältnis der Elektronik begrenzt, was für die Anwendung zahlreiche Vorteile hat.

In letzter Zeit ist es uns gelungen, sowohl die Detektorhardware (Abb. 1) als auch die zugehörige Elektronik für ein breites Anwendungsspektrum zu standardisieren und zahlreiche Kooperationen hinsichtlich Anwendung solcher Detektoren in der Atomphysik zu initiieren. Durch die Entwicklung schneller und kostengünstiger TDC-Module von kommerzieller Seite wurde der Anwendungsbereich dieser Detektoren noch erweitert.

In jüngster Zeit entstanden Detektorsysteme auch für größere MCP-Bauformen (Abb. 2). Im Gegensatz zu anderen Anodentypen, bei denen eine Vergrößerung den Ausleseaufwand erhöht bzw. die Ortsauflösung verringert, ist bei größeren Delay-Line-Anoden die erreichbare Ortsauflösung sogar besser.

Zur Zeit versuchen wir, eine kostengünstige Delay-Line-Anode zu entwickeln, die mit den Methoden der Halbleitertechnik produziert werden kann. Ein eindimensional ortsempfindlicher Prototyp, der auch nach dem Bildladungsprinzip arbeiten kann, zeigt bereits gute Abbildungseigenschaften. Insbesondere hoffen wir, damit die Begrenzung der Linearität auf ca. 0.1 mm aufzuheben, die zur Zeit noch bei den in Handarbeit gewickelten Drahtanoden die Bildgüte begrenzt. Weiterhin arbeiten wir an einer Optimierung der Front-end-Elektronik und erwarten uns von einem gerade in Entwicklung befindlichen Histogramm-Speicher-TDC-System auf PC-Basis für höchsten Datendurchsatz (> 1 MHz) ein auch kommerziell interessantes digitales Abbildungssystem für viele Bereiche in Technik und Forschung.

Referenzen:

1. U. Werner und H.O. Lutz, Physikalische Blätter 53 (1997) 224
2. J.S. Lapington *et al.*, Nucl. Instr. Meth. A273 (1988) 663
3. S.E. Sobottka and M.B. Williams, IEEE Trans. Nucl. Science 35 (1988) 348
4. O. Jagutzki *et al.*, IKF-Jahresberichte 1996 (S.68), 1995 (S.79), 1994 (S.81f)

Acknowledgment: Großen Anteil an diesen Entwicklungen hatten die Elektronik und die Feinmechanik des IKF

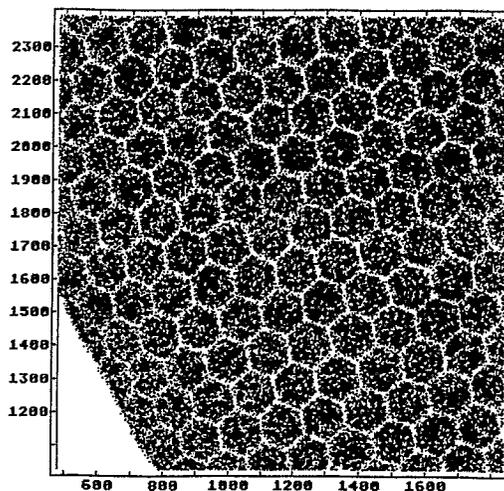


Abb. 2: Abbildung (Ausschnitt) des Schattenwurfs eines Wabengitters aus 0.2 mm dicken Draht vor einem 80 mm MCP-Detektor (Chevron) ausgelesen mit einer $100 \times 100 \text{ mm}^2$ Delay-Line-Anode.

Massenspektrometrischer und optischer Nachweis von Stickstoff in polykristallinen und einkristallinen Galliumarsenid-Proben

B. Wiedemann¹, H. Ch. Alt² und K. Bethge¹

¹Johann Wolfgang Goethe-Universität, Institut für Kernphysik, August-Euler-Str. 6, D-60486 Frankfurt, ²Fachhochschule München, Fachbereich B 06, Lothstr. 34, D-80335 München

Neben Argon wird auch Stickstoff aufgrund seines isoelektronischen Verhaltens im Raumgitter von Galliumarsenidkristallen bei der Synthese und Einkristallzucht von Galliumarsenid eingesetzt. Abhängig von Herstellungsverfahren, Art und Druck des Schutzgases wurden massenspektrometrisch mittels rf SSMS (radiofrequency Spark Source Mass Spectrometry) mittlere Konzentrationen von Stickstoff zwischen 0,3ppm(atomar) und 3ppm(atomar) bzw. 0,004ppm(atomar) und 0,06ppm(atomar) in poly- bzw. einkristallinen Galliumarsenid-Proben festgestellt. Unter Verwendung von synthetisiertem Ausgangsmaterial ließen sich für einkristalline Proben aus dem LPLEC- und HPLEC(Low Pressure und High Pressure Liquid Encapsulated Czochralski)- Verfahren, bei Drucken von 2bar Stickstoff bzw. 2bar bis 40bar Argon gezogen wurden, Nachweisgrenzen für diese Elemente in Galliumarsenid von 0,001ppm(atomar) bzw. 0,002ppm(atomar) erreichen. Optisch wurde mittels FT-IR (Fourier Transform-Infrared Spectroscopy) massenspektrometrisch nachgewiesener Stickstoff im Probenmaterial bei einer Meßtemperatur von 10K und einer Wellenzahl von $471,5\text{cm}^{-1}$ auf Arsengitterplätzen gefunden. Für polykristalline und einkristalline Proben aus dem HPLEC-Verfahren, die unter Verwendung von Stickstoff als Schutzgas hergestellt wurden, wurde für die optische Elementanalyse von Stickstoff in Galliumarsenid mittels FT-IR für eine Proben temperatur von 10K ein Kalibrierungskoeffizient von $f = 7,3 \times 10^{15} \text{cm}^{-1}$ für die Stickstoff-Schwingungsbande bei $471,5\text{cm}^{-1}$ ermittelt.

Datenerfassung in Experimenten der Hochenergiephysik

(NA49, STAR, ALICE).

Dirk Schmischke, Uni Frankfurt/M

Abstract zu Vortrag auf SEI Herbst 1997

Datenerfassung in der Hochenergie-Schwerionen-Physik behandelt Problemstellungen, bei denen es darauf ankommt sehr hohe Datenraten und große Datenmengen aufzunehmen und zu verarbeiten.

Am Beispiel der Experimente NA49 (CERN) und STAR (RHIC) wird aufgezeigt, welche extremen Anforderungen an die verarbeitenden Systeme bestehen und wie diese Anforderungen in die Praxis umgesetzt werden können.

Die Datenerfassung von NA49 orientiert sich an der Spill-Struktur des Ionen-Strahls und speichert bis zu 32 Ereignisse pro Spill in einem RAM-Datenspeicher ab. Während der gesamten Zeit werden die gesammelten Ereignisse ausgewertet (Nullunterdrückung), formatiert und auf ein Hochgeschwindigkeitsband (SONY D1) geschrieben. Die mittlere komprimierte Datenrate beträgt dabei bis zu 30 MB/s.

STAR als ein Experiment der nächsten Generation stellt ungleich höhere Anforderungen an die Datenerfassung. Hier treten Datenraten von 10 GB/s auf. Selbst nach Nullunterdrückung bleibt eine Datenrate von 1 GB/s bestehen, die mit herkömmlichen Mitteln nicht mehr abgespeichert werden kann. Bei STAR wurde aus diesem Grund ein Level 3 Trigger System eingeführt, das es erlaubt die Daten Online zu verarbeiten, eine Mustererkennung durchzuführen und aufgrund der Impuls- und dE/dX -Verteilungen der rekonstruierten Teilchen ein hochwertige Triggerentscheidung herbeizuführen. Das System verfolgt neben der Triggerentscheidung, bei der im Mittel ein Ereignis von Hundert ausgewählt und auf Band geschrieben wird, das Ziel als Datenkompressor zu fungieren. Dabei werden die erkannten Teilchenspuren als Kompressionsmodell benutzt. Ladungscluster, aus denen sich eine Spur zusammensetzt werden nicht mehr als Ganzes, sondern nur noch in Relation zu dem Spurmodell abgespeichert. Dadurch ergibt sich eine Datenreduktion um den Faktor 30.

Die Anforderungen an die Rechenleistung sind immens, das Basissystem besteht aus $24 * 3$ PentiumPro, Pentium II oder Alpha-PCs, die in einer parallelen Pipelinestruktur jeweils an einem Teil eines Ereignisses Rechnen. Untereinander sind die Rechner über mehrere SCI-Ringe vernetzt, die eine Bandbreite von $> 1\text{GB/s}$ zur Verfügung stellen.

Dirk Schmischke

Office Phone: 069-798 24 290

Institut fuer Kernphysik
60486 Frankfurt

Institut für Kernphysik
der Johann Wolfgang Goethe-Universität
August-Euler-Straße 6
D-60486 Frankfurt am Main
Tel.: 069-798-24238
Fax : 069-798-24212

Anfrage nach altem Manual :

Wer hat noch ein Service-Manual für

**Pulsgenerator 132 A von
E H - Research Laboratories?**

Mitteilung an Herrn Köhler, obige Adresse
Tel.: 069 798 24214

Danke

Industriestandards für Neutronen-Streuexperimente

H.Pohl, J.Twardowski, K.Zwoll
Forschungszentrum Jülich, Zentrallabor für Elektronik
52425 Jülich, Germany

I. EINLEITUNG

Im Forschungszentrum Jülich (FZJ, früher KFA) ist seit 1962 der Forschungsreaktor DIDO in Betrieb, anfangs mit 10MW Leistung, später bis heute mit 23 MW. 8 horizontale Strahlrohre bringen Neutronen zu den Experimenten in der Reaktorhalle. Eins davon wird als „kalte“ Neutronenquelle genutzt für 2 Neutronenleiter, mit 7,4 Å sowie 5,1 Å Wellenlänge. Die kalte Quelle wurde 1970 installiert, 1987 ging eine zusätzliche Halle, das Neutronenleiter Labor ELLA in Betrieb.

SV22* time-of-flight spectrometer
SV26* triple-axis spectrometer (UNIDAS)
SV28 double four-circle diffractometer
SV29* space and time focussing thermal TOF (under construction)

*Instrumentiert oder wesentliche Beiträge von ZEL

Die Reaktorhalle und das ELLA-Labor bieten eine grössere Auswahl an Neutronenstreuexperimenten. Für die Mehrzahl davon ist das Zentrallabor für Elektronik (ZEL) der voll verantwortliche Partner des Instituts für Festkörperforschung (IFF). Das ZEL entwirft die Struktur des Kontrollsys-

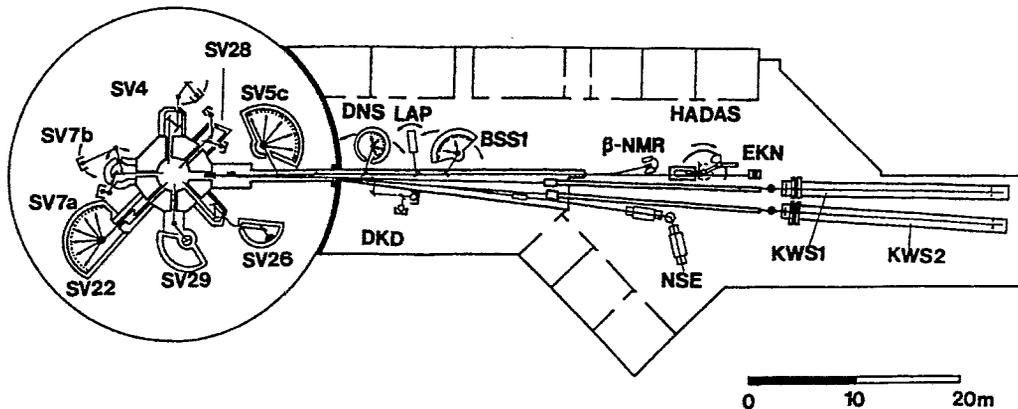


Fig. 1: Neutronenstreuexperimente in Jülich

ELLA Halle

KWS1* small-angle scattering apparatus
KWS2* small-angle scattering apparatus
DKD double crystal diffractometer
DNS spectrometer for diffuse scattering
BSS1 backscattering spectrometer
β-NMR β-NMR spectrometer
SV5c time-of-flight spectrometer
NSE* neutron spin-echo spectrometer
HADAS* neutron reflectometer
LAP precision lattice parameter instrument

Reaktor DIDO

SV4* triple-axis spectrometer
SV7a* four-circle diffractometer [1]
SV7b* powder diffractometer

tems, fertigt eigene Hard- und Software, installiert das gesamte Datenaufnahmesystem und gibt eine langfristige Betriebs- und Servicegarantie für die üblichen 10 bis 15 Jahre Laufzeit des Basisexperiments.

Andere Streuexperimente, die hauptsächlich von deutschen Universitäten betrieben werden, nutzen die Systementwicklungen des ZEL. Software für Basissysteme wird teilweise übernommen, Elektronik gewartet, und Detektorsysteme eingesetzt, die im Rahmen der ZEL-IFF Kollaboration entstehen. [2][3].

II. SYSTEM ENTWICKLUNG

1969 begannen wir mit einer PDP8/i, einem 12 bit Minicomputer mit 8k Wort Speicher, Lochstreifenprogrammierung und Fernschreibeingabe, sowie einem (ersten!) CAMAC-Rahmen mit der für die

Steuerung eines Drei-Achsen-Spektrometers nötigen Elektronik.

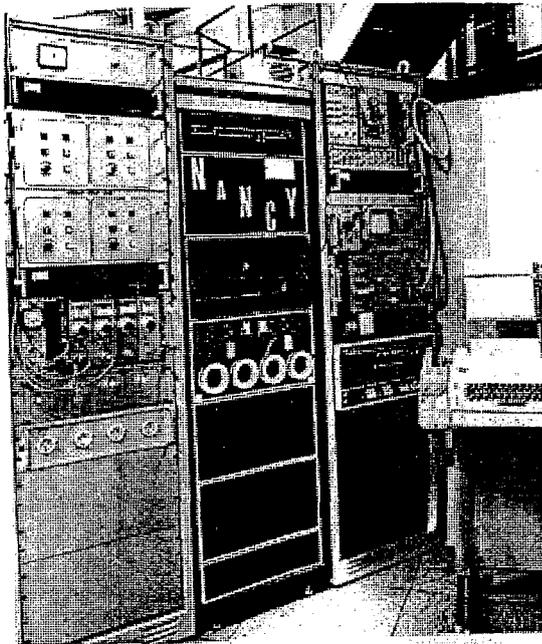


Abb. 2: Experiment-Elektronik für SV7 mit CAMAC und PDP 8/i [1]

Ein einzelner Programmierer schrieb das vollständige Softwaresystem mit Hilfe von interpretativen Sprachen wie FOCAL und BASIC; oder ein riesiges FORTRAN-Programm mit einer Sammlung sorgfältig handkodierter Assembler-Routinen steuerte die Prozeßumgebung. Dann folgten wir DEC's (Digital Equipment Corporation) Sprung von der 12 bit in die 16 bit Welt der weit verbreiteten PDP11 Minicomputer. Leistungsfähigere CPUs und grössere Primär- und Sekundärspeicher (ver-)führten zu anspruchsvolleren Aufgabenstellungen, zu mehr als einem Programm zu einer Zeit im System. Ausgehend vom „One user, disk operating system“ forderten wachsende Aufgaben das „large scale multiuser, multitasking, realtime system“. Groß-Projekte mit Gruppen von Programmierern und Elektronik-Ingenieuren gaben den Anstoß zum Einsatz der noch leistungsfähigeren 32 bit VAX Maschinen. Diese wurden im Betriebssystem VMS immer noch mit FORTRAN programmiert, aber oft auch mit VAX-ELN Realtime PASCAL, oder sogar schon mit dem ersten C Dialekt (K&R).

Zur gleichen Zeit wurden kleine Anwendungen über RSX11M oder auch RT11 Operating-Systeme kontrolliert, aber alle, klein oder groß, benutzten das weit akzeptierte und auch von Industriefirmen unterstützte CAMAC System. Einige Gruppen im ZEL implementierten schon im Jahr 1973 langsame Experimentsteuerungen mit crosscompilierten Programmen auf 8Bit Mikrocomputermodulen, die

vom ZEL selbst gefertigt wurden. Später benutzte man dafür den damaligen „Standard“ CP/M, kaufte 16 bit Industriestandard kompatible PCs, oder wechselte zu 8 bit, später 16 bit VME basierten Systemen von verschiedenen Herstellern.

Andere entwickelten Baugruppen, um Siemens SMP Rahmen mit Microchannel- oder ISA-Maschinen zu verbinden oder erweiterten den INTEL Address Raum mittels externen Rahmen, die mit im ZEL entwickelten Feldbusmodulen gesteuert wurden. Es gab sogar frühe UNIX Systeme, die über lokale, Punkt zu Punkt, TCP/IP Verbindungen verknüpft waren. Allen Systemen gemeinsam war die Zielvorgabe, eine dem jeweils aktuellen technischen Stand entsprechende Systemlösung zu finden, die dem vorhandenen Budget entsprach, von den im Fertigungszeitraum verfügbaren Programmierern und Ingenieuren gefertigt werden konnte, von den Experimentatoren angenommen wurde und ohne zeitaufwendige Nachbesserungen mindestens eine Jahrzehnt ein Basisinstrument zuverlässig steuern konnte.

III. ZUM UNIVERSELLEREN SYSTEM

Aktuelle Budget-Kürzungen machen es nun nötig, die Erfahrungen aus verschiedenen Automatisierungssystemen zu bündeln, Programmieraufwand zu kürzen und so Projektmittel zu schonen. Mittel der Wahl ist die Konzentration auf die Wiederverwendbarkeit von Hardware und Software.

Insbesondere im Bereich der Feldbusse und bei den standard modularen Systemen haben Kollaborationen mit Industrieunternehmen unser Knowhow beeinflusst. So wurden einige PROFIBUS [4] Feldbus Komponenten in enger Zusammenarbeit mit grösseren Unternehmen entwickelt. [5][6][7]. Also war es nur natürlich, verstärkt Felbustechnologien in unseren Experimentssystemen einzusetzen. Auf dem Markt ist hier eine breite Produktpalette verfügbar. Auch das Großprojekt LHC beim CERN sieht übrigens PROFIBUS Module als Vorzugslösung, um bei den Großexperimenten langsame frontend Geräte zu integrieren.

Abgesehen von diversen Zählerbaugruppen benutzen Neutronenstreuexperimente eine große Zahl verschiedener mechanischer Komponenten, die mit hoher Genauigkeit gestellt werden müssen. Diese Funktionen können durch Prozeßbaugruppen aus industrieller Fertigung abgedeckt werden. So bietet das SIMICRON SMP System (Siemens Microcomputer Platiniensystem) [8] mit mehr als 100 SMP Modulen für diese Problemstellungen eine brauchbare Lösung. Aufgrund der hohen Akzeptanz hat der SMP-Bus sich zum quasi Industriestandard entwickelt. Der SMPbus ist ein synchrones Single-Master System. 8/16 bit Daten, 20 bit Adressen sind für Speicher- und I/O-Adressraum möglich. Normalerweise steuert eine Zentraleinheit

als Busmaster jeweils einen SMP-Rahmen mit bis zu 20 Einschüben.

Für unsere Anwendungen haben wir einen PROFIBUS Controller entwickelt und gebaut, der als SMP Busmaster die Kommunikation zwischen Serverprogramm und SMP-System steuert. Entsprechend der PROFIBUS-Spezifikation werden damit verteilte Kontrol-Strukturen mit mehreren Rahmen (<30) über feldbus-spezifische Entfernungen (<100m) möglich.

Für die Verarbeitungen von Verriegelungen und Grenzwerten im Sinn einfacher boolescher Variablen bietet die Industrie eine breite Auswahl an programmierbaren Steuerungen an (**Programmable Logic Controllers** oder PLCs). Die PLCs in der Siemens **SIMATIC S5** Familie [9] stellen für unsere Zwecke eine preiswerte, flexible und effiziente Lösung für einfache Steuerungen dar. Ein Entwicklungsziel des PROFIBUS war die Standardisierung der Kommunikation zwischen den PLCs. Entsprechend ist nun die gesamte S5 Familie mit PROFIBUS Schnittstellen ausgestattet.

Detektoren und zugehörigen Elektronik sind kaum in industriellen Automatisierungssystemen zu finden. Für den einfachsten Detektortyp, das BF3- oder He4-Zählrohr gibt es zwar noch industrietypische Zählereinschübe, aber nicht für zweidimensionale Detektoren, wie sie in TOF- oder anderen positionsensitiven Messungen benötigt werden. Hier setzen wir daher spezielle Hardware von anderen Instituten oder Adapterkarten aus unserer eigenen Fertigung ein. Das ZEL hat dafür ein schnelles, flexibel skalierbares Interface für EISA- oder PCI-Bus Maschinen entwickelt, dessen Eigenschaften mit programmierbarer Logik feinjustiert werden können (BMAC)[3].

In den letzten vier Jahren wurde im ZEL für DAQ-Systeme am Protonenbeschleuniger COSY ein neuer generalisierter Typ eines Kontrollsystems entwickelt. Seine Architektur basiert auf verfügbare Standards (VME, CAMAC, PROFIBUS Feldbus etc.) und UNIX Workstations, die zusammen ein skalierbares verteiltes Prozessorsystem ergeben. Die Struktur der Software orientiert sich an client-server Strukturen und objekt-orientierte Designmethoden. Logisch folgt es den Ideen von MAP (MMS, ISO 9506) [10][11], einem leistungsfähigen „application layer protocol“ für verteilte Automatisierungssysteme. In Anlehnung an den Anwendungszweck Physikexperiment nennen wir es Experiment Message Specification (EMS) [12]. Obwohl im EMS das frontend System nicht auf mehrere CPUs verteilt ist, hat es sich als ziemlich gutes Handwerkzeug zur Erstellung einer strukturierten Kontrollsoftware bewährt..

IV. EMS INTEGRATION PROTOCOL

In unserer Anwendung sind die Server, die den Client auf der Workstation bedienen, auf einem

Mikroprozessoreinschub in einem VME Rahmen implementiert. Als Betriebssystem wird das Echtzeitsystem OS/9 [13] in einer plattenlosen Konfiguration mit Fileserver und Bootserver eingesetzt.

Generell ist jeder EMS-Server auf einer eigenen, programmierbaren Einheit implementiert und repräsentiert ein abstraktes Objekt, das **Virtual Experimental Device (VED)**. Aber auch mehr als eine VED auf einer CPU sind möglich und wird aus Kostengründen bei Neutronenstreuexperimenten so eingesetzt. Ein VED modelliert das nach aussen sichtbare Verhalten der Server, und stellt für Steuerung, Regelung und Event-Datentransfer die Funktionen des realen Geräts zur Verfügung. Die Client-Prozesse in der Workstation kommunizieren also nicht direkt mit den verschiedenen Anwendungsprogrammen im verteilten Datenaufnahmesystem, sondern immer mit VEDs. So wird eine einheitliche Sicht und ein Zugriff unabhängig vom speziellen Servertyp erreicht

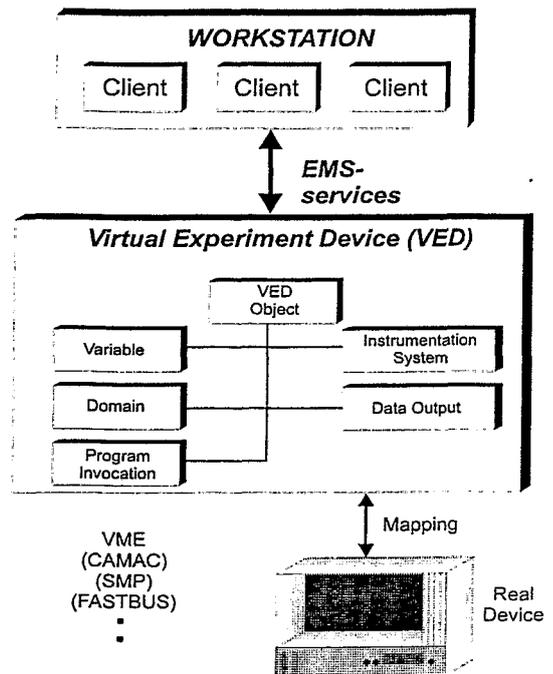


Fig. 3: Steuerung des realen Geräts über das Virtual Experiment Device (VED)

Ein VED besteht aus einer Reihe von generischen Objekten (siehe Abb.3), die den Zugriff auf die von ihnen repräsentierten Funktionsgruppen koordinieren. Dies sind kurzgefaßt die folgenden Objekt:

- **Variable**, eine global (Client+Server) bekannte Variable, oder eine Liste solcher Variablen,
- **Domain**, ein ladbares Modul, bestehend aus Daten, Programminstruktionen oder beidem,
- **Program Invocation**, ein ausführbares Programm für ein oder mehrere Domains,
- **Instrumentation System**, der wichtigste Baustein des Servers, eine logisch oder physisch abgeschlos-

sene Funktionseinheit, die aus einem oder einer Gruppe von Hardware-Modulen, sowie einem Satz von Prozeduren besteht, z.B. für Event Readout, Initialisierung und Ablaufsteuerung sowie Verbindungsaufbau, mit allen nötigen Listen und Strukturen,

- **Data Output**, ein Datenstrom, der einem sequentiellen Datenaufnahmegarät, einem Puffer oder einer Kommunikationsverbindung zugeordnet ist.

Domain, Variable and Program Invocation sind bekannte Objekte des MMS-Standard, dagegen sind die Objekte Instrumentation System und Data Output aus unserem Verständnis von DAQ-Systemen entstanden. Die Definition des Instrumentation System nimmt Rücksicht darauf, daß ein Experimentator mehr Flexibilität als bei einem Fertigungssystem erwartet. Das VED entspricht in seiner Funktion dem Manufacturing Device (VMS) im MMS.

Wie die Clients auf der Workstation benutzen die Server eine Funktions-Bibliothek, die das Transportsystem (TCP/IP) und die EMS-Dienste enthält, und mit den eigentlichen, ausführbaren, experiment-bezogenen Funktionen eingebunden wird.

Anwendungsbezogene Teile der Server werden von sogenannten „local procedures“ ausgeführt, die die individuellen Eigenschaften des Servers darstellen. Ein komplettes Anwendungssystem bedeutet also, daß eine Liste von Aufrufen an lokale Prozeduren vom Client in die Server CPU mittels EMS-Diensten geladen und dann dort abgearbeitet wird. Eine globale Liste der Hardware Module mit Typbeschreibung ist in ladbaren Datenstrukturen abgelegt. Die einzelne „local procedure“ kann auch mit direkten Kommandos angesprochen werden, so ist z.B. bei den CAMAC-local-procedures die Funktionalität der Esone CAMAC-Library implementiert.

Auf der Server-Seite kann das EMS unter OS9, LynxOS, und BSD-UNIX oder LINUX benutzt werden.

Clients sind für ULTRIX, OSF1, LINUX und BSD-UNIX verfügbar. Die Client-Interface stehen als C- und C++-Libraries zur Verfügung. Interaktive Experimentsteuerung erfolgt wahlweise mit mehreren Methoden als X-Motif, Interviews und (neuere Version) TCL/TK-programmierte Clients. Für kleine Anwendungen und Testsysteme ist auch ein Script-Interface verfügbar.

V. ANWENDUNGEN

Abb. 4 zeigt den ersten Einsatz der neuen Generation von Neutronen-Experiment-Steuerung.

Es sind die wesentlichen Komponenten des Kontrollsystems für das SpinEcho Experiment, das für das Institut für Festkörperforschung, und zeitgleich für das National Institute of Standards (NIST) in den USA [14] vom ZEL gefertigt wurde. Ein neues

Flugzeitexperiment (SV29) folgt in der Kontrollstruktur den gleichen Architekturprinzipien.

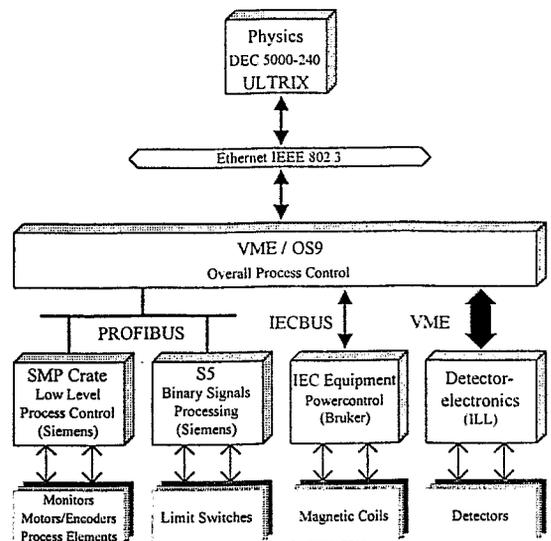


Fig. 4: Kontrollsystem für Spinecho Spectrometer

Feldbusgeräte zur Prozessüberwachung und für die Steuerung und closed-loop Regelung der beweglichen Teile sind mit SMP-Hardware in mehreren Rahmen implementiert. Schwere (2x ca. 3t) mechanische Teile werden hier auf Luftkissenfüßen mit grosser Präzision (0.01 Grad, oder 0.01 mm) bewegt. Eine S5-Steuerung kontrolliert diverse Verriegelungsbedingungen der Mechanik, überwacht zeitabhängige Teile und die Pressluftregelung des Experiments. Damit entfällt auch ein Teil der Querverkabelung von Komponenten.

Eine grosse Zahl (>120) von IEC (IEEE 488) verknüpften Baugruppen regelt die Stromversorgung der Magnetspulen (Amp bis kAmp).

Das Detektorsystem wird über einen intelligenten, parametrierbaren VME-Einschub (vom ILL in Grenoble, Frankreich) angeschlossen. Hier benutzen wir parallele, optische Kabelverbindungen.

Die gesamte Prozeßsteuerung wird auf einer VME CPU mit OS9 Echtzeitbetriebssystem ausgeführt. [12]. Mit Hilfe des EMS sind vorkonfigurierte Server für Zähler, Bewegungs-, Temperatur-, und Magnetstromsteuerung implementiert worden. Die Detektor-Elektronik wird über einen spezialisierten Detektorserver eingebunden [15]. Aufgrund der modularen Softwarestruktur können diese bei weiteren Experimentsteuerungen direkt eingesetzt werden. Der Programmieraufwand reduziert sich dabei auf das Setzen von entsprechenden Konfigurationsparametern z.B. von Motoren, Encodern, Zuordnungslisten, Zählerkonfigurationen und Monitordatenraten.

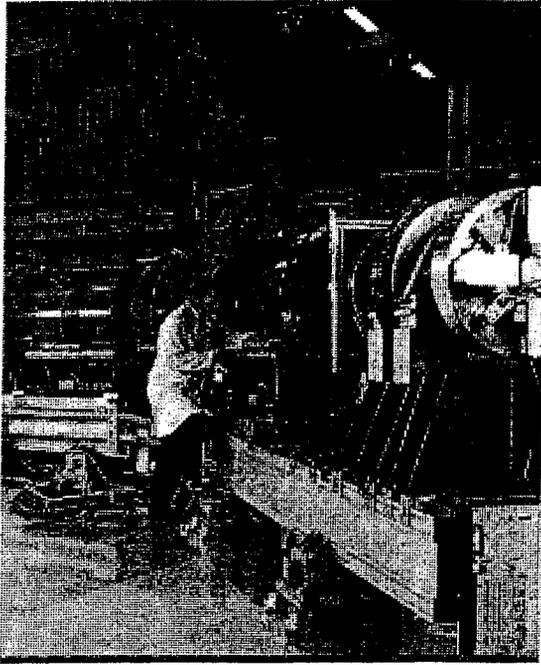


Fig. 5: Spinecho Spektrometer mit Magnetspulen und Luftkissenfüssen

VI. ERGEBNIS UND AUSBLICK

Über einen langen Zeitraum ist von uns Systemtechnik für Neutronenstreuexperimente entwickelt worden. Entsprechend der Verfügbarkeit von Hard- und Software sowie der Festlegung von Industriestandards ergaben sich fortschreitend Verbesserungen. Einem dramatischen Rückgang bei den Kosten entsprach ein grosser Zuwachs an funktionalen Möglichkeiten. Unsere Systemphilosophie gab dabei dem möglichst umfassenden Einsatz von Industriestandards den Vorzug vor anderen, spezialisierten Lösungen; anfangs mit dem Einsatz von CAMAC über einen sehr langen Zeitraum; später mit einer Aufteilung des „einen“ Standards auf mehrere Pfade, dem de facto Standard SMP und PLCs, der S5 Familie von Siemens und internationalen Standards wie VME, Feldbusse, Ethernet, MS-DOS, Windows und UNIX.

Die langen Laufzeiten der Basisexperimente (mehr als 10 Jahre) überdauern die kurzen Supportzyklen von Mikroprozessorarchitekturen. Deshalb sehen wir einen Bedarf für modulare, in der Leistung skalierbare Systeme in „embedded control“ Systemen zu akzeptablen Preisen. Wir halten die PCI-Personalcomputer-Technologie, insbesondere als Compact PCI für eine brauchbare Lösung in unseren Systemen, da sie den Einsatz des Industriestandard-PC mit seinem breiten Softwareangebot in einer Eurocard Struktur ermöglicht.

So planen wir für zukünftige Experimente die VME Rahmen mit ihren Einschüben durch den Einsatz eines PCI-basierten Systems zu ersetzen, das aus einem PCI Controller Set mit SBC (Single Board Computer), PROFIBUS und IECbus Controller und einem PC Detector -Interface bestehen soll [16].

Das Design für zukünftige Systeme geht mehr und mehr zur Vernetzung von Anwendung und Kontrolle über weite Entfernungen, um so auch eine Benutzung der Experimente von anderen Stellen aus zu ermöglichen. Neue Standards in Hard- und Software, ATM, Video und Audio zeigen neue, preiswerte Möglichkeiten für Experimentsteuerungen rund um den Globus. [17].

Das Softwaresystem, das traditionell den größten Manpower-Anteil hat, wurde mit Hilfe von UNIX und einer objekt-orientierten Kontrollsprache, dem EMS, standardisiert. Für die üblichen Funktionen in Neutronenstreu-Experimenten wurden Server entwickelt, die dem Trend zur Parametrierung statt Programmierung des Frontend folgen.

In nächster Zukunft ist ein neues System für das hochauflösende Kleinwinkel-Streu-Experiment KWS3 geplant. Erster Aufbau und Test des Systems wird im Reaktor DIDO in Jülich erfolgen; etwa in fünf Jahren ist die Reinstallation am Hochflußreaktor in Garching (München) vorgesehen

VII. LITERATUR

- [1] K.Zwoll, "Neutronenbeugungsuntersuchungen an $\text{Na}_2\text{S}_2\text{O}_6 \cdot \text{H}_2\text{O}$ Einkristallen auf einem neuen online betriebenen 4-Kreis-Diffraktometer", report Jül-1057 - ZE, 4.1974
- [2] J.Schelten (ISI), R.Reinartz, R.Engels, M.Balzhäuser (IME) and W.Schäfer (Uni Bonn), "A new position sensitive neutron detection based on ^6LiF absorption and ^3H recording in Si", Neutron Scattering Satellite Meeting of the XVII International Union Crystallography Congress, 5.-7.8.1996, Gaithersburg, MA USA
- [3] K.D.Müller, B.Alefeld, J.Lerch, R.Reinartz, P.Reinhart, F.Rongen, J.Schelten, W.Tenten, "Highly Flexible PC-based Data Acquisition System for TOF Measurements with Pulsed Neutron Beams", IEEE 1994 Nuclear Science Symposium, 10/8 - 11/5, 1994, Virginia USA
- [4] DIN 19245, Part 1+2; "PROFIBUS - Process Fieldbus", Beuth Verlag, Berlin, Germany, 1991, in German (also available in English language from PROFIBUS Nutzerorganisation)
- [5] H.-J.Eisenbach, H.W.Loevenich, J.L.Sarkadi, K.Zwoll, "A VME-PROFIBUS Communication

Link for Remote Process Control of SMP Devices“, internal report KFA-ZEL-IB-501493, Jülich, 1993

[6] K.Zwoll, “Profibus Activities and Experiences at the KFA Jülich“, Proc.ESONE Workshop on Fieldbusses, 18.-19.3, 1996, CERN, Switzerland

[7] H.Kleines, R.Madlener, J.Holzer, K.Zwoll, “Implementation of a redundant PROFIBUS Interface for an Industrial Actuator“, Proc. Fieldcomms Europe conf., 8.-9.10.1996, Brussels, Belgium

[8] “SIMICRON-Industrielle Mikrocomputer, Baugruppensystem SIMICRRON SMP“, Siemens AG, Katalog MC1, 1992

[9] “SIMATIC S5, S5-90U/S5-95U Programmable Controller“, System Manual, Siemens AG, 1991, EWA 4NEB, 812_6065_02a

[10] “Manufacturing Automation Protocol - Version 3.0“, General Motors Corporation, 1988

[11] “ISO9506 - Manufacturing Message Specification“, International Organisation for Standardization

[12] K.Zwoll, M.Drochner, W.Erven, J.Holzer, H.Kopp, H.W.Loevenich, P.Wüstner, K.H. Watzlawik, N.Brummund, M.Karnadi, R.Nellen, J.Stock, S.Dienel, K.H.Leege, W.Oehme, “Flexible Data Acquisition System for Experiments at Cosy“, IEEE Trans.Nucl.Sci., Vol 41, No. 1, pp 37-44, 1994

[13] “EUROCOM-6 68030 CPU Board“, Documentation, ELTEC Elektronik, Mainz, Germany, 1990

[14] M.Monkenbusch, “Construction of a new spin-echo spectrometer in Jülich“, Physica B 180&181 (1992) pp 935-937, Elsevier Science Publishers B.V., North Holland

[15] J.Twardowski, H.Pohl, K.Zwoll, “NSE Software Anwender Handbuch“, internal report FZJ-ZEL-IB-500397, Jülich, 2.1997

[16] M.Drochner, P.Wüstner, K.Zwoll, “The Second Generation of DAQ-Systems at COSY“, to be published in RT 97, Beane, France

[17] G.Kemmerling et al., “Remote Experiment Monitoring and Control at the TEXTOR94 experiment“, to be published in RT97, Beane, France

Aktive Schwingungsdämpfung am Beispiel schwebender Lasten

Gerd Nowack

Lehrstuhl für Datenverarbeitung, Ruhr-Universität-Bochum, 44780 BOCHUM

Motto des Beitrages: Theorie wahr werden zu lassen.

Abstract:

Ein Blick in die Literatur zeigt, daß die Theorie des zielgenauen Transports schwebender Lasten ohne Schwingungen am Zielort seit 25 Jahren bekannt ist. Ein Blick in die Praxis zeigt, daß selbst die größten Baukran-Firmen Produkte anbieten, die weder über die notwendige Sensorik noch über Zustandsregler verfügen. Der Technologietransfer hat hierbei vollkommen versagt. Zur Annäherung von Theorie und Praxis dient der hier vorgestellte Modellaufbau, der jedermann zeigt, daß die reine Theorie und das technische Knowhow genügen, um sichtbare Verbesserungen des Lastentransports zu erreichen.

1. Die Theorie

In einer kurzen Zusammenfassung soll die Theorie vorgestellt werden. Dazu werden Abbildungen und Formeln aus der Veröffentlichung von F. Dörrscheidt, einem Schüler O. Föllingers, verwendet.

Die Bilder 1 und 2 zeigen das mathematische Modell. An einer Laufkatze (mgl. leicht) soll eine Last (mgl. schwer) horizontal auf die Position $x_k(t_f)$ und vertikal auf $z_G(t_f)$ gebracht werden. Da die

Schwingungsperiode der Last:

$$t_s = 2\pi \sqrt{\frac{r(t_f)}{g}} \neq f(\text{Gewicht})$$

nur eine Funktion der Seillänge (nicht des Gewichtes) ist, handelt es sich um ein zeitinvariantes System.

Bei der Ableitung der Zustandsgleichungen wird zunächst die kinetische Energie des Systems bestimmt:

$$T(x_K, x_G, z_G) = \frac{1}{2} m_K \dot{x}_K^2 + \frac{1}{2} m_G (\dot{x}_G^2 + \dot{z}_G^2)$$

mit den Koordinaten: $x_G = x_K + r \sin \vartheta$ und $z_G = r \cos \vartheta$, sowie deren Ableitungen:

$$\dot{x}_G = \dot{x}_K + \dot{r} \sin \vartheta + r \dot{\vartheta} \cos \vartheta \quad \text{und} \quad \dot{z}_G = \dot{r} \cos \vartheta - r \dot{\vartheta} \sin \vartheta.$$

Damit folgt für die kinetische Energie des Systems in den „generalisierten“ Koordinaten:

$$T(x_K, r, \vartheta) = \frac{1}{2} (m_K + m_G) \dot{x}_K^2 + \frac{1}{2} m_G (\dot{r}^2 + r^2 \dot{\vartheta}^2) + m_G \dot{x}_K (\dot{r} \sin \vartheta + r \dot{\vartheta} \cos \vartheta)$$

Die Bewegungsgleichungen erhält man aus der Lagrangeschen Formel:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\delta T}{\delta \dot{q}_i} \right) - \frac{\delta T}{\delta q_i} = F_{q_i}$$

mit q_i als den „generalisierten“ Koordinaten: x_K und ϑ , sowie den „generalisierten“ Kräften: F_{q_i} .

Für die Koordinate x_K und die in gleicher Richtung wirkende Antriebskraft F_K erhält man beispielsweise:

$$F_K = (m_K + m_G) \ddot{x}_K + m_G r \ddot{\vartheta} \cos \vartheta - m_G r \dot{\vartheta}^2 \sin \vartheta + 2 m_G \dot{r} \dot{\vartheta} \cos \vartheta + m_G \ddot{r} \sin \vartheta$$

bzw. für ϑ :

$$\ddot{x}_K \cos \vartheta + r \ddot{\vartheta} + 2 \dot{r} \dot{\vartheta} = -g \sin \vartheta$$

Mit den bekannten Näherungen für die trigonometrischen Funktionen bei kleinen Winkeln und mit Hilfe der Separierung der 2. Ableitungen der „generalisierten“ Koordinaten ergibt sich das Differentialgleichungs-

$$\ddot{x}_K - \frac{m_G}{m_K} g \left(1 - \frac{\ddot{r}}{g}\right) \vartheta = \frac{1}{m_K} F_K$$

system:

$$\ddot{\vartheta} + 2\frac{\dot{r}}{r}\dot{\vartheta} + \frac{1}{r}g \left[1 + \frac{m_G}{m_K} \left(1 - \frac{r}{g}\right)\right] \vartheta = -\frac{1}{m_K r} u$$

Ein Differentialgleichungssystem 1. Ordnung folgt unter Verwendung der Zustandsvariablen:

$$x_1 = x_K$$

$$x_2 = \dot{x}_K$$

$$x_3 = \vartheta$$

$$x_4 = \dot{\vartheta}$$

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = \frac{m_G}{m_K} g \left(1 - \frac{\ddot{r}}{g}\right) x_3 + \frac{1}{m_K} x_5$$

$$\dot{x}_3 = x_4$$

$$\dot{x}_4 = -\frac{1}{r} g \left[1 + \frac{m_G}{m_K} \left(1 - \frac{\ddot{r}}{g}\right)\right] x_3 - 2\frac{\dot{r}}{r} x_4 - \frac{1}{m_K r} x_5$$

sowie mit:

$$\dot{x}_5 = -\frac{1}{T_M} x_5 + \frac{K_M}{T_M} u$$

die Ableitung der Zustandsvariablen: $x_5 = F_K$, wobei nach sprungförmiger Einschaltung der Motorspannung u die Vortriebskraft wie ein Verzögerungsglied erster Ordnung einschwingt.

Die Regelstrecke läßt sich in Matrixschreibweise darstellen: $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{bu}$ mit:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{m_G}{m_K} g & 0 & \frac{1}{m_K} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -\left(1 + \frac{m_G}{m_K}\right) \frac{g}{r} & -2\frac{\dot{r}}{r} & -\frac{1}{m_K r} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_M} \end{bmatrix} \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{K_M}{T_M} \end{bmatrix}^T$$

Bild 3 zeigt das regelungstechnische Ersatzschaltbild der Regelstrecke, dessen Übertragungsverhalten in den Bildern 4 und 5 dargestellt wird. Die Bilder unterscheiden sich dadurch, daß die Seillänge in Bild 4 linear zunimmt bzw. in Bild 5 linear abnimmt. Besonders in Bild 5 sieht man in Frequenz und Amplitude zunehmende Lastschwingungen, die ausgeregelt werden sollen.

In /1/ wird ein Zustandsregler für die fünf Zustandsvariablen der zeitinvarianten Regelstrecke angegeben, der nach fünf Zeitintervallen die Transportaufgabe theoretisch ideal lösen kann (sog. dead-beat-Regler) - soweit die Theorie.

2. Die Praxis

Die Funktion des Zustandsreglers läßt sich am Blockschaltbild (Bild 6) gut erklären. Zu Beginn sind die Anfangs- bzw. Istwerte identisch mit den (alten) Sollwerten, so daß die Ansteuerspannung des Motors

$$u = \sum_i r_i (x_{i,ist} - x_{i,soll}) \equiv 0 \quad \text{ist.}$$

Dann wird x_1 geändert, also die Position der Katze auf einen neuen Wert eingestellt. Die Spannung ist dann ungleich Null. Die Gewichtungsfaktoren r_i wurden ja zunächst mit Hilfe des Streckenmodells nur theoretisch berechnet. Da aber das Modell der realen Anordnung nur näherungsweise entspricht, werden zusätzlich die Gewichtungsfaktoren heuristisch optimiert, d.h. auf ein bestmögliches Transportverhalten eingestellt. Im Falle der Modellaufbaus wird nur die relative Winkelauslenkung der Last (ϑ) gemessen. Die Winkelgeschwindigkeit wird numerisch aus zwei zeitversetzten Werten bestimmt. Die Position der Laufkatze und ihre Geschwindigkeit werden nicht gemessen, da sie bekannt sind, denn der Antrieb geschieht mit Hilfe eines Steppermotors.

Bei der ϑ -Messung wird das Licht einer Halogenlampe durch ein Objektiv auf einem Positionssensitiven-Detector (PSD) abgebildet. Der PSD ist eine großflächige Photodiode, deren Elektroden einen hohen Flächenwiderstand haben und gerade an der punktförmig beleuchteten Stelle miteinander verbunden werden. Aus dem Verhältnis der Flächenwiderstände wird bis auf einen Kalibrierungsfaktor die Winkelauslenkung bestimmt.

Die Gewichtungsfaktoren des Zustandsreglers sind so eingestellt, daß die unerwünschte Winkelauslenkung 6-mal stärker gewichtet wurde als die noch vorhandenen Abweichungen der Position bzw. Winkelgeschwindigkeit. Dadurch konnte auf kurzer Strecke (1,5m) ein optimales Transportverhalten erreicht werden. Das vorletzte Bild zeigt die Winkelauslegung über einige Sekunden hinweg - im Vergleich dazu im unteren Bild das Verhalten ohne Regelung.

Ich danke Herrn **Hoeland** für die gekonnte praktische Arbeit im Rahmen seiner Diplomarbeit und Herrn Professor **Weber** für die wohlwollende Unterstützung dieses Projektes.

3. Literatur:

1. Föllinger: Regelungstechnik - Einf. in die Methoden und ihre Anw., Elitera Verlag 1972
2. F.Dörrscheidt: Anwendung des Entwurfs auf endliche Einstellzeit auf die Ansteuerung einer Verladebrücke, Zeitschrift: rt = Regelungstechnik, 1976, Heft 9, S. 289 -324

4. Abbildungen:

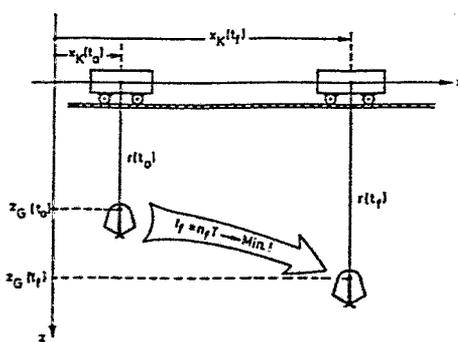


Bild 1. Veranschaulichung der Entwurfsaufgabe:

- x_K Position der Laufkatze,
- z_G Position des Greifers,
- r Seillänge,
- t_0 Anfangszeitpunkt
- t_f Endzeitpunkt,
- T Abtastzeit,
- n_f Zahl der Abtastschritte.

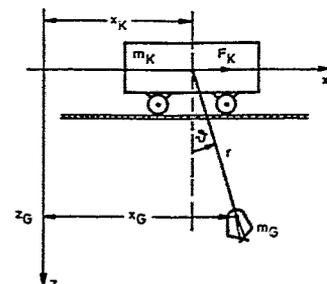


Bild 2. Schematische Darstellung der Verladebrücke;

- ϑ Seilwinkel,
- m_K Masse der Laufkatze,
- m_G Masse des Greifers,
- F_K Vortriebskraft.

(Übrige Bezeichnungen siehe Bild 1)

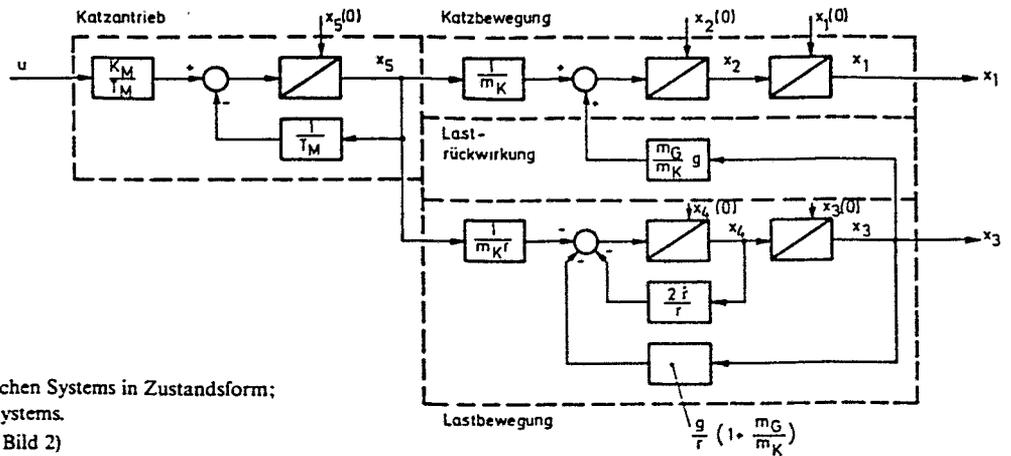


Bild 3. Struktur des mechanischen Systems in Zustandsform;
 x_1 Zustandsvariable des Systems.
 (Übrige Bezeichnungen siehe Bild 2)

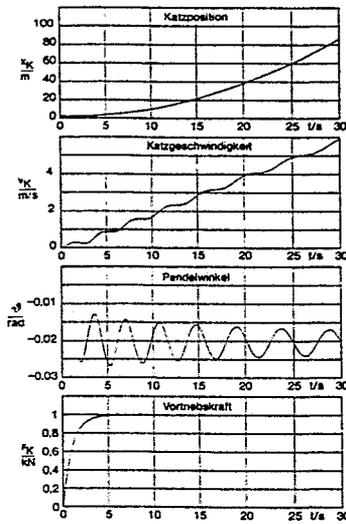


Bild 4. Übergangsvorgänge bei zunehmender Seillänge.
 (Bezeichnungen siehe Bild 2)

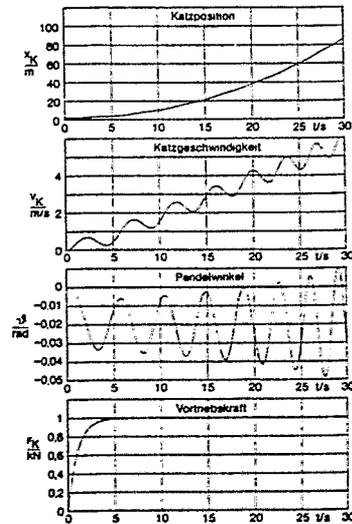
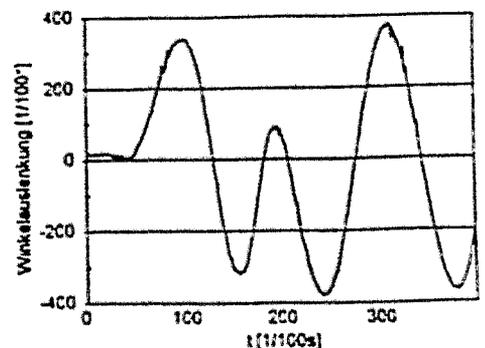
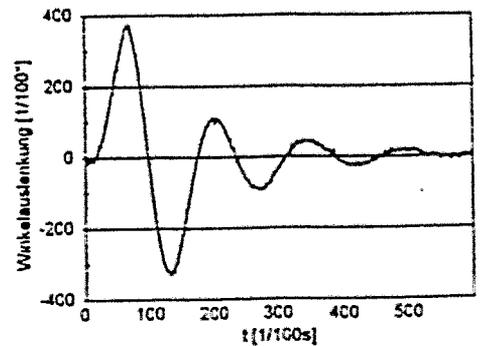
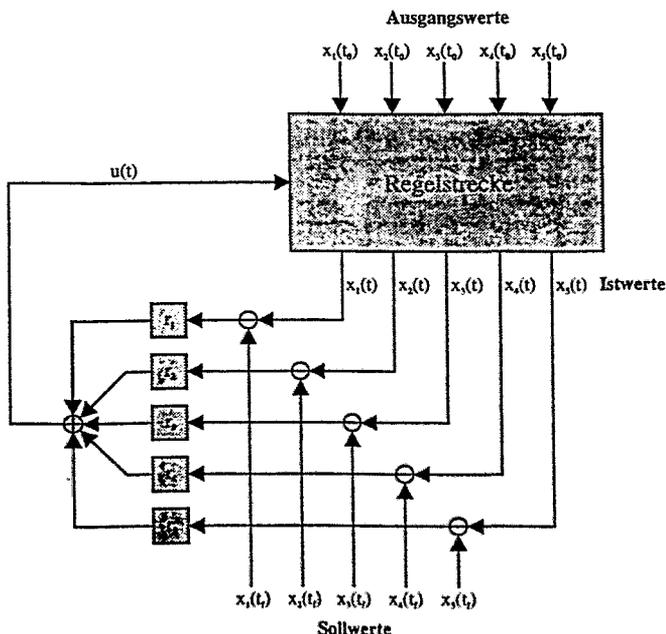


Bild 5. Übergangsvorgänge bei abnehmender Seillänge.
 (Bezeichnungen siehe Bild 2)



Die Hardware eines hochauflösenden Scanners zur Strukturanalyse

Matthias Ortmann
Lehrstuhl für Datenverarbeitung
Ruhr-Universität Bochum

1. Die Motivation der Diplomarbeit

Bei der Untersuchung auf Osteoporose, einer stoffwechselbedingten Knochenerkrankung mit örtlichem oder allgemeinem Abbau von Knochensubstanz (Calcium, Vitamin D), muß sich der Patient oder die Patientin unter ein Röntgengerät legen und wird dort während der Untersuchung „durchleuchtet“. Dieses Untersuchungsverfahren ist relativ umständlich und aufgrund der hohen Strahlenbelastung gesundheitsschädlich. Zusätzlich ist die Auswertung und die Anzeige der Meßergebnisse ungenau. Einfacher wäre es, wenn einmal ein Bild aufgenommen werden könnte, und danach die Auswertung erfolgen würde. Eine subjektive Bewertung der Information durch den behandelnden Arzt ist bei langfristigen, quasistatischen Krankheitsverläufen völlig ungeeignet. Aus diesem Grund wurde ein Scanner mit einer in x- und y-Richtung verschiebbaren und zusätzlich noch drehbaren Sensorzeile aufgebaut, der über die entsprechende Auflösung verfügt. Die Bewertung der Knochenstruktur erfolgt durch die FFT und somit über Raumfrequenzen. Die

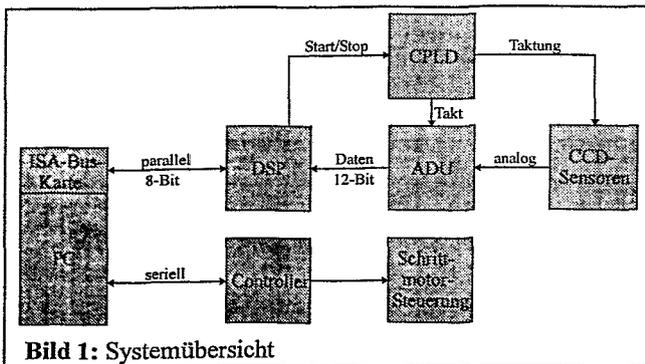


Bild 1: Systemübersicht

Hardware des Scanners soll nun näher erläutert werden. Eine prinzipielle Übersicht aller im System verwendeter Bausteine ist in Bild 1 zu sehen.

2. Der Strahlengang des Lichtes

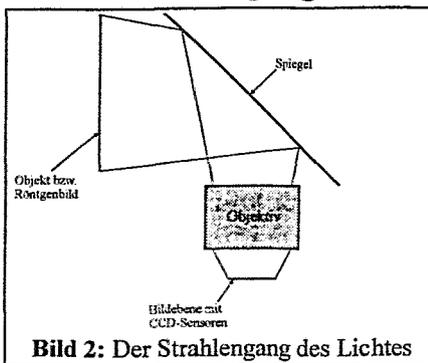


Bild 2: Der Strahlengang des Lichtes

Wie aus Bild 2 zu sehen ist, wird das auf einem senkrechtstehenden Leuchtkasten befindliche Röntgenbild durch den Spiegel eines Overheadprojektors, der dadurch, daß sich die reflektierende Schicht auf der Oberfläche des Spiegels befindet, Phantombilder vermeidet, umgelenkt. Das Mittelformatobjektiv (80mm Brennweite, Filmformat 55 × 55mm) bildet das Röntgenbild auf den beiden sich in der Bildebene befindlichen CCD-Zeilensensoren ab.

3. Die CCD-Sensoren

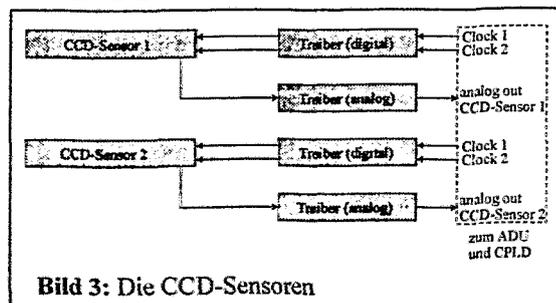


Bild 3: Die CCD-Sensoren

Zur Bildaufnahme werden zwei versetzt angeordnete CCD-Zeilensensoren des Typs ILX505A verwendet. Hierbei handelt es sich um Sensoren mit 2592 effektiven Pixeln (Pixelgröße ca. $11\mu\text{m} \times 11\mu\text{m}$) auf einer Länge von ca. 3cm. Sie besitzen den Vorteil, daß sie relativ preisgünstig sind, und die Pixel bei der FFT exakt auf einer diagnostisch gewählten

Linie liegen. Diese Vorteile werden jedoch durch einen größeren Aufwand in der Mechanik erkauft, da die Sensoren in x- und in y-Richtung verschoben und zusätzlich noch gedreht werden müssen. Die Sensoren werden durch zwei digitale Taktsignale angesteuert. Das erste dient zur Übernahme der Ladungen aus den Belichtungszellen des Sensors in das analoge Schieberegister. Das zweite dient zur Austaktung des analogen Schieberegisters. Beide Signale werden durch Buffer gepuffert, die zur Signalregeneration dienen. Die analogen Ausgangssignale der Sensoren werden jeweils einem analogen Buffer (AD817) zugeführt, der als Leitungstreiber von der CCD-Sensorplatte zur analogen Vorverarbeitung dient.

4. Der ADU und das CPLD

Das analoge Signal der CCD-Sensoren wird auf der ADU-Platine, deren prinzipieller Aufbau

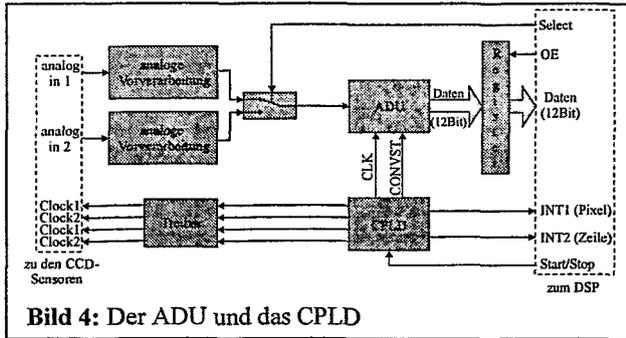


Bild 4: Der ADU und das CPLD

in Bild 4 zu sehen ist, einem Instrumentenverstärker (AD830) zugeführt. Dieser subtrahiert den Schwarzwert von ca 4,5V von dem CCD-Signal, invertiert es, damit der Schwarzwert die geringste Signalamplitude besitzt und verstärkt das Signal. Durch das nachfolgende Relais, das vom DSP angesteuert wird, besteht die Möglichkeit, eines der beiden CCD-Sensorsignale zum ADU (Max120,

12Bit, 500ksps) zu schalten. Dieser schreibt die gewandelten Werte automatisch in Register, in denen sie für den DSP quasi statisch zur Verfügung stehen. Die Taktung der Sensoren und des ADUs übernimmt ein CPLD (ispLSI1016). Dieser Baustein liefert zusätzlich ein Signal, das das Vorhandensein des nächsten Pixels anzeigt, und ein Signal, das das Ende einer Zeile anzeigt. Das CPLD kann durch den DSP angehalten werden. Dies ermöglicht die Verlängerung der Belichtungszeit der CCD-Sensoren.

5. Der digitale Signalprozessor (DSP)

Die vom ADU gelieferten Werte werden nun interruptgesteuert vom DSP (TMS320C50),

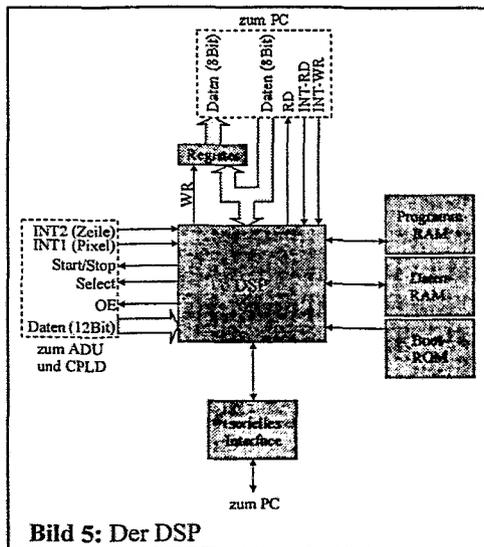


Bild 5: Der DSP

dessen Prinzipschaltung in Bild 5 zu sehen ist, eingelesen. Der DSP ist in Assembler programmiert. Der DSP ist in seiner Grundschaltung mit 32k-Daten, 32k-Programm-RAM (jeweils zwei CY7C199) und einem Boot-ROM (27C256) aufgebaut. Er liest eine komplette Zeile eines CCD-Sensors in seinen Speicher. Aus diesem überträgt er die Werte dann interruptgesteuert über ein „einzelliges Dual-ported-RAM“ zur ISA-Karte. Zusätzlich berechnet der DSP die FFT. Es stehen Algorithmen für eine 1024ger und eine 2048ger FFT zur Verfügung.

Das Programm des DSPs befindet sich in dem Boot-ROM. Bei dem Start des DSPs wird es durch das Bootloaderprogramm, das sich werkseitig in dem internen ROM des DSPs befindet, in den Programm-

speicher des DSPs geladen und ausgeführt. Bei dem geladenen Programm kann es sich je nach Inhalt des ROMs entweder um das Anwenderprogramm oder um das Terminalprogramm von Texas-Instruments handeln, das ein Debuggen des Programms im DSP vom PC aus über das serielle Interface erlaubt.

6. Die ISA-Karte und der PC

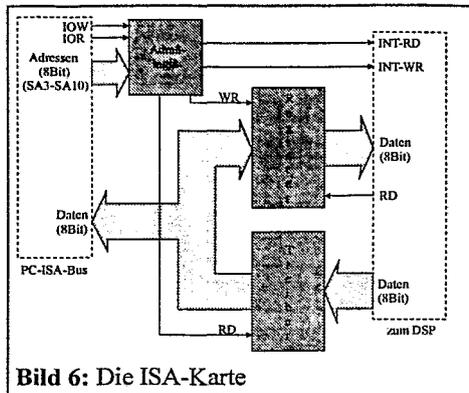


Bild 6: Die ISA-Karte

Die ISA-Karte, deren prinzipielle Schaltung in Bild 6 zu sehen ist, generiert bei jedem Schreibzugriff des PCs einen Schreibinterrupt. Der DSP weiß nun, daß ein neuer Befehl anliegt und reagiert entsprechend in seiner Interruptbehandlungsroutine. Liest der PC über die ISA-Karte einen Wert ein, so wird ein Leseinterrupt generiert. Der DSP liefert daraufhin ein neues Datum, das der PC allerdings aus Timinggründen erst bei seinem nächsten Lesezugriff einliest. Es ist also vor jeder Übertragung einer Sensorzeile ein Dummylesezyklus nötig. Die Bilddaten werden als Bitmap durch den PC unter Windows visualisiert.

7. Der Controller und die Schrittmotoren

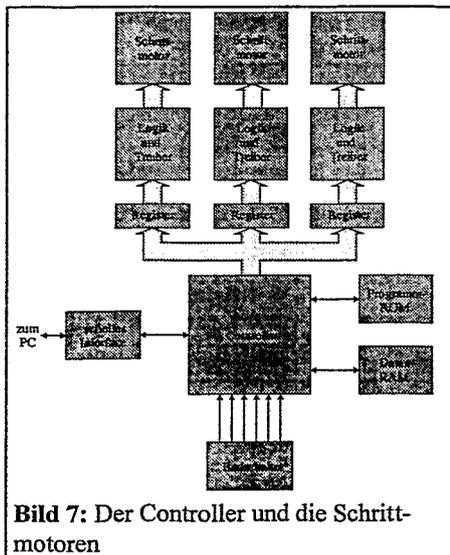


Bild 7: Der Controller und die Schrittmotoren

Der Controller (80C552) ist, wie aus Bild 7 zu sehen ist, mit einem Programm-ROM und einem Daten-RAM ausgerüstet. Er erhält seine Befehle, die sich auf die Ansteuerung der drei Schrittmotoren beziehen, über die serielle Schnittstelle mit einer Übertragungsrate von 19,2 kBaud. Diese Befehle setzt der Controller in Ansteuersignale für die Schrittmotoren um. Er selektiert also aus dem Befehl die entsprechende auszuführende Schrittzahl und berechnet daraus die Bereiche der zu durchlaufenden Beschleunigungstabellen. Die Befehle für die Schrittmotoren schreibt der Controller in Register und stellt somit die quasi statischen Ansteuersignale für die Schrittmotorlogik (L297) zur Verfügung. Die Schrittmotorlogik generiert daraus die Ansteuersignale der Leistungstreiber (L298). An diese Treiber sind die Schrittmotoren angeschlossen.

8. Ergebnisse

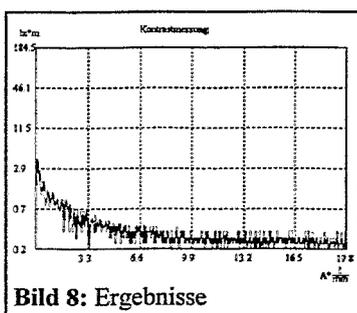


Bild 8: Ergebnisse

Wie aus Bild 8 zu sehen ist, sind -wie zu erwarten war- im Raumfrequenzspektrums vor allem niederfrequente Komponenten vorhanden. Die Aufgabe des Arztes ist nun, verschiedene Röntgenbilder von Osteoporosepatienten, bei denen das Stadium der Krankheit bekannt ist, einzuscannen und auszuwerten. Aus den erhaltenen Werten wäre dann zu erkennen, wie der Verlauf des Frequenzspektrums bei einem bestimmten Grad der Entkalkung aussieht. (Wünschenswert wäre eine Datenbank mit entsprechenden Informationen.)

Danksagungen

Ich möchte mich bei Herrn Dr.-Ing. Nowack für seine hervorragende Betreuung dieser Diplomarbeit und für die überaus gute Zusammenarbeit bedanken. Zusätzlich möchte ich mich bei Herrn Prof.-Dr. Weber dafür bedanken, daß ich die Diplomarbeit an seinem Lehrstuhl für Datenverarbeitung durchführen konnte.

TDC2001-System für das A1 Experiment an Mami

R. Geiges
Institut für Kernphysik
Universität Mainz

16. Oktober 1997

1 Übersicht

- Einleitung
- MAMI und das A1 Experiment
- Beschreibung des TDC 2001 Chips
- Entwurf und Aufbau des Subsystems
- Zusammenfassung

2 Einleitung

Das hier vorgestellte TDC-System beruht auf dem Prototyp der TDC-Chips mit digitalem Meßverfahren, wie sie heute von der Firma ACAM vertrieben werden. Ursprünglich kam die Idee zum Meßprinzip von Prof. K. Merle von der Universität Mainz, der einen ersten ASIC Chip in Zusammenarbeit mit der Firma Gleichmann im Rahmen eines Förderprojektes des Wirtschaftsministeriums des Landes Rheinland-Pfalz entwickelte. Mit diesem Chip "TDC2001" wurde am Institut für Kernphysik der Universität Mainz [1] ein Subsystem für das A1 Experiment an MAMI entwickelt, gebaut und in Betrieb genommen.

3 MAINZER MIKROTRON

Die Eigenschaften des Elektronenbeschleunigers am Instiut sind in der folgenden Liste kurz zusammengestellt:

Dreistufiges Rennbahn-Mikrotron

Strahlenergie von 180MeV-880MeV variabel in 15MeV Schritten

Energieauflösung von 10^{-4}

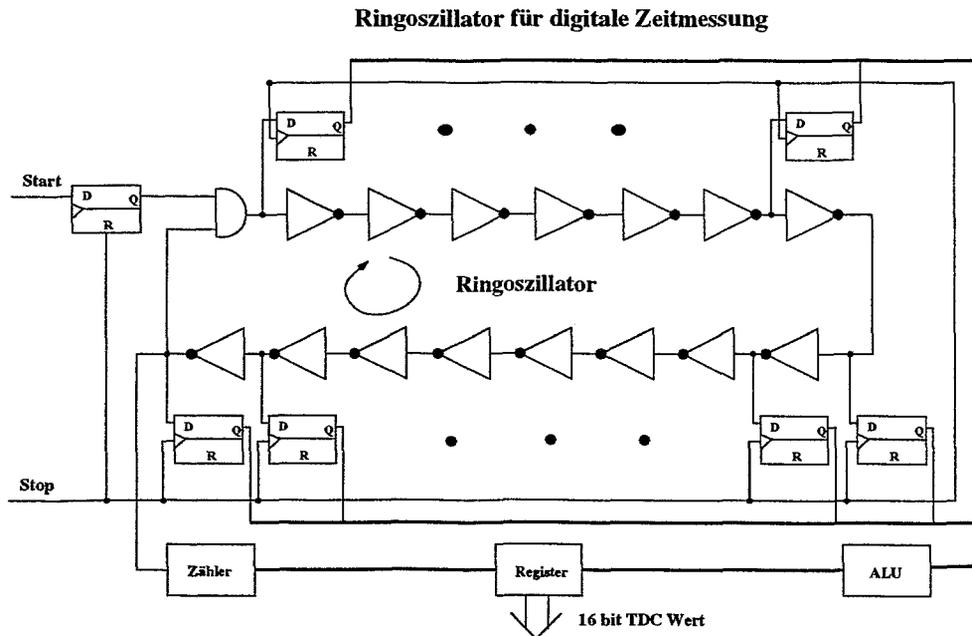
Dauerstrichbetrieb, maximaler Strom $107\mu A$

Minimaler Strom $2 \cdot 10^{-16} A$

Hohe Stabilität

Strahl aus Laserquelle mit bis zu 75% Polarisation und $20\mu A$

Exzellente Strahlqualitäten:



24/10/93rg

Abbildung 1: Schematisches Schaltbild eines digitalen Ringoszillators zur Zeitmessung. Die Grobquantisierung der Zeit erfolgt durch die Zählung der Umläufe der Pulse im Ringoszillator, die Feinquantisierung erfolgt durch die Auswertung der Position des Pulses zum Zeitpunkt des Stop-Signales.

Horizontale Emittanz	$8\pi \cdot 10^{-9} m \cdot rad$
Vertikale Emittanz	$0,5\pi \cdot 10^{-9} m \cdot rad$
Kleinste Strahlgröße	$< 30 \mu m$
Strahlhalo	$r > 5\sigma ; I_H/I_B < 10^{-5}$

4 A1 - Streuung mit virtuellen Photonen

Das A1 Experiment besteht aus 3 Magnetspektrometern mit hoher Impulsaufösung zur Durchführung von Streuexperimenten mit virtuellen Photonen. Die Möglichkeit Dreifach-Koinzidenzen zwischen den Spektrometern zu verlangen erlaubt es Streuprozesse mit sehr kleinem Wirkungsquerschnitt zu selektieren. Die wichtigsten Experimentierfelder sind in der folgenden Tabelle kurz zusammengefasst:

- Pionproduktion an der Schwelle; Tests der CHPT
- $\sigma_L \sigma_T$ Trennung; Tests des LET
- Nukleon-Nukleon Korrelationen
- Delta-Produktion
- Virtuelle Comptonstreuung; Polarisierbarkeit des Protons

- Messung polarisierter Protonen in der quasiolelastischen Streuung

5 Eigenschaften des TDC 2001

Zur Messung der Driftzeiten in den vertikalen Driftkammern (VDC) der Spektrometer wird ein vielkanaliges TDC System benötigt. Das von LeCroy verfügbare TDC System beruht auf dem analogen "Zwei- Rampen" Messverfahren und hat deshalb nur eine begrenzte Messdauer von ca. 500ns bei vorgegebener Zeitauflösung von $< 1ns$. Dies schränkt die am Experiment für die Triggerentscheidung verfügbare Zeit sehr stark ein und schafft Probleme beim Aufbau der Triggerlogik.

Dies war die Motivation für die Entwicklung eines neuen TDC-Chips [2] auf der Basis einer rein digitalen Zeitmessmethode. Das Kernstück bildet ein Ringoszillator (siehe Bild: 1) aus Inverter-Gattern. Durch das Start-Signal beim Messvorgang wird ein Puls im Ringoszillator erzeugt, der in der Inverterkette umläuft, bis die Position des Pulses beim Erscheinen des Stop-Signales mit Hilfe von Flip-Flops eingefroren wird. Die Grobquantisierung der Zeit erfolgt durch die Zählung der Umläufe der Pulse im Ringoszillator, die Feinquantisierung erfolgt durch die Auswertung der Position des Pulses zum Zeitpunkt des Stop-Signales. Dadurch ist das Messergebnis fast instantan nach Ende der Messung verfügbar, es gibt also keine Verzögerung durch Konversionszeiten. Deshalb kann im Multihitmodus auch eine Doppelpulsauflösung von etwa 40ns erreicht werden. Die wichtigsten Eigenschaften des Chips sind in der folgenden Aufzählung zusammengefasst:

- + 1.0 μm CMOS ASIC Chip von NEC in "sea of gates" Technik
- + Messprinzip: digitales Zählverfahren mit Ringoszillator aus Inverter-Gattern
- + Geringe Stromaufnahme (ca. 3 μA /Kanal/Messung bei 17 μsec Messzeit)
- + Rechnerschnittstelle mit 16Bit Daten/Adress Bus
- + Daisy-Chain Verkettung der Chips (3 prog. Verbindungen)
- + Prog. Chipnummern (max. 1024 Chips)
- + 3 verschiedene Auslesemechanismen
 - Daisy-Chain Verfahren
 - Kanalnummern Auslese
 - Schnelle HW-Direktauslese
- + 4 Kanäle pro Chip mit je 4 Hitregistern
- + Auflösung ca. 270psec \pm 0.5LSB
- + Doppelpulsauflösung 45nsec
- + Prog. Common Start / Stop Operation
- + Meßbereich von 0 – 16 μsec (erweiterbar)
- + Prog. maximale Meßzeit

- + Keine Konversionszeiten
- + Hitcount Register
- + Autom. Nullunterdrückung
- + Kalibration durch ext. Frequenzstandard
- + Selektive, eventweise Kanalkalibration
- Differentielle Nichtlinearität
- Temperatur- und Spannungsabhängigkeit
- Bugs in Steuerlogik
- Externer Kanalresetpin funktionslos

6 Entwicklung des Subsystems

Mit dem TDC2001 wurde ein Subsystem für das Datenerfassungssystem des A1 Experimentes [3] entwickelt, das folgende Anforderungen erfüllen sollte:

1. Driftzeitmessung an VDC's der A1 Spektrometer
2. Zeitauflösung $< 1\text{ nsec}$
3. Pro Drahtebene < 500 Meßdrähte
4. Schnelle Auslese mit Nullunterdrückung
5. Einfache Anbindung an die MECDAS Datenerfassung
6. Leichte Erweiterbarkeit
7. Möglichkeit zur Weiterentwicklung

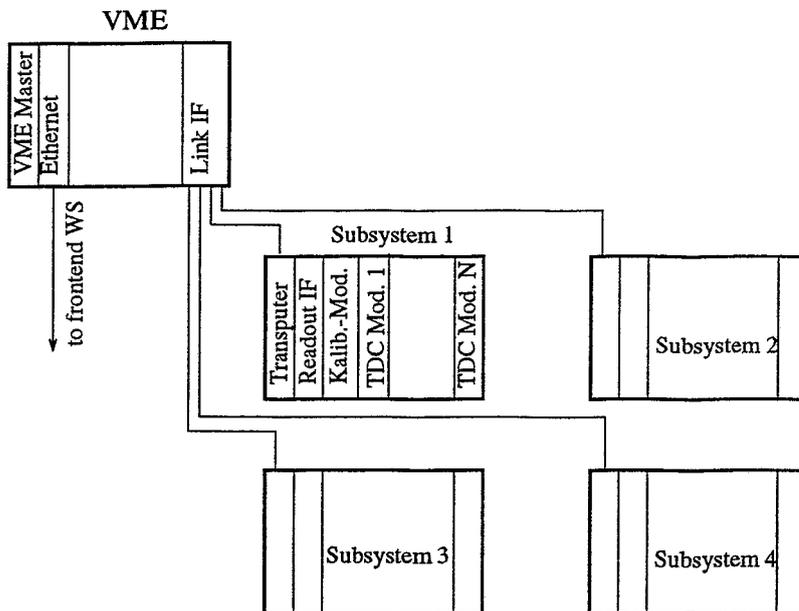
7 Subsystemkonfiguration

Um die erwähnten Anforderungen abzudecken wurde ein modulares System gebaut, das auf 4 verschiedenen Modulen besteht, die in ein modifiziertes 6HE-VME- Crate eingebaut werden können(siehe Bild: 2). Durch klar definierte Schnittstellen zwischen den einzelnen Modulen ist es möglich das System leicht zu erweitern oder Module durch Neuentwicklungen auszutauschen.

7.1 Transputerkarte

Die Transputerkarte beherbergt einen INMOS T800 Transputer im Europakarten Format, der dazu dient das Subsystem zu steuern und auszulesen. Die Anbindung an das DAQ-System des Experimentes erfolgt durch ein VME-Linkinterface an das die Transputerlinks von bis zu 4 Subsystemcrates angeschlossen werden können. Die SW-Entwicklung für das Transputersystem erfolgt über einen Crosscompiler der auf PCs oder UNIX-Workstations zur Verfügung steht. Der Daten- und Adressbus der TDC-Module ist über Register im Speicherbereich des Transputers ansprechbar.

Frontend System Overview



01.06.93rg

Abbildung 2: Schematisches Bild der Konfiguration des Subsystems mit 4 TDC-Crates für maximal 2048 TDC-Kanäle

7.2 Eichkarte

Die Eichkarte dient zur Generierung von Start- und Stoppsignalen mit definierten Verzögerungen für die Absolutkalibration der TDC-Kanäle und für die Vermessung der differentiellen Nichtlinearität der Chips. Dazu wird ein hochgenauer absoluter Frequenzstandard mit großer Stabilität benötigt und die Möglichkeit der Variation von Verzögerungen in sehr kleinen Schrittweiten.

Erzeugung von Kalibrationspulsen ist mit zwei verschiedenen Methoden möglich:

- A) Erzeugung variabler Start / Stop Sequenzen mit Synthesizer Chip.
- B) Erzeugung von Start / Stop Sequenzen durch Zählmethode mit prog. Zähler und Quarzoszillator.

7.3 Auslesekarte

Die Auslesekarte bildet das Interface vom Transputer auf den TDC-Bus. Sie ermöglicht eine direkte Kommunikation zwischen Transputer und einzelnen TDC Chips. Zusätzlich ist ein HW-Sequenzier mit mehreren GALs auf der Karte implementiert, der eine schnelle Tokenauslese aller TDC-Karten ohne Transputerunterstützung erlaubt. Die Eigenschaften des HW-Sequenziers sind in der folgenden Aufzählung zusammengefasst:

Steuert Tokenauslesemechanismus durch Logiksequenzen in GALs

Konfigurierbare Auslesesequenzen (mit/ohne/nur Eichmessung)

Generiert "Device Busy" Signal für Triggerelektronik

Zwischenspeicherung der Daten in FIFO

Erzeugt Interrupt für Transputer

Die Dauer für die HW - Auslese ergibt sich nach folgender Faustformel:

$$t \approx 4\mu\text{sec} + N * 300\text{nsec}$$

Auf der Auslesekarte befindet sich noch ein "HW Random Generator" für Zahlen im Bereich von 1-255, der für eine statistische Korrektur der Nichtlinearität der Chips benutzt werden kann.

7.4 TDC-Karte

Auf dem TDC-Modul befinden sich insgesamt 8 TDC2001 Chips, so daß auf jeder Karte 32 TDC-Kanäle zur Verfügung stehen. Beim Layout der Karte wurde versucht möglichst keine Laufzeitunterschiede zwischen den einzelnen Kanälen zu erzeugen. Die spezielle "side by side" Signalführung der ECL Eingangssignale soll verhindern, daß durch Störungen der Pulsformen ein Jitter bei der Messung erzeugt wird. Durch einige Workarounds bei der Beschaltung der TDC Chips konnten auch einige der Fehler des Chips umgangen werden (Kanalreset-Pin funktionslos, Reshaping der Startsignale zur Totzeitanpassung, Logikfehler beim Multiplexer-Enable Signal).

In einem VME-Überrahmen können bis zu 16 TDC-Karten betrieben werden, so daß maximal 512 Kanäle pro Crate benutzt werden können.

8 Zusammenfassung

Das beschriebene System ist inzwischen gebaut und am Spektrometer C des A1 Experimentes seit Januar 1995 im Einsatz. Die wichtigsten Eigenschaften sind nochmals in der folgenden Liste zusammengefaßt:

- 4 Crates mit insges. 1600 TDC-Kanälen
- Parallele Online Kalibration in den 4 Crates
- Integration in die DAQ von A1 als "black box"
- Parallele Auslese der Daten in VME-Crate mit Link-IF
- Auslesegeschw. in Link-IF VME-Speicher:
 $t_r = n * 21\mu\text{sec}; n = \text{Zahl der Hits}$
- Erreichte Auflösung in der Driftkammer: $\sigma_x = 100\mu\text{m}$.

Für die Polarimeter-Kammer des Spektrometers A wurde ein weiteres Subsystem aufgebaut, das seit Anfang 1997 in Betrieb ist. Es ist vorgesehen das geplante "Short Orbit Spektrometer" ebenfalls mit dem TDC2001 System auszustatten.

Literatur

- [1] Wissenswertes über das Institut ist zu finden auf der WWW-Homepage des Instituts:
<http://www.kph.uni-mainz.de>
- [2] "A High Resolution TDC Subsystem", R. Geiges and K. Merle, Trans. Nucl. Sci. Vol.41-1, 232 (1994)
- [3] "A Transputer Based High Resolution TDC Subsystem for the A1 Experiment", R. Geiges and K. Merle, Trans. Nucl. Sci. Vol.43-1, 149 (1996)

Ratiometer, Konzept und Realisierung einer Auswertelektronik für ein Laser-Interferometer

Peter von Walter, Physikalisches Institut der Universität Heidelberg
Kai-Martin Knaak, Physikalisches Institut der Universität Mainz

EINLEITUNG

Zur genauen Bestimmung der Ionengeschwindigkeit im ESR-Speicherring (GSI) wird ein neuartiges Messsystem aufgebaut. Die zugrundeliegende Messaufgabe, das gewählte Messprinzip und die Realisierung eines Gerätes zur hochgenauen Bestimmung eines Frequenzverhältnisses wird vorgestellt. Die Funktionsweise der Schaltung sowie einige Ergebnisse werden erläutert.

1. MESSAUFGABE

- Die eigentliche (physikalische) Fragestellung bezieht sich auf die genaue Kenntnis der Geschwindigkeit von Ionen im ESR-Speicherring
- Durch Elektronenkühlung werden die Ionen auf die gleiche Geschwindigkeit von mitfliegenden Elektronen gebracht. Die Geschwindigkeit der Elektronen ist durch die angelegte Hochspannung bestimmt.
- Die Messung der Hochspannung (ca. 300kV) mit konventionellen Methoden (Voltmeter) führt durch die Ungenauigkeit der relativ hohen Teilerwiderstände und durch Einflüsse von Kriechströmen zu Ungenauigkeiten im 10V Bereich.
- Durch einen neuen Ansatz soll die Hochspannung im Voltbereich ($10^{-5}..10^{-6}$) genau gemessen werden. Zu diesem Zweck werden in einem separaten Zweig Ionen durch die selbe Hochspannung beschleunigt. Die Endgeschwindigkeit der Ionen ist ein Maß für die Hochspannung.
- Die Ionen geraten durch Anregung mit einer bestimmten Laserfrequenz in Fluoreszenz. Der Dopplereffekt bei sich bewegenden Ionen und damit die geänderte Laserfrequenz ist somit ein Maß für die Geschwindigkeit der Ionen.
- Die Messung der Laserfrequenz erfolgt in einem Wavemeter, wobei die sich hier ergebenden Frequenzen durch die beschriebene Elektronik (Ratiometer) ausgewertet werden.

2. MESSPRINZIP WAVEMETER

Durch einen sich bewegenden Spiegel wird der Messlaser sowie ein Referenzlaser jeweils mit sich in Interferenz gebracht und das sich zeitlich ändernde Referenzmuster über Photodioden ausgewertet. Das Verhältnis dieser beiden Frequenzen erlaubt damit die Bestimmung der Laserfrequenz. Die geforderte Genauigkeit liegt bei etwa 10^{-8} .

Bei einer Laserfrequenz von ca. 852nm und einer Hublänge von 10cm werden ca. $5 \cdot 10^5$ Fringes gesehen. Bei einer Messdauer von ca. 1sec werden damit Frequenzen bis zu 1Mhz erzeugt. Ein einfaches Auszählen der Frequenzen mit ganzen Perioden (± 1) führt damit aber nur zu einer Genauigkeit von ca. 10^{-5} . Es ist folglich notwendig auch die Phasenlage der beiden Frequenzen zueinander zu bestimmen und auszuwerten (Bild 1).

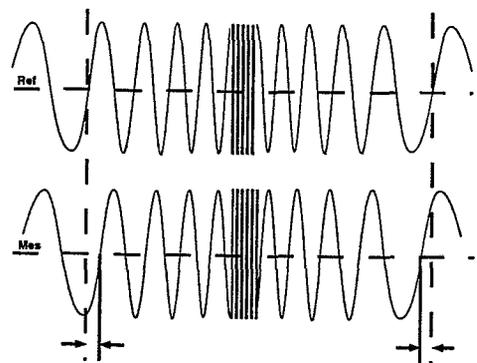


Bild 1: Wavemeter Frequenzen

3. MESSPRINZIP RATIOMETER

Das gewählte Messprinzip berücksichtigt die Tatsache, daß die beiden (unterschiedlichen) Frequenzen gegeneinander laufen und somit mit ausreichender Wahrscheinlichkeit innerhalb kurzer Zeit eine Phasenkoinzidenz (gleiche Phasenlage) auftritt. Diese Koinzidenz wird mit hoher Genauigkeit über einen ADC ermittelt. Der Zählvorgang für beide Frequenzen wird in diesem Moment gestartet und in der gleichen Weise am Ende des Messvorgangs wieder gestoppt. Auf diese Weise ist das Verhältnis der beiden Frequenzen zueinander immer geradzahlig. Der große Vorteil dieser Messmethode liegt auch darin, daß keine weitere Referenz (wie z.B. bei Zeitmessungen) benötigt und der Messvorgang von den absoluten Frequenzen (und damit auch von deren Schwankungen) unabhängig wird.

4. REALISIERUNG

Das Blockschaltbild (Bild 2) zeigt die einzelnen Komponenten des Ratiometers.

Über einen Komparator wird aus dem REF-Signal die Clock für das System gebildet. Diese Clock liefert den Abtastzeitpunkt für den ADC, an dessen Eingang direkt das MES-Signal liegt. Auch das MES-Signal wird noch über einen Komparator digitalisiert und ausgezählt.

In einen hochkomplexen PLD Baustein werden alle notwendigen Zähler, wie insbesondere für REF und MES mit jeweils 24 Bit, sowie die Ablaufsteuerung für den Messvorgang realisiert (Bild 3).

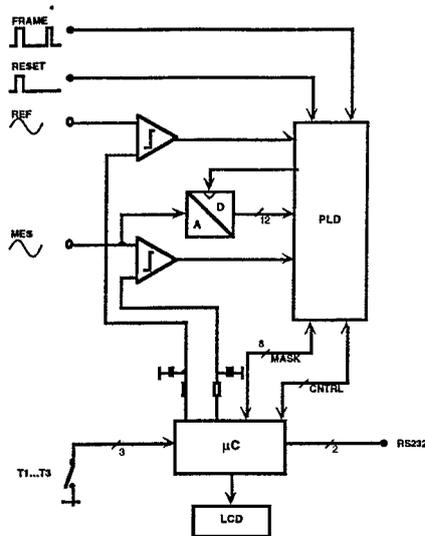


Bild 2: Blockschaltbild Ratiometer

Ein Microcontroller übernimmt die globale Steuerung der Elektronik und erlaubt so die Bedienung über Tasten, die lokale Auslese über ein LCD-Display sowie die allgemeine Steuerung des gesamten Systems über die serielle Schnittstelle (RS232).

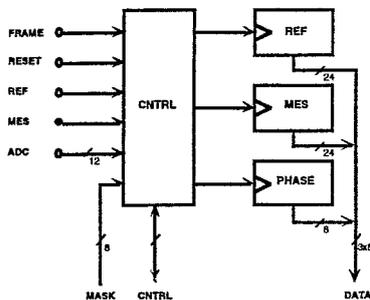


Bild 3: Blockschaltbild CPLD

5. FUNKTIONSABLAUF

Die Ablaufsteuerung im CPLD wird im wesentlichen über eine State-Machine (Bild 4) definiert, die schließlich mit allen logischen Funktionen über eine Hardware-Beschreibungssprache (ABEL) festgelegt und nach dem Übersetzen in den Baustein geladen wird.

Der Messvorgang synchronisiert sich über zwei externe Signale (RES, FRAME) aus einer Lichtschrankenordnung. Das Signal FRAME bestimmt wann nach der Koinzidenz gesucht wird und wann der eigentliche Zählvorgang abläuft.

Normalerweise wird bei Koinzidenz der rechte Messzweig durchlaufen. Falls jedoch die beiden Frequenzen zufällig in einem geradzahigen Vielfachen zueinander stehen (und u.U. keine Koinzidenz gefunden werden kann), wird die Suche abgebrochen und einfach der nächste folgende Nulldurchgang als Koinzidenz gewertet.

Falls in der Messfolge ein Fehler auftritt, (z.B. Koinzidenz am Anfang aber nicht am Ende der Messung) wird ein entsprechender Fehlercode abgespeichert.

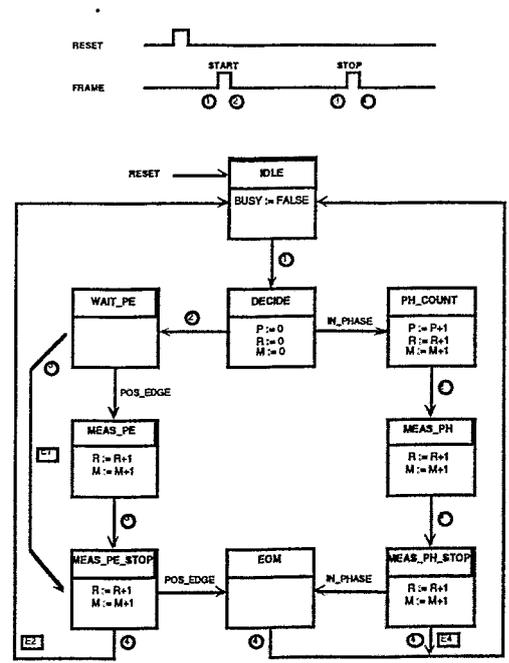


Bild 4: Funktionsablauf über State-Diagramm

6. AUFBAU

Durch die Verwendung von wenigen hochintegrierten Bausteinen konnte das Gerät sehr kompakt aufgebaut werden. Die Platine (Bild 5) trägt ein Standard-Controller-Modul (80C535) sowie den CPLD (Lattice 10E48) und einen 12-Bit, 1.25MHz ADC (AD1671).

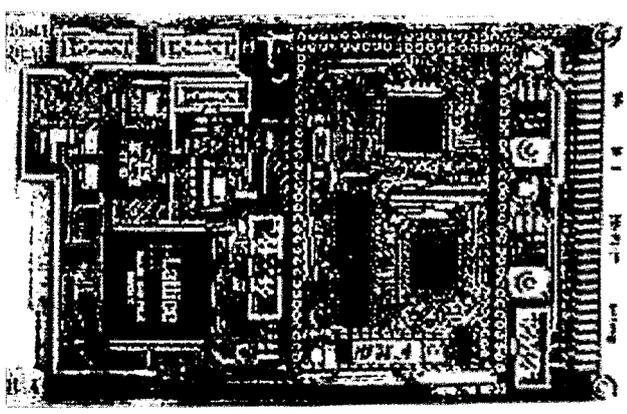


Bild 5: Ratiometer

Bild 6 zeigt die Frontansicht des Gerätes mit dem LCD-Display und den Tasten zur Bedienung. Die Buchsen dienen zum Anschluß der Photodioden sowie der Lichtschranke.

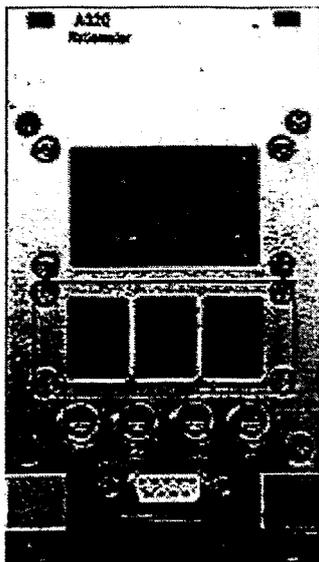


Bild 6: Ratiometer Front

Über die serielle Schnittstelle (9600 Baud) kann ein externer Rechner das Gerät in allen Belangen steuern sowie alle Rohdaten (Zähler) oder lokal verarbeitete Daten auslesen. Der im folgenden Bild 7 gezeigte Terminalausdruck zeigt die Kommandos, durch die das Gerät gesteuert werden kann.

```

-----
Ratiometer:  A320  vw080797
Physik.Inst., Uni HD: vWalter
-----
?           Help (this screen!)
A/a        get F&R&P&E sync/imm.
W/w        get Wavelength=v*Ratio c/s
V/v        get Ratio(F/R) c/s
F/f        get Frq count c/s
R/r        get Ref count c/s
P/p        get Phase counts c/s
E/e        get Error c/s
Gn/g       set/get Ref threshold
Hn/h       set/get Frq threshold
Kn/k       set/get Mask
U/u        set/get WLC
S/s        get State/get Busy
C/c        Stop/Continue Measurement
D p,text/d Disp.text<CR>Sp/Get Keys
L/l        Lock/Unlock Keys
M n/m n    Mode set/get
-----

```

Bild 7: Serielle Kommandos

7. ERGEBNISSE

Das Bild 8 zeigt eine Fehlerverteilung von 1000 Messwerten, die bei der Messung der Frequenz 1.01Mhz (MES) zu 1Mhz (REF) gemessen wurde. Die Standard-Abweichung liegt bei ca. $4 \cdot 10^{-10}$ und erfüllt somit bei weitem die geforderte Genauigkeit.

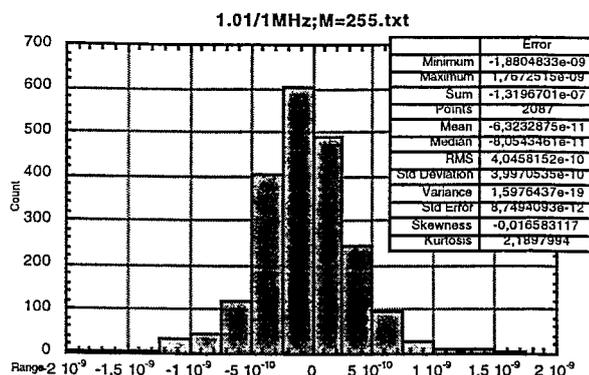


Bild 8: Messwerte

Durch den Einsatz eines wiederprogrammierbaren CPLDs sowie der Steuerung durch einen Microcontroller ist das Gerät jederzeit modifizierbar und auch an andere Messaufgaben anpassbar.

8. REFERENZ

Informationen über das zugrundeliegende Experiment und über weitere Geräte der Elektronik-Werkstatt des Physikalischen Instituts können auch im Internet abgefragt werden:

<http://abraxas.physik.uni-mainz.de>

http://pi.physi.uni-heidelberg.de/~vwalter/EW_Homepage.html

World Wide Web (WWW) – Anwendungen für Kontrollen

Dieter Notz

Deutsches Elektronen-Synchrotron, DESY, Hamburg, Germany
EMAIL:Dieter.Notz@desy.de

Zusammenfassung

Das WWW bietet die Möglichkeit, leicht an Informationen für Kontrollen zu gelangen. Es ist auch möglich, in Prozesse einzugreifen, ohne daß die Sicherheit leidet.

Warum WWW

In den alten Rechenzentren hatten fast alle Benutzer ein Account auf einem zentralen Rechner. Die Daten waren meistens für alle lesbar; nur der Benutzer selbst konnte die Daten ändern oder löschen.

Mit dem Einzug der PCs und Workstations in die Arbeitswelt änderte sich die Situation. Jeder hatte seine Workstation mit separatem Filesystem. Man konnte die Daten nur lesen, wenn man auf dieser speziellen Workstation einen Account hatte. Tim Berners-Lee und Robert Cailliau vom CERN schrieben einen Server für Workstations, von dem man Files lesen konnte, ohne ein Account auf der Workstation zu haben (vgl. anonymous ftp (File Transfer Protokoll)).

Die Konfiguration eines Servers

Wenn man einen WWW Server einrichtet, so hat man die Möglichkeit, verschiedene Parameter einzustellen:

- Unter welchem Account soll der WWW Server laufen? Nur in dieses Account können Daten geschrieben werden.
- Wo sollen die LOGfiles abgespeichert werden?
- Wie sollen die Direktories heißen, auf die das WWW von außen zugreifen darf?
- Welche Verzeichnisse sollen besonders durch Passworte geschützt werden?
- In welchen Verzeichnissen dürfen ausführbare Programme gespeichert werden?
- Welche Zugangsregeln sollen gelten?

Bedienelemente

Der Zugang zum WWW erfolgt meist über sog. Browser, z. B. netscape oder mosaic. Diese Browser stellen die Schnittstelle zum Benutzer dar, der das WWW benutzt. Für diese Browser gibt es verschiedene Möglichkeiten der Eingabe:

- Eingabe in Textfenster
- Drücken von Knöpfen, wobei, wie bei einem Radio, nur ein Knopf gedrückt sein darf.
- Auswählen von verschiedenen Alternativen

WWW Zugang zur Hardware

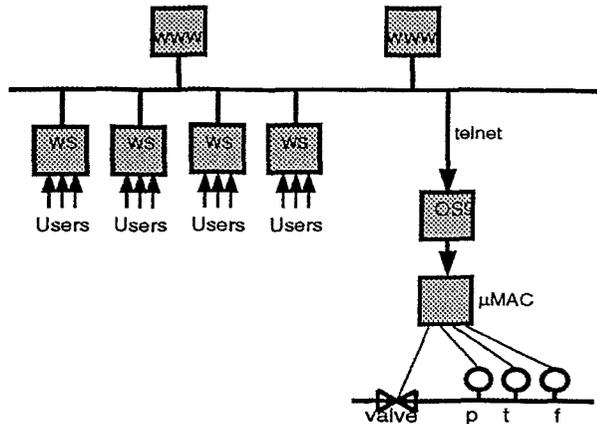


Abbildung 1: Zugang vom WWW zum Prozess

- Analoge Eingabe durch Schiebewiderstände

Ausführbare Programme (cgi-bin)

Ausführbare Programme müssen in separaten Verzeichnissen abgelegt werden, z. B. /WWW-/cgi-bin. Diese Programme dürfen fast alles, was Programme auf einem UNIX Rechner machen. Meist selektieren sie Daten und stellen eine neue HTML (Hyper Text Markup Language) Seite bereit, die sich der Benutzer ansehen kann.

Es gibt auch die Möglichkeit, daß sich ein solches Programm über telnet mit einem Prozessrechner verbindet und dann Aktionen ausführt. Die Sicherheit liegt dann natürlich ganz beim Benutzer. Der Zugang über WWW zu einer telnet-Sitzung ist meist so gut oder schlecht, wie der Zugang zum telnet selbst d. h. die Namen und Passwörter dürfen nicht bekannt sein.

Java

Java ist eine neue Programmiersprache. Das Java Programm (Applet) wird vom Server zum Benutzer geschickt und dort von einem Interpreter ausgeführt. Da man nicht weiß, wie das Programm geschrieben wurde, dürfen Java Programme nicht auf das Filesystem des Client zugreifen. Java eignet sich gut für die Verschlüsselung von Daten, wenn man Zugang zur einer Bank haben möchte.

Schlußfolgerungen

Das WWW bietet die Möglichkeit, an Informationen zu gelangen. Bei sicherheitsrelevanten Operationen sollte man den Zugang einschränken und im LOGfile überprüfen.

Das PIERRE AUGER Projekt

Der Einsatz konfigurierbarer Hardware in der Hochenergiephysik

Volkhard Klinger

Hauptabteilung Prozeßdatenverarbeitung und Elektronik (HPE)
Forschungszentrum Karlsruhe

Abstrakt Der PIERRE AUGER Fluoreszenzdetektor ist konzipiert worden, um Luftschauer mit Energien größer als 10^{19} eV zu beobachten. Um eine effiziente Datenreduktion und Ereigniserkennung zu erhalten, wurde ein hierarchisches Triggersystem entworfen. Dieses hybride System, das sich aus Hardware- und Softwarekomponenten zusammensetzt, wird hier vorgestellt.

Die erste Triggerstufe basiert auf einer konfigurierbaren Hardware, die hohe Flexibilität ermöglicht, während die folgenden Stufen auf der Basis von digitalen Signalprozessoren konzipiert ist.

1 Einleitung

Das PIERRE AUGER Projekt ist ein wichtiges Projekt bei der Beobachtung von hochenergetischen Teilchen mit einer Energie $> 10^{19}$ eV. Diese kosmische Strahlung höchster Energie wirft Fragen auf nach den Quellen dieser Strahlung und nach den Mechanismen, wie Teilchen auf diese Energien beschleunigt werden. Um das seltene Auftreten dieser Teilchen zu beobachten, ist es notwendig, großflächige Detektorfelder zu errichten. Die Erforschung dieses Phänomens wird dabei zu einem tieferen Verständnis fundamentaler physikalischer Zusammenhänge führen.

Ziel des Projektes in der HPE, Forschungszentrum Karlsruhe, ist die Konzepterarbeitung für einen Gesamttrigger, der die interessierenden Ereignisse herausfiltert, sowie die Realisierung eines hardwarebasierten Triggers, der in der ersten Stufe der Ereigniserkennung eingesetzt wird.

2 Das PIERRE AUGER Projekt

Der französische Physiknobelpreisträger Pierre Auger gilt als der Entdecker der ausgedehnten Luftschauer. Für das PIERRE AUGER Projekt existiert nun ein Entwurf eines Detektors, der in der Lage sein soll, die oben genannten Fragen zu beantworten [3].

Es sollen zwei Detektoren entstehen: einer auf der nördlichen und einer auf der südlichen Erdhalbkugel. Dadurch soll sichergestellt werden, daß der gesamte Himmel beobachtet werden kann, und eventuelle Anisotropien sicher erkannt werden. Das Referenzdesign sieht jeweils einen Hybriddetektor vor, der aus zwei Teilen besteht: einem ausgedehnten Feld von Oberflächendetektoren (surface detector oder ground array) und einem Fluoreszenzdetektor (fluorescence detector).

- Oberflächendetektor (ground array)

Die 1596 Bodenstationen des Oberflächendetektors sind über eine Fläche von rund 3000 km² verteilt. Bei den Detektoren handelt es sich um Wasser-Cerenkov-Zähler, die in einem Abstand von 1,5 km aufgestellt werden.

Das Detektorfeld mißt die laterale Verteilung der ankommenden Partikel am Boden. Mit den Cerenkov-Detektoren wird also nicht der komplette Schauer vermessen, sondern nur die Größe des Schauers auf einer Ebene. Im Zusammenspiel mit dem Fluoreszenzdetektor ist dies jedoch kein Nachteil, da ja die Daten der beiden Detektoren zusammen ausgewertet werden.

- Fluoreszenzdetektor (fluorescence detector)

Der Fluoreszenzdetektor mißt die optischen Erscheinungen, die ein ausgedehnter Luftschauer in der Atmosphäre erzeugt. Die einzelnen PMTs (photomultiplier tube) des Detektors beobachten jeweils einen bestimmten Himmelsbereich, z.B. 3 × 3°. Aus der Menge und der Verteilung des aufgenommenen Lichts wird die Energie des Primärteilchens und die Richtung, aus der es kam, bestimmt. Der Detektor ist nicht unbedingt auf einen Ort konzentriert. Wenn mehrere Detektoren ein bestimmtes Areal überblicken spricht man von mehreren „Augen“ des Fluoreszenzdetektors.

Zur Zeit ist geplant, die Bodenstationen im sogenannten „Superman-Layout“, das in Abbildung 1 zu sehen ist.

Dieses Layout ergibt sich aus der geplanten Aufteilung des Fluoreszenzdetektors in drei Augen. Die langen Kanten messen dabei 52,5 km und die kurzen Kanten 18 km. Die drei Augen des Fluoreszenzdetektors haben einen Abstand von 32,74 km. Die vorgeschlagenen Sichtbereiche der drei Augen haben einen Radius von ca. 17 km und berühren einander. Dadurch ergeben sich Bereiche, in denen Schauer nicht erkannt werden können. Falls die Sichtweite auf 23 km erhöht würde, könnte man alle Schauer erkennen, auch die, die in der Mitte der langen Kante des Feldes niedergehen. Dies ist in der Abbildung an einem Auge durch den eingezeichneten Kreis verdeutlicht. Im Gegensatz dazu müßte ein einzelnes Auge über 30 km weit entfernte Schauer detektieren können.

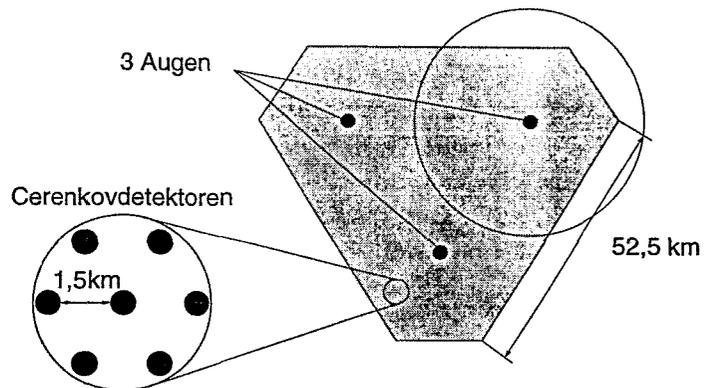


ABBILDUNG 1. Das Superman-Layout

Beim aktuellen Layout überlappen sich die Sichtbereiche der drei Fluoreszenzaugen nur wenig. Es ist also kein räumliches oder stereoskopisches Sehen möglich. Daher kann der Winkel des Schauers nicht eindeutig rekonstruiert werden. Das wird aber durch den hybriden Aufbau des Detektors ausgeglichen. Mit Hilfe der zusätzlichen Informationen der Cerenkov-Detektoren hat man die Möglichkeit das Profil eines Luftschauers eindeutig zu bestimmen. Zusätzlich zur Energie kann dann auch der Einfallswinkel exakt bestimmt werden. Die anfallenden Daten der beiden Detektoren werden mit den dazugehörigen Zeitinformationen gespeichert. Anschließend kann die Auswertung des erfaßten ausgedehnten Luftschauers erfolgen.

In den folgenden Abschnitten wird ausschließlich der Fluoreszenzdetektor betrachtet.

3 Das hierarchische Systemkonzept

Betrachtet man ausschließlich den Fluoreszenzdetektor, so kann man eine erste Abschätzung des Datenaufkommens machen. Der gesamte Detektor besteht aus drei Augen mit je 12 Spiegeln, die ihrerseits jeweils aus 144 PMTs bestehen (Abbildung 2) [1].

Geht man von der aktuellen Abtastfrequenz von 10 MHz und einer Auflösung von 16 Bit aus, so erhält man für die Datenrate pro Sekunde:

- 2.88 GByte pro Spiegel,
- 34.6 GByte pro Auge und
- 69,2 GByte für den gesamten Detektor.

Da man nur mit wenigen echten Ereignissen (etwa 10 pro Jahr) rechnet, ist eine Datenreduktion unbedingt erforderlich. Durch die große Anzahl an Kanälen, die gleichzeitig in relativ kurzer Zeit bearbeitet werden müssen, ist eine Lösung, die ausschließlich auf Digitalen Signalprozessoren (DSP) oder Mikrocontrollern beruht, fast unmöglich.

Um die enorme Datenmenge verarbeiten zu können, ist ein hierarchischer Ansatz denkbar. In den folgenden Abschnitten werden verschiedene, aufeinander aufbauende Triggermechanismen beschrieben.

3.1 Der Systemaufbau

In Abbildung 3 ist der Fluoreszenzdetektor abstrakt dargestellt; Alle Komponenten aus Abbildung 2 lassen sich darin wiederfinden, wobei hier nun die Datenverarbeitung mehr im Vordergrund steht. Die Daten von jedem einzelnen PMT eines Spiegels werden in der ersten Triggerstufe (first-level trigger), der im Spiegel-System (mirror system) lokalisiert ist, bereits analysiert, wodurch der Datenstrom stark reduziert werden kann.

Anschließend werden die Daten von jedem Spiegels zum Augen-System (eye1, eye2, eye3) übertragen. Dort kann eine zweite Triggerstufe installiert, die nun die bereits ausgewerteten Daten nochmals analysiert und größere Ereignisse, die mehrere Spiegel beobachtet haben, untersucht. Dadurch ist eine weitere Reduktion von Daten notwendig, da bei sehr kleinen, lokalen Ereignissen die Informationen, die eine Rekonstruktion der Schauerrichtung („Spur“) ermöglichen, nicht gespeichert werden müssen. Zusätzlich kann das Energieniveau des Ereignisses analysiert werden. Nach dieser zweiten Triggerstufe (second-level trigger) werden die Daten aller Augen in die zentrale Datenverarbeitung übertragen (central data processing), wo sowohl die Korrelationen der Ereignisse aller Augen untereinander als auch die Korrelationen der Ereignisse vom Fluoreszenz- und dem Grunddetektor als weiteres Triggerkriterium herangezogen werden.

In Abbildung 4 wird die hierarchische Struktur der Frontend-Elektronik, der Spiegel-Elektronik und der Augen-Elektronik dargestellt. Die PMT Frontend-Elektronik setzt sich aus den PMTs selbst und der dazugehörigen analogen frontend-Elektronik zusammen.

Der PMT-Speicher, ein 16 kByte großer Dual-Port Speicher, liest die digitalisierten Daten (16 Bit) von allen 144 PMTs des entsprechenden Spiegels ein.

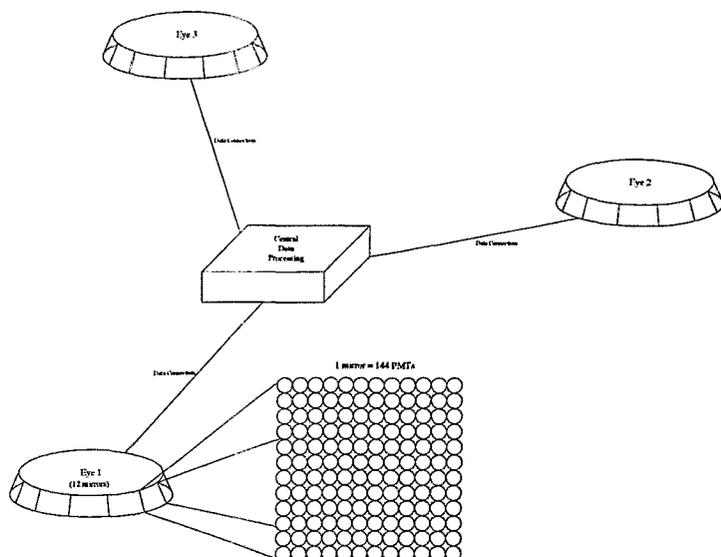


ABBILDUNG 2. Der Fluoreszenzdetektor

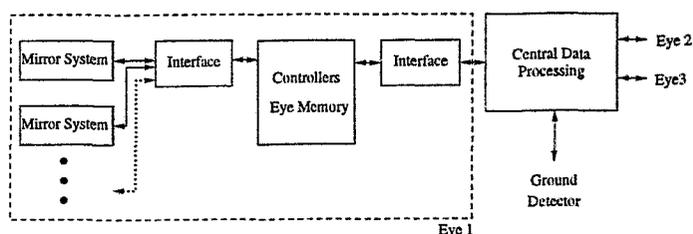


ABBILDUNG 3. Systemaufbau des Fluoreszenzdetektors

Dieser Speicher ist so ausgelegt, daß er bis zu acht Ereignissen mit einer Ereignislänge von $100\mu\text{s}$ abspeichern kann. Alle Daten werden so lange in diesem PMT-Speicher zwischengespeichert, bis der Controller die Daten an die nächste Hierarchieebene, hier das Auge, überträgt. Zusätzlich wird die Zeitinformation für jedes Ereignis ebenfalls im PMT-Speicher abgelegt. Die digitalen Komparatorsignale (1 Bit) von allen 144 PMTs werden in der Spiegel-Elektronik vom ASIC (FPGA) ausgewertet. Um auch die Randbereiche der Spiegel zu den Nachbarspiegeln überwachen zu können, werden jeweils 12 PMT-Signale der beiden benachbarten Spiegel für die Triggerbildung mit herangezogen.

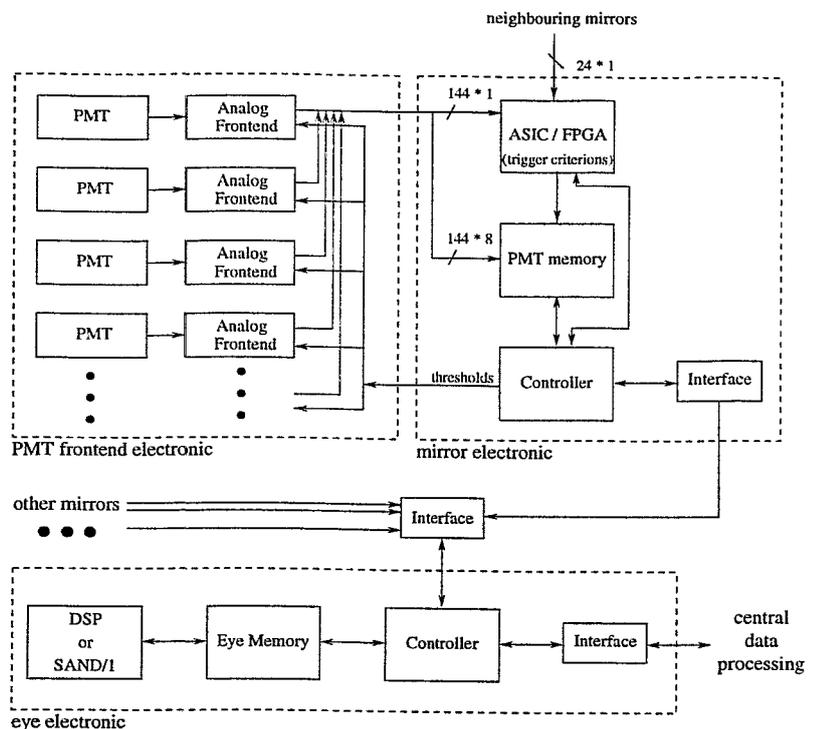


ABBILDUNG 4. Die Triggerelektronik

3.2 Die erste Triggerstufe (first-level Trigger)

Die Anzahl der Kanäle pro Spiegel und die insgesamt sehr hohe Datenrate erfordern den Einsatz von Hardware, um einen Trigger schnell und effizient bilden zu können. Der first-level Trigger hat im Rahmen des Gesamttriggers vor allem zwei Aufgaben:

1. Bildung eines geometrischen Triggers
2. Bildung eines zeitlichen Triggers

Die wesentlichen Prinzipien werden in den folgenden Abschnitten vorgestellt.

3.2.1 Triggerprinzip

Die Ereigniserkennung erfordert sowohl ein geometrisches als auch ein zeitliches Kriterium. In Abbildung 6 wird das geometrische Kriterium genauer erläutert.

Ein Schauer, der in der maximalen Entfernung von 20 km auftritt, triggert nach Voraussetzung mindestens drei benachbarte PMTs. In Abbildung 5 werden verschiedene Möglichkeiten gezeigt, wie solche



ABBILDUNG 5.

Trigger innerhalb einer 3×3 Matrix aussehen. Durch die endliche Geschwindigkeit des Schauers werden die PMTs nacheinander angeregt. Um jedoch ein gleichzeitiges Signal von drei PMTs zu bekommen, müssen die Einzelsignale verlängert werden. Dabei wird zwischen einer festen Verlängerung (programmierbar zwischen 1 und $4\mu\text{s}$) und einer flexiblen Verlängerung, abhängig von der Nachbarschaft, unterschieden. Die flexible Verlängerung wird so lange ausgeführt, wie ein benach-

bartes PMT getriggert ist. Die einzige Begrenzung liegt in einer maximalen Verlängerungszeit, die durch das zeitliche Triggerkriterium bestimmt ist.

In Abbildung 6 wird dieser Vorgang näher erläutert. In den beiden oberen Beispielen (A) sind zwar jeweils drei PMTs aktiv, jedoch sind diese nicht benachbart, darum wird auch keine Verlängerung zusätzlich zu der festen Verlängerungszeit hinzugefügt. In den beiden unteren Beispielen sind die PMTs entsprechend benachbart; man kann deutlich die adaptive Verlängerung erkennen.

Das zeitliche Kriterium, das ebenfalls erfüllt sein muß, berücksichtigt, daß kein Schauer eine Ereigniszeit von mehr als $60\mu\text{s}$ besitzen kann. Liegt ein längeres Triggersignal vor, so kann dies nur von anderen Erscheinungen, wie Satelliten, Flugzeugen oder ähnlichen Objekten hervorgerufen sein.

Die erreichbare Rauschunterdrückung ist sehr gut; sie liegt für ein Auge des Detektors im Bereich von $2,9 \times 10^6$.

3.2.2 Realisierung

Der first-level Trigger ist in der Hardware-Beschreibungssprache VHDL entworfen. Durch diese Entwurfsmethodik erhält man eine große Anzahl an Vorteilen gegenüber herkömmlichen Ansätzen. Zu diesen Vorteilen gehören:

- Flexibilität

Alle logischen Zusammenhänge werden strukturiert beschrieben und stellen so eine sehr effiziente Darstellung der Funktionalität dar. Änderungen können so relativ einfach umgesetzt werden. Hinzu kommt der Vorteil, daß diese Art der Beschreibung völlig unabhängig von Hardware ist, so daß zu Beginn einer Realisierung die Funktionalität im Vordergrund steht.

- Simulation

Die mit der Hardware-Beschreibungssprache formulierte Funktion kann mit Hilfe von Simulationstools überprüft werden. Dadurch können Fehler oder auch Beschreibungsmängel in einer sehr frühen Entwurfsphase korrigiert werden.

Zusätzlich kann man die VHDL-Beschreibung auch für Hardware/Software-Kosimulation einsetzen, bzw. andere Systemkomponenten, wie zum Beispiel Speicherbausteine, in VHDL beschreiben und in die Simulation einbinden. Dadurch erhält man die Möglichkeit zur Systemsimulation überzugehen.

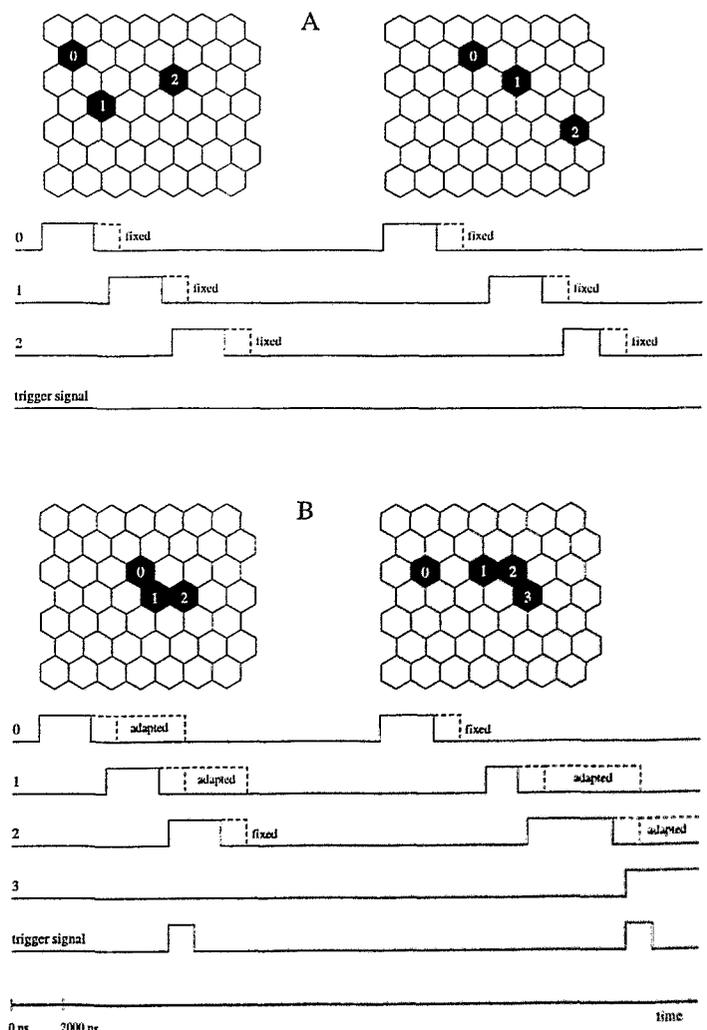


ABBILDUNG 6. Der geometrische Trigger

- **Synthese**

Die automatische Synthese der VHDL-Beschreibung wird von immer leistungsfähigeren Werkzeugen unterstützt und ermöglicht sowohl eine effiziente als auch schnelle Abbildung der beschriebenen Funktionalität in Hardware.

Als Zieltechnologie wurde ein FPGA der Firma ALTERA ausgewählt, das den Anforderungen genügt, da es sowohl über eine ausreichende Logikkomplexität verfügt, als auch integrierten Speicher zu Verfügung stellt. Die Integration des vollständigen first-level Triggers, sowohl des geometrischen als auch des zeitlichen Triggers, für einen Spiegel in ein einzelnes FPGA ermöglicht eine komplexe und kostengünstige Realisierung.

3.3 Die Trigger höherer Ordnung

Durch die Reduktion der Anzahl von Ereignissen mit Hilfe der ersten Triggerstufe können in der zweiten und dritten Triggerstufe Controller oder spezielle Prozessoren eingesetzt werden. Dabei ist sowohl an digitale Signalprozessoren (DSP) als auch an Spezialprozessoren (Neuronale Prozessoren, SAND/1, [2]) gedacht.

In der zweiten Triggerstufe, die in jedem Auge realisiert ist, wird die Energie der einzelnen Ereignisse überprüft. Die gesuchten Fluoreszenzeffekte heben sich mit ihrem Energieanteil deutlich von den niederenergetischen Ereignissen ab. Zusätzlich werden in dieser Triggerstufe nach Korrelationen der einzelnen Spiegel untereinander und, was ein sehr wichtiges Kriterium darstellt, nach Korrelationen der Ereignisse mit Ereignissen des Grunddetektors. Nach dieser Auswertung werden die Daten weiter an die zentrale Datenauswertung übertragen. Dort können noch weitere Untersuchungen, unter anderem Korrelationen der einzelnen Augen untereinander, etc., durchgeführt werden. Entscheidend bei den höheren Triggerstufen ist ebenfalls die weitere Reduktion der Daten. Dabei ist vor allem die Datenübertragung ein möglicher Engpaß. In Abbildung 7 wird eine Simulation gezeigt, die die Zeitdauer angibt, die das System Daten im PMT-Speicher zwischenspuffern kann, wenn eine maximale Ereignisrate übertroffen wird. Wichtig sind dazu zum Beispiel folgende Parameter:

- Die Anzahl der Ereignisse, die zwischengespeichert werden können
- Übertragungsrate
- Anzahl der PMTs
- Auslesefrequenz
- Busbreite

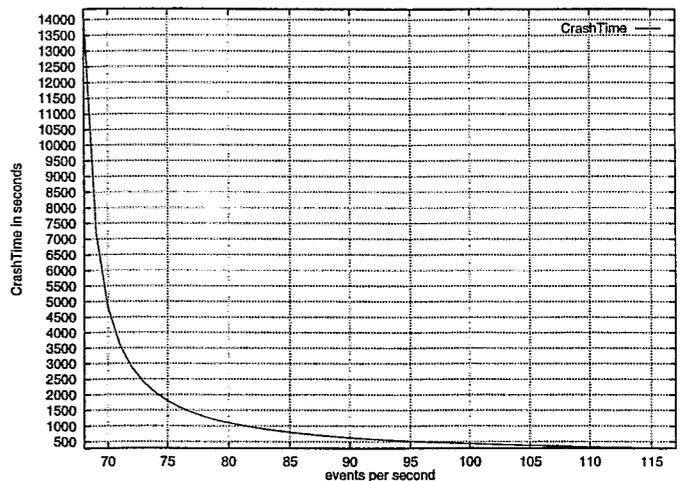


ABBILDUNG 7. PMT-Speicherüberlauf als Funktion der Ereignisrate

Aktuell werden Konzepte erarbeitet, die eine Realisierung des Gesamtsystems ermöglichen. Das beinhaltet nicht nur die Machbarkeit, sondern insbesondere wichtige Randbedingungen, wie zum Beispiel:

- Robustes Gesamtsystem
- Geringe Kosten
- Gute Wartbarkeit
- Geringe Anzahl unterschiedlicher Systemkomponenten

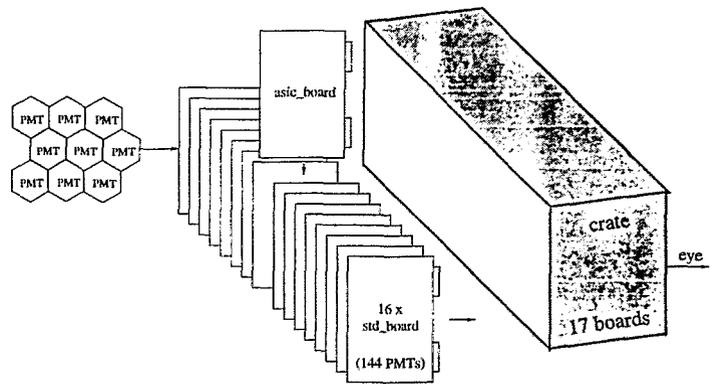


ABBILDUNG 8. Realisierung der Spiegel-Elektronik

In Abbildung 8 wird ein Konzept gezeigt, daß eine Realisierung ermöglicht, die nicht nur die Anforderungen erfüllt, sondern zudem gute Testbarkeit und eine hohe Funktionalität aufweist.

4 Zusammenfassung und Ausblick

Die Realisierung eines hardwarebasierten first-level Triggers und die Konzepterarbeitung für einen Gesamttrigger für das Pierre Auger Fluoreszenzdetektor konnte erfolgreich abgeschlossen werden. Das hybride Systemdesign stützt sich auf konfigurierbare Hardware für den first-level Trigger und Software für die Trigger höherer Ordnung. Mit der modularen Struktur ist ein effizientes Datenmanagement möglich.

Die sehr gute Rauschunterdrückung und die Flexibilität werden durch die leistungsfähige Hardware überhaupt erst ermöglicht. Der first-level Trigger und die Datenverwaltung für die einzelnen Ereignisse sind in einem einzigen FPGA für einen Spiegel integriert. Dies erlaubt eine kostengünstige Realisierung des gesamten Systems. Das aktuelle Design des first-level Triggers ist abgeschlossen und in einem FPGA synthetisiert; insgesamt sind über 75000 Gatteräquivalente notwendig.

Ein Konzept für die Realisierung der Spiegel-Elektronik, die das analoge Frontend, die PMT-Speicher, die Steuerung durch einen Mikrocontroller und den first-level Trigger umfaßt, ist abgeschlossen und befindet sich in der Realisierung. Schwerpunkte des Konzeptes lagen in der Robustheit, dem geringen Aufwand, der guten Testbarkeit und der Zuverlässigkeit.

Der Einsatz von speziellen Prozessoren, wie dem SAND/1 für den second- und third-level Trigger optimieren die notwendige Mustererkennung. Mit dem SAND/1 basierten VME-Board ist die erforderliche Datenkonzentration in den Systemen durchführbar.

Im Augenblick werden die Realisierung des VME-Boards und der Spiegel-Elektronik vorangetrieben.

5 Literatur

- [1] H. Gemmeke, V. Klinger, An Integrated Trigger System for the PIERRE AUGER Fluorescence Detector, 1997 IEEE -NSS, Albuquerque, New Mexico, USA, 09.-15.11.97
- [2] H. Gemmeke, W. Eppler, T. Fischer, Neurochip SAND/1, Datenblatt, HPE, Forschungszentrum Karlsruhe
- [3] The Pierre Auger Project, Design Report October 95, The Auger Collaboration, Fermi National Accelerator Laboratory

ANALOGE ELEKTRONIK IM GSI – THERAPIEPROJEKT

E.Badura GSI Darmstadt, e-Mail: E.Badura@gsi.de

Inhalt:

1. Einführung
2. Analoge Komponenten
3. Ausgewählte Beispiele
4. Betriebsbedingungen
5. Schlußwort

1. Einführung

- in dem GSI – Therapieprojekt werden die besonderen Eigenschaften der schweren Ionen einerseits und das Rastercan – Verfahren andererseits angewandt (SEI – Frühjahrstagung’97, GSI, 7. – 9. April 1997)

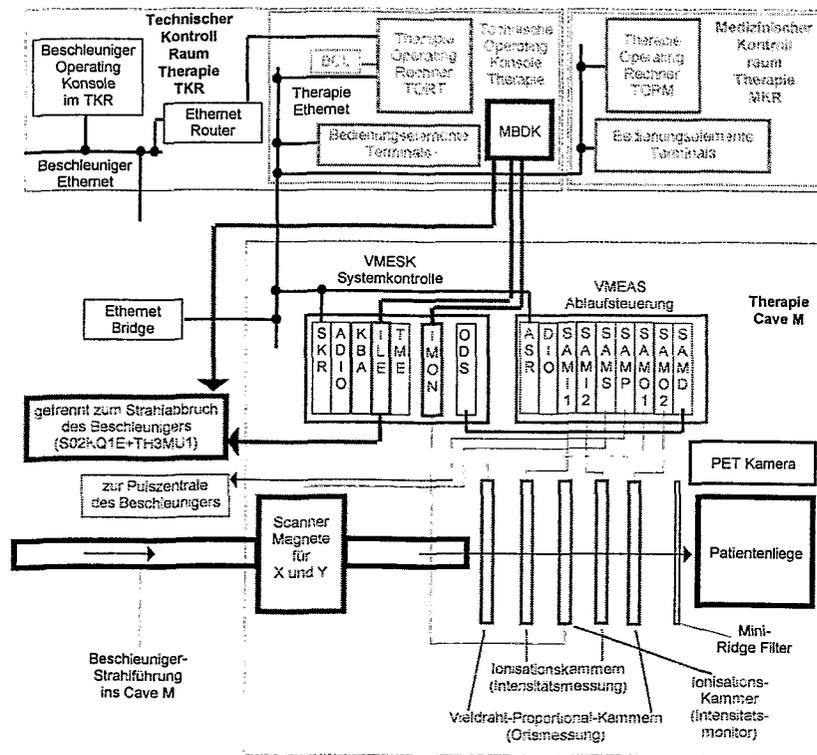


Abb. 1. Der Aufbau des Therapie - Kontrollsystems

- Strahlparameter:
 - Ionensorte: $^{12}\text{C}^{6+}$
 - Ionenenergie: 80 – 430 MeV/u in 252 Stufen
 - Fokussierung in 7 Stufen
 - Intensität des Strahls: 10^6 bis 10^8 Teilchen/Spill in 15 Stufen
- Aufgaben des Sicherheits- und Kontrollsystems:
 - Ausführung des Bestrahlungsplans
 - Überwachung der Bestrahlung und Gewährleistung der Sicherheit
 - Visualisierung
- Eine schematische Darstellung des Therapie - Kontrollsystems zeigt die Abb. 1 (s. SEI – Frühjahrstagung’97, GSI, 7. – 9. April 1997). Die hier sehr allgemein beschriebenen analogen Teile des Kontrollsystems beziehen sich hauptsächlich auf die Kontrolle und Auslese der Orts- und Intensitätsdetektoren.

2. Analoge Geräte

Folgende Aufgaben sollten mit den entwickelten und hergestellten analogen Modulen erfüllt werden:

- Intensitätsmessung
 - Intensitätsmessung mittels Detektorstrommessung (Intensitätsmessung, Abb. 1)
 - Intensitätsmessung durch Detektorladungsmessung (Intensitätsmonitor, Abb. 1)
- Ortsmessung
- Parameterüberwachung
 - Temperatur, Gasdruck, Hochspannung, Stromversorgung, Lüfterüberwachung u.a.
- Hilfeelektronik
 - Netzteile, Übertragung der analogen Signale, Signalaufbereitung u.a.

3. Ausgewählte Beispiele

Aus Zeitgründen wird hier nur die Funktionsweise und Blockschaltbilder ausgewählter Schaltungslösungen besprochen.

3.1. Intensitätsmessung

- Detektor: 25 x 25 cm² Parallelplatten - Ionisationskammer
- Dynamischer Bereich:
10⁶ bis 10⁸ Teilchen/Spill \Leftrightarrow 1nA bis 25 μ A \Leftrightarrow 1nC/s bis 25 μ C/s
- Verfahren:
 - Strom – Spannung – Wandlung
 - Ladung – Frequenz - Wandlung

3.1.1. Strom – Spannung – Verfahren

- Die Zahl der den Detektor durchquerenden Teilchen wird mittels eines Strom-Spannung-Wandlers als Spannung von einem 12Bit ADC (IMS - Modul, NIM) digitalisiert und an das Kontrollsystem weitergeleitet (Modul SAMI, s. SEI Frühjahrstagung 1997). Die analoge Spannung wird über ca. 70m lange Kabel an den HKR (Beschleuniger) und TKR (Therapie-Kontrollraum) übertragen.

3.1.2. Intensitätsmessung mit Ladung – Frequenz - Wandlung

- Die im Detektor durch Ionisation entstandene Ladung wird mit zwei in Gegenphase arbeitenden Integratoren integriert und weiter als zu dieser Ladung proportionale Frequenz gemessen. Der Ladung-Frequenz-Umsetzer arbeitet als ein selbstzurücksetzender Integrator.
- Der Intensitätsmonitor überwacht deponierte Dosis (getrennt für den einzelnen Bestrahlungspunkt, für Bestrahlungsfläche und für die gesamte Bestrahlung). Sollten die vom Bestrahlungsplan gesetzten Werte überschritten werden, wird ein Interlock-Signal erzeugt, und die Bestrahlung wird unterbrochen.

3.2. Strahlort

3.2.1. Detektor: MWPC

- Die Lage des Strahls wird mit zweifachen Vieldraht-Proportional-Kammern gemessen (Abb. 4). In einem Detektor befinden sich zwei Ausleseebenen, getrennt für die X-Lage und für die Y-Lage. Zwischen diesen Ebenen befindet sich die Potentialebene, die an die Hochspannung angeschlossen ist. Die Ausleseebenen beinhalten jeweils 112 Auslesekanäle.

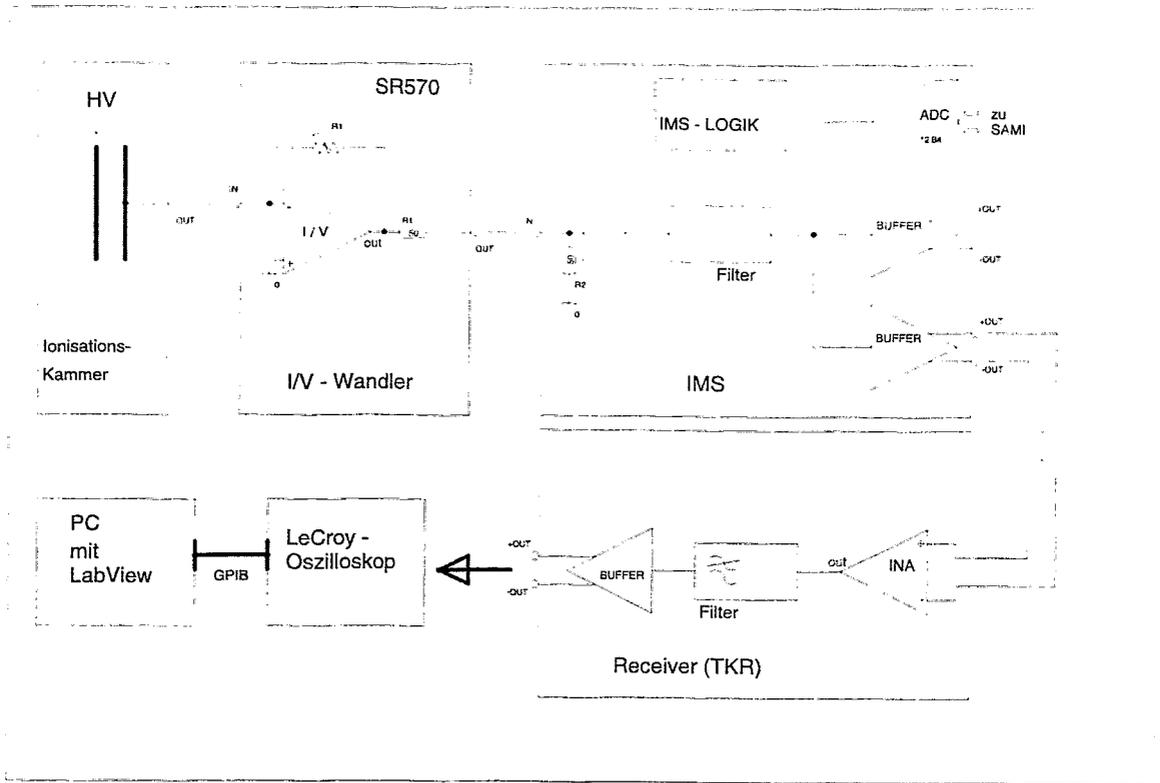


Abb. 2. Blockschatbild der Intensitätsmessung mittels der Detektorstrommessung

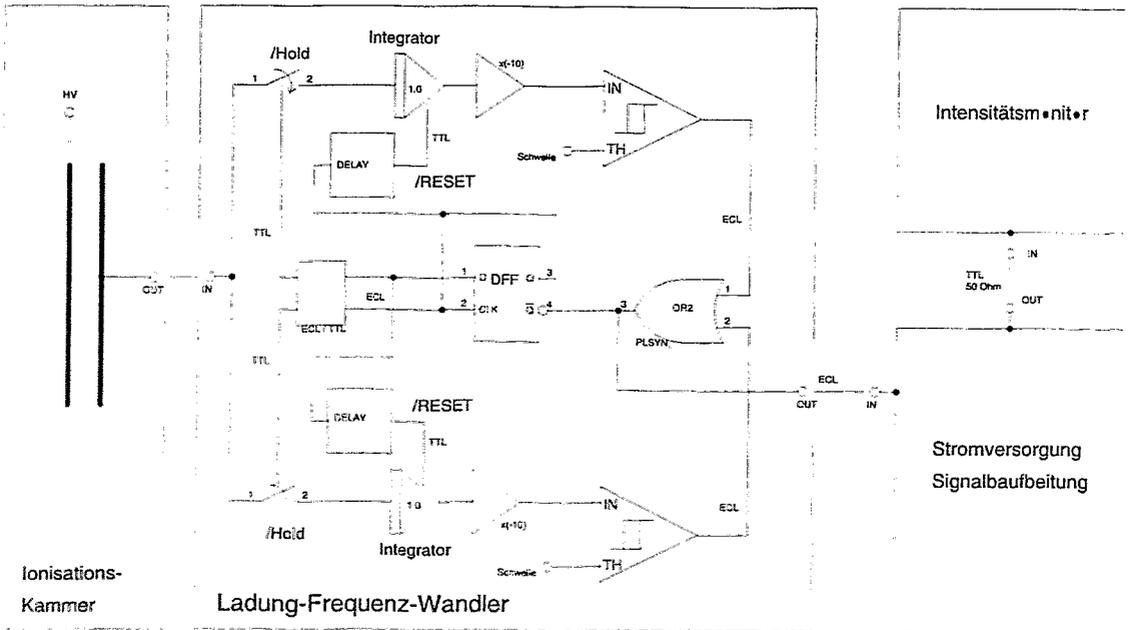


Abb. 3. Blockschema der Ladung - Frequenz - Messung

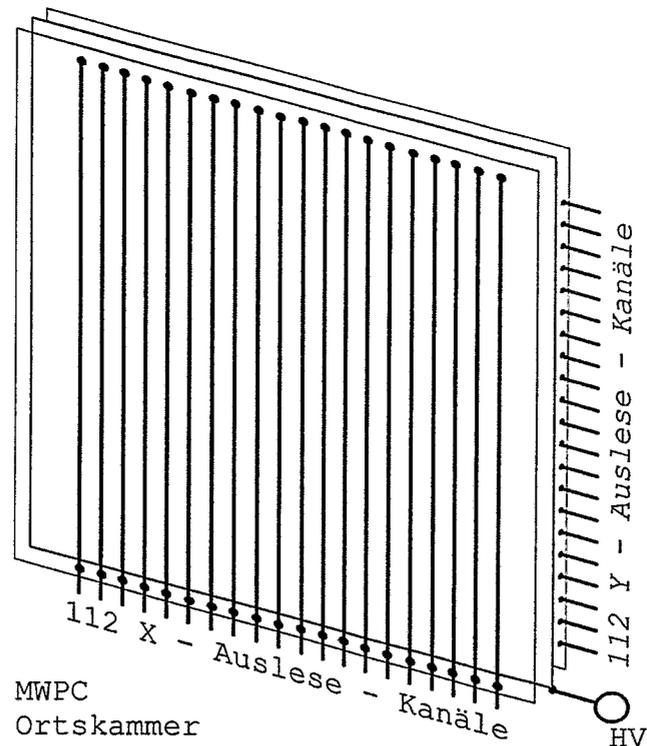


Abb. 4. Ortsdetektor: eine Vieldraht-Proportional-Kammer (MWPC) schematisch dargestellt.

3.2.2. Strahlort: Meßprinzip

- Strahl Lage wird dadurch festgestellt, daß ein Vergleich aller innerhalb eines definierten Zeitabstandes integrierten Ladungen durchgeführt wird. Praktisch werden die Ladungen einzelner Ausleседrähte integriert, digitalisiert und im SAMO - Modul (s. SEI Frühjahrstagung 1997) verglichen. Die Ausleseelektronik besteht aus einem Integrator, Verstärker, ADC (12Bit), Pedestal - Einstellung und Steuerlogik (Abb.5). Die Integration findet immer statt, wenn das RESET - Signal am Integrator inaktiv ist. Die Digitalisierung dagegen wird während der Zurücksetzung des Integrators realisiert. Typische Integrationszeit beträgt 150 μ s.

3.2.3. Strahlort (Basisplatine)

- Die Abb. 6 zeigt schematisch die Basisplatine mit acht Auslesekanälen für die MWPC. Gemeinsam verfügen diese Kanäle über Steuerlogik, Auslese- und Kontrollbus und Schnittstelle zur Ortsmutterplatine (s. u.).

3.2.4. Strahlort (Mutterplatine)

- Die Mutterplatine für die Ortsmessung besteht aus 14 Basisplatinen (112 Auslesekanälen), einer analogen Verbindung zu Ausleседrähten in der MWPC, einem gemeinsamen Daten- und Steuerbus, Eichvorrichtung, Versorgungsspannung-, Temperatur- und Lüfterüberwachung. Außerdem beinhaltet sie auch Schnittstelle zum Gerätebus (GTB), also zum Therapiekontrollsystem (SAMO, s. SEI - Frühjahrstagung 1997).

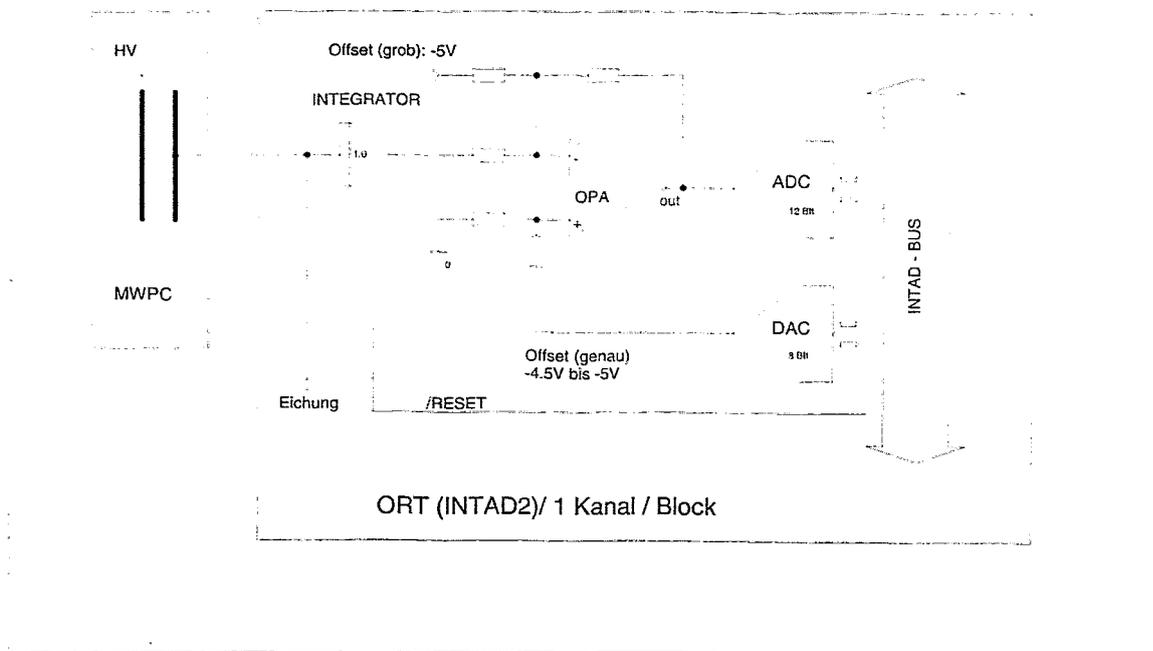


Abb. 5. Einzelner Auslesekanal für die Ortsmessung

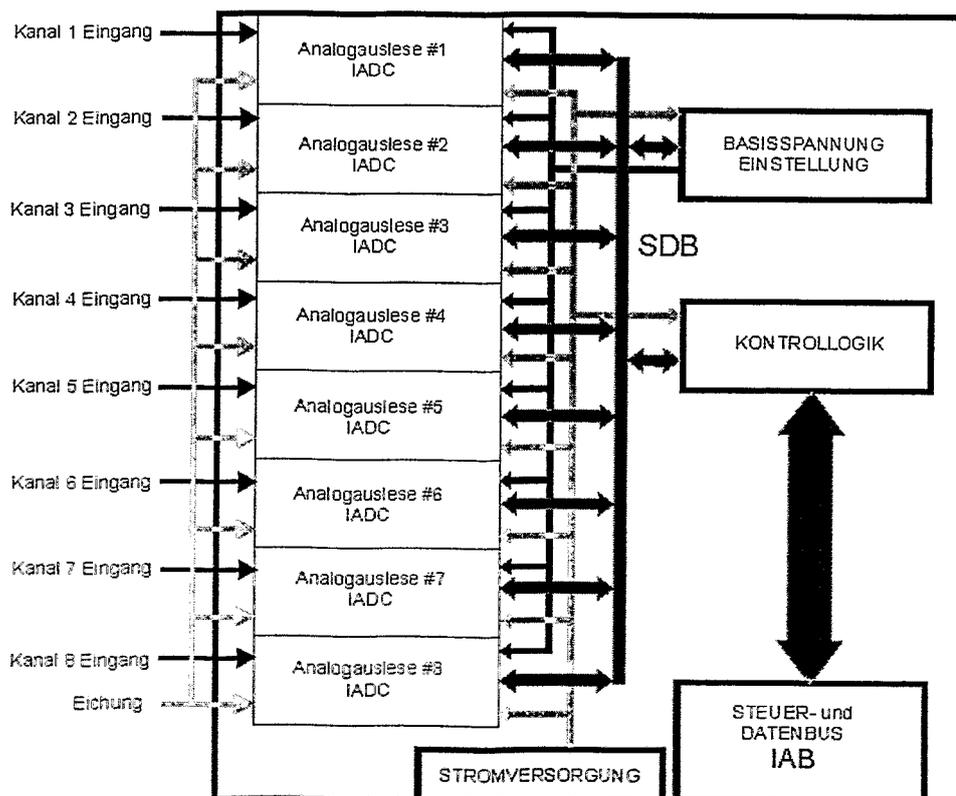


Abb. 6. Die Basisplatine (8 Auslesekanäle) für die Ortsmessung

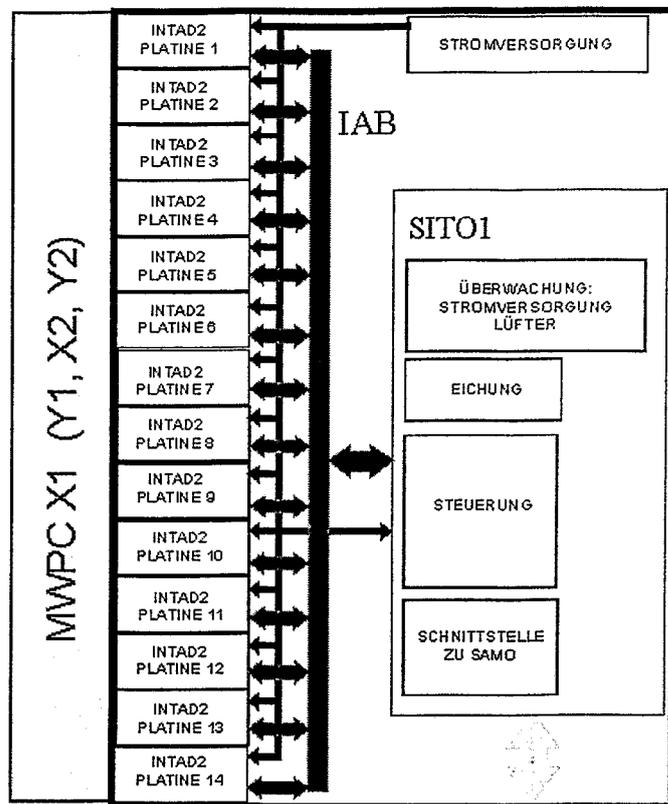


Abb. 7. Mutterplatine für die Ortsmessung (112 Auslesekanäle)

3.3. Parameterüberwachung

- Temperatur, Gasdruck in den Detektoren, Hochspannung, Stromversorgung, und die Ventilatoren der Ortselektronik müssen während des Betriebes gemessen bzw. überwacht werden. Sollte einer der Parameter nicht innerhalb der gesetzten Grenzen liegen, wird ein Interlock gesetzt, also wird die Bestrahlung unterbrochen.
- Die Sensorsignale werden nach der Verstärkung und Symmetrisierung in den Elektronikraum geleitet, wo sie empfangen, gefiltert und digitalisiert werden. Der Fensterkomparator erzeugt ein Lichtsignal, wenn kein Interlock gesetzt werden soll.

4. Betriebsbedingungen

Viele Betriebsbedingungen haben großen Einfluß auf die Genauigkeit der Messungen sowie auf die gewählten Lösungen. Zu diesen Bedingungen gehören u.a.

- Spill - Struktur (s.u.)
- Räumlicher Aufbau (Abb. 8)
- Mikrophonieeffekte in den Ionisationskammern
- Massen und Schutzerde (Schleifen)
- Verbindungen mit externen Komponenten, die Störungen verursachen
 - VME
 - Scanner – Magnete
 - Beschleuniger
 - Therapie – Kontrollraum
 - Ethernet
 - Gassystem

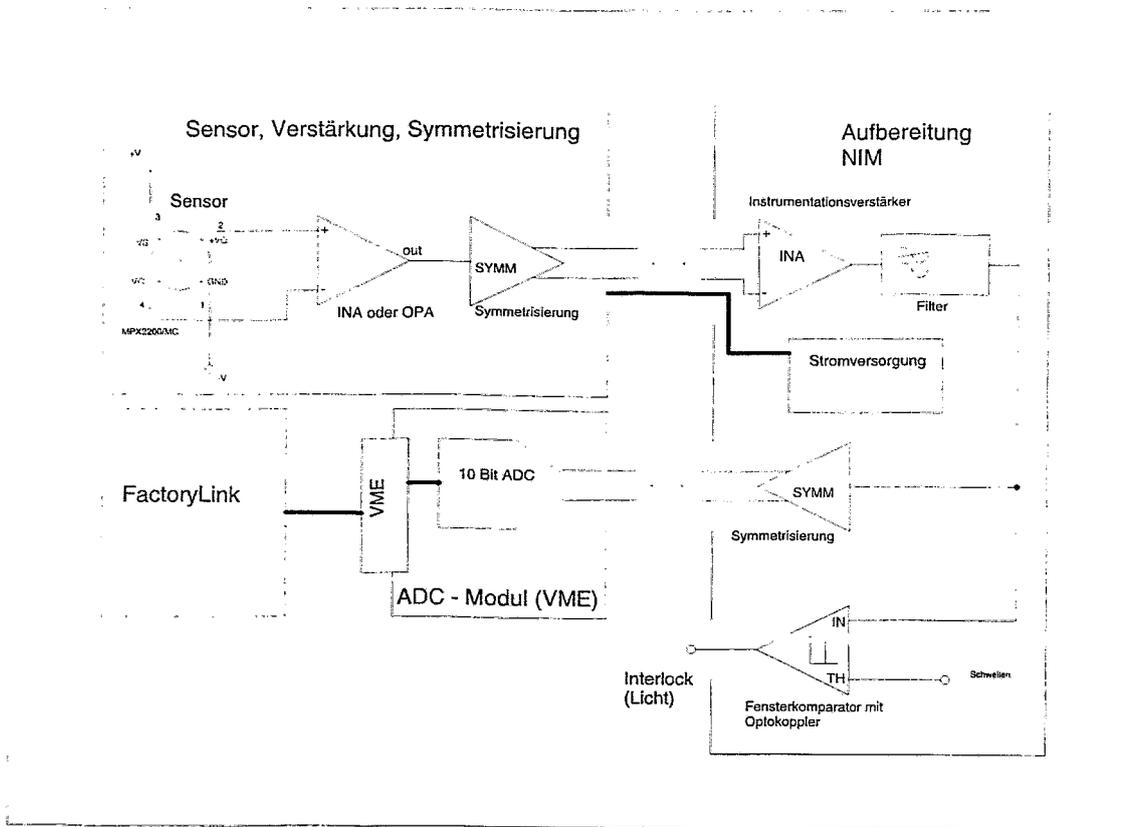


Abb. 8. Schematischer Weg eines Beispielsensorsignals

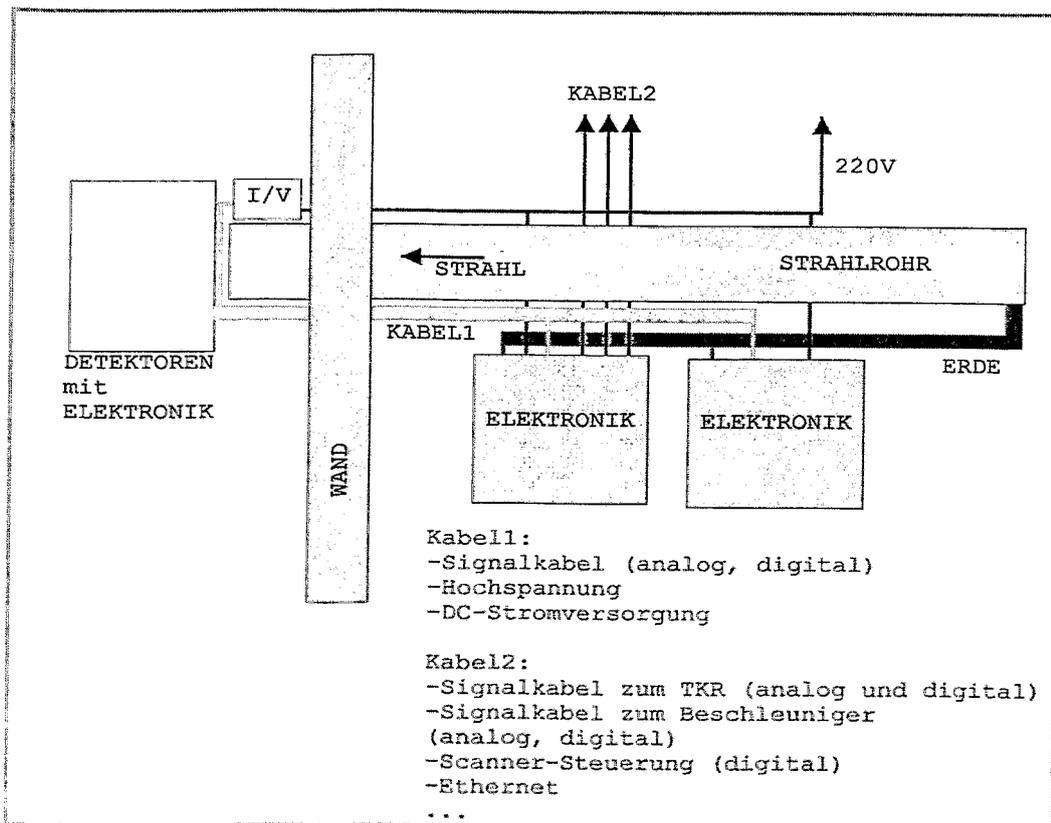


Abb. 8. Räumlicher Aufbau

4.1. Spill - Struktur

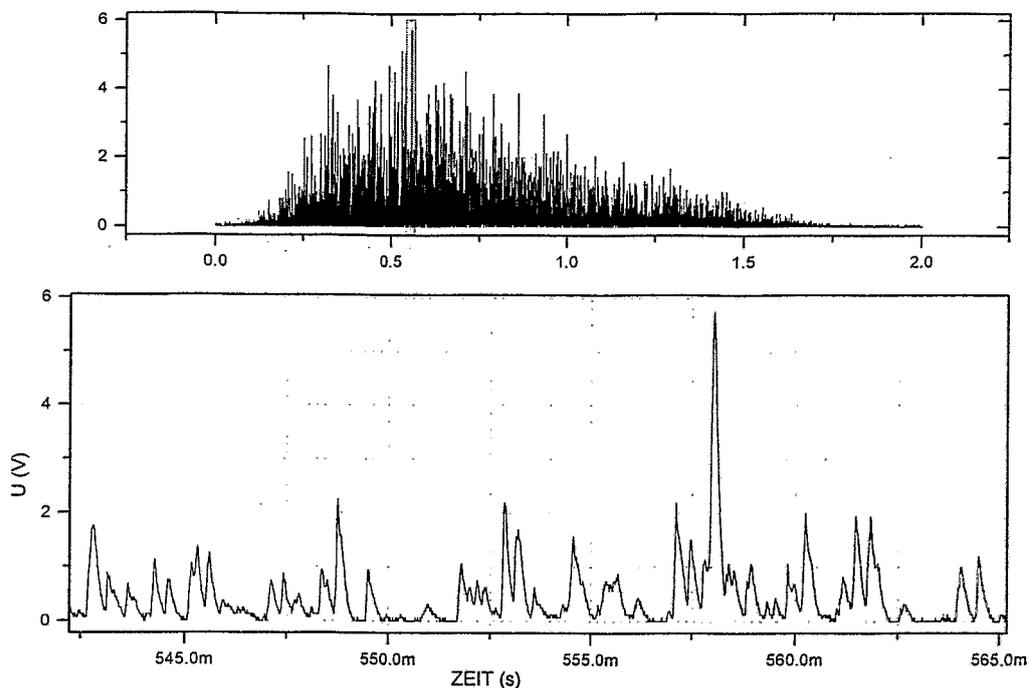


Abb. 9. Typische Zeitverteilung der Intensität in einem Spill (Extraktion) und unten das im oberen Bild gekennzeichnete Ausschnitt genauer dargestellt.

- Die zeitliche Intensitätsverteilung ist sehr komplex (Abb. 9). Große Auswirkung nicht nur auf die Meßgenauigkeit, aber auch auf Meßmethode und die Auswertung hat nicht nur die Pulshöhenverteilung sondern auch die Zeitintervalle zwischen den Pulsen. In dieser Zeit ist z.B. keine Ortsmessung möglich.

5. Zusammenfassung

Zahlreiche analoge Meß- und Kontrollgeräte wurden für das GSI – Therapieprojekt entwickelt und gebaut.

Verlangte Funktionalität und erwartete Meßparameter wurden erreicht, trotz sehr großer Anforderungen und schwieriger Betriebsbedingungen.

Die Geräte wurden in mehreren Strahlzeiten erfolgreich eingesetzt.

Firmware-Entwicklung für den Mini MCA-166

Methoden und Hilfsmittel zur Entwicklung und Testung von Firmware für Embedded Systeme auf Basis des Mikrocontrollers SAB 88C166

Roland Jainsch
Zentralabteilung Forschungs- und Informationstechnik
Forschungszentrum Rossendorf

1. Einführung

Der Mini MCA-166 ist ein portabler Vielkanalanalysator mit einer Auflösung bis zu 4096 Kanälen. Er wurde für den mobilen Einsatz bei Aufgaben der Sicherheitsinspektoren der IAEA und Euratom konzipiert, bietet aber aufgrund seiner guten Leistungsparameter darüber hinaus vielseitige Anwendungsmöglichkeiten. Der Mini MCA-166 enthält den Hauptverstärker, den ADC und den Spektrenspeicher und liefert alle Versorgungsspannungen für HPGe-, NAI- bzw. CdZnTe-Detektoren. Die Bedienung, Visualisierung und das Archivieren der Daten erfolgt über einen Palmtop oder einen PC. Die gesamte Steuerung der Meßwerterfassung und die Datenübertragung via RS-232 realisiert die Firmware. Als Mikrocontroller wird der leistungsfähige 16-Bit-Mikrocontroller SAB 88C166 der Firma Siemens verwendet. Er enthält ein 32kB On-Chip-FLASH-EPROM, Timer/Counter, USART, I/O-Ports und einen ADC mit MUX. Für den 88C166 gibt es eine Vielzahl hochwertiger Entwicklungs- und Testhilfsmittel, von denen einige kurz vorgestellt werden.

2. Firmwarekonzept

Im Gegensatz zu herkömmlichen Softwarelösungen für Steuerungsaufgaben mußte bei der MCA-166 Firmware auf den Einsatz eines vorhandenen Echtzeitbetriebssystems verzichtet werden, um einen maximalen Datendurchsatz zu gewährleisten und keine zusätzliche Totzeit bei der Verarbeitung der Detektorsignale zu erzeugen. Zur Minimierung des Bauelemente- und Strombedarfs sollten möglichst viele Funktionen durch die Software realisiert werden. Dabei sind besonders folgende Funktionen zu nennen:

- Auslesen des ADCs, Ansteuerung des Sliding Scal DACs und Bildung des Spektrums (in ca. 6µs)
- Peak-Stabilisierung zur Kompensation von Drifterscheinungen durch Verstärkungsänderung
- Berechnung der Totzeit bei laufender Messung und Totzeitkorrektur der Meßzeit
- Zählratenkorrektur im Scaler Mode
- Ablauf- und Zeitsteuerung, Datenvorverarbeitung und -übertragung
- Steuerung und Überwachung der Stromversorgung des MCA-166 und des Detektors

Um all diese Aufgaben effizient implementieren, testen und pflegen zu können, wurde die Firmware bis auf wenige laufzeitoptimierte Assemblerrouninen in C geschrieben.

3. Programmierwerkzeuge

Für eine schnelle Programmentwicklung und effektive Testung sind kurze Edit-Compile-Debug-Zyklen von entscheidender Bedeutung. Integrierte Entwicklungsumgebungen bieten heute diese Eigenschaften. Sie enthalten neben einem Editor, einem Browser zum schnellen Auffinden von Definitionen und Referenzen der Variablen und Funktionen im Quelltext, einem Projektverwaltungswerkzeug (MAKE) auch eine Schnittstelle zum Debugger. Besondere Merkmale des, dediziert für 80C166 Architektur geschaffenen, C 80C166 Cross-Compilers der Firma Tasking sind prozessor-spezifische Erweiterungen der Sprache C. Dadurch ist der Zugriff auf alle Ports und Register des 80C166 sowie die Implementierung von Interrupt-Tasks in C möglich. Der erzeugte Maschinencode besitzt gute Laufzeiteigenschaften.

4. Programmtestung

Um ein Programm testen zu können, nutzt man die Simulation oder die entsprechende Zielhardware. Bei der **Simulation** werden die Prozessorbefehle interpretativ abgearbeitet und I/O-Operationen durch Lesen/Schreiben von Dateien nachgebildet. Das Echtzeitverhalten kann aber nicht untersucht werden. Dafür ist man in der Lage, unabhängig von der Zielhardware jederzeit Algorithmen und Teile der Firmware testen.

In der Anfangsphase des MCA-166 Projekts existierte eine Leiterplatte mit der Analogschaltung. An diesen Prototyp wurde ein Evaluationsboard (EVA166) mit 80C166 CPU, RAM und dem Monitor-Programm angeschlossen. Der Monitor telemon 80C166 ist ein "Echtzeitsimulator" für den Test von Applikationen mit dem 80C166 μ C. In Verbindung mit der Dialogsoftware HiTOP auf einem PC wird über die serielle Schnittstelle mit dem Evaluationsboard kommuniziert, die Firmware in den RAM geladen und gestartet. Diese Testmethode, auch **Remote-Debugging** genannt, erlaubt das Setzen von Haltepunkten, Anzeige/Änderung von Speicher- und Registerinhalten, den symbolischen Zugriff auf Variable und die schrittweise Abarbeitung des Programms auf Hochsprach- und Assemblerniveau. Ein Zusatzprogramm (SYMPREP) erzeugt aus dem Quelltext, den Link-Informationen und dem Maschinencode die Debug-Information. Damit hat man insgesamt eine kostengünstige und praktikable Einstiegslösung, wenn man die geringen Echtzeitverluste durch zyklische Abfrage von HiTOP in Kauf nimmt und auf die vom Monitor benötigt Ressourcen des Zielsystems (serieller Port, RAM, Traps) verzichten kann.

Im nächsten Schritt der Hardwareentwicklung entstand eine Leiterplatte mit allen analogen und digitalen MCA-Komponenten (außer der separat aufgebauten Stromversorgung) einschließlich der CPU. Für den weiteren Programmtest wurde nun der Emulator teletest 32 mit einem Adapter für den 88C166 von der Firma Hitex benutzt. Damit kann eine **Echtzeitemulation** durchgeführt werden, welche Zugriff auf die reale CPU und Peripherie der Zielhardware sowie die transparente Untersuchung systemnaher Wechselwirkungen zwischen Hardware und Software in Echtzeit ermöglicht. Zusätzlich zu den Testfunktionen von telemon 80C166 enthält teletest 32 aber noch ein Break-/Triggersystem (auch für externe Signale), einen Echtzeitzähler und einen Tracespeicher. Mit diese Komponenten kann teletest 32 die Messung von Programmlaufzeiten und die Echtzeitaufzeichnung von Programmabläufen durchführen. Komplexe Triggerbedingungen erlauben auch eine schnelle und sichere Analysen des Programmverhaltens in extremen Situationen, wie dem gleichzeitig Auftreten mehrere Interruptanforderungen oder bei sehr selten eintretender Ereigniskombinationen.

5. Zusammenfassung

Alle vorgestellten Testarten haben in konkreten Entwicklungsphasen ihre Einsatzmöglichkeiten und Vorteile. Im Verlauf der MCA-166 Entwicklung hat sich der Emulator teletest 32 als effektives Testsystem erwiesen. Es zeigten sich nur zwei Probleme. Zum ersten verursacht der Emulator nachweisbare Störimpulse in der hochempfindlichen analogen Meßstrecke und zweitens machte sich die Ankopplung des Emulators über die langsame serielle Schnittstelle an den PC besonders beim Laden des Programmes und beim Auslesen des Tracespeichers nachteilig bemerkbar. Letzteres kann aber durch den Zukauf einer schnellen Parallel- oder Ethernet-Schnittstelle für den Emulator geändert werden. Ohne die leistungsfähige Emulationstechnik ist eine effektive Entwicklung komplexer Firmware, wie für den MCA-166, nicht mehr möglich.

6. Referenzen

<http://www.siemens.de/Semiconductor/products/ICs/34/c166>

<http://www.tasking.com/products/80C166>

<http://www.hitex.de/team-166>

Datum: 15.09.97

Industriell entwickelte TDCs für die Forschung

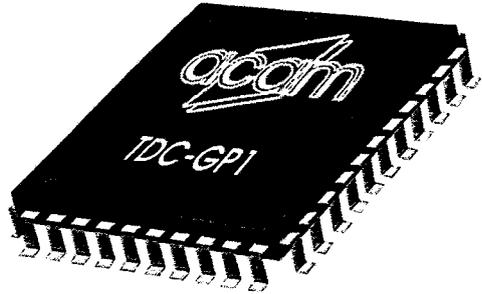
(Augustin Braun, acam-messelectronic gmbh)

Themen:

- TDC-GP1, ein universeller 2 Kanal TDC für Forschung und Industrie, Leistungsmerkmale und Meßergebnisse
- ATMD, PC-gestütztes universelles Zeitmeßgerät für den Laborbedarf und zur Evaluierung, Leistungsmerkmale und Einsatzgebiete
- Wohin geht die TDC Entwicklung in den nächsten Jahren ? Anwendungsgebiete in Forschung und Industrie, Kanalzahl pro Chip, Auflösungen und Preistrends

Der TDC-GP1

Der TDC-GP1 ist ein universeller 2-Kanal-TDC. Konzipiert zum breiten Einsatz in Forschung und Industrie.

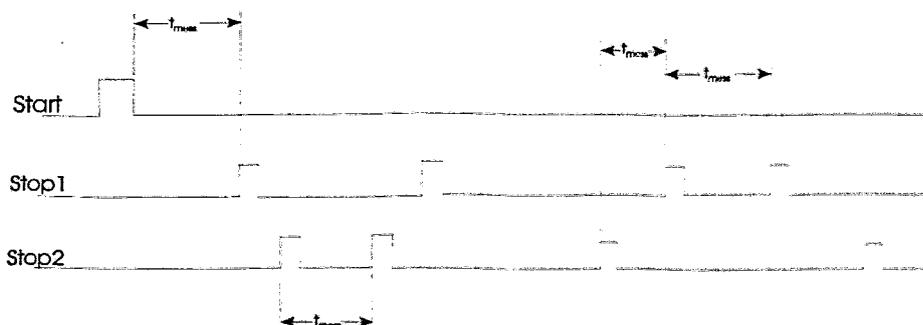


Wesentliche Funktionen des Bausteines im Überblick

- 2 Meßkanäle mit einer Auflösung von ca. **220 ps**, optional 'High Resolution' Modus mit einem Kanal und ca. **110 ps**.
- **4-fach Multihitfähigkeit pro Kanal, 8-fach mit queing beider Kanäle**
- **Doppelpulsauflösung ca. 15 ns, retriggerfähig**
- 2 Messbereiche a: 2 ns - 6,7 μ s
b: 60 ns - 100 ms
- die 8 Ereignisse der beiden Kanäle können beliebig zueinander vermessen werden, dabei keine minimal erforderliche Zeitdifferenz zwischen den Ereignissen notwendig, auch negative Zeiten können vermessen werden.
- **die Auflösung kann im 'Resolution Adjust' Modus per Software quatzgenau eingestellt werden.**
- **maximal mögliche Meßfolge: ca. 4 Mio./sec.**
- Ports zum Ausmessen von Widerständen, Kapazitäten und Induktivitäten
- Flankensensitivität der Meßeingänge einstellbar
- interne ALU zur Kalibration des Meßergebnisses. Mit einer 24-Bit Multiplikationseinheit kann das Ergebnis zusätzlich skaliert werden.
- weiter Bereich für den Kalibrations Takt: 500 kHz - 35 MHz (100 MHz)
- kein ALU Takt erforderlich, Berechnungszeit der ALU: ca. 2 μ s für Kalibration und (optional) ca. 2 μ s für Multiplikation
- platzsparendes und dennoch produktionsfreundliches 44-TQFP Gehäuse
- extrem geringe Stromaufnahme, voll batterietauglich mögliche Betriebsspannung: 2.7 V - 5.5 V

Mögliche Meßfolgen, die mit diesem Baustein ausgewertet werden kann

Alle dargestellten Zeiten können mit dem TDC-GP1 vermessen und Chipintern berechnet werden.



Meßergebnisse des TDC-GP1

1. Temperaturabhängigkeit der Auflösung

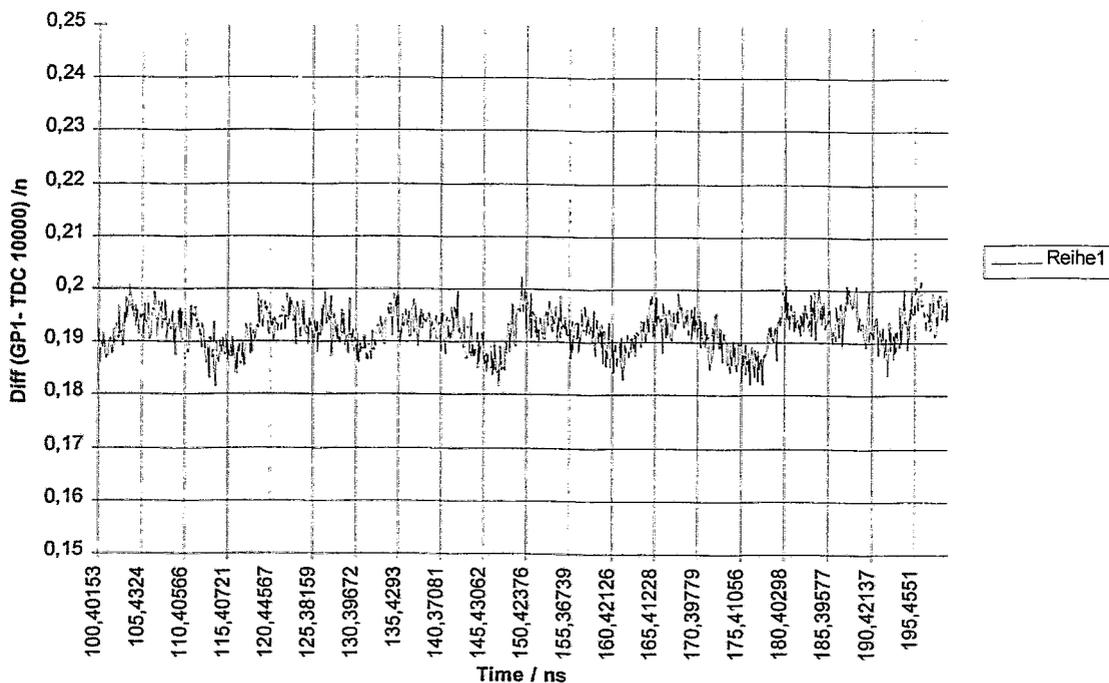
- im standard Start-Stop Betrieb: ca. 3000 ppm/K
- im Resolution Lock Betrieb: ca. 30-50 ppm/K
- im Resolution Adjust Betrieb: - temperaturunabhängig !!!!! -

2. Meßgenauigkeit, systematische Fehler

Der TDC-GP1 zeichnet sich durch extrem geringe systematische Meßfehler aus.

Genauigkeit TDC-GP1, AV 10230 Dat.: 10.5.97

(TDC 10000 Sinuskorrigiert)



Die Größe der systematischen Fehler des TDC-GP1 konnte bislang nicht ermittelt werden, da er unterhalb der Fehler der verwendeten Referenzgeräte liegt. Die restlichen erkennbaren systematischen Fehler im obigen Diagramm stammen praktisch komplett vom Referenzgerät !!!!!

→ Bitte beachten Sie die Skalenteilung von 10ps/div

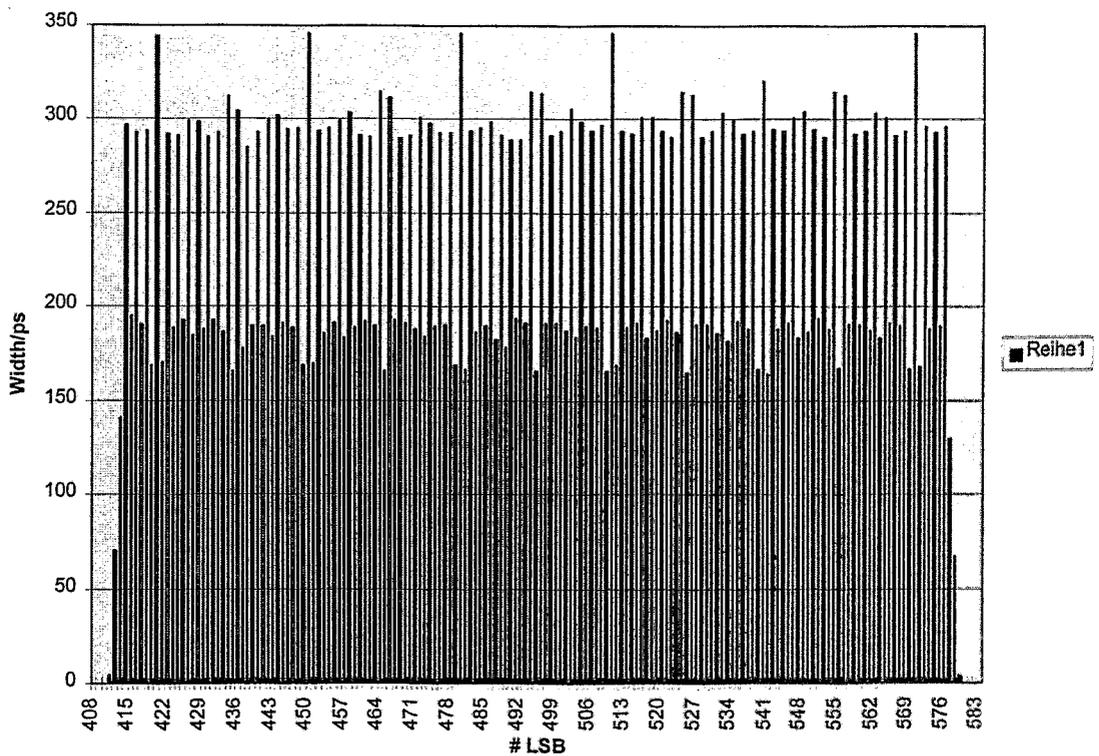
3. Histogramme

Ist man auf eine geringe differentielle Nichtlinearität angewiesen empfiehlt sich auf jeden Fall der resolution Adjust Modus, da man hier die deutlich besseren Ergebnisse erzielt.

Die Histogramme wurden mit einem Pulsgenerator DG 535 (Stanford Research) als Quelle erzeugt.

3.1 Normale Auflösung, resolution Adjust Modus

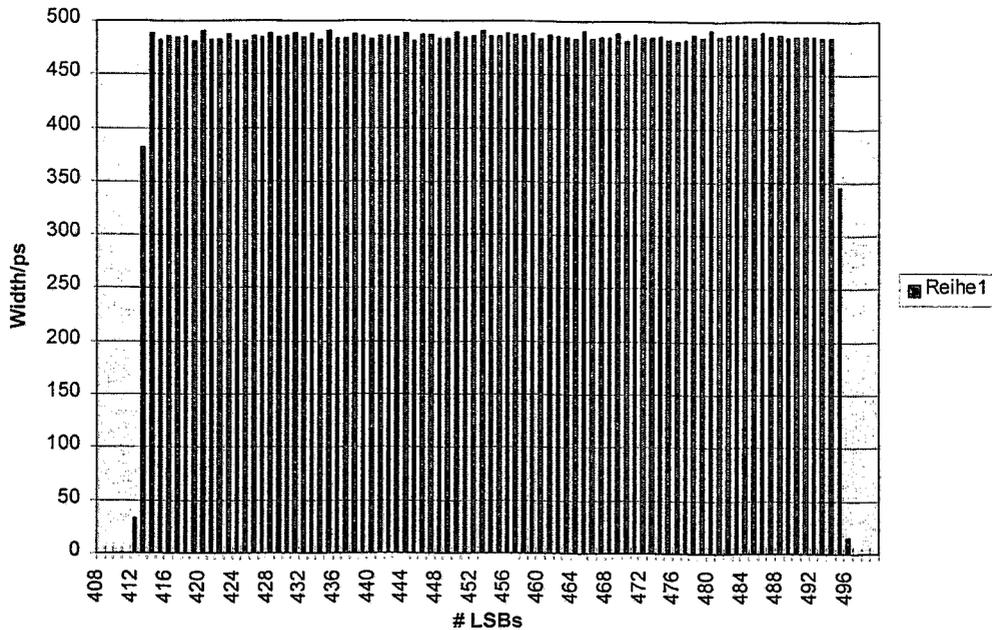
Histogramm, normres, resoadj, Dat.: 7.5.97



Hier erkennt man deutlich eine Kammstruktur, die sich aus den physikalischen Gegebenheiten eines CMOS Prozesses ergibt (unterschiedliche Zeiten für Rise und Fall Flanke).

3.2 Halbe Auflösung, Resolution Adjust Modus

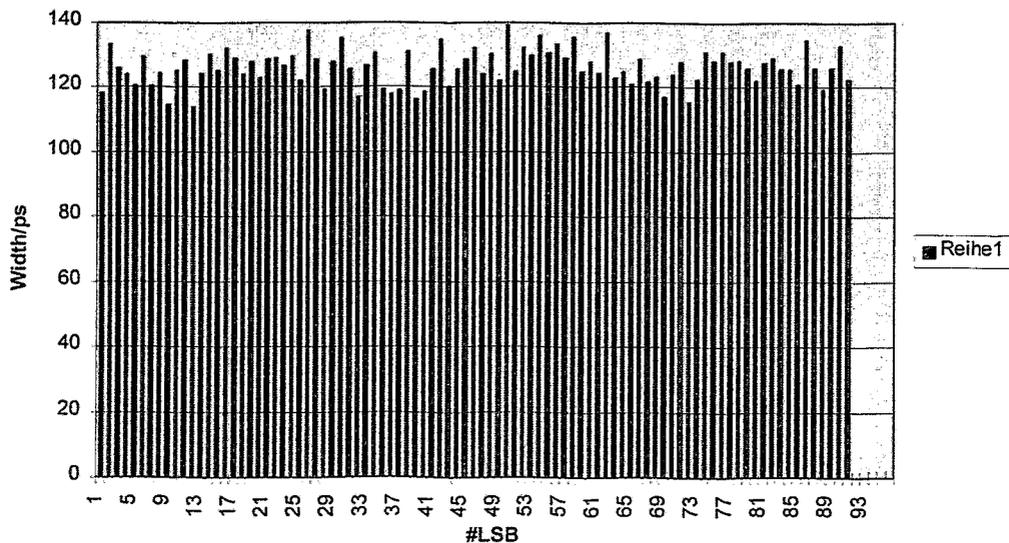
Histogramm, halfres, resoadj, Dat.: 6.5.97



Durch Halbierung der Auflösung, d.h. dem Zusammenfassen von jeweils 2 LSB kann man die differentielle Nichtlinearität erheblich verbessern ($< 2\%$)

3.3 Doppelte Auflösung, Resolution Adjust Modus

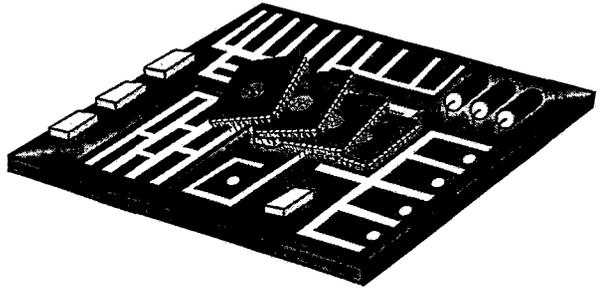
Histogramm higrs resoadj, 22.07.97



Bei doppelter Auflösung ergibt sich eine bessere differentielle Nichtlinearität als bei einfacher Auflösung. Die Kammstruktur ist nicht mehr zu erkennen.

Das ATMD

Ein universelles PC-gestütztes Meßgerät für den Laborbedarf und als Evaluationswerkzeug für TDCs

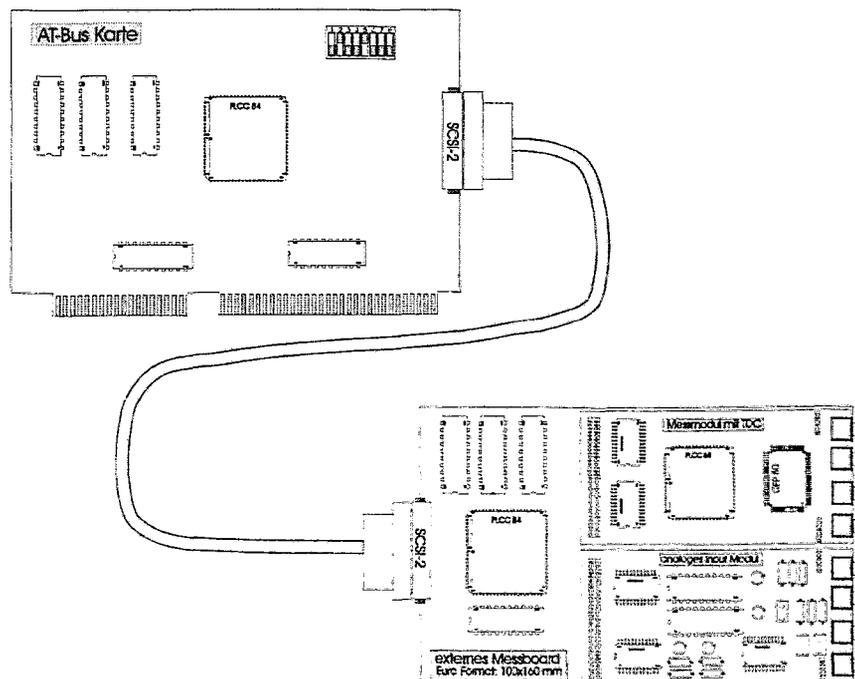


Wesentlichen

Eigenschaften des Gerätes im Überblick

- PC gestütztes System, Kommunikation über 16-Bit AT Bus Karte
- 2 Komponenten System
 - a: externes Meßgerät mit bis zu 2 Meßmodulen
 - b: 16-Bit AT-Bus Einsteckkarte
- verschiedene TDC Module für das externe Meßgerät verfügbar (z.Zt. AM-GP1, Am 10000)
- zusätzlich weitere Unterstützungs- und Spezialmodule in Vorbereitung
- mehrere Geräte können an einem PC betrieben werden
- keine zusätzliche Spannungsversorgung für das externe Gerät, wird über Verbindungskabel mit versorgt
- Bedienungsprogramm auf Win '95 und Applikationsprogramme auf DOS (mit Source Code)
- Anwenderspezifische Software kann auf jeder Programmiersprache selbst geschrieben werden
- 2 Betriebsarten
 - a: AT-Bus Polling Betrieb bis ca. 300k Messungen pro Sekunde
 - b: Burst Betrieb, bis ca. 2,5 Mio. Messungen pro Sekunde (peak)
- On Board Meßwert Cache als FIFO. Es können bis zu 32 k Messungen zwischengespeichert werden

Gerätekonzept



Betriebsmodi

Das Gerät verfügt über 2 sehr unterschiedliche Betriebsmodi

1. AT-Bus Betrieb

In diesem Modus ist das ATMD ein fast neutraler Kommandoübermitter an die TDCs.

d.h.

- direkte Steuerung der TDCs über den AT-Bus
- einfacher Zugriff auf die gesamte Funktionalität der Bausteine
- mögliche Meßrate: ca. 300K/sec.

Das Gerät ist in diesem Modus äußerst flexibel und kann an praktisch an jede Messaufgabe angepaßt werden, die mit dem gewählten TDC möglich ist.

2. Burst Betrieb (FIFO-Betrieb)

High Speed Modus für höchste Meßraten.

- Meßablauf wird nach Konfiguration über das ATMD gesteuert.
- nur eingeschränkter Meßablauf möglich
- mögliche Meßrate: 2.5 Mio./sec. (peak), 1 Mio./sec. Dauerstrich

Einsatzgebiete des ATMD

Die Konzeption des Gerätes berücksichtigt 2 Anwendungsfälle

- als leistungsfähiges flexibles Labormeßgerät
- als Evaluationswerkzeug für den Test von TDCs

Weitere Möglichkeiten

Das Grundsystem ist ein fast neutrales Trägersystem für Module dadurch ergibt sich die Möglichkeit der Anpassung des Gerätes an bestimmte Aufgaben durch Sondermodule

Beispiel: MCP-Histogrammodul

Die industrielle TDC Entwicklung in den nächsten Jahren ?

Simple Erkenntnis:

Die treibenden Motoren sind Anwendungen mit zu erwartenden hohen Stückzahlen.

Woher kommen die Impulse für neue Entwicklungen?

Impulse aus der Forschung:

- Großexperimente der Hochenergiephysik (LHC-Experimente, Atlas, ALICE, LHC-B,...)
- evtl. größerer Bedarf in anderen Bereichen (z.B. Biologie)

Der Bedarf in der Forschung ist gekennzeichnet durch bekannte, etablierte Applikationen. Neue Anwendungen sind zögernd zu erkennen und beziehen sich in der Regel auf kleinere Stückzahlen. Insgesamt ein Markt mit geringerem Wachstumspotential, sehr un stetig. Die hohen Kanalzahlen werden bei nur wenigen Experimenten benötigt.

Dies bezieht sich auf den Chip Bereich, im Gerätebereich sehen wir durchaus Möglichkeiten durch neue interessante Entwicklungen Impulse zu setzen.

Impulse aus dem industriellen Bereich:

- Durchflußmeßtechnik
- Abstands-, Längen-, Geschwindigkeitsmessung mit Laser, Ultraschall
- verschiedenartigste Sensorsysteme zur Erfassung weiterer physikalischer Größen (z.B. Induktive, Kapazitive Systeme zur Erfassung von Gegenständen)

In der Industrie haben wir einen Markt der sich im Entstehen befindet. Durch die Universalität von Zeitdifferenzmessung sind die Anwendungen sehr vielfältig. Die Bausteine sind zuverlässig und jetzt in einem Preis/Leistungsverhältnis der den Masseneinsatz erlaubt. Es ist in den nächsten Jahren durch den fortschreitenden Einsatz von Sensorsystemen (z.B. Automobilbereich) mit einem starken Anwachsen des Marktes zu rechnen. Der Markt ist deutlich kontinuierlicher als in der Forschung.

Fazit: TDCs sind jetzt dabei, ihre Geburtsstätte, die Forschung, zu verlassen. und sich als breit eingesetztes Verfahren in vielen Bereichen zu etablieren.

Weiterentwicklung der Technik von TDCs in den nächsten Jahren:

Stichwort: Auflösung

Die Auflösung wird weniger eine Frage des technisch Machbaren, als mehr eine Frage des Benötigten und kommerziell Sinnvollen sein. Wenn man 10 ps TDCs braucht, wird man sie entwickeln, sofern das Anwendungsfeld groß genug ist.

Wir wären z.B. in der Lage, ohne unsere Standardverfahren zu verlassen TDCs bis ca. 20 ps Auflösung (ca. 40ps - 50 ps mit Multihitfähigkeit) zu entwickeln. Wir werden für das Compass Experiment am CERN einen GP1 basierten Messkern auf 0.6 μ CMOS mit ca. 75 ps Auflösung entwickeln .

Stichwort: Kanalzahl

Auch hier keine Frage des technisch machbaren, sondern des kommerziell Sinnvollen. Die Stückzahlen eines Bausteines müssen in vernünftiger Relation zu den Entwicklungskosten stehen. Für die großen Experimente sehen wir, je nach Anzahl benötigter Kanäle, 8 oder 16 Kanal Lösungen als wirtschaftlichste Alternative (unter Berücksichtigung aller kommerzieller und technischer Randbedingungen).

Stichwort: Preis

Standard TDCs: 10-15 DM/Kanal bei mittleren Stückzahlen (1k Chips)

Sonder TDCs für die großen Experimente: 4-6 DM /Kanal (kommt sehr auf die Funktionalität an)

Fazit: Die gewaltigen technologischen Fortschritte der letzten Jahre vor allem im CMOS Bereich, haben es ermöglicht, praktisch alle technischen Anforderungen, die an TDCs gestellt werden, zu erfüllen. Es sind genügend Verfahren bekannt und erprobt um die bekannten Aufgaben zu lösen. Der limitierende Faktor ist heute oft die analoge Sensorik, welche die Meßsignale in entsprechender Qualität an den Baustein heranführen muß.

LeCroy - Neuentwicklungen

Dikran Antreasyan
LeCroy SA, Genf
email: antreasyan@lecroy.com

Zusammenfassung

Wir evaluieren neue Produktentwicklungen, die für Elektronik-Projekte von Bedeutung sind. Dies beinhaltet neue TDC und ADC Bausteine, digitale Speicheroszilloskope mit extensiver Signalverarbeitung, sowie Hochspannungs-Systeme mit Ethernet und CANBus Netzwerkanbindungen.

Instead of describing a specific project in detail, we present an overview of several recent product developments at LeCroy. These are relevant to electronics and detector projects at several levels:

- The new integrated circuits with TDC, ADC or high voltage control functions can be integrated into designs carried out at the laboratories. It is the new policy at LeCroy to make the new components available to external users right from the start.
- The digital oscilloscopes serve to capture complex signals and provide a statistical analysis relevant for testing and quality control.
- The new high voltage power supplies allow for an integrated slow control system running over Ethernet or CANBus.
- The modular instrumentation in Camac, VME or Fastbus form factors provide high density solutions for data acquisition.

COMPONENTS

Four new circuits are summarized:

ADC - MQT300 is a charge-to-time converter with three linear ranges giving it 18 bit dynamic range with 12 bit precision. It outputs a time pulse coding the charge, which can be recorded by a multihit TDC with 0.5 ns LSB. It is sensitive down to 10fC with a conversion time of about 6 μ sec.

TDC - MTD133B is an 8 channel converter with 500 psec LSB (RMS of about 250 psec) and 16 bit dynamic range or 32 μ sec full scale. Both common start or common stop operation is possible, with leading or trailing edge measurement for up to 16 hits per event. Recoding both leading and trailing edges for pulse width measurement limits the buffer to 8 hits. The double pulse resolution is about 20 ns. An on-detector TDC has been developed by a Dubna group using this chip with on-board buffer memory and a fast custom bus for readout. This TDC card will be used to read out the drift chambers of the Dirac experiment at CERN (PS-212).

Digitizer - HAD15X is a 500 Msample/s 8-bit digitizer on an MCM chip combining a variable input gain stage and memory up to 512K samples. The first prototype is now being tested.

HV Control - MHV100 has all the functions needed for controlling and monitoring a high voltage power supply. The high voltage must be generated in a separate circuit or transformer. Precision HV settings are achieved by 14 bit DAC, 4.3V internal voltage reference and temperature compensation. Comparators determine trip levels for current and voltage. A serial digital communication link, with up to 256 chips in a daisy chain, provides remote monitoring functions. This chip is being implemented for HV control of photomultipliers in the AMS (Alpha Magnetic Spectrometer) experiment now preparing for a test flight in the space shuttle.

DIGITAL OSCILLOSCOPES

The **LC series** of oscilloscopes have achieved significant performance standards as well as introducing color display. The LC574 digitizes at 4Gsample/s single shot when all 4 channels are used in parallel. Individual channels digitize at 1 Gsample/s single shot with an input bandwidth of 1GHz. The total memory depth can be as large as 8M points. The 96 MHz PowerPC processor allows rapid analysis of data stored in memory. The SmartTrigger function allows complex trigger patterns to be defined.

A powerful feature of these oscilloscopes is the ability to analyse the captured signals in real time. The histogramming function gives a choice of about 50 parameters that can be plotted such as the risetime, the integral, time delay between two points on the signal, baseline jitter etc. The statistical parameters of the histograms such as the mean and RMS are updated continuously, giving a new dimension to signal analysis. Statistically determined parameters can also be plotted as a function of time to follow the changes in the signal (Trend). Standard spectrum analysis functions such as FFT are also available.

The Advanced Math package provides many math functions to describe the data. It can also be used to define a signal envelope for quality control applications. A logic output indicates if the signal is inside or outside the defined envelope.

DATA ACQUISITION MODULES

Three recent additions to our series of data acquisition cards are described:

Time stretcher - STT100 is a single channel card that stretches input signal times by a factor of 20. Used in conjunction with a 500 ps TDC it provides 25 ps LSB. It can work both in common start and common stop modes. Recording both the signal and the stretched pulse allows for self-calibration using a statistical data sample. It requires an external clock of 60-100 MHz.

Logic unit- 2367 is a Camac card with a Xilinx 4013E gate array, a 6Mbyte RAM and a 16-bit DSP. Its 59 contacts can be used either as inputs or outputs to provide a variety of functions such as fast trigger logic, histogramming memory, sequencer and FERA controller/buffer. It is compatible with Fastcamac.

VME TDC - VT960 is a 9U VME TDC in the new VME64 standard. It has 96 channels with 0.5 ns LSB and uses the chip MTD133B mentioned above. Sparse data readout and zero suppression features, as well as MBLT, insure fast readout of large detectors.

HIGH VOLTAGE POWER SUPPLIES

VISyN is the name given to the 1450 series of high voltage power supplies designed for network compatibility. The system has 3 mainframes with capacities of 2, 4 and 16 plug-in HV cards. The two larger mainframes contain processors which insure communication with a number of networks. Interfaces for Ethernet and Arcnet are available, CANBus interface is in development.

This system includes 6 basic types of multi-channel plug-in cards producing voltages from 120V up to 6 kV. The modular design of these cards allows to modify V-I characteristics to specific projects, reducing the output voltage, for example, to increase the output current. The current resolution ranges from 10 nA (1469/M100) to 1 μ A typical. Each card has an on-board processor which controls the output voltage and trips the system in case of overcurrent. Thus stability and monitoring of the system do not depend on the state of the communications link with a host computer.

CONCLUSIONS

We hope that this overview conveys the scope of developments at LeCroy. Furthermore, we hope that some of them can be useful in your present and future projects. We look forward to continuing collaboration in research electronics, which is what got LeCroy started and which remains a powerful stimulus for new developments.