
Archiv-Ex.:
FZR-185
Juli 1997

**Bericht der Frühjahrstagung
der Studiengruppe für
Elektronische Instrumentierung
vom 7. bis 9. April 1997
in Darmstadt (GSI)**

**S
E
I**

Herausgeber:
FORSCHUNGSZENTRUM ROSSENDORF
Postfach 51 01 19
D-01314 Dresden
Telefon (0351) 26 00
Telefax (0351) 2 69 04 61

Als Manuscript gedruckt
Alle Rechte beim Herausgeber

Report der Frühjahrstagung
der Studiengruppe für Elektronische Instrumentierung
vom 7. bis 9. April 1997 in Darmstadt (GSI)

Inhalt:

Teilnehmerliste

Kurzfassung der Vorträge

Dr. Frank Gabriel

Forschungszentrum Rossendorf e. V.
Forschungs- und Informationstechnik
Postfach 510119, 01314 Dresden

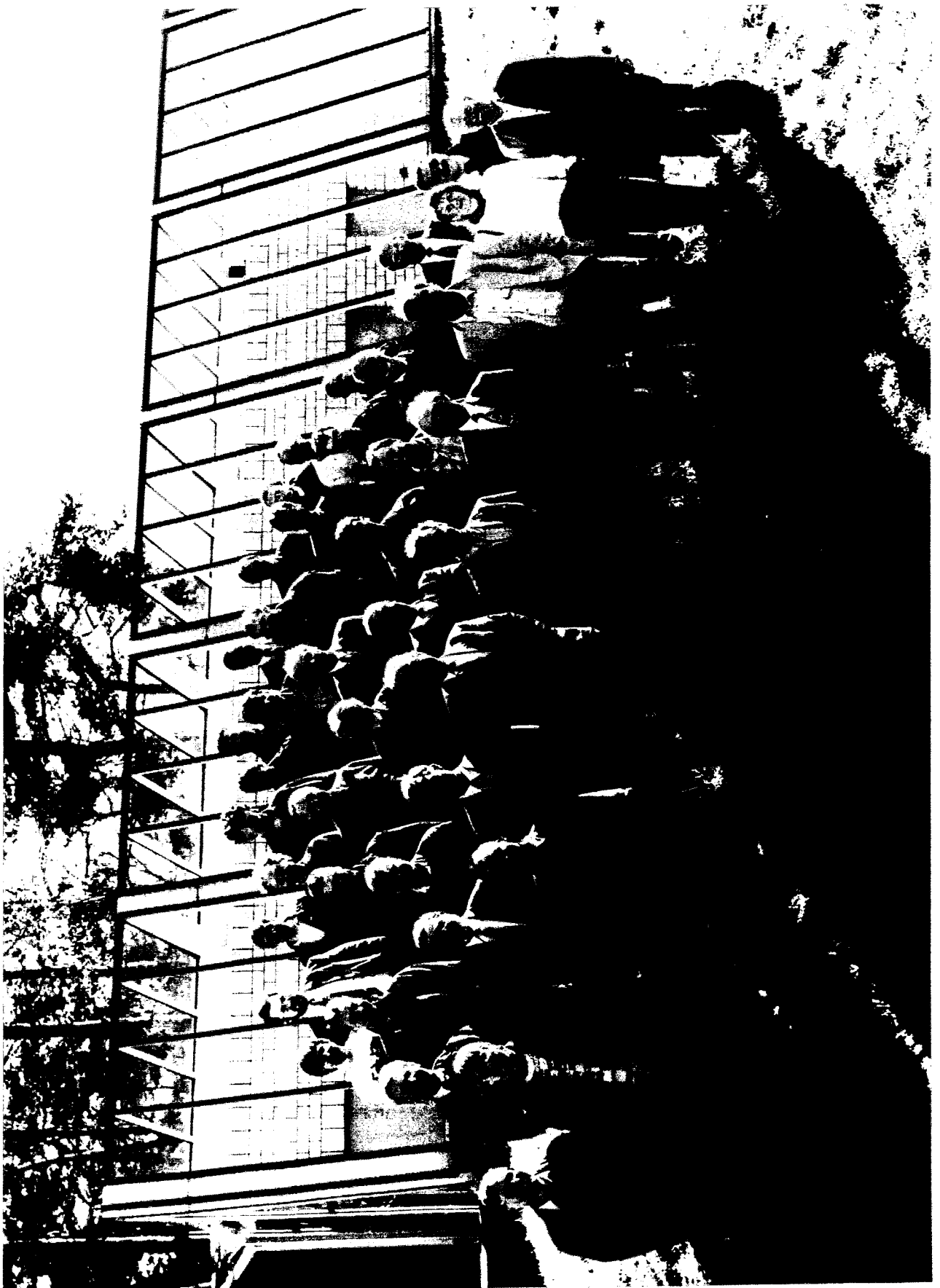
Tel.: 0351 / 260 - 3109
Fax: 0351 / 260 - 3110
E-mail: za-fwf@fz-rossendorf.de

Studiengruppe für Elektronische Instrumentierung



Teilnehmerliste 07. bis 09. April 1997 in Darmstadt

<i>Aliman, Michael</i>	<i>Uni Wuppertal</i>
<i>Badura, Eugen</i>	<i>GSI Darmstadt</i>
<i>Bibitzki, Gunnar</i>	<i>GSI Darmstadt</i>
<i>Bonnes, Uwe</i>	<i>TH Darmstadt</i>
<i>Born, Matthias</i>	<i>Uni Marburg</i>
<i>Braun, Gerhard</i>	<i>Fakultät f. Physik Freiburg</i>
<i>Ferlemann, Frieder</i>	<i>Uni Heidelberg</i>
<i>Gabriel, Frank</i>	<i>FZ Rossendorf</i>
<i>Gemmeke, Hartmut</i>	<i>FZ Karlsruhe</i>
<i>Glasmachers, Albrecht</i>	<i>Uni Wuppertal</i>
<i>Gomaz, Tunc</i>	<i>PTB Berlin</i>
<i>Heidt, Felix</i>	<i>Ing. Büro Heidt</i>
<i>Herbrand, Frank</i>	<i>FZ Rossendorf</i>
<i>Hilgers, Gerhard</i>	<i>PTB Braunschweig</i>
<i>Hillers,</i>	<i>Gesellsch. f. Bildanalyse und Meßwerterfass. mbH</i>
<i>Hoffmann J.</i>	<i>GSI Darmstadt</i>
<i>Isacson, Anders</i>	<i>ETH Zürich</i>
<i>Kennepohl, Klemens</i>	<i>FZ Jülich</i>
<i>Klein, J. Winfried</i>	<i>Ruhr-Uni Bochum</i>
<i>Kurz N.</i>	<i>GSI Darmstadt</i>
<i>Martin, Michael</i>	<i>HMI Berlin</i>
<i>Meisel, Ulrich</i>	<i>HMI Berlin</i>
<i>Meyer U.</i>	<i>DESY Zeuthen</i>
<i>Michael M.</i>	<i>HMI Berlin</i>
<i>Mihlan, Hein F.</i>	<i>PTB Braunschweig</i>
<i>Müller, Klaus D.</i>	<i>Jülich</i>
<i>Muß, Peter</i>	<i>Uni Wuppertal</i>
<i>Neyer, Christian</i>	<i>GSI Darmstadt</i>
<i>Notz, Dieter</i>	<i>DESY Hamburg</i>
<i>Nowack G.</i>	<i>Ruhr-Uni Bochum</i>
<i>Paul, H.-J.</i>	<i>Uni Hannover</i>
<i>Poppensieker K.</i>	<i>GSI Darmstadt</i>
<i>Ribitzki G.</i>	<i>GSI Darmstadt</i>
<i>Richter, Mathias</i>	<i>GSI Darmstadt</i>
<i>Rüschmann, Gustav</i>	<i>Inst. f. Kernphysik Frankfurt</i>
<i>Schäfer F.</i>	<i>GSI Darmstadt</i>
<i>Schulze, Rolf</i>	<i>GSI Darmstadt</i>
<i>Stollfuß, Detlef</i>	<i>PTB Berlin</i>
<i>Stolper, Matthias</i>	<i>DESY Hamburg</i>
<i>Wiesemann, Astrid</i>	<i>FZ Karlsruhe</i>
<i>Wüstner, Peter</i>	<i>FZ Jülich</i>
<i>Zillikens, Hans-Peter</i>	<i>FZ Jülich</i>



Teilnehmer der Frühjahrstagung
der SEI im April 1997 in Darmstadt (GSI)

Verzeichnis der Vorträge

	Seite
Über GSI und DV&EE M. Richter <i>GSI Darmstadt</i>	1
Sicherheits- und Kontrollsystem für das GSI Therapieprojekt K. Poppensieker <i>GSI Darmstadt</i>	5
Steuerungs und Auslese Modul -SAM - J. Hoffmann <i>GSI Darmstadt</i>	13
Hardware Tests mit JTAG Boundray-Scan G. Ribitzki <i>GSI Darmstadt</i>	17
Der 2 Schwellen Diskriminator - diskret und als Chip - C. Neyer <i>GSI Darmstadt</i>	21
Ein Integrierter TAC für Flugzeitmessungen am LHC-ALICE-Experiment R. Schulze <i>GSI Darmstadt</i>	25
TDC für Zeitmessungen am HADES-MDC-Detektor F. Schäfer <i>GSI Darmstadt</i>	31
Echtzeitanwendungen und -Datenaquisition N. Kurz <i>GSI Darmstadt</i>	35
Der Einsatz von Zeilensensoren bei der Auswertung 2-dimensionaler Röntgenbilder G. Nowack <i>Ruhr-Uni Bochum</i>	37
EMV-gerechtes Leiterplattendesign U. Meyer <i>DESY-IIfH Zeuthen</i>	41
Breitbandige Anregung und Detektion bei elektrischen Ionenresonanzzellen M. Aliman <i>Bergische Uni Wuppertal</i>	48
Ionendetektorsysteme mit hohem Dynamikbereich für Laufzeit-Massenspektrometer P. Muß <i>Bergische Uni Wuppertal</i>	54
Hardware-Entwicklung für eine künstliche Nase Astrid Wiesemann <i>FZ Karlsruhe</i>	59
Entwicklung von GHz Komponenten am HMI M. Martin <i>HMI Berlin</i>	63
2. Generation des Datenaufnahmesystems EMS P. Wüstner <i>FZ Jülich</i>	64
„Kontroll“-System im FZK - HPE H. Gemmeke <i>Forschungszentrum Karlsruhe</i>	66
Meßdatenerfassungssystem für Biosignale D. Stollfuß <i>Phys.-Techn. Bundesanstalt Berlin</i>	70
Automatische Strahlführung an Teilchenbeschleunigern F. Herbrand <i>FZ Rossendorf</i>	77
Bericht vom Workshop PC in Real-time and Controls D. Notz <i>DESY Hamburg</i>	82
Vorstellung der Firma und ihrer Produkte Hillers <i>Gesellschaft für Bildanalyse und Meßwerterfassung mbH</i>	84

Willkommen

bei der



**Gesellschaft für
Schwerionenforschung mbH**

einer Forschungsanlage der
Hermann von Helmholtz-
Gemeinschaft Deutscher
Forschungszentren HGF

Die **GSII** wurde 1969 gegründet.
Ziel war es, Beschleunigeranlagen
für alle Elemente bis zum Uran zu
erstellen und zu betreiben.

Forschungsgebiete (etwa 80%
reine Grundlagenforschung) sind:

- Kernphysik
- Kernchemie
- Atomphysik
- Biophysik und Strahlenbiologie
- Materialforschung
- Plasmaphysik

Etwa 700 Mitarbeiter und
über 1.000 Gäste aus über
100 deutschen und internationalen
Hochschulen und anderen
Forschungseinrichtungen.

Die **GSII** wird zu 90% vom BMBF
und zu 10% vom Land Hessen
finanziert (etwa 130 MDM).

Die drei Beschleuniger

- **UNILAC** (etwa 100 m Linear-
beschleuniger, 20 MeV/u, seit
1975)
- **SIS** (Synchrotron, 216 m Umfang,
2 GeV/u, seit 1990)
- **ESR** (Speichersynchrotron, 108 m
Umfang, seit 1990)

liefern im Jahr während etwa 6.000
Stunden beschleunigte Schwerionen-
strahlen an etwa 20 Meßplätze für
die Experimente.

Ein unabhängiger Experiment-
ausschuß begutachtet alle und
empfiehlt etwa 40 verschiedene
Experimentvorschläge pro Jahr.

Einige herausragende Experimente bei der **GSII**:

- Entdeckung der 6 schwersten
Elemente mit den Ordnungszahlen
107, 108, 109, 110, 111 und 112
- Entdeckung des Protonenzerfalls
- Entdeckung von über 150 neuen
Isotopen, darunter auch ^{100}Sn
- Messungen an U^{91+} (H-ähnlich)
- Phasenübergang in komprimierter
Kernmaterie
- Strahlenbiologie und Tumorthherapie

Elektronik und Prozeß- Datenverarbeitung bei der GSI

- für die Kontrolle, die Steuerung und das Operating der **Beschleuniger**:
 - Beschleuniger-Elektronik mit Datentechnik und Prozeßrechner Hard- und Software
 - Strahldiagnose
 - Magnete
 - Hochfrequenz
- für den Bereich **Wissenschaftlich-technische Infrastruktur** (Leitung: Wolfgang von Rüden):
 - Datenverarbeitung und Experiment-Elektronik
 - Detektorlabor

Die Abteilung

DV&EE Datenverarbeitung und Experiment-Elektronik

betreut mit ihren 56 Mitarbeitern
**vom Vorverstärker bis zum
Rechenzentrum**

die Elektronik, Datenerfassung und Datenverarbeitung aller Experimente und stellt den allgemeinen Service der Informationstechnik für die **GSI** zur Verfügung.

gemeinsame Leitung:
Stefan Glückert und Mathias Richter

DV&EE Arbeitsgruppen

1 Analogelektronik

- Entwicklungen diskret und ICs
- Detektorelektronik
- NIM-Pool

2 Digitalelektronik

- Entwicklungen (VME, CAMAC, Frontend)
- ADCs, TDCs, QDCs

3 Steuerungen und Technik

- Steuerungen von Experimenten
- Layout (ca. 150/Jahr), Bestückungen (SMD, ca. 2.200 Platinen/Jahr, Kabelfertigung, Materialbeschaffung)

4 Experiment Datenverarbeitung

- Datenaufnahmesysteme
- Datenanalysesysteme

5 Anwendungen

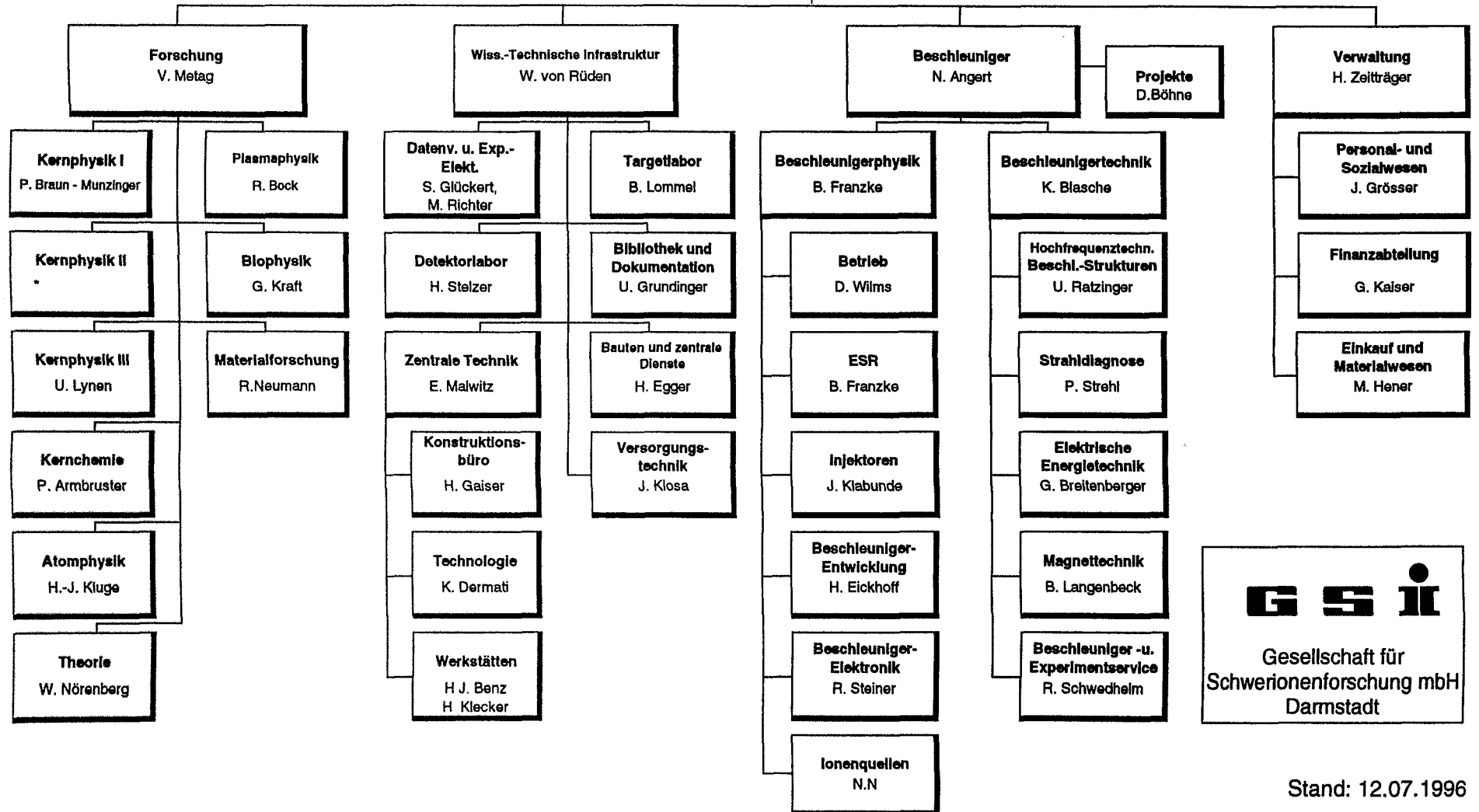
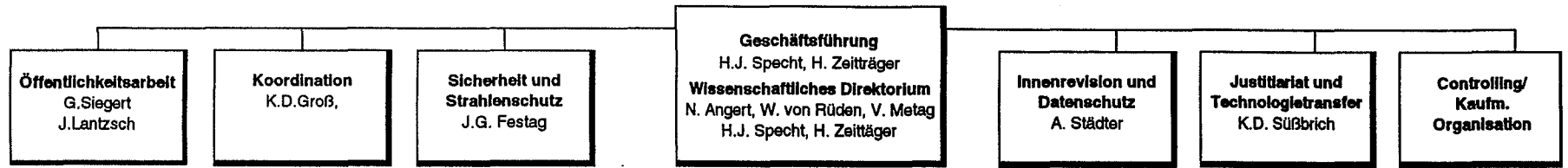
- allgemeine Anwendungssoftware
- WWW
- PC Betreuung

6 Betriebssysteme und lokale Netze

- AiX (RS/6000+SP/2), OpenVMS (VAX und Alpha), WNT, Linux
- 12 TByte Kassettenroboter
- FDDI mit 3 Gigaswitches als Backbone für strukturiertes Ethernet (ATM geplant)

7 Rechnerbetrieb und WAN

- Operateure für alle Systeme
- Fehlerverfolgung
- 34 Mbit ATM an WIN



GSI
Datenverarbeitung und Experiment-Elektronik

M. Richter

Sekretariat:
 G. Kunz
 S. Zipprich

S. Glückert

Analogelektronik
E. Badura

Digitalelektronik
J. Hoffmann

Steuerungen und
 Technik
K. Poppensieker

Experiment-
 Datenverarbeitung
H. Essel

Anwendungen
P. Malzacher

Betriebssysteme
 und lokale Netze
W. Schiebel

Betrieb und
 WAN
U. Meyer

Mömerzheim, K.
 Muhn, A.
 Neyer, C.
 Przybyla, A.
 Schnotale, D.
 Schulze, R.

Eidmann, G.
 Hardel, H.
 Liebold, P.
 Schäfer, F.

Dengler, J.
 Hammal, H.
 Loos, A.
 Martens, H.G.
 Meufels, W.
 Quis, D.
 Ribitzki, G.

Barth, R.
 Brand, H.
 Dahlinger, M.
 Göringer, H.
 Kurz, N.
 Ott, W.

Giese, I.
 Rutz, K.
 Schiebel, K.
 Start, O.
 Winkler, K.

Aker, G.
 Feyerabend, M.
 Heilmann, J.
 Hocks, E.
 Kreiser, H.
 Schmidt, H.G.
 Thieme, R.

Fritzsche, R.
 Gärtner, R.
 Krall, W.
 Lameli, H.
 Loos, B.
 Pfizenmaier, P.
 Röder, D.
 Schmelig, G.
 Werkmann, E.
 Zecher, R.
 NN

Sicherheits- und Kontrollsystem für das GSI Therapieprojekt

GSI Darmstadt DV-EE

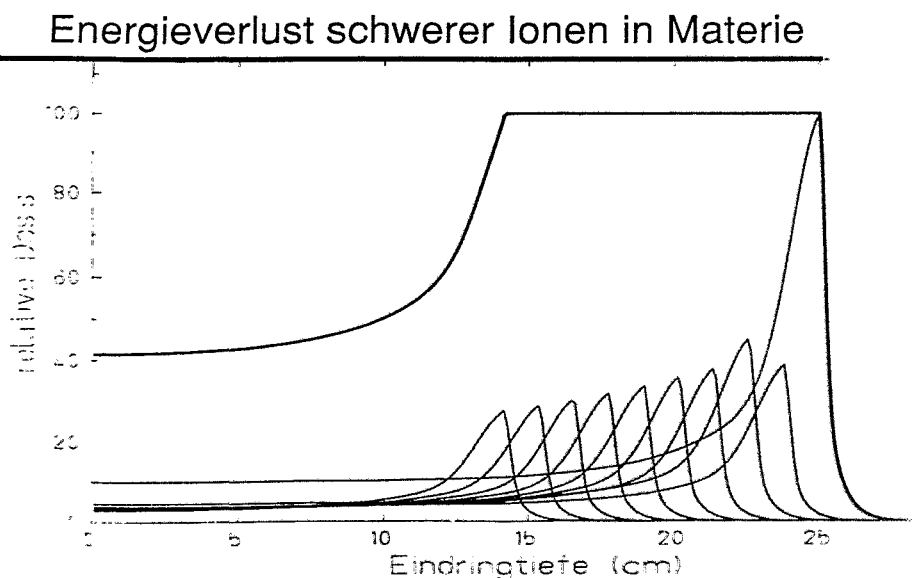
K. Poppensieker

Inhalt

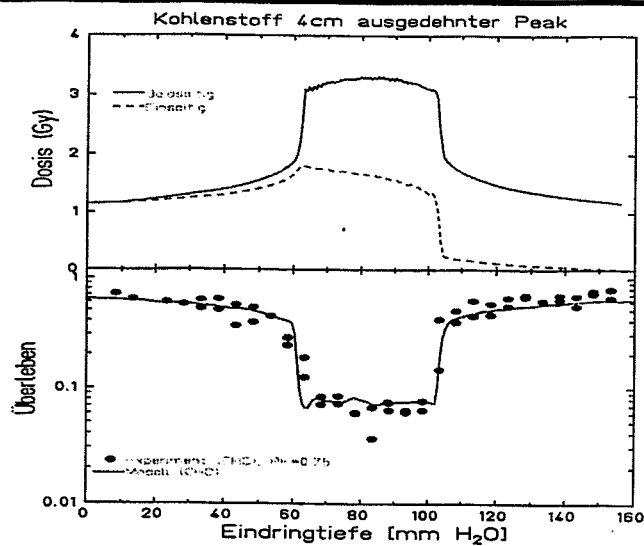
- Grundlagen des GSI Therapieprojektes
- Die physikalischen Größen
- Übersicht über das Kontrollsystem
- Die Prozessdaten
- Die Subsysteme des Kontrollsystems
- Sicherheitsbetrachtungen

Grundlagen des GSI Therapieprojektes

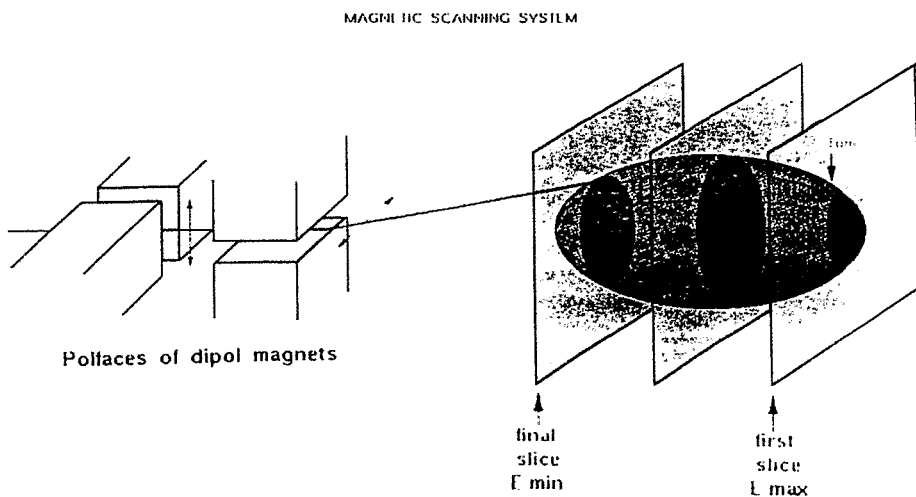
- Energieverlust schwerer Ionen in
Materie - der Bragg Peak
- Biologische Wirksamkeit
- Das Prinzip des Rasterscanners



Biologische Wirksamkeit



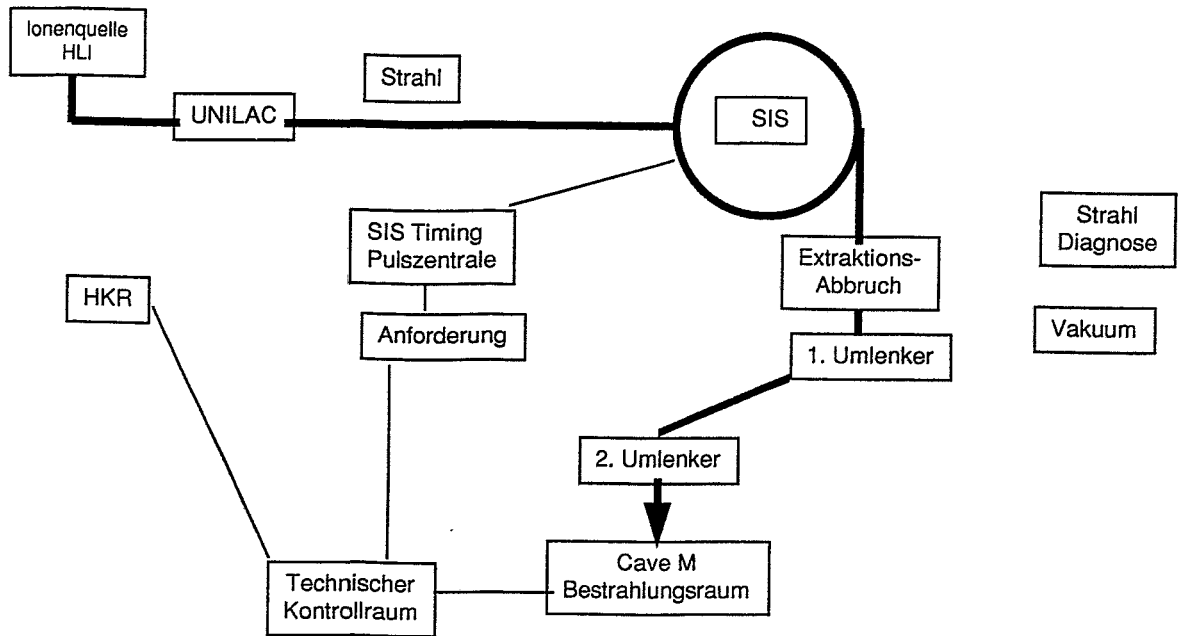
Prinzip des Raster-scanners



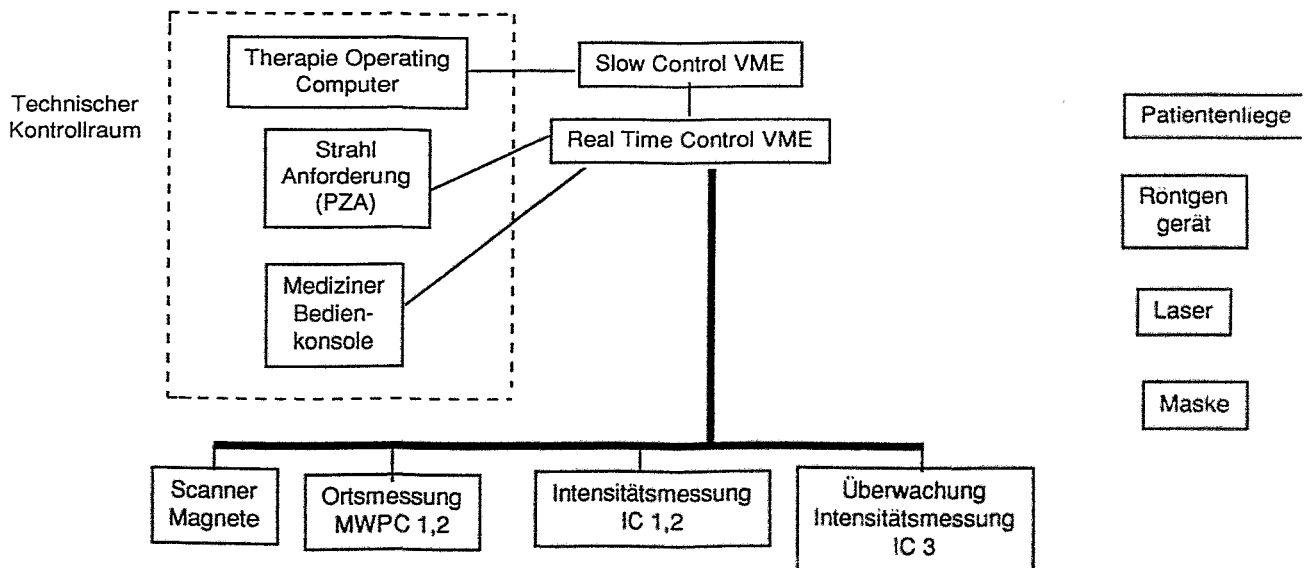
Die physikalischen Größen

- Ionensorte ($_{12}\text{C}^{6+}$)
- Energie (80 - 400 MeV/u in 253 Stufen)
- Fokus des Strahls (in 7 Stufen)
- Intensität (Teilchen / Spill in 15 Stufen)
- Ort des Strahl im Tumor
- applizierte Dosis am Ort des Tumors

Übersicht über das Kontrollsystem Der Beschleuniger SIS



Übersicht über das Kontrollsystem Der Bestrahlungs- und Kontrollraum



Die Prozessdaten

- Beschleuniger (MEFI)
 - Maschinen Nummer (0)
 - Energiestufe
 - Intensitätsstufe
 - Fokus
- Ströme der Scanner Magnete (Toleranzen, Einstellzeit)
- Orte (Pixel) des Tumors (Halbwertsbreite, Toleranzen)
- Dosis pro Punkt, Toleranzen
- Detektoren
 - Hochspannung
 - Gasversorgung
 - Druck und Temperatur
- Patientenposition

Die Subsysteme des Kontrollsystems

1. Slow Control VME

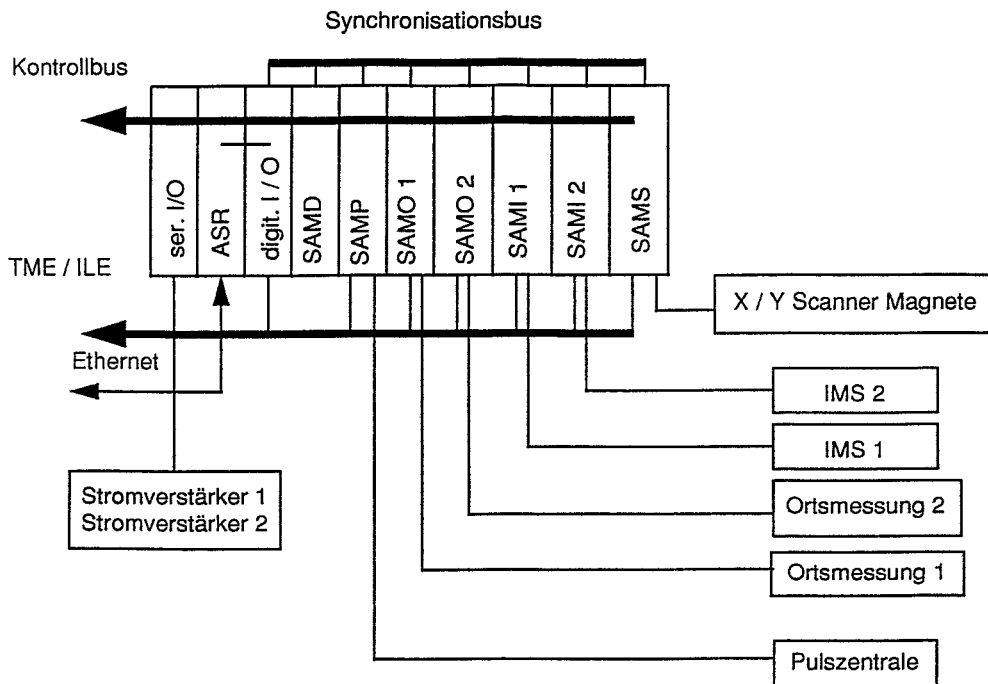
- SKR VME Controller (Ethernet zum Therapie Operating Rechner)
- digitales I / O (Status des Kontrollsystems)
- analoges I / O (Druck, Temperatur)
- Watchdog Timer (TME)
- Interlockeinheit (ILE)
- Intensitätsmonitor
- Kontrollbusadapter (Kommunikation mit Real Time VME)

Die Subsysteme des Kontrollsystems

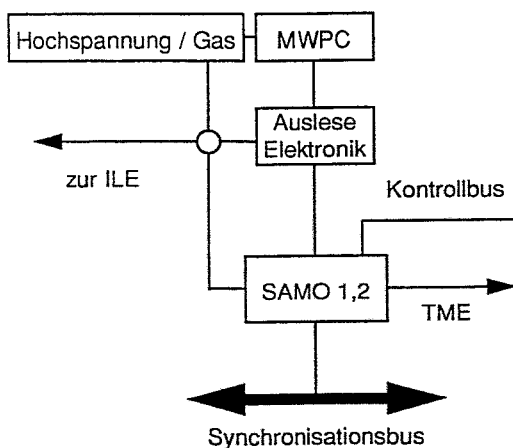
2. Das Real Time VME

- Ablauf Steuerungsrechner (ASR)
 - kommuniziert mit dem TORT über Ethernet
 - » Programme laden und verifizieren
 - » DSP Controller mit Daten versorgen
- Serielles I / O für Einstellung Stromverstärkung (Intensitätsmessung)
- SAMP DSP Controller für Kommunikation mit Strahlanforderung (PZA)
- SAMI (1,2) DSP Controller für Intensitätsmessung (2 x redundant)
- SAMS DSP Controller für Ansteuerung der Scanner Magnete
- SAMO (1,2) DSP Controller für die Ortsmessung (2 x redundant)
- SAMD DSP Controller zur Real Time Anzeige
- digitales I / O zur Kommunikation des ASR mit den DSP Controllern
- Während der Bestrahlung kein I / O auf dem VME

Schematischer Aufbau des Real Time VME

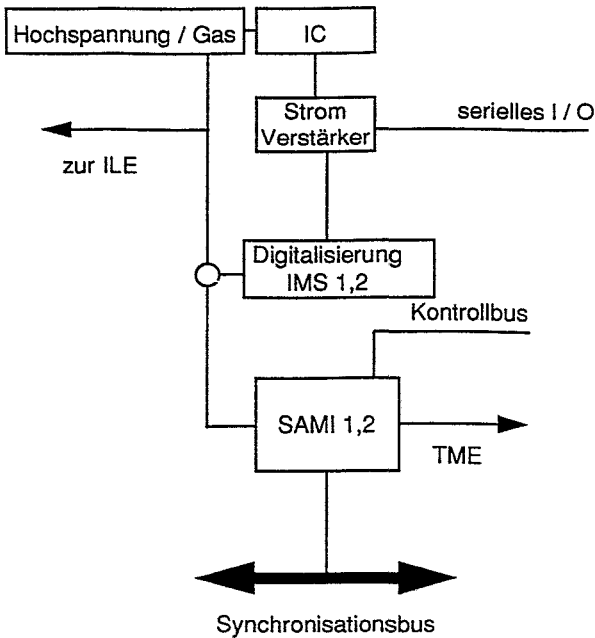


Die Ortsmessung



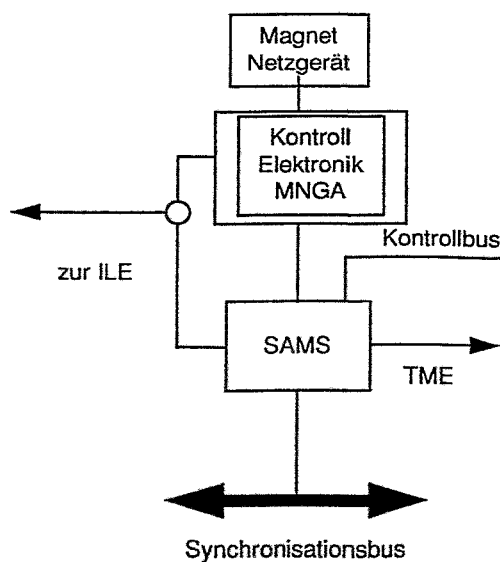
- Verstärkung und Digitalisierung von 100 x 100 Drähten
- Berechnen von Ort und Breite des Strahles für jeden Punkt
- Vergleich der berechneten Werte mit den Werten in der Tabelle des SAMO
- Synchronisation der Tabellenzeiger über den Synchronisationsbus
- Interlockerzeugung bei Fehler der Lage oder Breite, bei Ausfall von HV oder Gas sowie Ausfall der Auslese Elektronik

Die Intensitätsmessung



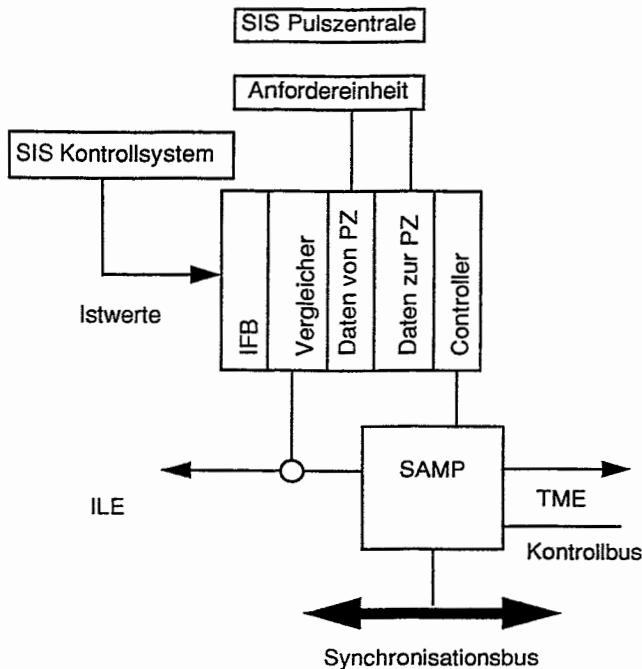
- Stromverstärkungseinstellung gemäß Vorgaben
- Digitalisierung des Ausgangs des Stromverstärkers
- Summieren dieser Werte pro Punkt
- Weiterschaltssignal auf Synchronisationsbus
- Interlock bei HV, Gas Ausfall
- Interlock bei Overload, Dataoverrun, Powerfail
- Interlock bei Überschreitung der maximal Dosis am Punkt

Die Ansteuerung der Scanner Magnete



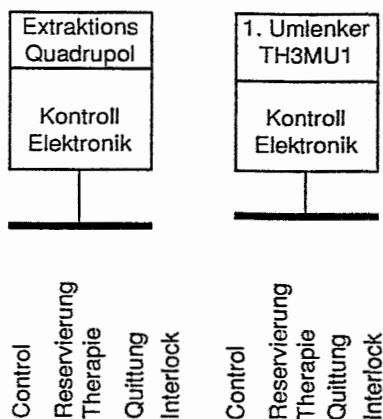
- Setzen der Sollwerte aus der Tabelle des SAMS
- Verifizieren der Istwerte
- Überwachen der Toleranzen
- Überwachen des Zeitfensters
- Synchronisation über den Synchronisationsbus
- Interlock bei Abweichung von Toleranzwert oder Zeitfenster
- Hardwarefehler im MNG
- verhindert das "Galoppieren" des Scanners

Die Pulszentralenansteuerung



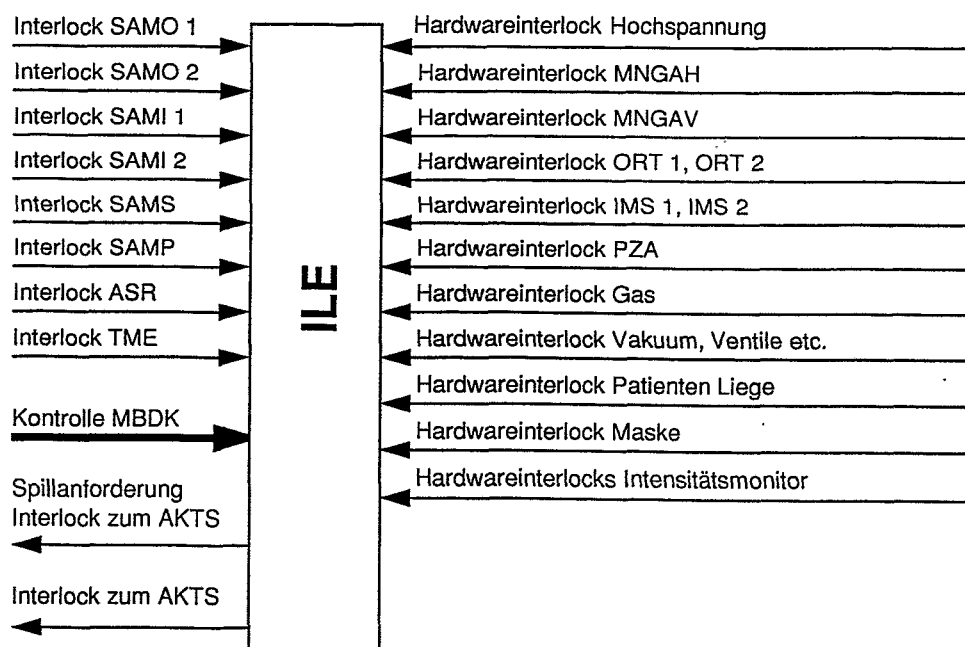
- Beschleuniger Kontrolle (LOCK)
- Senden der MEFI's gemäß Tabelle im SAMP
- Verifikation der gesendeten Daten
- Vergleich mit den "Istwerten"
- Synchronisation der Tabellenzeiger durch Synchronisationsbus
- Interlock bei Verifikationsfehler
- Interlock bei Fehler im Vergleicher

Sicherheitsbetrachtungen Das Spillabbruchsystem AKTS



- Die Beschleunigung kann nicht unterbrochen werden.
- Es kann nur die Extraktion verhindert werden
- Dazu dienen
 - schneller Quadrupol
 - 1. Umlenker
- Spillabbruch bei Öffnen der Leitung "Control", Powerfail etc.
- Reservierung für Therapie mit Quittung
- Interlock Signal wirkt auf beide Magnete
- Sicherheitsrelevante Leitungen in LWL Technik

Die Interlockeinheit ILE



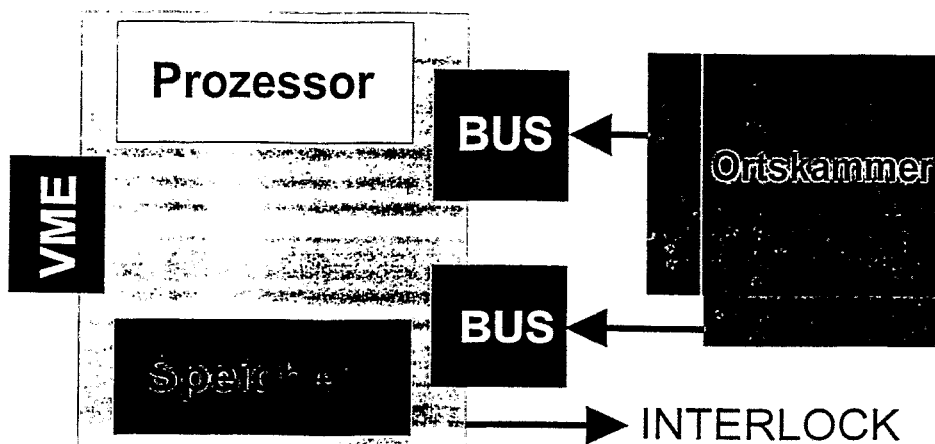
Steuerung und Auslese Modul

SAM

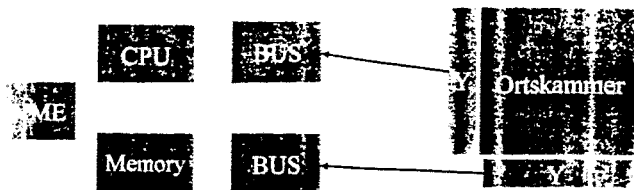
J. Hoffmann GSI

07 April 1997

1. Aufgaben
2. Aufbau
3. Entwicklung
4. Test
5. Einsatz

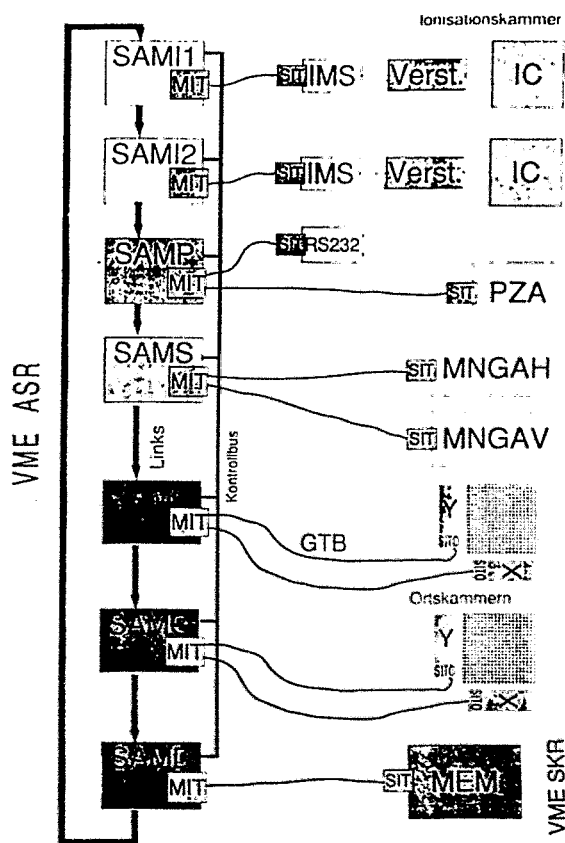


- Ursprünglich wurde geplant das wir ein Modul bauen der, bei der Therapie Projekt, die Strahlage berechnet und ein Interlock Signal generiert wenn sie mit dem vorgegebenen Werten nicht übereinstimmt.



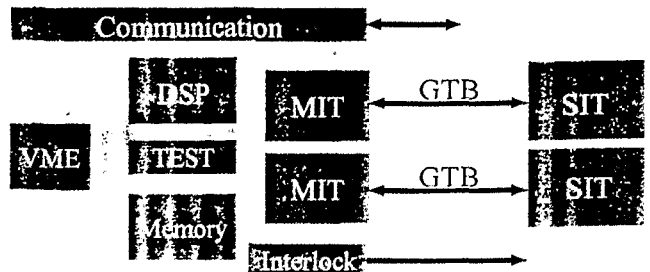
- Nach und nach die Anforderungen wurden erweitert so das jetzt die gesamte Patienten Bestrahlung Ablauf von mehreren SAM Modulen gesteuert wird.

(Bild vom Wolfgang)



- ASR Ablaufsteuerungssystem (in VME aufgebaut).
- Alle hier dargestellte SAM Module sind identisch einschließlich GTB Gerätebus und SIT GTB Slave-Interface.
- Was die Module unterscheidet sind nur die Programme die sie Ausführen.
- Es sind von oben Intensitätsmessung, Pulszentraleansteuerung (Strahl Energie, Fokus, Intensität anforderung) , Verstärkersteuerung, Scanner Magnetnetzgeräte Ansteuerung, Ortsmessung und schließlich on-line Monitoring.

- Sam Modul besteht aus mehreren funktionalen Blöcken.
- es sind zwei unabhängige Geräte Bus Anschlüsse GTB.
- Ein schnelles Digital Signal Prozessor.
- mehrere verschiedene Speicher.
- ein VME Interface.
- Kommunikation Hardware.
- Interlock Hardware.
- Test Hardware.
- SIT Slave Interface gehört auch dazu.



SAM, Steuerung und Auslese Modul

1. GTB, Gerätebus:

- Adressen und Token Modus
- 20 Mbytes/s per GTB (Token Modus)
- Bis zu 100m Kabellänge (differentiel)
- 2 x 2 KWorte 35ns Datenspeicher

2. CPU, TMS320C40-50 MHz DSP:

- Dual Bus, global and local
- 2 Kommunikation Ports über VME P2
- 2 Timers

3. Speicher:

- Programm 2 Mb 17ns
- Daten 16 Mb 70ns
- 2 Mb von Datenspeicher nicht flüchtig

4. Kommunikation:

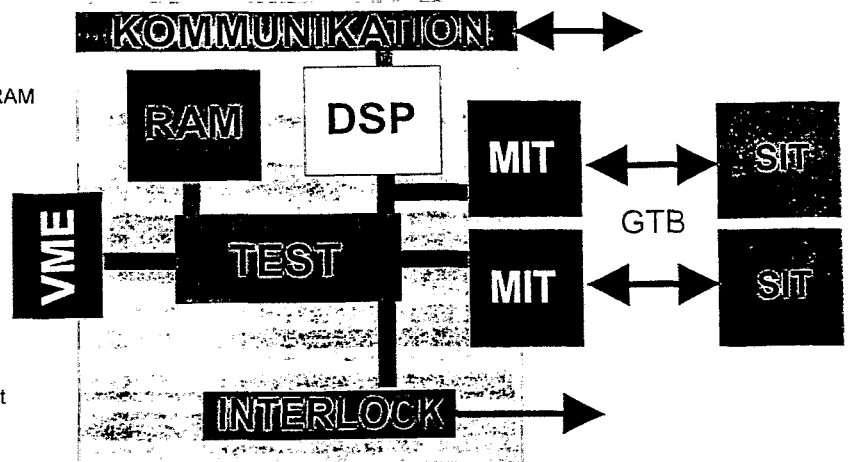
- VME Bus, 8 KByte Kommunikation DPRAM
- 2 DSP Ports am VME P2 Stecker
- Kontroll Bus

5. Sicherheit:

- LWL Interlock Ausgang
- Totmannschaltung LEMO Ausgang
- Geräte Kode
- Time-cut
- Stabile "mini-ribbon" Stecker

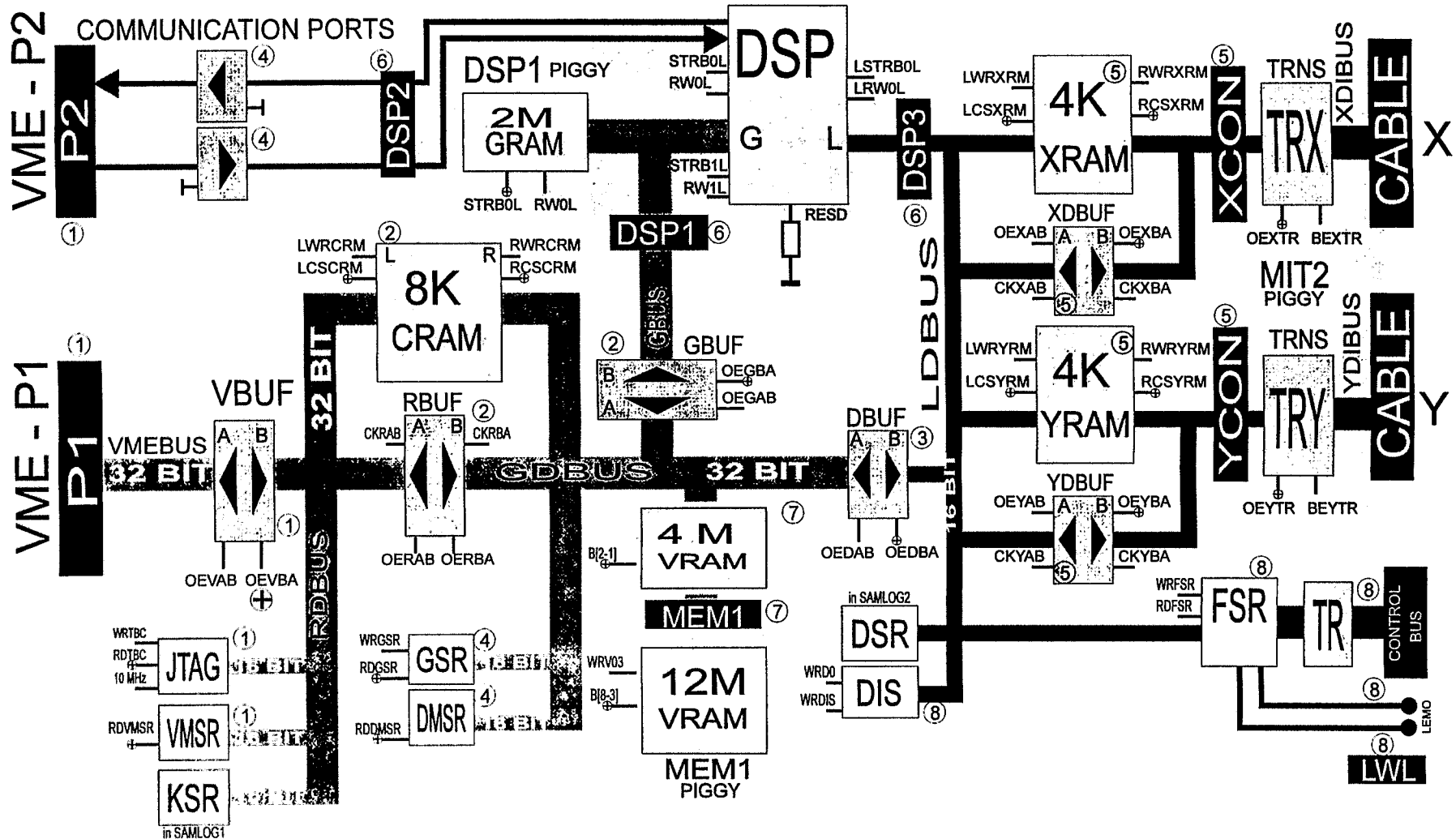
6. Testbarkeit:

- JTAG, TBC, Remote boundary scan test
- ISP, in System Programmierung
- VME Zugriff zu allem Ressourcen
- Logik Analysator Stecker



SAM Data BUS

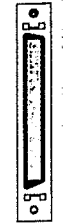
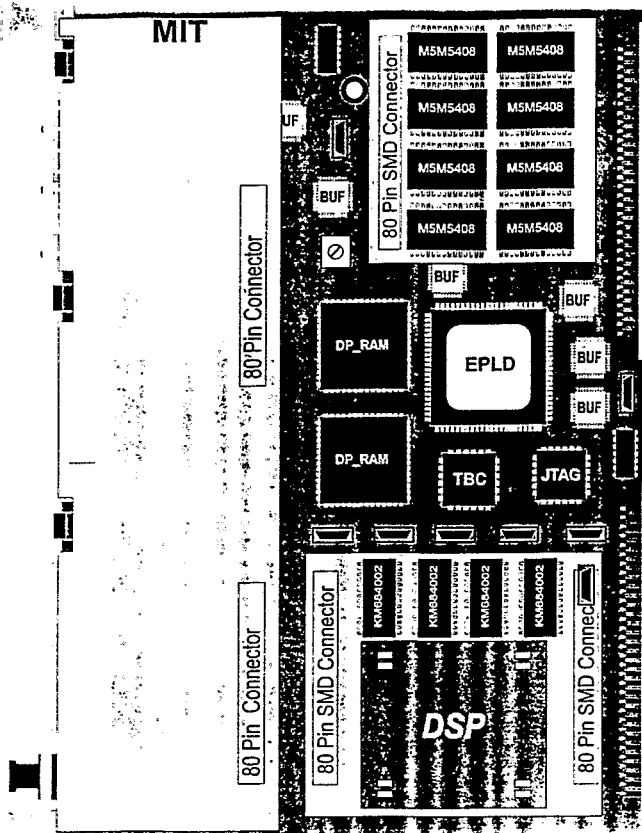
15



N: SGS sheet NR.
+ pullup resistor

SAM1

Frontplatte



26cm

J Hoffmann g ldraw5lsetse14 cdr,15 02 96

Begründung für Eigenentwicklung

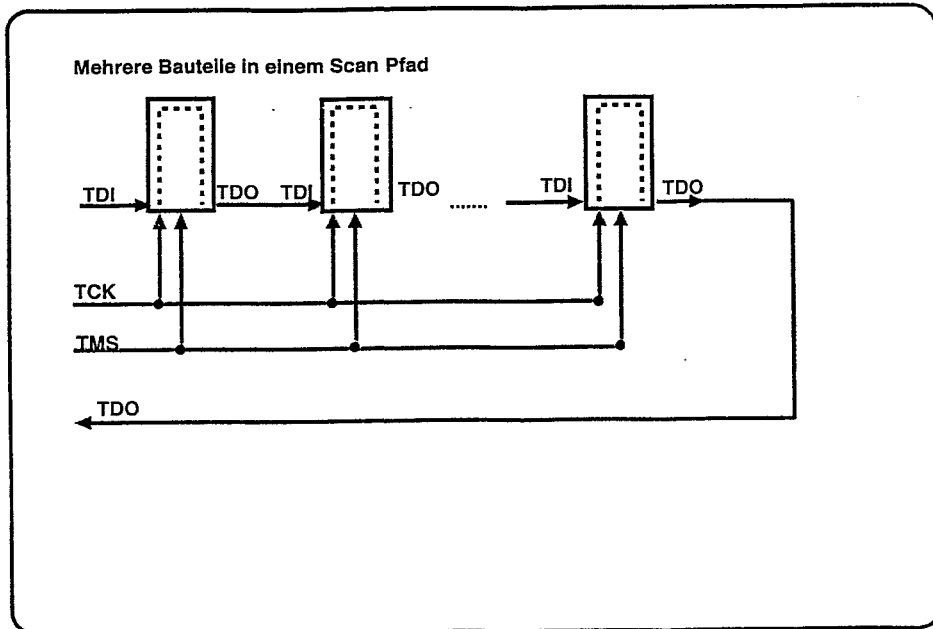
- Große Speicher:
 1. 16-MBytes Datenspeicher.
 2. 2-MBytes schneller Programmspeicher.
 3. Kommunikationsspeicher.
 4. X, Y GTB Datenspeicher.
- Kommunikation zwischen SAM Modulen
 1. DSP Ports.
 2. Front-Panel Kontrollbus.
- GTB Komplettlösung.
 1. zwei Anschlüsse für X und Y (Ort).
 2. einschließt Kabel und SIT.
 3. Geräte Code.
 4. remote JTAG TEST
 5. 2 x 20 MBytes/s über 70m.
 6. stabile Mechanik (Stecker).
 7. abgeschirmtes Kabel
- Testbarkeit:
 1. Komplettes Board JTAG Standard.
 2. remote JTAG Test über GTB.
 3. Test Bus Controller für On-line Tests.
- Sicherheit:
 1. LWL Ausgang.
 2. Totmannschaltung Ausgang.

Hardware Tests mit JTAG Boundary-Scan

Gunnar Ribitzki

GSI Darmstadt DV-EE

Boundary-Scan -Architektur



Datenformate

BSDL: Boundary-Scan Description Language
beschreibt einzelne Bausteine

HSDL: Hierarchical Scan Description Language
Superset von BSDL, beschreibt Module

SVF: Serial Vector Format
Anwendung von Testmustern auf Module

JTAG - Boundary-Scan

- **Motivation:**

Vereinfachung der Tests von Modulen durch Integration von Testmöglichkeiten in Bausteinen.

- **JTAG**

Joint Test Action Group (1985)

- **IEEE 1149.1**

IEEE Standard Test Access Port and Boundary-Scan Architecture
(1149.1 : 1990, 1149.1a : 1993)

Anwendungsgebiete

Statische Tests an digitalen Schaltungen:

unterbrochene Verbindungen

Kurzschlüsse

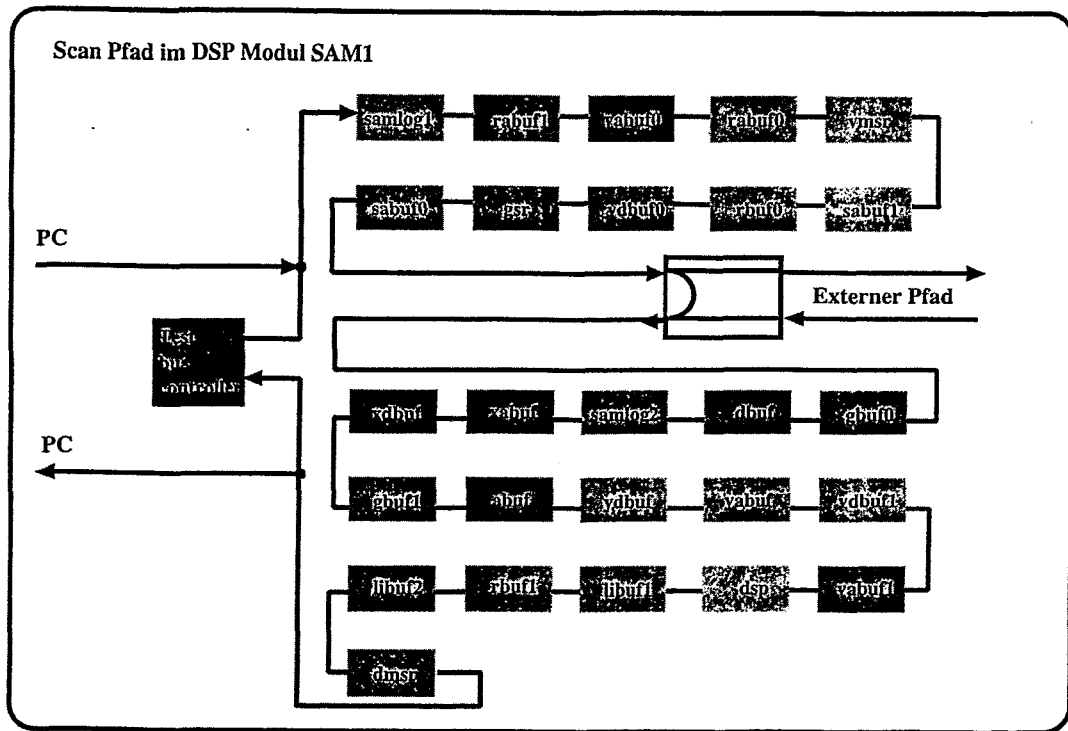
interne Funktionstests von Bauteilen

Programmierung von FPGAs

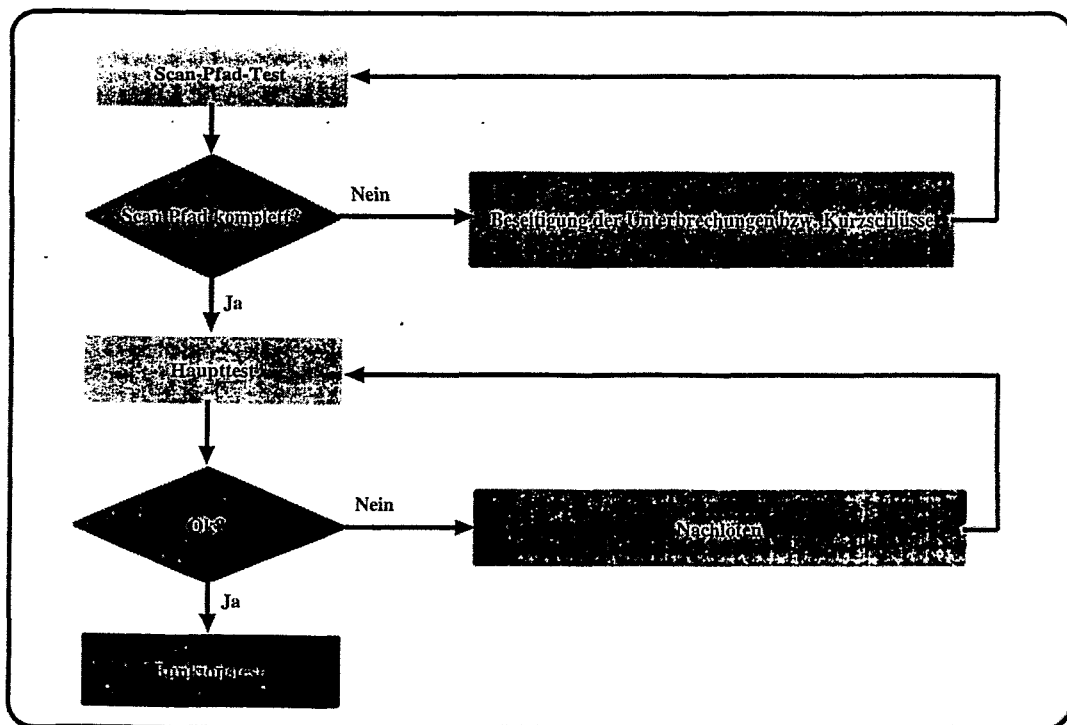
vollständige Fehlererkennung nur wenn alle Teile JTAG haben

sonst: Clusteranalyse

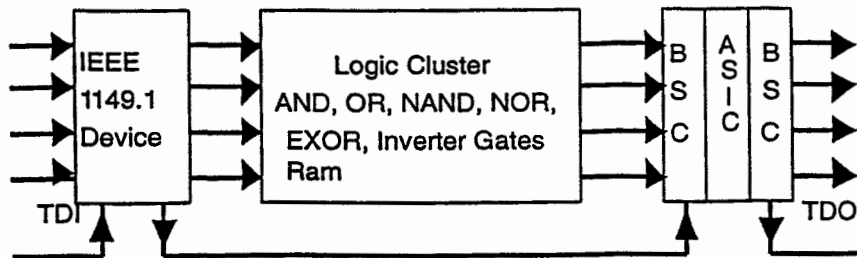
DSP Modul



Modultest



Clusteranalyse



Statistik

- 2400 Lötunkte (ohne Versorgungsspannungen und Masse)
- 85% können mit dem externen Testinterface getestet werden
- 65% können über den VME-Bus mit dem Testbuscontroller auf dem Modul getestet werden.

Der 2 Schwellen Diskriminator - diskret und als Chip -

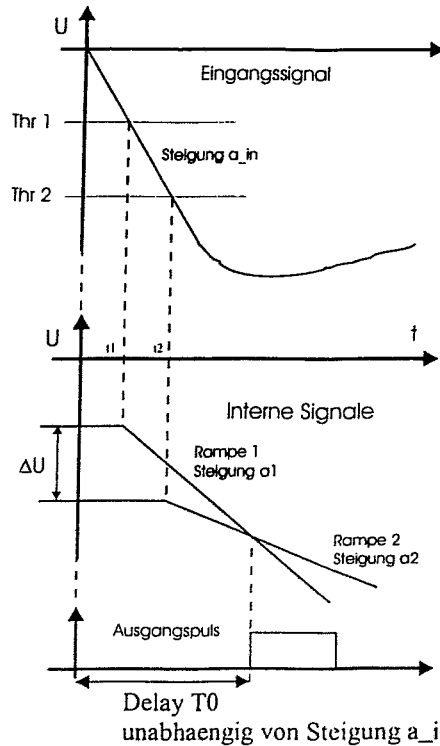
C. Neyer

GSI Darmstadt

Diskriminator Typen für Zeitmessungen

- | | |
|-------------------|---------------------------------|
| Leading edge | + einfach |
| | - timing ist amplitudenabhängig |
| | - timing ist rise time abhängig |
| Constant fraction | - aufwendig |
| | + timing amplitudenunabhängig |
| | - timing rise-time-abhängig |
| 2 Schwellen | relativ einfach, integrierbar |
| | + timing amplitudenunabhängig |
| | + timing rise-time-abhängig |

Die Grundidee



$$\Delta U = (T_0 - t_1) a_1 - (T_0 - t_2) a_2$$

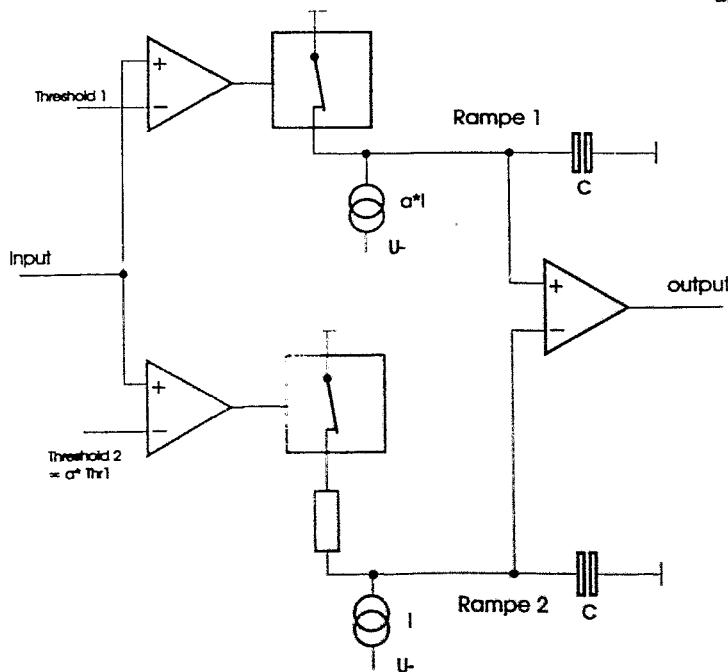
$$T_0 = \frac{\Delta U + t_1 a_1 - t_2 a_2}{a_1 - a_2}$$

Bedingung:

$$\frac{\text{Thr}_1}{\text{Thr}_2} = \frac{a_2}{a_1}$$

$$T_0 = \frac{\Delta U}{a_1 - a_2}$$

Block-Diagramm



Ergebnisse vom 2-Schwellen -Diskriminator, diskret aufgebaut

- Kompensation von rise-time-Schwankungen
Amplitude des Eingangssignals konstant gehalten
Anstiegszeit variiert von 250ps bis 1ns.
Zeitverschiebung am Ausgang: 20ps peak to peak
- Kompensation von Amplituden-Schwankungen
rise time konstant gehalten
Schwellen = 50mV , 100mV
Amplitude variiert von 100mV bis 500mV
peak to peak Verschiebung : 80ps
- Zeitverschiebung durch Übersprechen
Identische Pulse auf 2 Nachbarkanäle,
gegeneinander verschoben
maximale Verschiebung: 35ps
- Jitter
Zeitjitter bei identischen Eingangspulsen: $<< 10$ ps
- Weitere Eigenschaften
kleinste Pulsbreite am Eingang: 2ns.
Unterdrückung von Pulsen, die nur eine Schwelle passieren

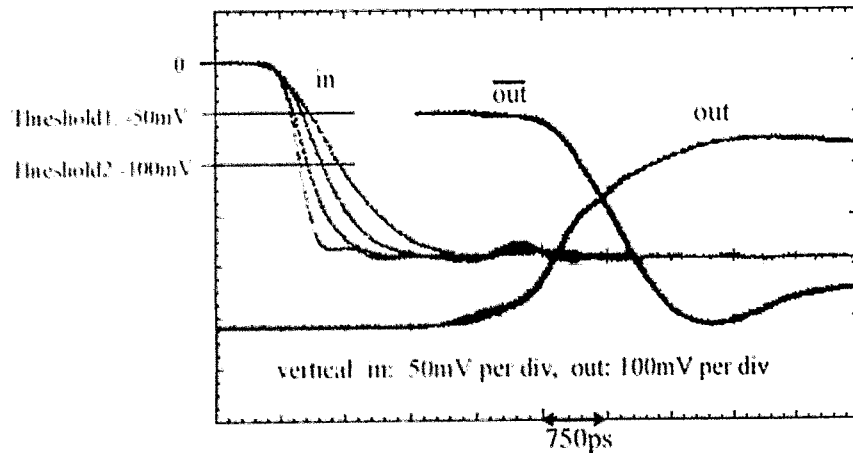
Der Prozess:

- bipolar
- minimale Emitter Abmessungen: $0.8\mu\text{m} * 1.6\mu\text{m}$
- Transit-Frequenz der NPN Transistoren: 27GHz
laterale PNP Transistoren,
Schottky diodes
- Widerstände: 2 Typen Polysilizium und NiCr
- 3 Lagen Gold-Metallisierung
- Semicustom-Prozess:
Metallayer, Vias und die NiCr-Widerstände definierbar

Messungen am 2 Schwellen-Diskriminator-Chip

23

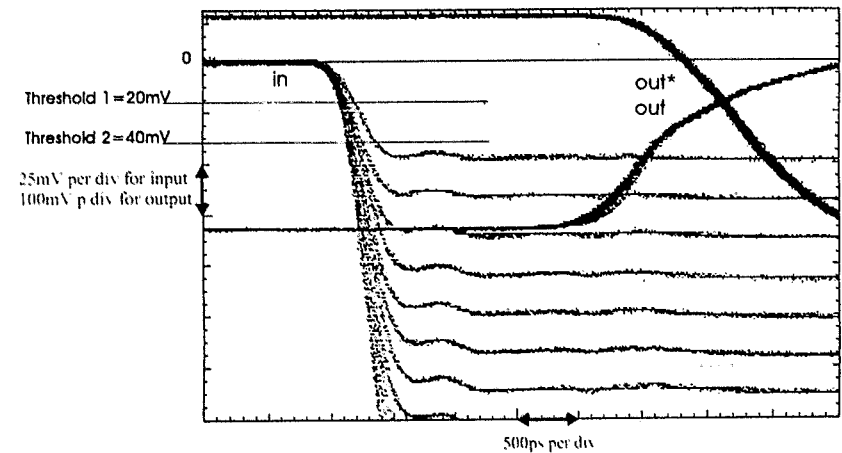
4 verschiedene Eingangssignale mit den Anstiegszeiten:
0.25ns, 0.5ns, 0.75ns and 1ns
und zugehörige Ausgangssignale



Ungenauigkeit im Timing am Ausgang: 16ps rms

Messungen am 2Schwellen Diskriminator Chip

Zeitverschiebung bei Amplitudenänderung



Amplituden = 50mV...250mV
Verschiebung = 40ps peak to peak. (13ps rms)

Ergebnisse vom 2 Schwellen Diskriminator-CHIP

Kompensation von Amplituden-Schwankungen:

Amplitude variiert von 50 ... 250mV: Timing Fehler am Ausgang 40ps peak to peak 13ps rms

Kompensation von Schwankungen in der Anstiegszeit:

Risetime variiert von 0.25ns ... 1ns: Timing Fehler am Ausgang 40ps peak to peak 16ps rms

power consumption pro Kanal: 150mW+ power für Treiber

Größe pro Kanal: Die: 1.8mm*1.9mm
 Package: 8mm*8mm
 Board mit Steckern, Treiber,... 15cm²

Delay

Passieren der 1.Schwelle - Ausgangssignal 1.8ns

Kleinster möglicher Threshold <20mV/40mV

Kleinste Eingangs-Pulsbreite <1.2ns

Zeitjitter <10ps

Vermeidung von Fehlfunktionen
bei zu kleinem Eingangssignal möglich mit passiver äußerer Beschaltung

Weiterentwicklungen

Mehrkanalversion: Crosstalk berücksichtigen

weniger pins für Einstellungen
von Parametern

weitere Chipprojekte-?

Ein integrierter TAC für Flugzeitmessungen am LHC-ALICA-Experiment

Rolf Schulze, GSI Darmstadt

Für die Zeitmessung an der ALICE-Flugzeitwand wird die Systemclock, das Bunchcrossing, als Zeittakt verwendet. Sie ermöglicht, die Events einem Zeitraster von 25 ns zuzuordnen. Innerhalb dieser Intervalle wird ein TAC (TDC) benötigt, der eine möglichst hohe Genauigkeit integral und gute diff. Unlinearität < 30 ps besitzt. Für diese Aufgabe wurde ein TAC IC entwickelt, das von IMS Dresden hergestellt wurde und nach folgendem Verfahren arbeitet.

Ein Event setzt ein Flipflop, dessen Flanke durch die Laufzeitkette läuft, die aus den gezeigten Elementen Abb.1 besteht. Die Buffer werden nacheinander spannungsführend, was an dem Sternpunkt der Widerstände einen treppenähnlichen Spannungsverlauf bewirkt. Der Verlauf ist bestimmt durch den Durchgangsdelay eines Delayelement's 'TAU' und durch die Anzahl der Delayelemente. Die Delayelemente sind durch die CMOS-Buffer entkoppelt. Da sich die Ausgänge dieser CMOS-Buffer nur zwischen 0 V und der Betriebsspannung bewegen können, ist dieser treppenähnliche Verlauf nur durch Streuungen der Delayelemente und Widerstände zu beeinflussen. Das aber sind sehr eng angepasste Parameter auf dem Chip.

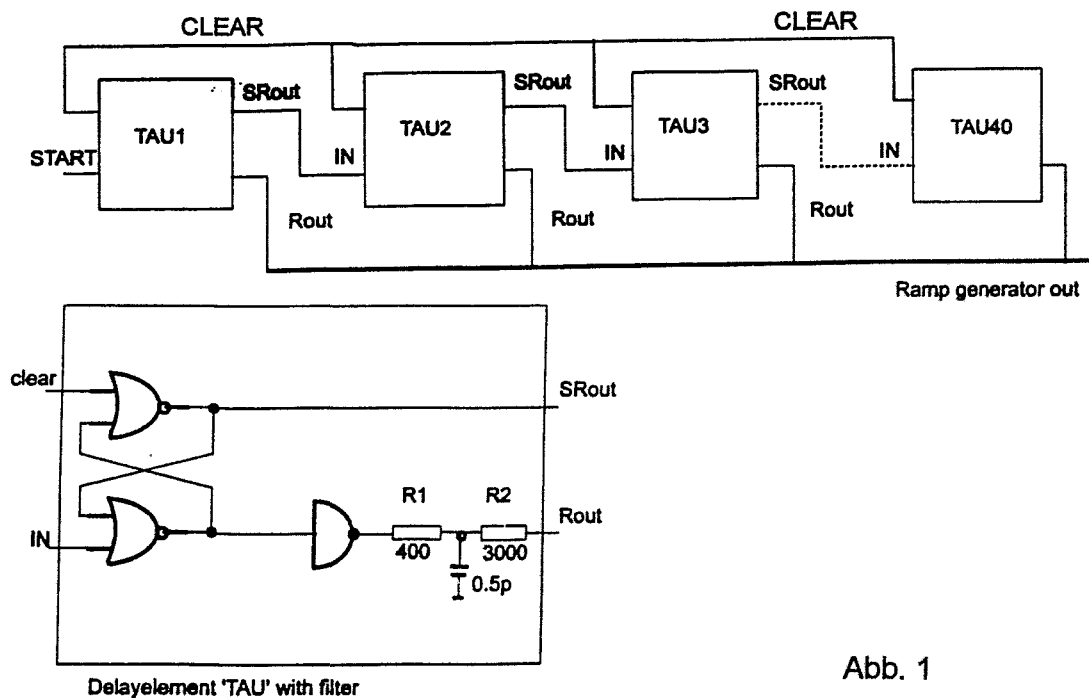


Abb. 1

Der Summationswiderstand eines Delayelement's ist aufgeteilt. Hier befindet sich ein kleiner Kondensator von 0.5 pF, der eine Filterwirkung auf UHF Frequenzen hat. Zusammen mit dem Haltekondensator C4 ca. 15 pF ergibt sich eine Tiefpaßkombination, die den Treppenripple (1.4 ns Delay eines Delayelement's) auf einen Wert von < 9 ps entsprechend herunterteilt. Dabei wird die Rampe am Ende nur minimal exponentiell 20 ps verbogen. Diese Zeitkonstante ist die Parallelschaltung aller Summationswiderstände ca. 70 Ohm mit dem Haltekondensator 15 pF. Die damit herausgefilterten Frequenzen sind ca. 700 MHz und die Oberwellen.

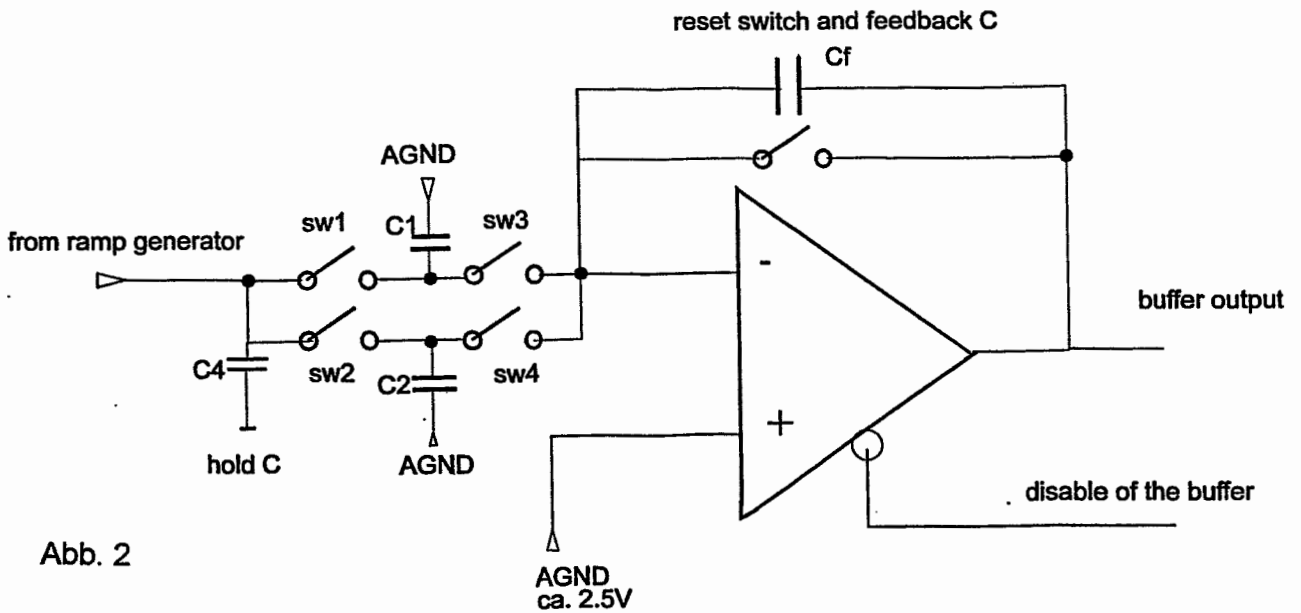


Abb. 2

In Abb. 2 ist der Stopp- und Ausleseteil schematisch dargestellt. Die Schalter sind schnelle CMOS Transmissionsgates, die eine sehr geringe charge injection aufweisen. Der Haltekondensator wird durch ein Stoppsignal abgetrennt. Die auf dem Kondensator der Zeit proportionale Ladung wird einem ladungsempfindlichen Buffer zugeführt. Dieser führt dem externen ADC eine entsprechende Spannung zu. Bei den Tests traten allerhand Probleme auf. Die Zeitskala des Generators von LeCroy ist nicht linear Abb. 3. Außerdem ist ein starkes Rauschen zu sehen. Um die unlineare Skala zu korrigieren wurde als Referenz der Tennelec TAC 862 verwendet, der in seiner Linearitätsabweichung < 10 ps sein sollte. Eine echte differentielle Linearität konnte damit nicht gemessen werden.

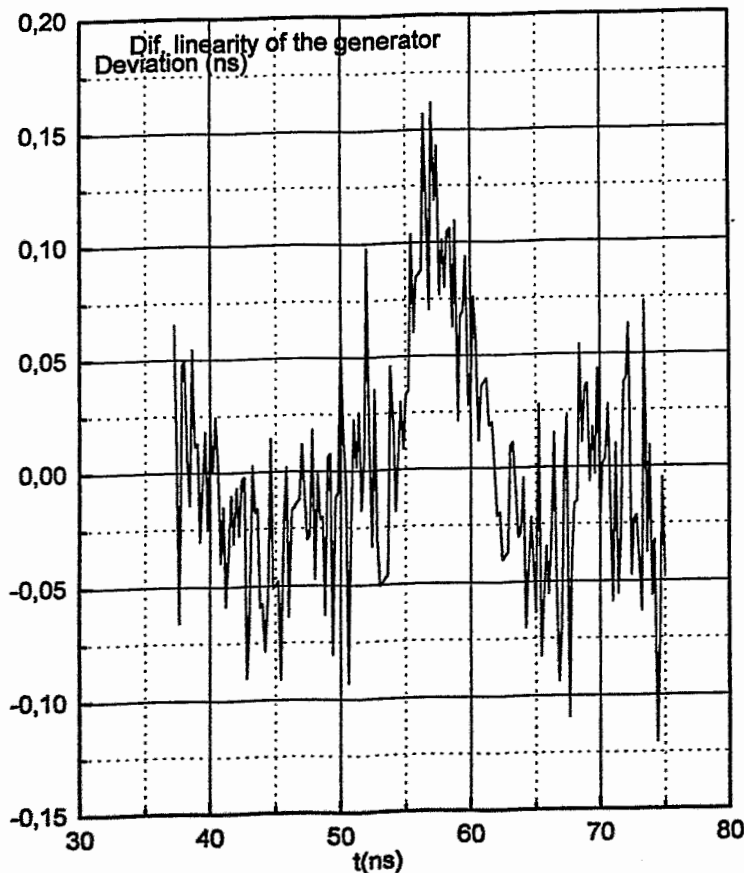


Abb. 3

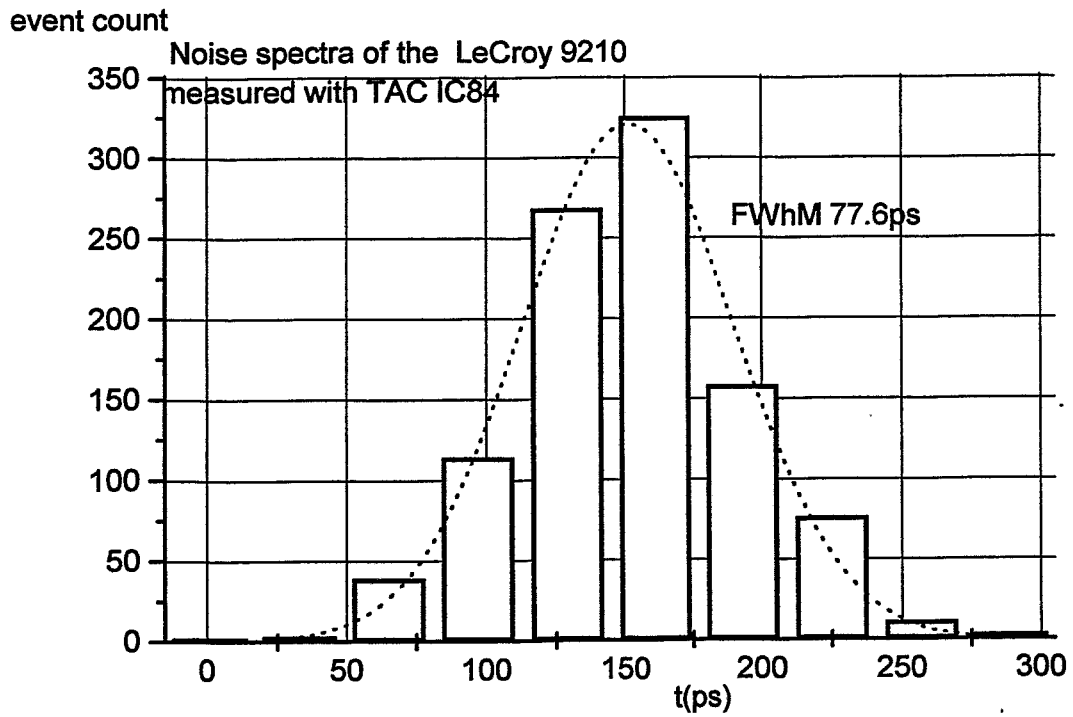


Abb. 4

Die vergleichenden Rauschmessungen zwischen TC862 und Testchip siehe Abb. 3 und Abb. 4 bestätigen, daß es sich um das Phasenrauschen des Generators handelt. Die Abb. 5 und 6 zeigen Frequenzspectren der gemessenen Rampen, um Reste des 'gateripple' nachzuweisen, von zwei verschiedenen Typen TAC auf dem Chip.

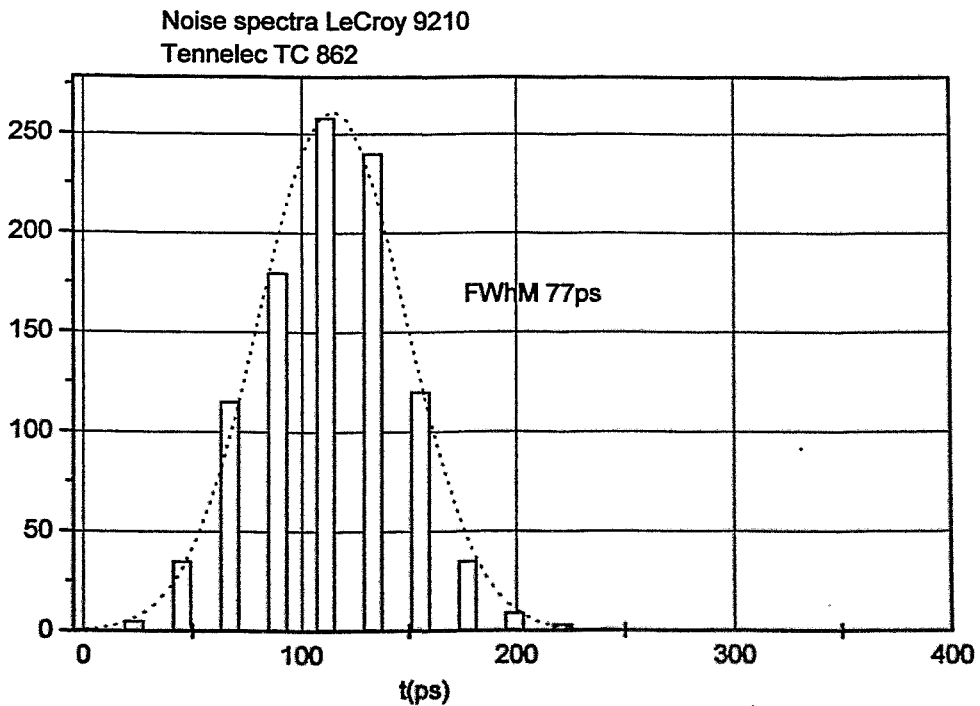


Abb. 5

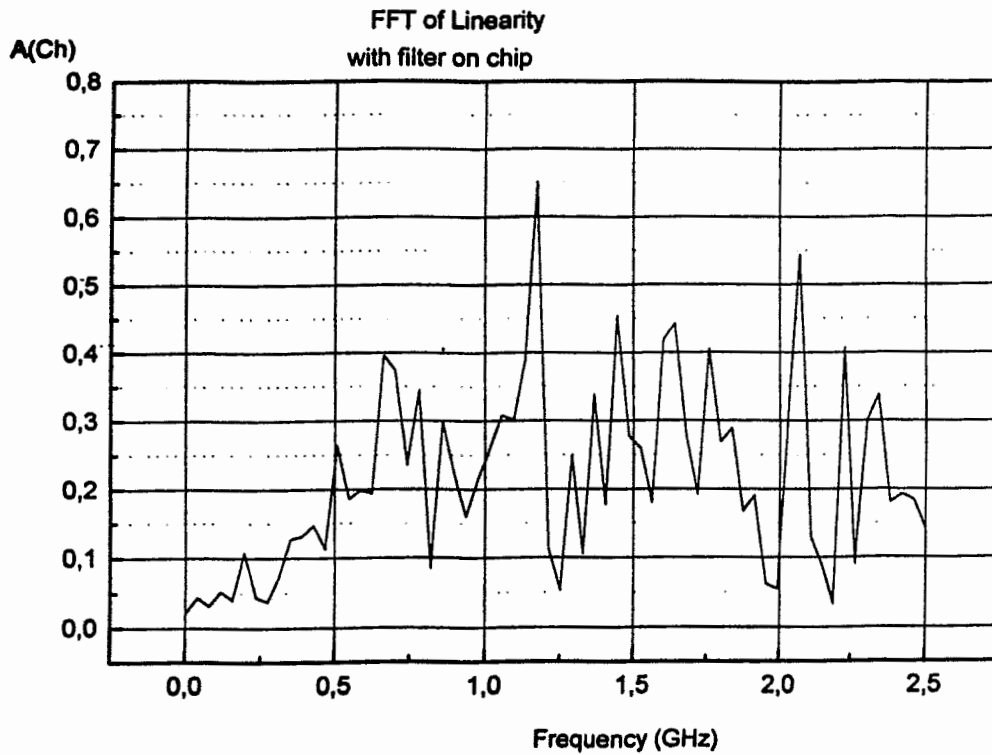


Abb. 6

Nach Beseitigung der tiefen Frequenzen ist bei dem Typ ohne integrierten TP ein deutlicher Peak bei der Gateripplefrequenz zu sehen Abb.7. Doch sind alle Frequenzkomponenten unter der Größe des LSB BIT, das hier etwa 33 ps ausmacht. Die diff. Linearitätskurven sind nicht echt differentiell, weil sie in Bezug auf den Referenz-TAC gemessen und berechnet wurden, also Differenzlinearitäten. An der Verbesserung der Meßmethoden wird noch gearbeitet.

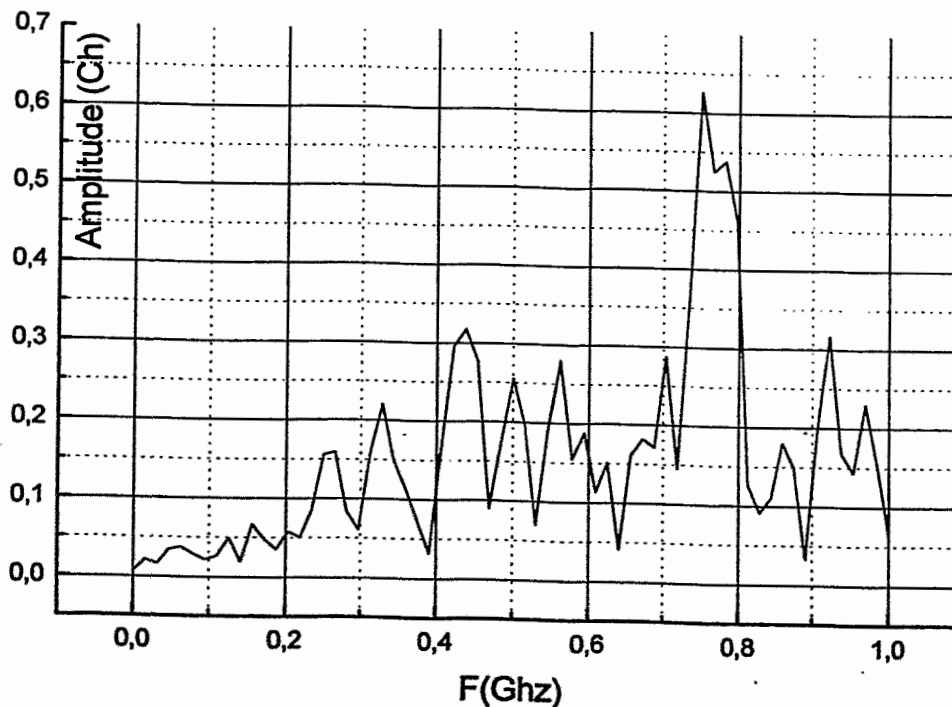


Abb. 7

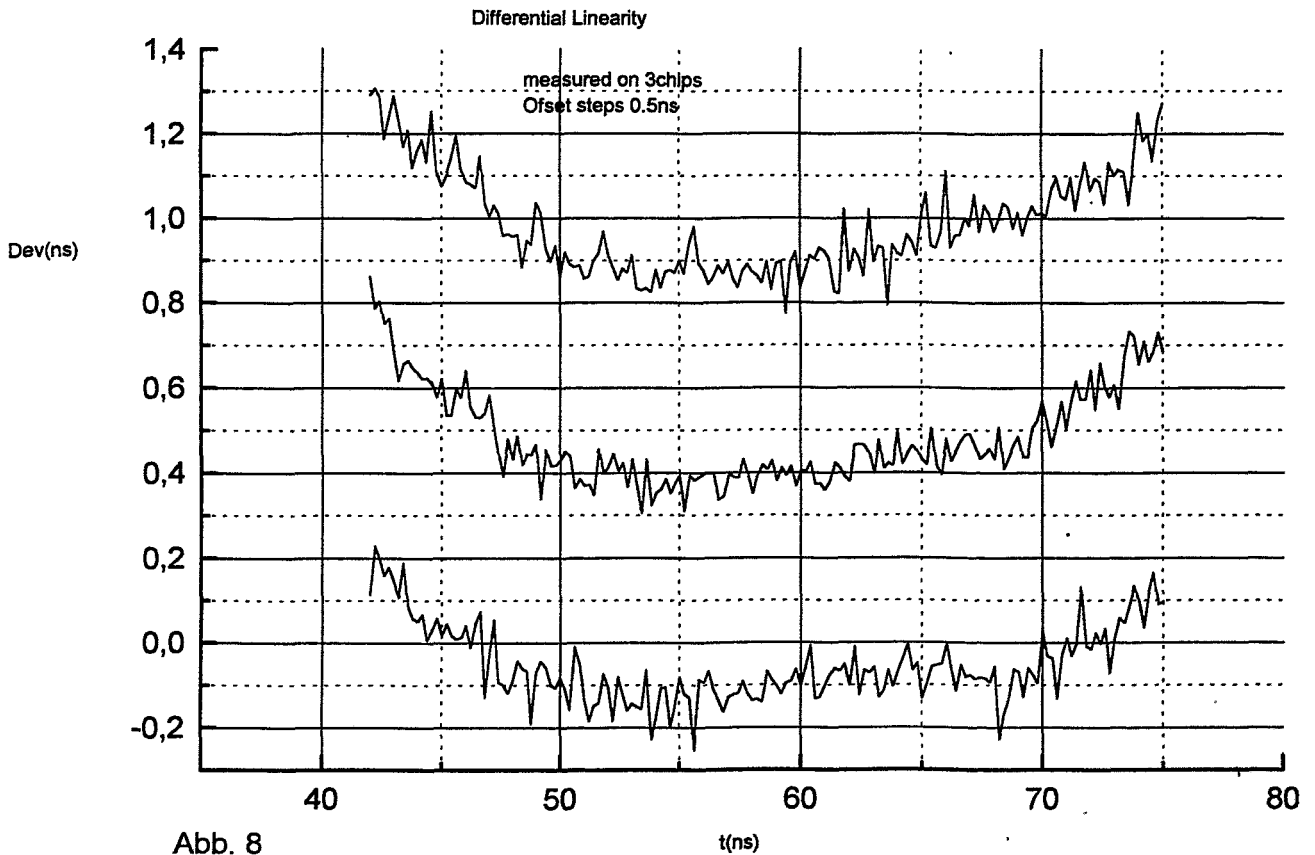


Abb. 8

Auf der Abb. 8 sind die Linearitätsabweichungen von 3 IC dargestellt. Der Offset der 3 Kurven ist künstlich 0.5 und 1 ns. Innerhalb der Rauschbreite sind die Kurven sehr ähnlich. Der unlineare Teil, etwa 5 ns, am Anfang ab 37 ns wird im Chip ausgeblendet. Das Stoppsignal wird inhibiert und das nächste verwendet. Das Endstück zusammen mit einer schwachen Biegung ist wahrscheinlich auf ein mismatch in den Prozeßparametern zurückzuführen. Eine Nachlieferung desselben Chips zeigte diese Abweichungen nicht. Ohne die unlinearen Teile der Linearitätskurven ist aufgrund des Rauschens keine bessere Standardabweichung als 48 ps zu erreichen. Wenn man das Rauschen glättet, ist eine von 30 ps erreicht worden.

Die Verwendung von kleinen Speicherkondensatoren für mehrere Spannungswerte, pro Kanal 4, auf einem Testchip, ist noch wegen Übersprechproblemen eingeschränkt. Wie in der Abb. 9 zu sehen, ist die Linearitätsmessung mit dem Ripple der Meßpunkte verzerrt, wenn der erste Speicherkondensator ausgelesen wird, nachdem ein neuer Wert auf einen zweiten geschrieben wurde.

Messungen des Übersprechens zwischen den Kanälen auf einem Chip konnten nicht gemacht werden, da sich die verschiedenen Start und Stoppsignale in TTL wegen fehlender differenzen Eingänge nicht genügend gut voneinander entkoppeln lassen.

Test of storage elements

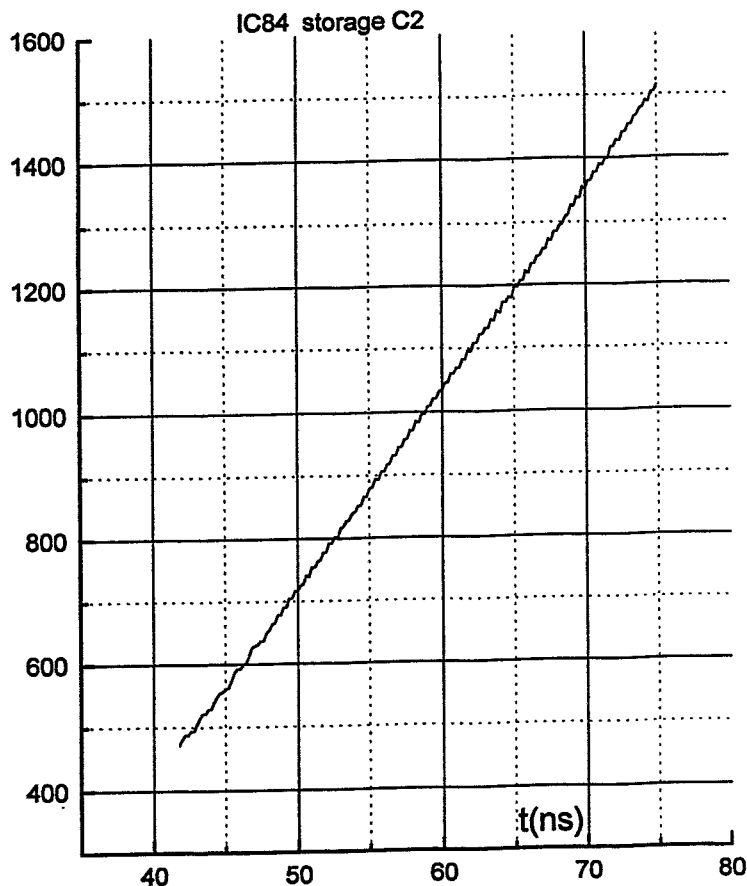


Abb. 9

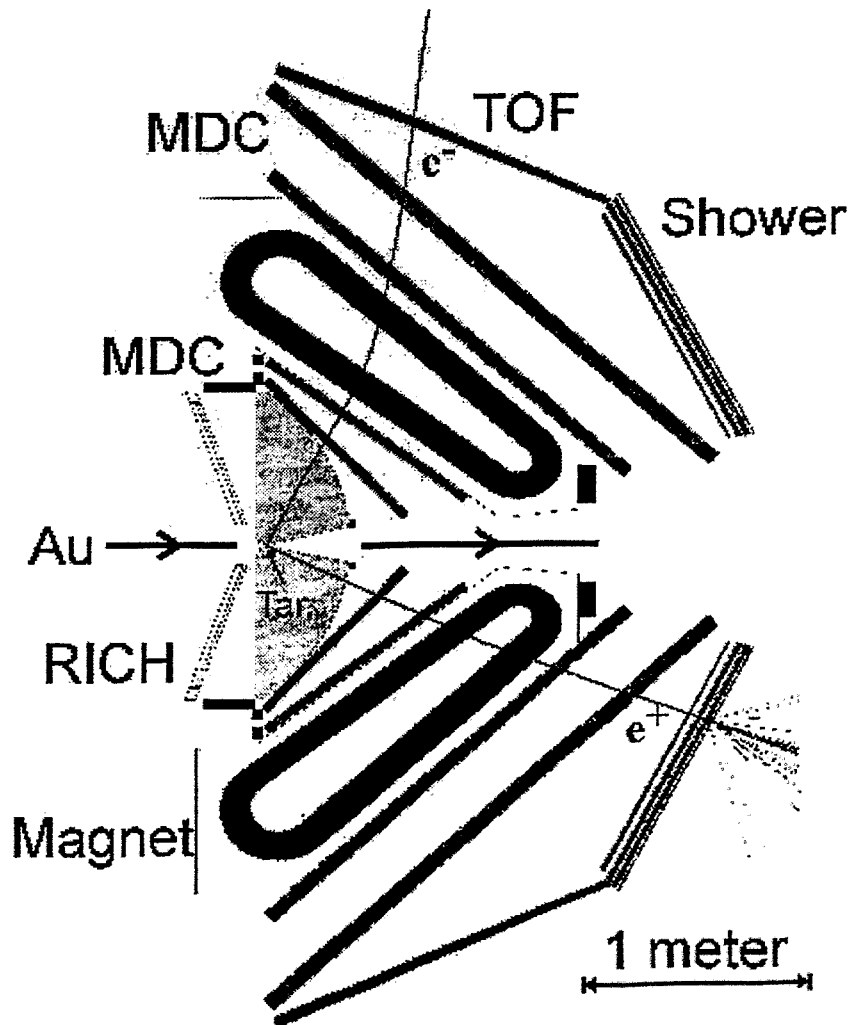
Ein großer Vorteil dieser Anordnung ist noch unerwähnt geblieben, nämlich die Unempfindlichkeit der Anordnung gegenüber Einstreuungen. Wie oben angegeben, ist ein abgeschalteter Speicherkondensator, oftmals nur 2 pF groß, sehr empfindlich gegenüber Ladungseinstreuungen durch Spannungsimpulse. Dasselbe gilt auch für alle Integratoren, die bei einer Einstreuung mit einem Versatz in der Linearitätskurve reagieren. Der Verlauf an den Widerstandsketten ist von der Vorgeschichte nicht abhängig. Das Gedächtnis dieser Anordnung ist auf die Tiefpaßzeitkonstante 70 Ohm und 15 pF = 1 ns , beschränkt. Ob in einer folgenden Version mehrere Speicherkondensatoren für die umgesetzten Zeiten zur Verfügung stehen, hängt von dem crosstalk ab. In dem Experiment wird das nicht gebraucht. Die Genauigkeit der Anordnung ist durch die Konstanz der Betriebsspannung begrenzt. Im Standby wird kein Strom verbraucht. Wandelt der TAC gerade, wird die Power aus dem Abblockkondensator (> 100 nF) genommen.

TDC für Zeitmessungen am HADES MDC Detektor

Florian Schäfer

GSI Darmstadt

Das HADES Experiment



TDC Spezifikationen

Gehäuse: QFP 100 FP

Eingangssignale, digital: TTL

Meßeingangssignale: GTL

Features:

- Auflösung (binning) ≤ 500 ps
- differentielle Nichtlinearität ≤ 300 ps
- 8 Kanäle pro chip
- Speicherung von 2 Messungen
- common stop modus
- auto Reset nach einer vollen Meßdauer ohne einen Stop-Puls
- Kalibrierung
- Nullunterdrückung
- 15 Chips sollen in einer readout Kette arbeiten
- 2 Arbeitsweisen: im Token sowie Chip-Select-Modus

Arbeitsweisen des TDC

Meßbereiche:

500 - 600 ns, 1 - 1,1 us, 2-2,1 us, full range (14 bit)

Spike Supression:

8 ns, 13 ns, 18 ns, 23 ns, off

Interface Speed:

240 ns, 200 ns, 160 ns, 120 ns, 100 ns, 80 ns,
60ns, 40 ns

Zero Supression:

on, off

Token out:

token 1, token 2

common:

stop, start

Physikalische Motivation:

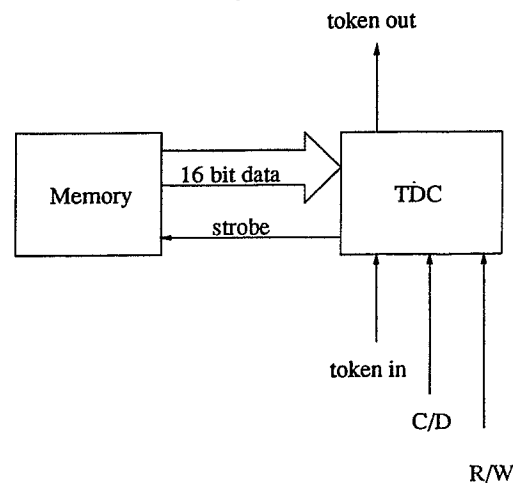
Experiment zur Beobachtung heißer Kernmaterie und Quark-Gluon-Plasma

Technische Anforderungen an die TDC Auslese:

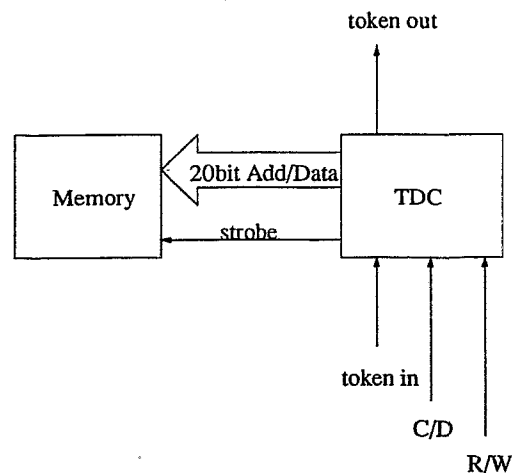
- ca. 28.000 Kanäle
- 10^5 events per spill
- readout time per event < 10 ms

TOKEN MODUS

Lesen aus dem Memory

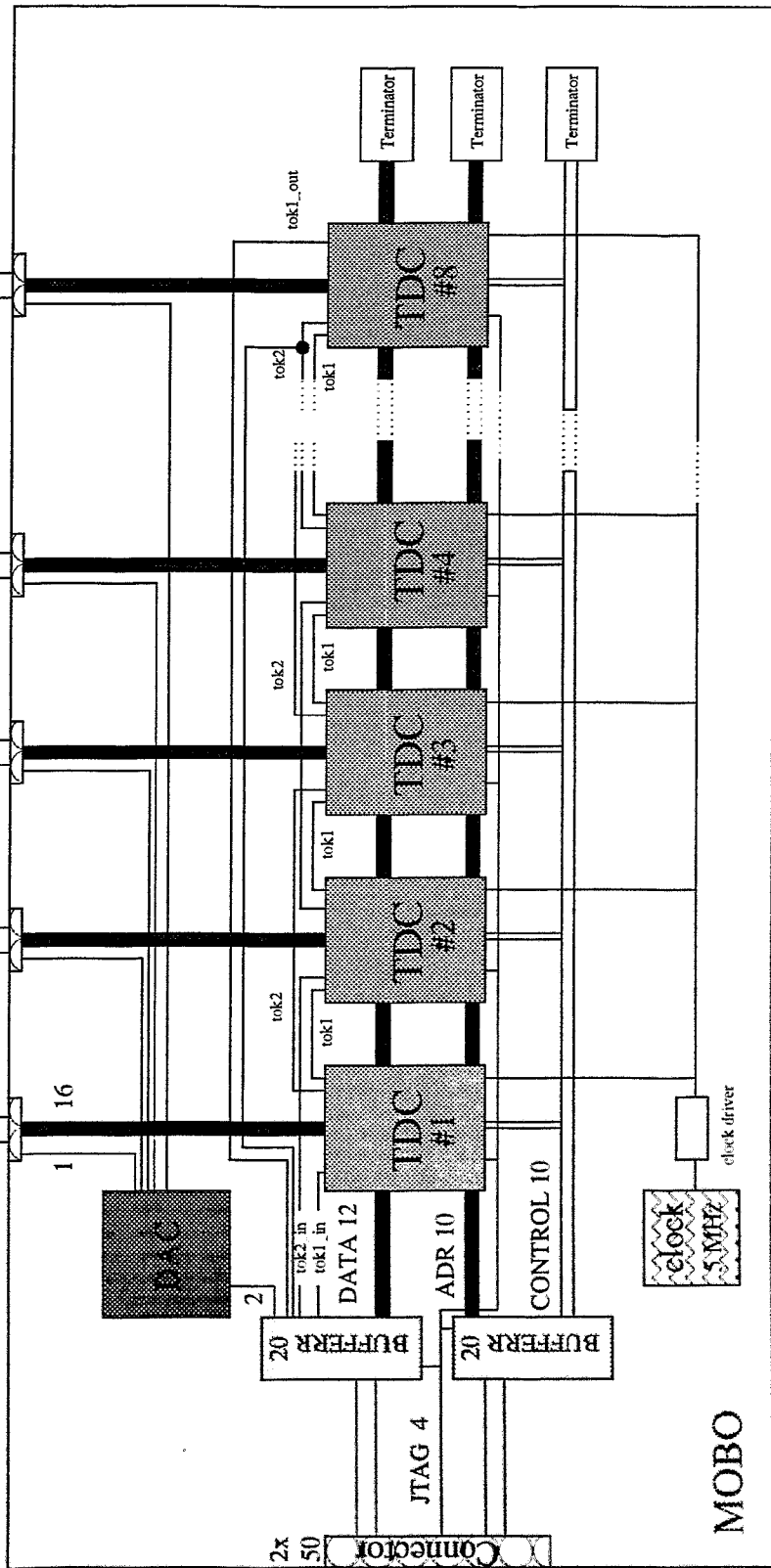


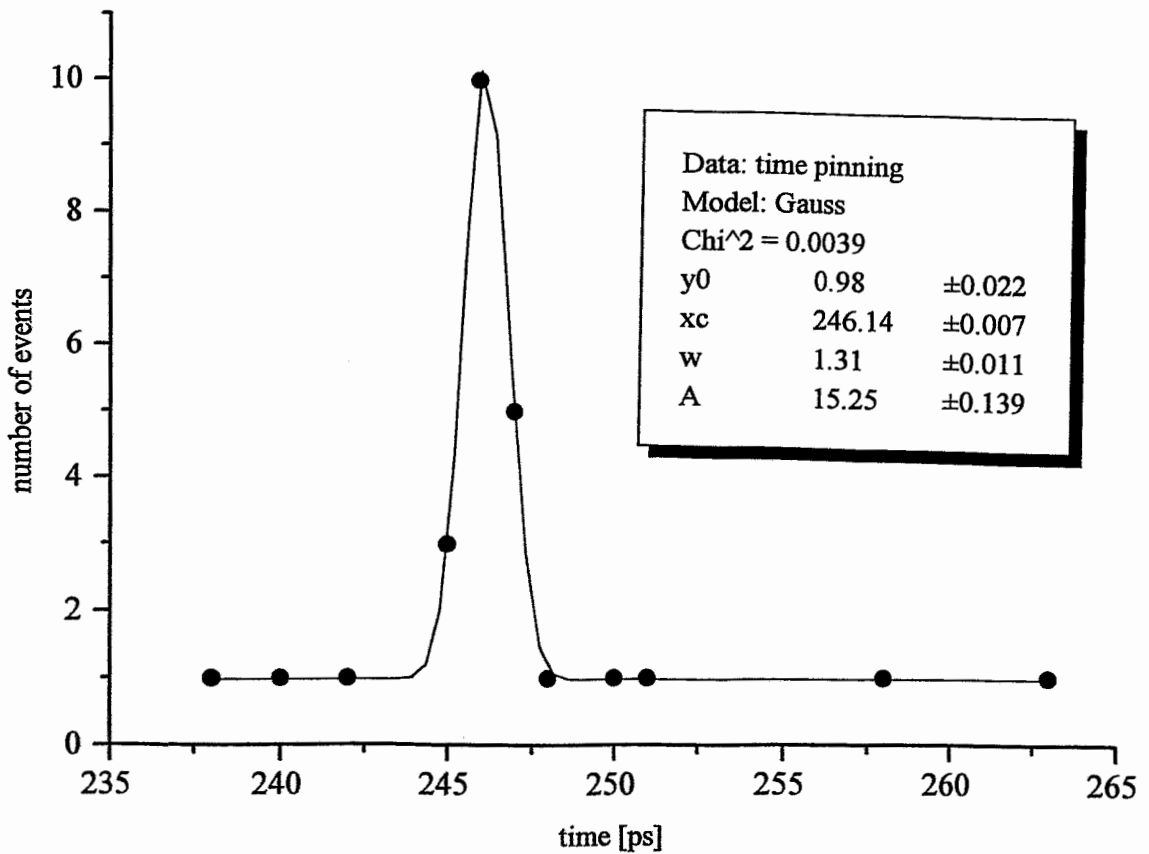
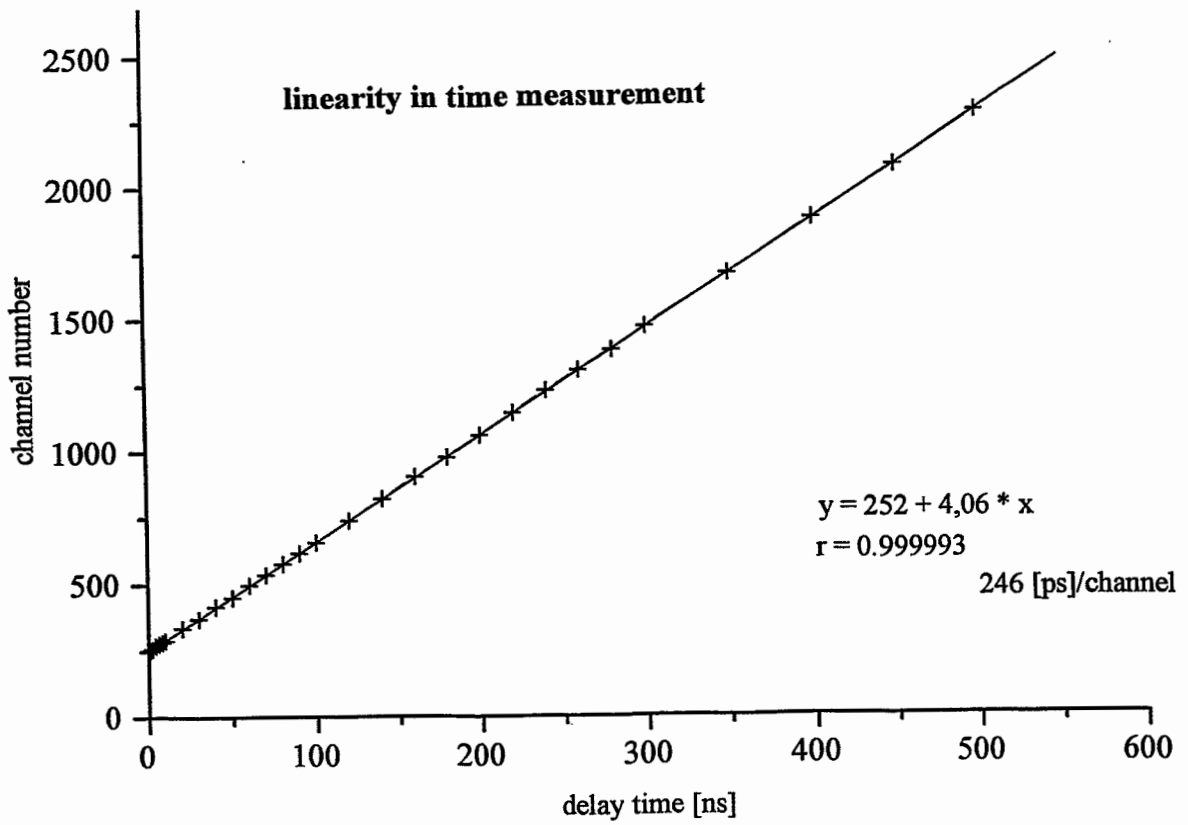
Schreiben ins Memory



analogue board

DATA : D2...D13
 ADR : A0...A9
 control: C/D, strobe, R/W, C/T, init,
 reset, com, enable, GSI1, GSI2



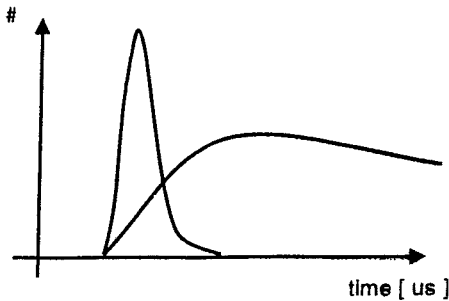


Echtzeitanwendungen und -Datenaquisition

N. Kurz

GSI Darmstadt

Real Time Programming



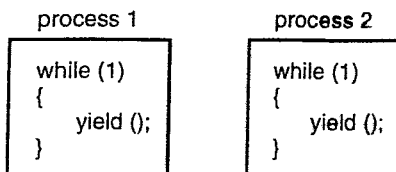
- system reacts deterministic on external interrupts (us)
- tasks fully preemptive (us)
- fast process synchronisation methods (us) (semaphores, yield(), interrupt handling, ...)
- external interrupts must be caught / dispatched in device drivers

LynxOS: Real Time UNIX
 TCP/IP NFS
 Full development system, selfhosted
 Real Time POSIX
 ...

yield ();

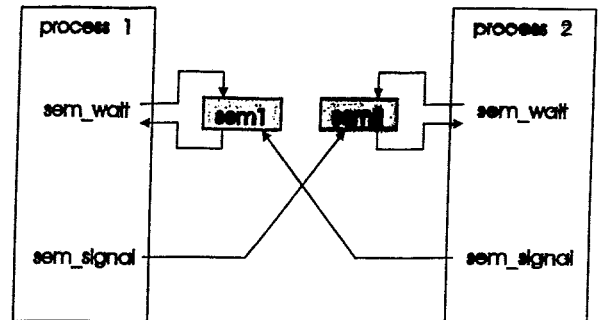
process forces its own preemption

key function call in GSI data acquisition system:



CVC (CAMAC)	MC68030	20MHz	LynxOS	GNU-C:	269 us
E7 (VME)	MC68040	25MHz	LynxOS	GNU-C:	87 us
3000-500 AXP	alpha	?	OSF/1-RT	DEC-C:	66 us

Semaphores



CVC (CAMAC)	MC68030	20MHz	LynxOS	GNU-C:	465 us
E7 (VME)	MC68040	25MHz	LynxOS	GNU-C:	138 us
3000-500 AXP	alpha	?	OSF/1-RT	DEC-C:	152 us

LynxOS: Interrupt Handling

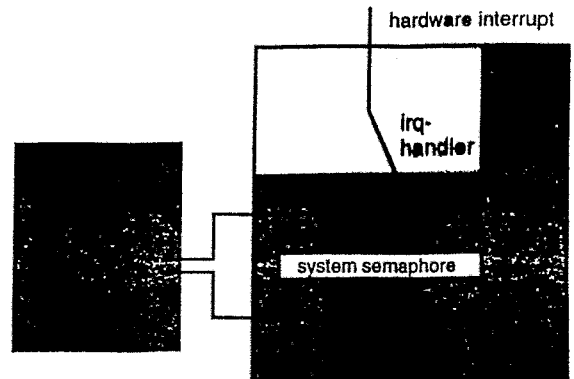
interrupts can only be caught/dispatched in device drivers

action on interrupt in device driver itself:

- 1) in interrupt handler of device driver (fast, not flexible)
- 2) in system thread (not flexible)

interrupt dispatching into application programs:

- 1) signal from interrupt handler of driver into application program (standard UNIX, flexible)
- 2) ioctl call into driver and use of system semaphore (GSI data acquisition, fastest, flexible)
- 3) ...



at GSI developed: device driver for GSI CAMAC Triggermodule
 GSI VME Triggermodule

VME I/O Performance

Single shot, A32D32:

Eltec E7, 68040, VIC068 VME interface): 8 Mbyte/sec

CES RTPC8067, PPC604 100MHz:

Motorola MVME2600, PPC604 100MHz: 3 Mbyte/sec

VME block transfer (DMA):

- Fast if blocksize is big enough, reaching performance of most devices (memory).
- Physical addresses needed, but system (LynxOS) works in virtual address space
- DMA setup needs precious time. breakeven?
- Universality of data movement lost, Specific protocol depending on devices.
- Driver or function library must be developed for each specific data transfer
- Address segments in virtual space must be not necessarily be contiguous. They must be for DMA transfers.

LynxOS: Interrupt Handling

Performance measurements MC68030 25MHz

IRQ in interrupt handler (driver): 12 - 23 us

IRQ in kernel thread (driver): 170 - 240 us

IRQ with signal in user process: 230 - 410 us

IRQ with system semaphores in user process: 120 - 250 us (av: 140us)

MC68040 (25MHz, extern) ~ 1/3 MC68030 (25 MHz)

Kurzfassung

Röntgenaufnahmen können theoretisch eine unglaubliche Fülle von Informationen enthalten: Die Fläche des Standard-Filmformats: 14 inch beträgt: 126451 mm^2 . Bei einer Auflösung von etwa 50 Linien/mm ergibt sich eine effektive Pixelfläche von $10 \times 10 \mu\text{m}$. Bei einer sinnvollen Grauwertstufung von etwa 1%, also 8 Bit, ergeben sich etwa $1,26 \text{ GByte}$. Nur einem Arzt mit geschultem Blick ist es möglich, die diagnostisch relevanten Informationen daraus zu erkennen. Dazu wird das Röntgenbild zunächst abgescannt und mit 500×500 Bildpunkten (also 250 kByte) dargestellt. Über die Rechnerführung wird eine Strecke positioniert, deren Bilddaten zur Strukturanalyse (z.B. Knochendichtestruktur bei Osteoporose) verwendet werden sollen. Die verfügbaren 2×2592 effektiven Pixel ergeben $5,2 \text{ kByte}$ Daten, die für eine FFT genutzt werden können. Die hohe Datenreduktion trotz der hohen Auflösung der Daten im interessierenden Streckenelement ist der Sinn des Aufnahmesystems.

1. Einleitung: Qualitative und quantitative Bildauswertung

Die Verbesserung der qualitativen Interpretation durch computergestützte Tomographie-Verfahren (CT) ist die spektakuläre Seite der modernen Röntgentechnik. 3-dimensional wirkende „Innenansichten“ durch berührungslose Meßwertfassung sind möglich. Es wurden Aufnahmen der Universität Innsbruck vom Kopf der kürzlich gefundenen Eletscherleiche „Iceman“ gezeigt. Die quantitative Aufnahmetechnik ist entscheidend bei der Therapie. Die Medikamentendosierung sollte vom therapeutischen Erfolg der Behandlung bestimmt sein. Im Falle der Osteoporose müßte die Änderung eines langfristigen Trends erkannt werden. Dazu ist es erforderlich, mit sehr hoher quantitativer Genauigkeit zu arbeiten. Es wäre am besten, die Röntgenstrahlung selbst (also ohne Film) zu messen.

(1) Ein weit verbreitetes System arbeitet mit einem Röntgenbildverstärker (RBV), der gleichzeitig das Bildformat im Verhältnis 1:20 verkleinert. Selbst bei idealer optischer Abbildung des verstärkten RBV-Ausgangsbildes auf den ca. 5 mm großen Bildfelddurchmesser eines CCD-Chips, tritt ein Auflösungsverlust vom Faktor 20 auf. (2) Eine weitere Alternative ist der Aufbau von Ionisationskammerzellen. Es wurde ein solches Gerät während des Vortrages gezeigt. Es hat 31 Elemente auf einer Länge von 270 mm. Da es aus technologischen Gründen nicht möglich ist, die Elementezahl wesentlich zu vergrößern, kann diese Zellenionisationskammer nicht für Osteoporose (Feinstrukturanalysen) verwendet werden.

(3) Festkörpersensoren (z.B. CCD-Zellen) können nicht direkt eingesetzt werden, weil sie in der notwendigen geometrischen Ausdehnung unbezahlabar wären. Außerdem wäre der Scannerbetrieb einer einzigen Zelle aus Gründen der Strahlenbelastung nicht vertretbar.

In dem hier vorgestellten, realisierten System werden Röntgenfilme als Informationssträger verwendet, deren Entwicklungsprozeß über einen längeren Zeitraum

nicht besser als 1-5% wiederholgenau ist. Die mittlere Schwärzung geht nach der Fouriertransformation zwar in den DC-Amplitudenwert ein, aber die gesuchte Information steckt in der Raumfrequenzverteilung, so daß die Amplituden (z.B. auf ihren Maximalwert) normiert dargestellt werden können. In dieser Anwendung spielt also die Unsicherheit der chemischen Filmverarbeitung nur eine untergeordnete Rolle.

2. Das hochauflösende Röntgenaufnahmesystem

Das Prinzip der Röntgenbildaufnahme ist allgemein bekannt. Allerdings müssen zur Darstellung der Knochendichte-Feinstruktur besondere Vorkehrungen getroffen werden.

(1) Vor allem muß der Brennfleck auf der Wolframanode der Röhre sehr klein sein, um die Unschärfe durch Halbschatten möglichst zu vermeiden.

(2) Durch Vorfilterung der Röntgenstrahlen wird die Strahlung „verhärtet“, denn niederenergetische Quanten würden nur zu einer unnötigen Strahlenbelastung der Weichteile führen. Üblich ist ein Schwerpunkt bei 100 keV.

(3) Im 100 keV-Bereich ist die Absorption der Strahlung im Knochen etwa gleich wahrscheinlich wie das Auftreten der Compton-Streuung. Die gestreuten Photonen tragen nicht unerheblich zur Bildunschärfe bei. Deshalb wird vor der Filmkassette eine Rasterblende eingesetzt, bei der in einem quadratischen Muster Aluminiumfolien parallel zur Hauptstrahlrichtung aufgestellt sind, so daß die gestreute Strahlung absorbiert wird, bevor sie den Film belichten kann.

(4) Zur Verstärkung der Filmschwärzung befindet sich in der Filmkassette eine Verstärkerfolie, die möglichst effektiv die hochenergetische Röntgenstrahlung in niederenergetisches Scintillationslicht umwandelt, für die die AgBr-Photoschicht eine wesentlich höhere Empfindlichkeit besitzt. Dabei tritt wiederum zusätzliche Streuung auf.

(5) Der Röntgenfilm ist zur besseren Quantenausbeute beidseitig beschichtet. Allerdings zeigt AgBr sehr starke Comptonstreuung, so daß das zweite (hintere) Bild Unschärfen besitzt, die mit einer sehr dünnen Film-Trägerfolie reduziert werden können.

→ Unschärfen reduzieren die Amplitude hochfrequenter Raumstrukturen, so daß sie möglichst vermieden werden sollten.

3. Die Diagnostik: Der Arzt wählt den Bildausschnitt

Es ist nicht leicht zu entscheiden, an welchem Knochen sich am ehesten Osteoporose diagnostizieren läßt. Wegen des geringen Weichteilanteils wären Fingerknochen am besten geeignet. Eine solche Möglichkeit war in der medizinischen Forschung bereits vor 20 Jahren bekannt und hätte sich bestens für eine prophylaktische Untersuchung geeignet.

Heute diagnostiziert man Osteoporose vorwiegend an der Beschwerdestelle. Das ist oft ein befallener Wirbel der Wirbelsäule, der in der Regel schon bei geringsten Veränderungen zu Rückenschmerzen führt. Röntgenaufnahmen sind hier gut möglich, da sich der Wirbel gut abbilden läßt, allerdings tritt eine beachtliche Strahlenbelastung der Weichteile und wichtiger Organe auf. Außerdem erhöhen diese Gewebeteile den störenden Streustrahlungsanteil. Die chemische Zusammensetzung wichtiger Gewebeteile (mit Anteilen > 10%) zeigt folgende Tabelle: (nach ICRU: Report 10, Nat.Bur.Stand., Washington, 1962)

Knochen:		27,8 % C	41,0 % O	14,7 % Ca
Muskel:	10,2 % H	12,2 % C	72,9 % O	
Fett:	12,0 % H	72,9 % C	15,1 % O	

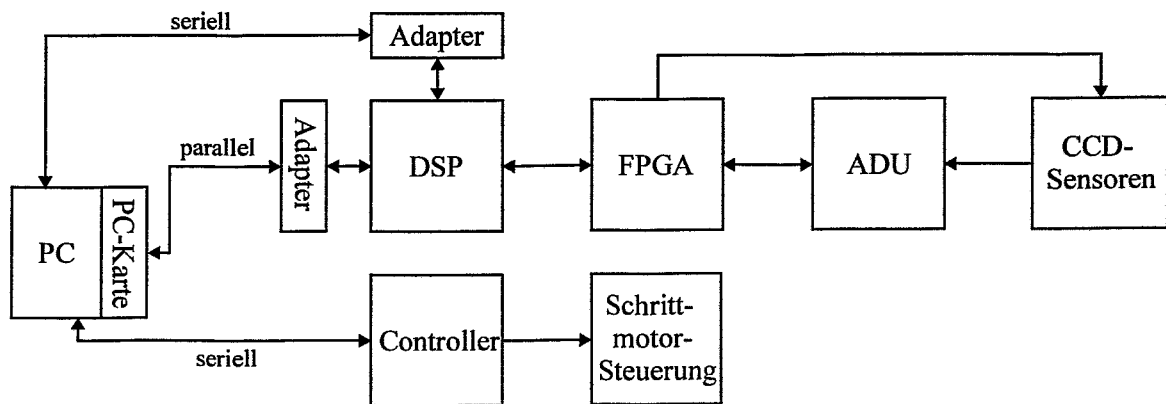
Für den Absorptionskoeffizienten des Knochens ist also der hohe Ca-Anteil verantwortlich. Ca hat eine hohe Atomnummer ($Z=20$) und besitzt einen Absorptionskoeffizienten von $\mu=0,393/\text{cm}$ bei 100 keV (nach Report: LA-2237 des Los Alamos Sci.Lab.: Storm, Gilbert, Israel). Die anderen Gewebeschichten verursachen durchaus eine nennenswerte Strahlen-Absorption, die jedoch nicht oder nur im langwelligen Bereich strukturiert sind.

4. Die Sensorik: Die Datenaufnahme und -verarbeitung: Transformation in den Raumfrequenzbereich

Das Aufnahmesystem enthält optische, mechanische und elektrische Komponenten: (1) Ein Normalobjektiv aus dem Mittelformat (2,8/80 mm) bildet den durchleuchteten Röntgenfilm im 60*60 mm Format in der Sensorebene scharf ab.

(2) Der zusammengesetzte Zeilensensor ist auf einem stepperbetriebenen x/y-Tisch montiert, der seinerseits auf einem Drehtisch befestigt ist. Dadurch ist es möglich, einerseits Vorlagen automatisch abzuscannen und andererseits gezielt Daten auf einer ausgewählten Spur aufzunehmen, die dann speziell zur FFT-Transformation genutzt werden.

Das Blockschaftbild zeigt das Gerät im Überblick:



Rechts im Bild befinden sich die beiden CCD-Zeilensensoren, deren Pixeldaten FPGA-gesteuert ausgetaktet und anschließend gewandelt werden. Im Speicher des Signalprozessors TMS 320-DSP stehen die Bilddaten und die errechneten FFT-Raumfrequenzamplituden zur Übernahme durch den PC zur Verfügung. Im PC befindet sich das Hauptprogramm, das die Betriebsarten, wie Scannen, Zeilenpositionierung oder Datenwandlung kontrolliert und zur Anzeige der Ergebniswerte genutzt wird. In einem Standalone-System ohne PC würde man dem Controller die Hauptaufgaben zuordnen, inklusive der Ansteuerung einer geeigneten Anzeigeeinheit (und nicht nur die Steuerung der 3 Schrittmotoren).

5. Die Aussagekraft der Daten: Vorverarbeitung zur Erzielung bestmöglicher FFT-Spektren

Die FFT-Spektren gut sichtbarer, räumlicher Strukturen enttäuschen den Betrachter zunächst, da er deutlich sichtbare Spektrallinien erwartet. Dies ist aber nur bei streng regelmäßigen Anordnungen der Fall. Im realen Fall sinkt die Amplitude einzelner Spektrallinien stark ab und verbreitert sich, so daß ein nahezu kontinuierliches Spektrum entsteht. Dieser Umstand beeinflusst keinesfalls die Aussagekraft der Daten: Je

größer die Anteile bei höheren Frequenzen sind, um so weiter strukturiert ist die Bildvorlage, d.h. im Falle der Osteoporose: Um so weiter ist die Krankheit bereits fortgeschritten. Die Klassifizierung in „gesund“ bzw. „erkrankt“ bleibt natürlich dem Arzt vorbehalten, der nach häufiger Anwendung des Gerätes die Daten auch statistischen Mittelwerten gegenüberstellen kann.

Eine für den Ingenieur wichtigere Frage ist die Gültigkeit der FFT-Daten. Vor allem sind zwei Fehlerquellen untersucht worden:

(a) Die eventuelle Nichterfüllung des Abtasttheorems, nach dem die Abtastfrequenz mindestens doppelt so hoch wie die maximale Signalfrequenz sein muß.

Die biologischen Raumfrequenzen der Knochenstruktur werden durch die optische Abbildung zu höheren Frequenzen hin transformiert: Verkleinert man das Abbild des Röntgenbildes durch Vergrößerung des Abstandes zur Bildebene zu stark, treten „Aliased Frequencies“ auf, die sich durch Vergrößerung des Abbildungsmaßstabs (Makrobereich des Objektivs) auf jeden Fall vermeiden lassen.

(b) Die Linienverbreiterung durch den Leck-Effekt (Leakage).

Dieser Effekt beruht auf der „Fensterung“, also der räumlichen Begrenzung der Abtastung auf die physikalische Begrenzung der Sensoren. Vor allem die Spektrallinien niedriger Raumfrequenzen verbreitern sich deutlich sichtbar, so daß zwischen den Spektrallinien unerwünschte Amplituden auftreten. Abhilfe ist möglich durch Verwendung eines Hanning-Fensters oder ähnlicher Fensterfunktionen (anstelle des „Rechteckfensters“), wodurch die Abtastwerte zusätzlich gewichtet werden: In der Mitte stark und an den Rändern schwach, so daß die Auswirkungen der Fensterung stark abgeschwächt werden. Die alternativen Fensterfunktionen beeinflussen natürlich alle Spektralampplituden, so daß die Art der Fensterung mit zu den dokumentierten Daten gehören muß.

Die im Vortrag gezeigten Spektren waren das Ergebnis einer FFT-Transformation mit 2048 Abtastwerten, aus der sich 1024 gültige Spektralampplituden der Raumfrequenzverteilung berechnen lassen, die ein Abbild der Knochenfeinstruktur sind.

6. Danksagungen

Der Entwurf und Aufbau der Hardware wurde im Rahmen einer Diplomarbeit von Herrn Matthias Ortmann durchgeführt, der ein (nahezu) perfektes Zusammenspiel von PC, Mechanik und Sensorik sowie Auswerteprogrammen realisierte.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Weber danke ich für sein förderndes Engagement. Ich teile mit ihm die Hoffnung, daß durch diesen Beitrag wieder ein frischer Wind bei der hochauflösenden, quantitativen Röntgenbildanalyse angefacht wird.

DESY Zeuthen
Institut für Hochenergiephysik
Dr. Ullrich Meyer
Platanenallee 6
1 5 7 3 8 Z e u t h e n ,
Tel. 033762 - 77 239

den 23.6.97

EMV-gerechtes Leiterplattendesign

Der Vortrag basiert auf den Seminaren EMV von Leiterplatten I und II, die innerhalb der Seminarreihe EMV - Praxis '97 von Prof. Christian Dirks, Fachhochschule Furtwangen, gehalten wurden.

Es wurde für den Vortrag die Problematik der Breitbandentkopplung von Versorgungsspannungen auf Leiterplatten herausgegriffen.

In Multilayern werden üblicherweise die Versorgungssysteme als Flächen ausgebildet, sogenannte Groundplane/Powerplane-Systeme. Solche flächigen Systeme werden in der Literatur gerne als Plattenkondensatoren angesehen. Diese Betrachtungsweise gestattet die Berechnung der Stützkondensatorgruppen, aber sie kann nicht eine Reihe von Impedanzüberhöhungen erklären, die die gewünschte Entkopplung zunichte machen. Sie lassen sich leicht erklären, wenn man die Groundplane/Powerplane-Systeme als Leitungen auffaßt. Da die Versorgungsspannungsflächen - gemessen an ihrem Wellenwiderstand - praktisch mit einem Leerlauf abgeschlossen sind, ist die erste Überhöhung der Impedanz bei der Frequenz zu erwarten, auf der die elektrische Länge der Fläche die halbe Wellenlänge erreicht. Man kann den Problemen, die diese Leitungsresonanzen hervorrufen, aus dem Wege gehen, indem man die Versorgungsspannungsflächen so klein macht, daß die erste Resonanz außerhalb des Frequenzbereiches liegt, den das Spektrum der verwendeten Logikfamilie abdeckt. Diese Lösung ist aber bei schneller Logik nicht anwendbar, weil dann die verfügbaren Flächen zu klein werden. So reicht z. B. das Spektrum der 74ACT-Reihe bereits bis über 2 GHz (Bild 1). Es ist also erforderlich, zu untersuchen, von welchen Faktoren der Betrag dieser Resonanzüberhöhung der Impedanz abhängt. Für eine ideale Leitung ist der Betrag der Eingangsimpedanz der leerlaufenden Leitung:

$$Z_{in} = Z_0 \times \cot(b_l)$$

Hierin ist Z_0 der Wellenwiderstand und b_l die elektrische Länge der Leitung in Grad. Für die halbe Wellenlänge ist $b_l = 180$ Grad und damit $\cot(b_l) = \infty$. Dieser Wert wird in der Praxis nicht erreicht, weil die Leitung nicht verlustlos ist. Je verlustreicher die Leitung, desto geringer die Resonanzüberhöhung. An den Gesamtverlusten sind die ohmschen Verluste in den Kupferbelägen und die elektrischen Verluste im Isolierstoff beteiligt. Bei gängigen Leiterplattenmaterialien sind die Verluste vom Anwender jedoch nicht beeinflussbar. Daher muß dem Wellenwiderstand des Leitungssystems besondere Aufmerksamkeit gewidmet werden. Mit ihm läßt sich die Resonanzüberhöhung ebenfalls beeinflussen. Man muß letztlich einen möglichst kleinen Wellenwiderstand anstreben. Die quantitative Ermittlung dieser Verluste ist für solche flächigen Leitungssysteme außerordentlich schwierig. Es wurde daher der Wellenwiderstand bei einigermaßen realistischen Objekten meßtechnisch ermittelt. Für die kurzgeschlossene, verlustfreie Leitung gilt:

$$Z_{in} = Z_0 \times \tan(b_l)$$

Für die Achtel-Wellenlänge wird dann $\tan(\beta l) = 1$, und man erkennt unmittelbar den Wellenwiderstand. Hierbei muß ein gewisser Fehler in Kauf genommen werden, da die Leitung natürlich nicht verlustfrei ist. Die Ergebnisse sind aber für praktische Belange ausreichend. Es ergeben sich für eine Fläche von 9 cm x 7,5 cm mit 2 mm Löchern folgende Wellenwiderstände in Abhängigkeit von der Substratdicke: (siehe Bild 2 und 3)

$$\begin{aligned} 350 \mu\text{m} &\Rightarrow Z_o = 0,9 \Omega \\ 100 \mu\text{m} &\Rightarrow Z_o = 0,12 \Omega \\ 60 \mu\text{m} &\Rightarrow Z_o < 0,07 \Omega \end{aligned}$$

Hieraus ist ersichtlich, daß durch die Verringerung der Substratdicke der Wellenwiderstand und damit die Resonanzüberhöhung beeinflusst werden kann. Der Betriebsfall, der den Groundplane/Powerplane - Systemen in der Praxis am nächsten kommt, ist der Leerlauf. Hier ergeben sich folgende Impedanzüberhöhungen in der Resonanz: (Bild 4 und 5)

$$\begin{aligned} 350 \mu\text{m} &\Rightarrow \text{Impedanzüberhöhung } 23 \Omega \\ 100 \mu\text{m} &\Rightarrow \text{Impedanzüberhöhung } 4,4 \Omega \\ 60 \mu\text{m} &\Rightarrow \text{Impedanzüberhöhung } 2,1 \Omega \end{aligned}$$

Eine Resonanzüberhöhung von etwa 2 Ω , wie man sie bei dem 60 μm - Substrat vorfindet, ist bereits brauchbar gedämpft.

Die Anzahl und die Art der benötigten Stützkondensatoren sind vom Wellenwiderstand direkt abhängig. Wenn die Leitung eine Länge von $\lambda/8$ hat, erscheint an den Anschlüssen der integrierten Schaltung genau der Wellenwiderstand der Leitung, für den Bereich zwischen 0 und $\lambda/8$ ist die Impedanz des Aufbaus zwischen 0 und dem Wellenwiderstand der Leitung. Gelingt es also, den Wellenwiderstand der Leitung, die den Stützkondensator mit der integrierten Schaltung verbindet, sehr niederohmig zu machen und den Abstand der integrierten Schaltung vom Stützkondensator innerhalb von $\lambda/8$ zu halten, ist das Problem der Entkopplung perfekt gelöst. Als Stützkondensatoren sollten ausschließlich SMD-Kondensatoren verwendet werden, da alle bedrahteten Typen eine mehrfach höhere Induktivität aufweisen. Für die Bestimmung der Kondensatorwerte wurde das Programm „Silent“ geschaffen. Es ermöglicht die schnelle und einfache Bestimmung der optimalen Kondensatorgruppe. Durch das Hinzufügen einer „versetzten“ Kondensatorgruppe kann der Impedanzverlauf noch weiter geglättet werden. Die Kapazitätswerte der „versetzten“ Kondensatorgruppe sind jeweils die Hälfte der Werte für die errechnete Kondensatorgruppe. So kann z.B. bei einer Substratdicke von 60 μm und Kondensatorgruppen von 1 μF , 2,2nF / 470nF, 1nF ein Wirkungsradius der Kondensatorgruppe von 14 cm erreicht werden, es entfallen alle weiteren Stützkondensatoren auf einer Eurokarte.

74ACT00 Leerl. SNeusonde MKR: 0.00 Hz 0.0 dBm

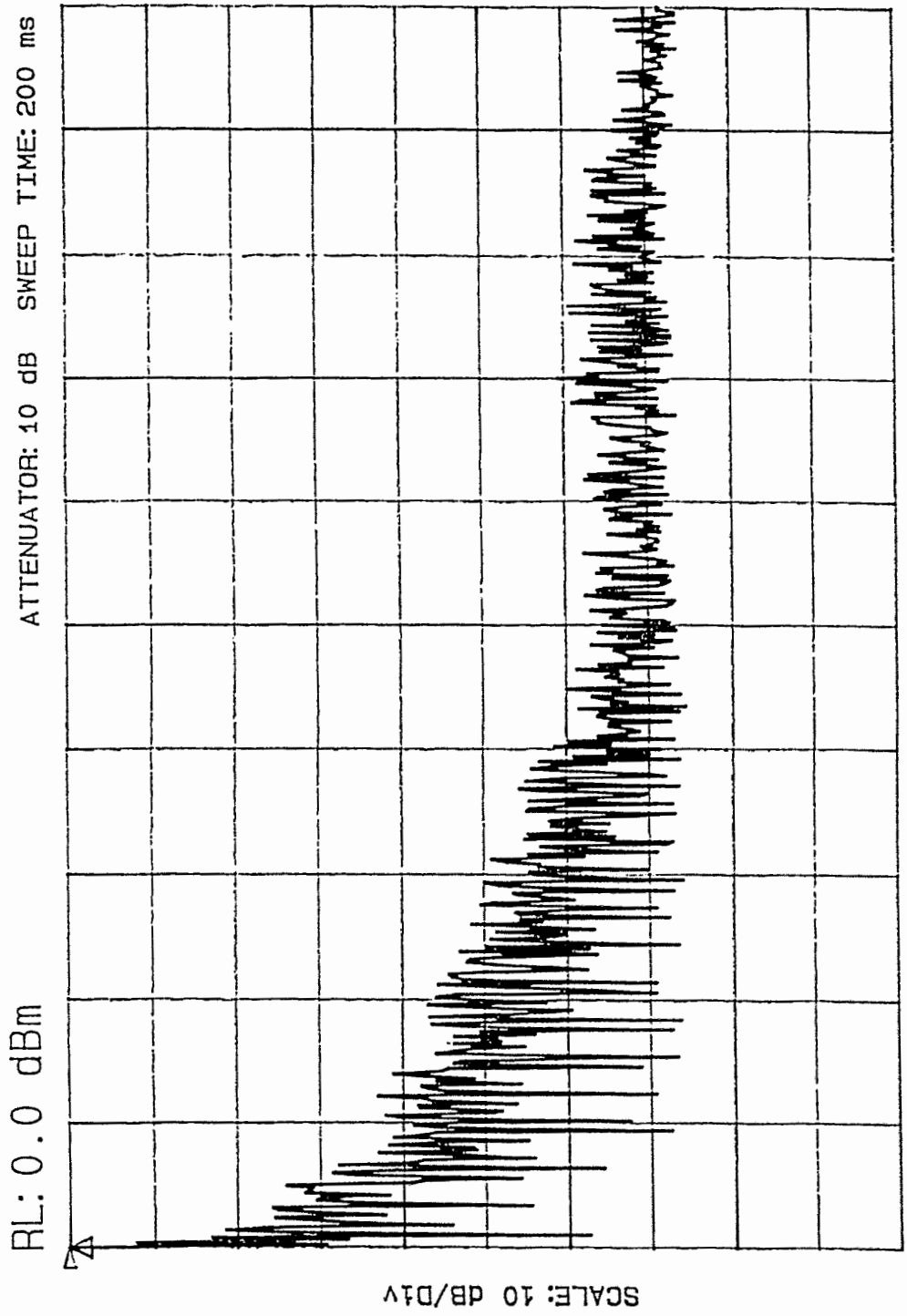


Bild 1

Messung mit 0,2pF - Sonde

Einfluß der Substratdicke auf den Wellenwiderstand

Messung an der kurzgeschlossenen Leitung. Die Fläche (9x7.5cm) hat 2mm-Löcher. Substratdicke 350µm. Bei Lambda-Achtel wird der Wellenwiderstand erkennbar: ca. 0.9 Ohm

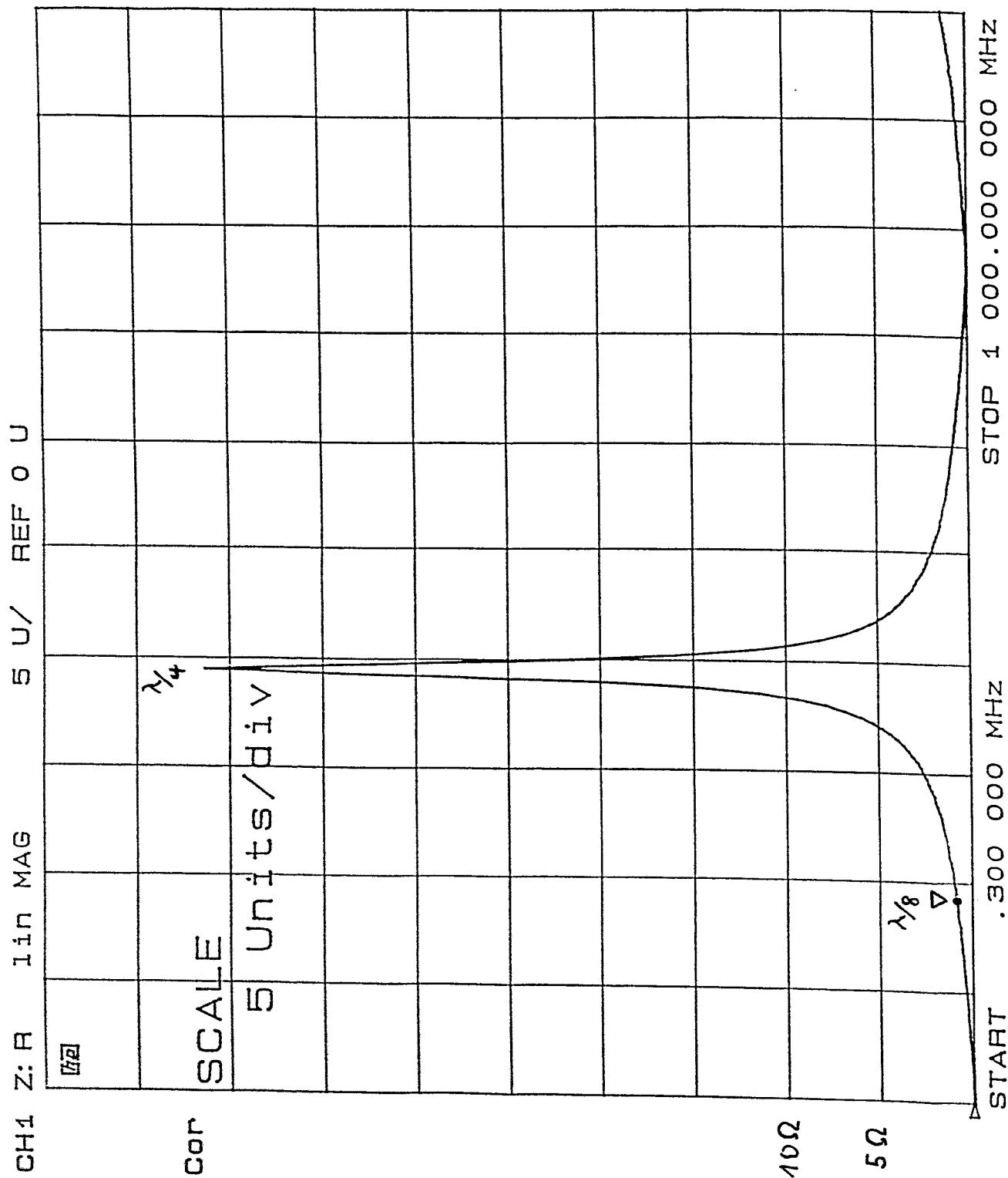


Bild 2

Einfluß der Substratdicke auf den Wellenwiderstand

Messung an der kurzgeschlossenen Leitung. Die Fläche (9x7.5cm) hat 2mm-Löcher. Substratdicke 60µm. Bei Lambda-Achtel wird der Wellenwiderstand erkennbar: ca. 0.05 Ohm

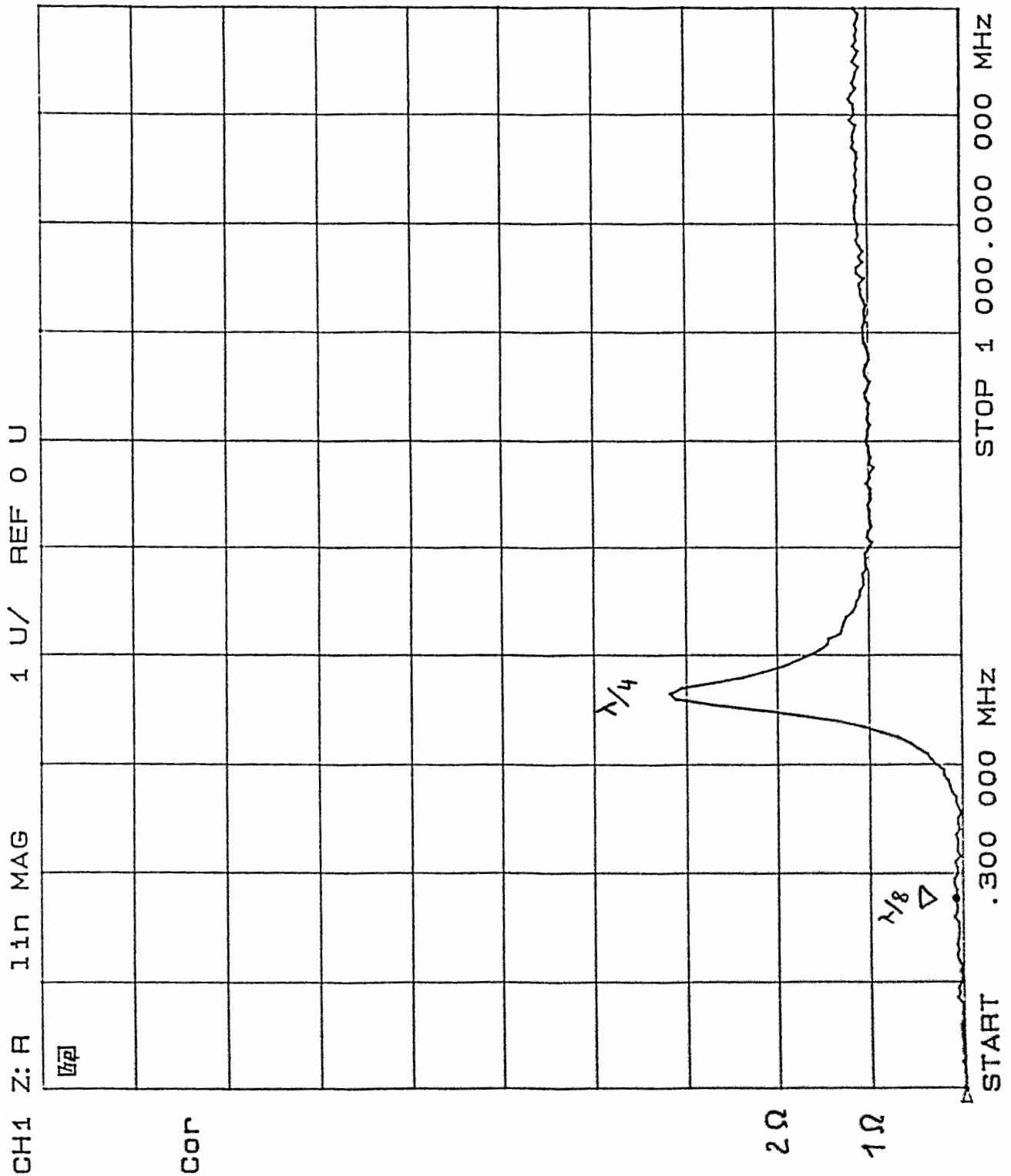


Bild 3

Einfluß der Substratdicke auf die Lambda-Halbe-Resonanz

Messung an der leerlaufenden Leitung. Die Fläche (9x7.5cm) hat 2mm-Löcher. Substratdicke 350µm. Die Überhöhung der Impedanz bei der Lambda-Halbe-Resonanz ist 27 Ohm

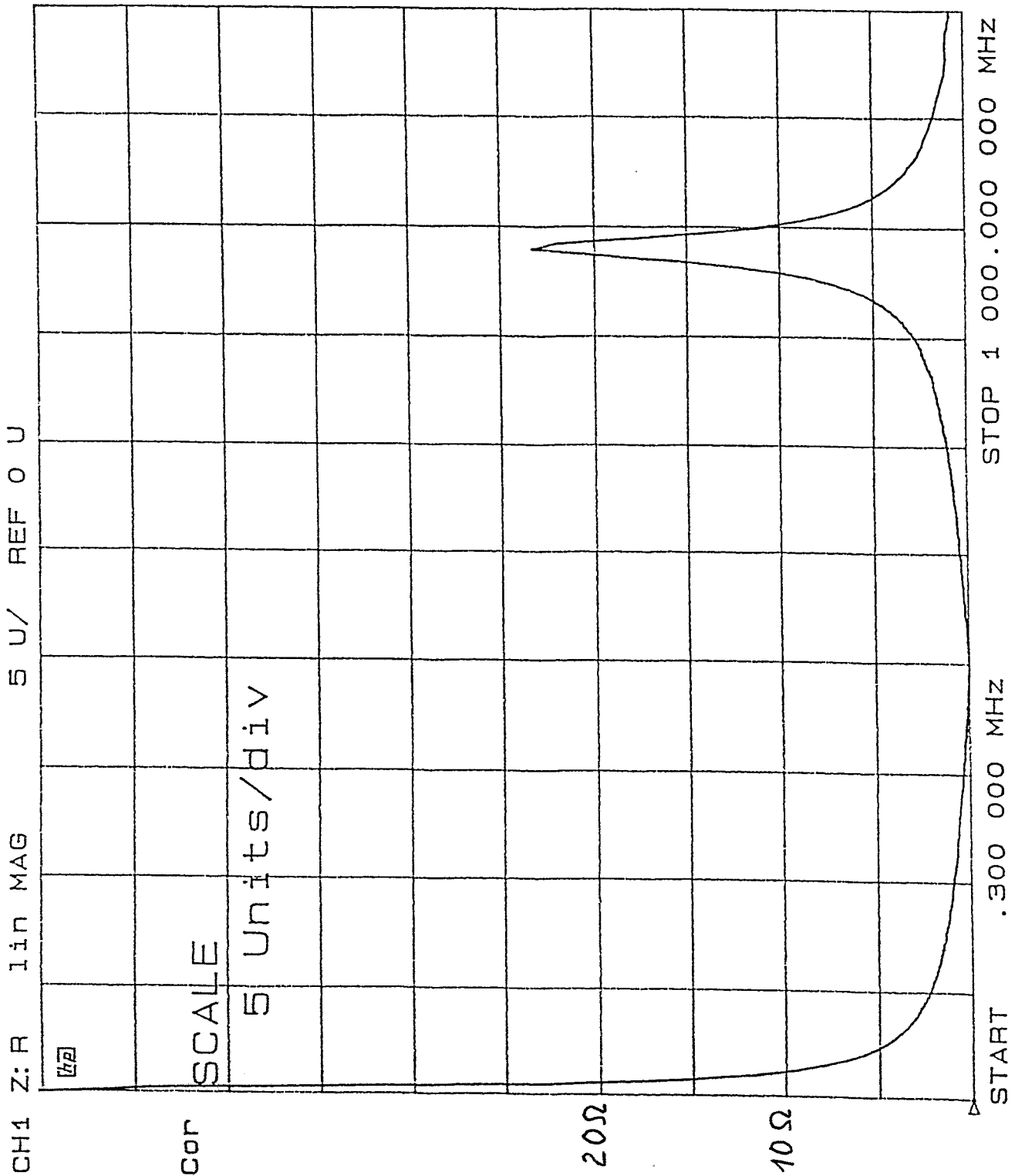


Bild 4

Einfluß der Substratdicke auf die Lambda-Halbe-Resonanz

Messung an der leerlaufenden Leitung. Die Fläche (9x7.5cm) hat
2mm-Löcher. Substratdicke $60\mu\text{m}$. Die Überhöhung der Impedanz bei
der Lambda-Halbe-Resonanz ist $2.1\ \Omega$.

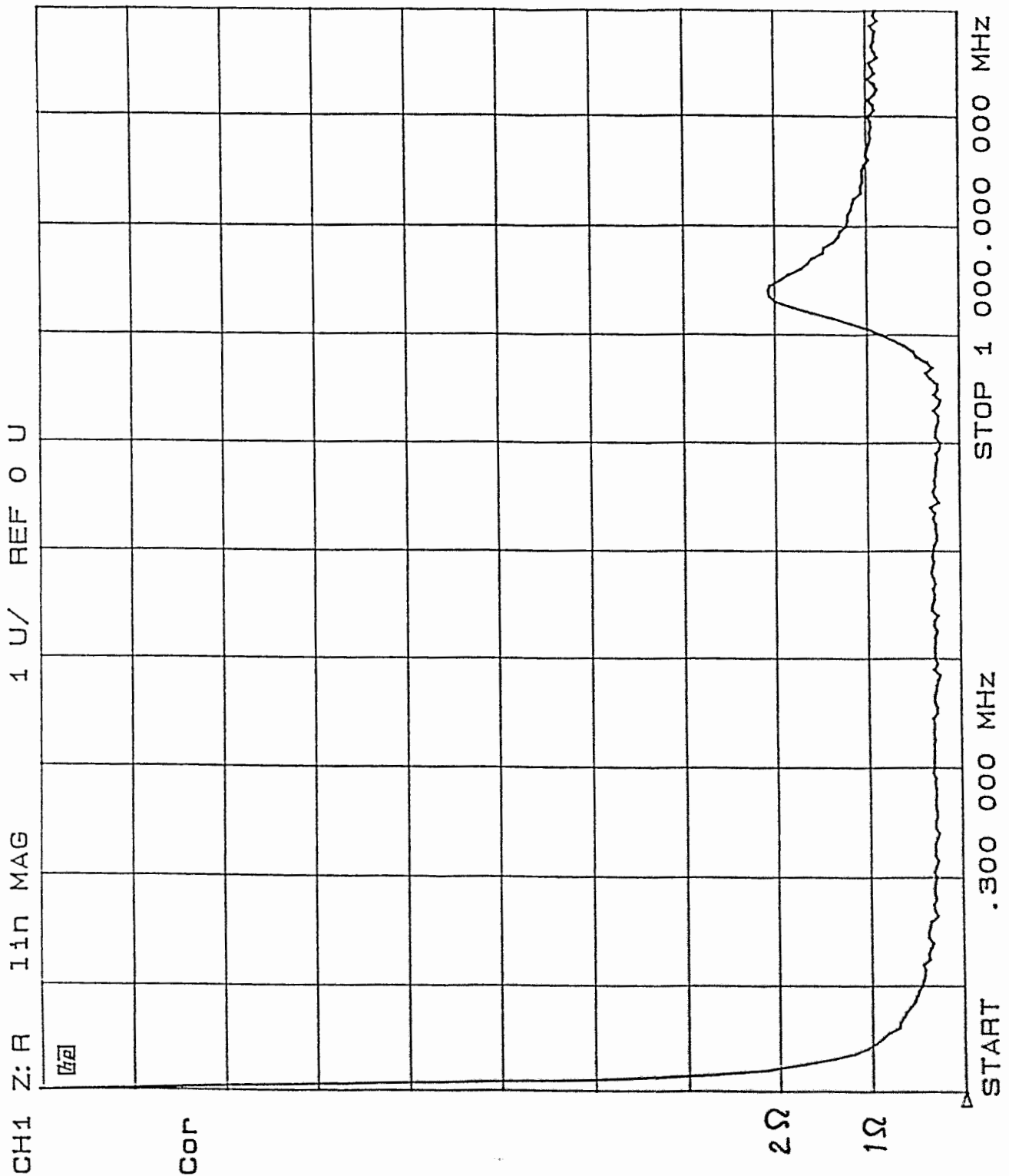


Bild 5

"Breitbandige Anregung und Detektion bei elektrischen Ionenresonanzzellen"
 M. Aliman, Universität/ GH Wuppertal

Die Aufgabe der Massenspektrometrie besteht darin, die physikalische Zusammensetzung einer Probe im gasförmigen oder im festen Zustand darzustellen.
 Bei den rein elektrischen Methoden ist man bemüht, die Messung an offenen (linear beschl. Ionen) oder geschlossenen Ionen-Bahnen (kreisende Ionen) durchzuführen (siehe Bild 1).

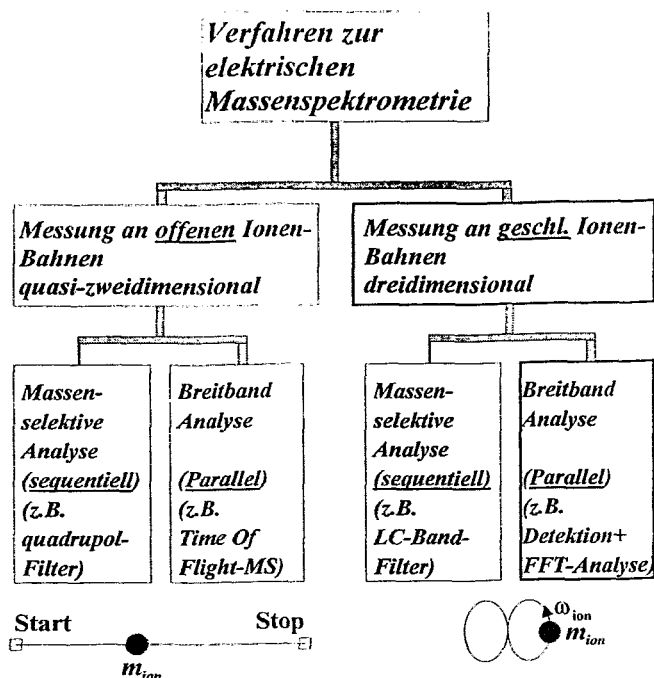


Bild 1

Es gibt im allgemeinen 2 Möglichkeiten der Messung:

1. Die massenselektive Analyse, wo die verschiedenen Bestandteile sequenziell gescannt werden, was im allgemeinen eine große Auflösung ermöglicht, oder
2. die breitbandige Analyse, wo mehrere Massen "gleichzeitig" d.h. parallel aufgezeichnet werden.

Der Vorteil der Letzteren liegt auf der Hand: kurzlebige Experimente können somit dokumentiert werden. Dies motiviert auch bei der sogenannten Ionenresonanz-Massenspektrometrie breitbandige Lösungen anzustreben.

In diesem Vortrag wurden folgende Unterpunkte behandelt:

1. Prinzipaufbau eines Ionenresonanz-Massenspektrometers
2. Schmalbandige Anregung und Detektion mit der klassischen Paul'schen Zelle
3. Vorstellung einer alternativen Zelle für eine breitbandige Anregung und Detektion
4. Anregung und Signalanalyse
5. Ausblick

Geschlossene Ionen-Bahnen können im Hochvakuum ($p \leq 10^{-7}$ mbar) erzwungen werden, wenn man Ionen in sogenannten Ionen-Käfigen oder -Zellen gefangen hält. Das Prinzip sieht folgendermaßen aus:

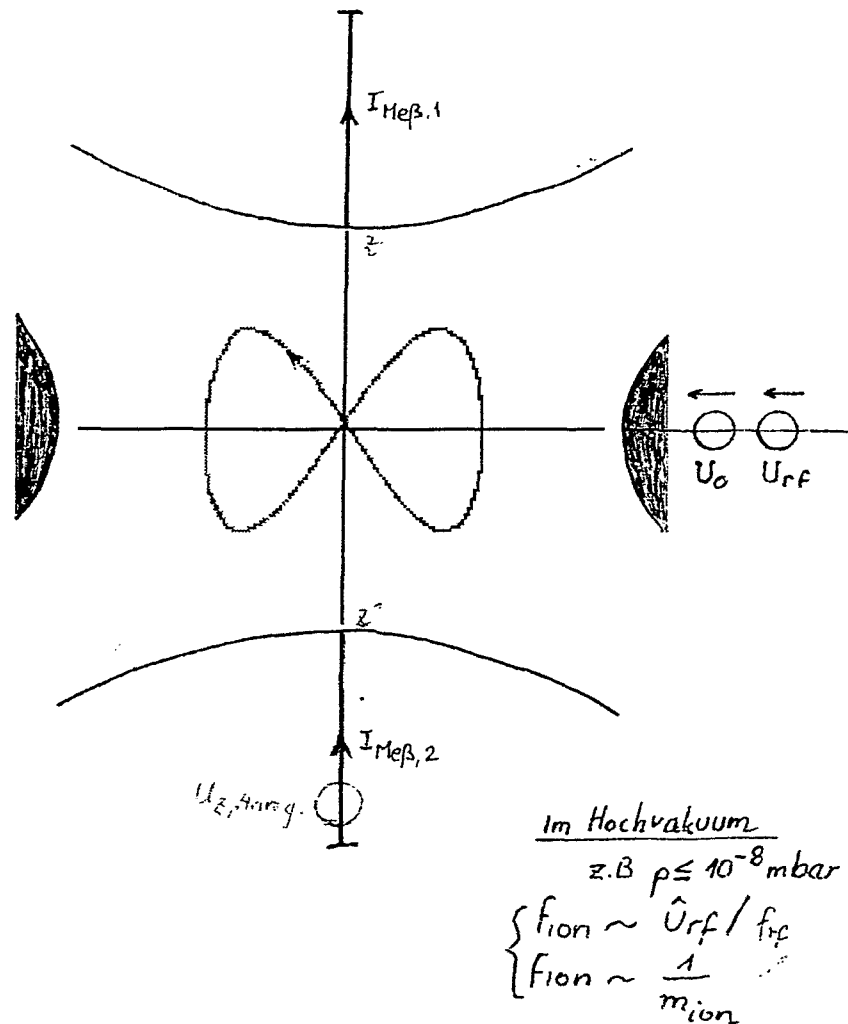


Bild 2

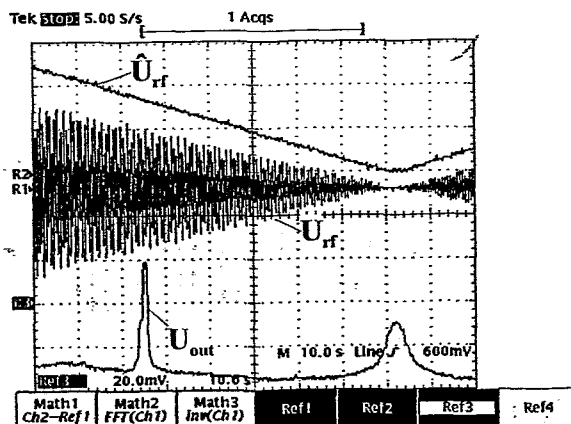
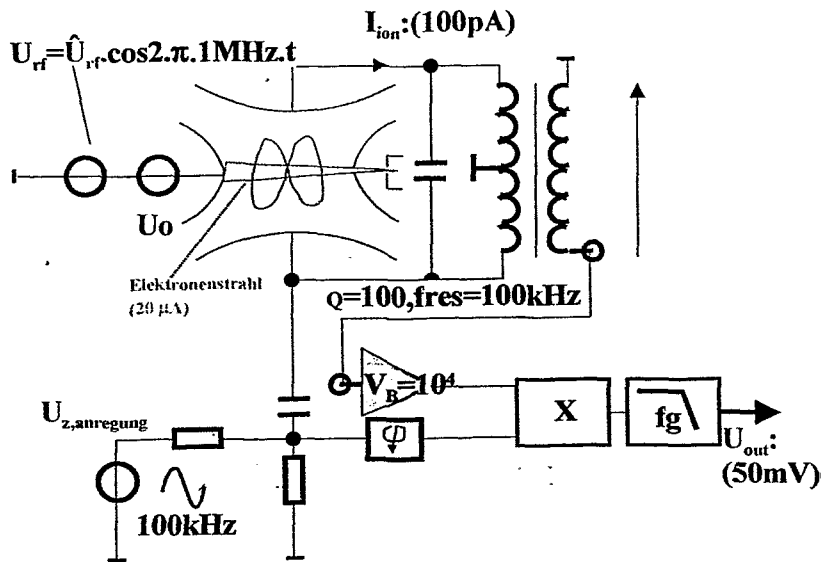
Im Ionen-Käfig wirkt aufgrund einer anliegenden HF-Spannung U_{rf} eine Kraft auf das Ion so, dass es beim Verlassen des Zentrums immer wieder ins Zentrum zurückgeholt wird. Durch Überlagerung einer Gleichspannung U_0 können diese Bahnen stabil gehalten werden. Werden die Deckelektroden einer solchen Ionen-Zelle als hochohmige Meß-Elektroden betrieben, kann in diesem fließenden Spiegelstrom der kreisenden Ionen gemessen werden.

Dabei kann festgehalten werden $f_{ion} \sim \hat{U}_{rf} / f_{rf}$

$$f_{ion} \sim \frac{1}{m_{ion}}$$

Aus der letzteren Beziehung kann die Ionenmasse entnommen werden.

Mit einer Paul-Zelle mit 20 mm Durchmesser (mit Argon als Restgas) wurde der folgende Versuch (1) durchgeführt:



Versuch 1

Zum masseselektiven Empfang wird ein hochwertiger LC-Schwingkreis an den Meßelektroden angebracht. Die Güte beträgt dabei für eine Resonanzfrequenz von 100 kHz etwa 100. Das HF-Übersprechen aufgrund der großen Elektroden-Kapazitäten, wird durch eine Gegentakt-Spulenordnung weitgehend unterdrückt.

Entsprechend der schmalbandigen Beschaltung wird nun ein 100 kHz-Anregungssignal an einer der Meßelektroden gewählt. Um das Empfangssignal von dem statistisch gesehen resultierenden Empfangsgeräusch abzuheben, werden nur diejenigen Ionen, die phasenrichtig zum Anregungssignal schwingen, herausgefiltert.

Das Endsignal wird nach der Phasenschieberschaltung bzw. Verstärker-Schaltung ($V_B \approx 10^4$) und Multiplizier-Schaltung abgegriffen.

Die Ausgangsspannung zeigt ein deutliches Maximum bei der Argon-Resonanzlinie.

Um eine breitbandige Detektion auch mit der Paul'schen Zelle vornehmen zu können, muß das HF-Übersprechen kompensiert werden, was nur schwer gelingt. Die parasitären Kapazitäten, die sich ergeben zwischen den Ringelectroden und den Meßelectroden sind dafür zu groß.

Eine Abhilfe ist mit einer Struktur nach Bild 3 möglich. Dabei wird aus der Paul'schen Zelle ein Zylinder ausgeschnitten, der alle stabilen Ionenbahnen umfaßt. An den Schnittkanten wird das benötigte Potential nachgebildet. Dabei ergibt sich ein deutlich reduziertes HF-Übersprechen zu den Deckelelectroden.

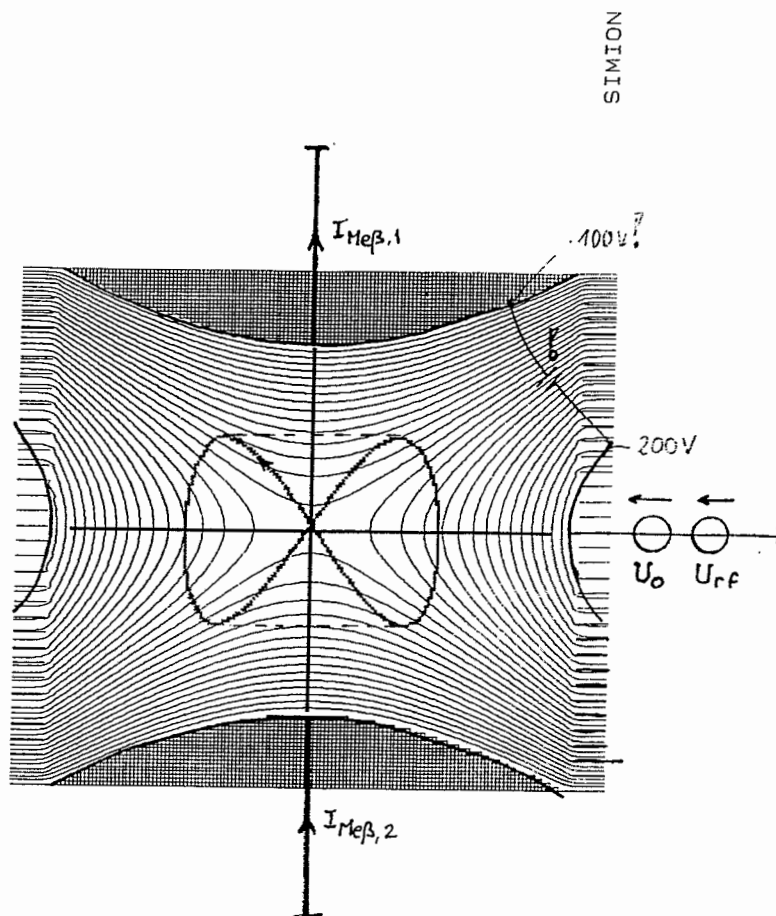


Bild 3

An der zylindrischen Wand als Raumbegrenzung ergibt sich ein quadratischer Spannungsverlauf. Die sich so ergebende "Quadratisch Approximierte Zelle" oder "QAZ" kann bei geschickter Realisierung die Nachteile der Paul'schen Zelle spürbar reduzieren.

Im nächsten Bild (4) sei eine solche Realisierung vorgestellt.

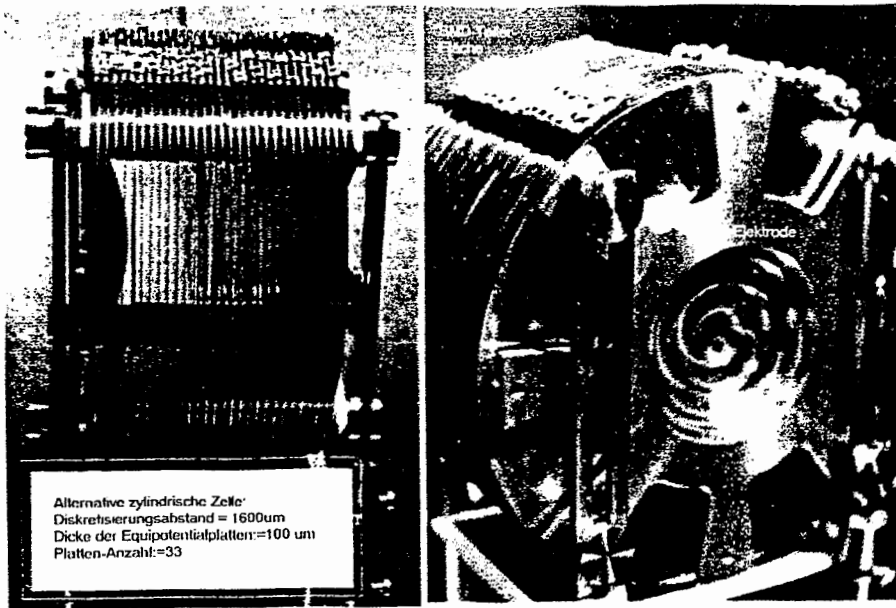


Bild 4

Zur Diskretisierung werden 100 µm-dicke VA-Platten eingesetzt. Die Spannungseinteilung wird durch eine SMD-RC-Kette realisiert.

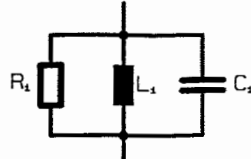
Ergebnis: (Feldverzerrungsfehler : $\leq 2,5\%$, Zusätzliche Übersprechdämpfung ≈ 30 dB)

Mit dieser Anordnung kann nun eine breitbandige Detektion des Ionensignals vorgenommen werden.

Diskretisierung des Spannungsverlaufes an der Wand:

Z_i als RLC-Parallelschaltung derart:

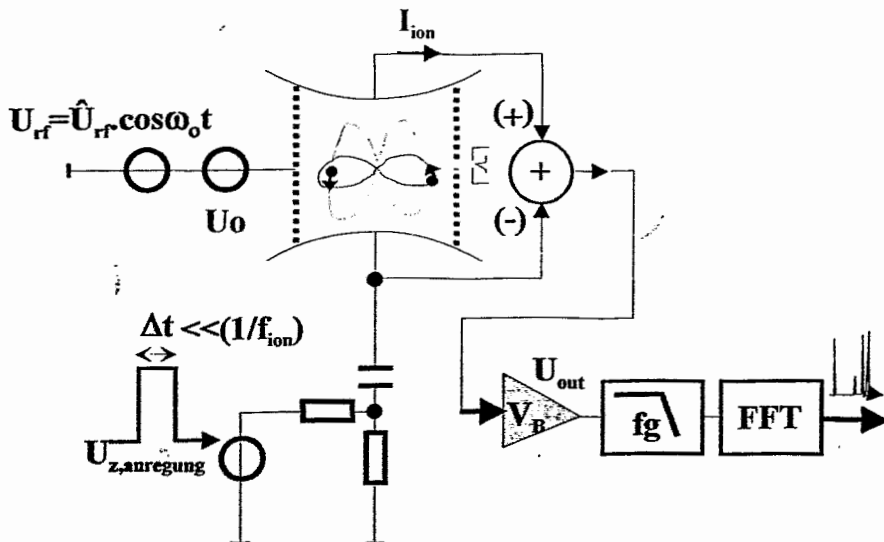
$$Z_i(j\omega) = (2i - 1) \cdot Z_0(j\omega),$$



mit $R_i = (2i - 1) R_0$ und $i = 1..N$

$$L_i = (2i - 1) L_0$$

$$C_i = C_0 / (2i - 1)$$



Durch einen breitbandigen Impuls $\left(\Delta t \ll \frac{1}{f_{\text{ion}}}\right)$ werden aus dem Ionen-Paket nun nur diejenigen Ionen stärker angeregt, (und zwar massenunabhängig), die günstige Bewegungsparameter zum Zeitpunkt der Anregung besitzen. Ionen mit ungünstigen Startparameter werden sogar gedämpft. Das kapazitiv, rauscharm-gekoppelte Signal kann - hochverstärkt - mit einer FFT-Analyse verarbeitet werden.

Ausblick:

Durch eine technologische Dickschichthybrid-Technik können Lösungen für die Realisierung kompakter Ionenresonanz-Massenspektrometer bei breitbandiger Ionen-Detektion erzielt werden.

Ionendetektorsysteme mit hohem Dynamikbereich für Laufzeit-Massenspektrometer

Peter Muß

Dieser Bericht beschreibt einen Teil eines Meßsystems, das für die Weltraumsonde STARDUST der NASA entwickelt wurde. Dieses Meßsystem dient zur Analyse von Kometenstaub mit Hilfe eines Laufzeit-Massenspektrometers. Die Abbildung 1 zeigt das Funktionsprinzip des eingesetzten Spektrometers.

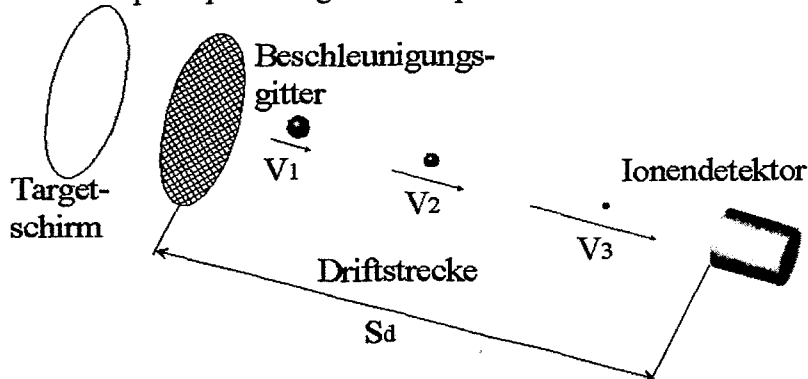


Abbildung 1: Prinzipaufbau eines Laufzeit-Massenspektrometers

Die Sonde bewegt sich mit einer Relativgeschwindigkeit von ca. $6 \text{ km}\cdot\text{s}^{-1}$ zum Kometen. Untersucht werden Staubteilchen des Kometenschweifs mit einem typischen Durchmesser von ca. $1 \mu\text{m}$. Trifft ein zu analysierendes Staubteilchen auf den metallbeschichteten Targetschirm, so zerfällt es durch die hohe kinetische Energie in seine elementare Bestandteile. Eine Teil der Atome wird durch den Aufprall ionisiert. Die Gesamtanzahl der hierbei entstehenden Ionen liegt bei ca. 10^7 . Durch eine am Beschleunigungsgitter angelegte Spannung werden die Ionen angezogen und durchlaufen anschließend die feldfreie Driftstrecke. Da die durch die Beschleunigungsspannung zugeführte kinetische Energie für alle Ionen konstant ist, besitzen schwerere Ionen eine kleinere Geschwindigkeit innerhalb der Driftstrecke als leichte Ionen. Somit erreichen leichte Ionen schneller den am Ende der Driftstrecke befindlichen Ionendetektor als die schweren Ionen. Durch Beobachtung des Ionendetektor-Ausgangssignals kann die Flugzeit der Ionen und somit auch deren Masse bestimmt werden. Die Amplitude der Detektorimpulse ist hierbei proportional zur Anzahl der Ionen.

Als Ionendetektor wird ein diskreter Sekundärelektronen-Vervielfacher eingesetzt (Abbildung 2).

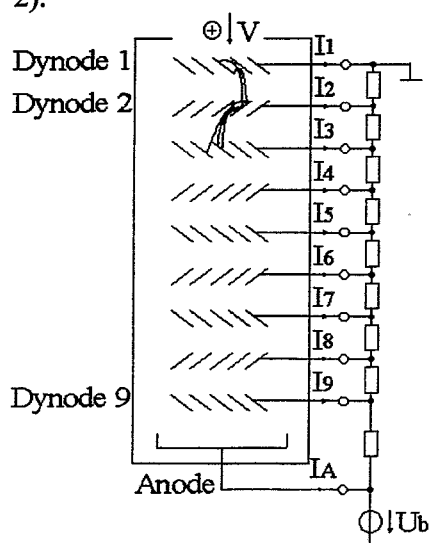


Abbildung 2: Prinzipaufbau eines diskreten Sekundärelektronen-Vervielfachers

Er besteht aus einer Reihenschaltung von Elektroden (Dynoden), zwischen denen durch ein externes Netzwerk eine Potentialdifferenz erzeugt wird. Trifft ein Ion aus der Driftstrecke auf die erste Dynode auf, so werden durch sein kinetische Energie Sekundärelektronen aus der Dynodenoberfläche freigesetzt. Diese Elektronen werden durch die Potentialdifferenz zwischen den einzelnen Dynoden zur nächsten Dynode hin beschleunigt und schlagen hier wiederum Sekundärelektronen frei. Die zur Ladungsvervielfachung benötigten Elektronen werden vom potentialbestimmenden Netzwerk geliefert. Die Ladungsverstärkung pro Stufe liegt bei ca. 2, die Gesamtverstärkung bei 10^4 bis 10^6 .

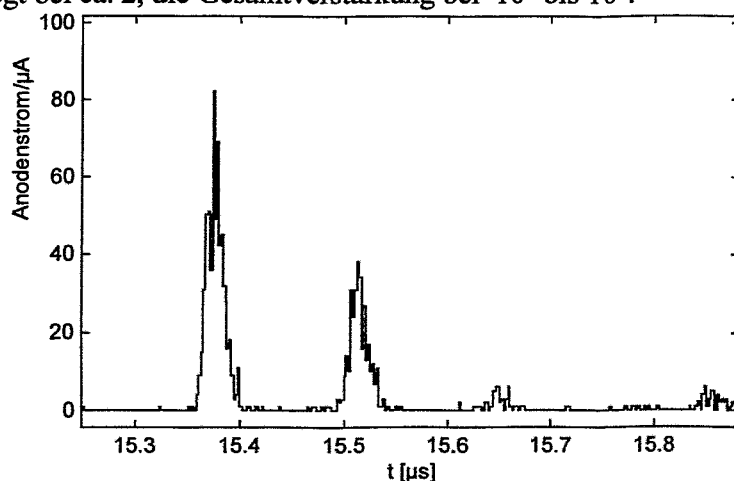


Abbildung 3: Typischer Zeitverlauf des Ionendetektorsignals bei einem Laufzeit-Massenspektrometers

Die Abbildung 3 zeigt einen typischen Zeitverlauf des Anodenstromes eines Laufzeit-Massenspektrometers. Das Ausgangssignal wird i.A. durch einen schnellen A/D-Umsetzer zur weiteren Analyse aufgezeichnet.

Dem Zeitverlauf des Ausgangssignals sind wichtige Kenngrößen des Meßsystems zu entnehmen:

- ⇒ Impulshalbwertsbreite $t_{w,50\%} \approx 150\text{ns}$
- ⇒ Meßdynamikbereich $D_{\text{Meß}} = 10^5 \text{ 100 dB}$
- ⇒ Abtastfrequenz $f_{\text{Takt}} = 100 \text{ MHz}$

Die Impulshalbwertsbreite $t_{w,50\%}$ bestimmt die Anforderungen an die erforderliche Bandbreite des Meßsystems und wird durch die erforderliche Massenauflösung vorgegeben. Der Meßdynamikbereich, d.h. das Verhältnis zwischen maximaler und minimaler zu erfassenden Impulsamplitude, wird durch das Mischungsverhältnis der unterschiedlichen Ionenarten sowie unterschiedlicher Staubteilchengrößen bestimmt. Die hohe Abtastfrequenz dient zur genauen Rekonstruktion der Impulsformen und somit zur Bestimmung der Ionenanzahl. Weiterhin ist zu erkennen, daß das Detektorsignal unipolar ist, und somit einen Gleichanteil enthält.

Aus den Forderungen des Meßdynamikbereiches von 100 dB und der gewünschten Abtastfrequenz von 100 MHz wird ersichtlich, daß die gestellte Meßaufgabe nur durch eine Dynamikkompression erfüllbar wird, da zur Zeit keine A/D-Wandler mit den benötigten Dynamikumfang bei solch hoher Abtastfrequenz verfügbar sind.

Bei dem hier vorgestellten Meßsystem wird der diskrete Sekundärelektronen-Vervielfacher in das Dynamikkompansionskonzept einbezogen. Das Anodenstromsignal besitzt die höchste und die einzelnen Dynodenströme jeweils eine um den Verstärkungsfaktor geringere Empfindlichkeit gegenüber dem Eingangssignal. Durch die Verwendung zweier paralleler Signalkanäle mit unterschiedlicher Empfindlichkeit wird die Meßdynamikanforderung des einzelnen Kanals verkleinert. Die Abbildung 4 zeigt dieses Konzept der Signalerfassung.

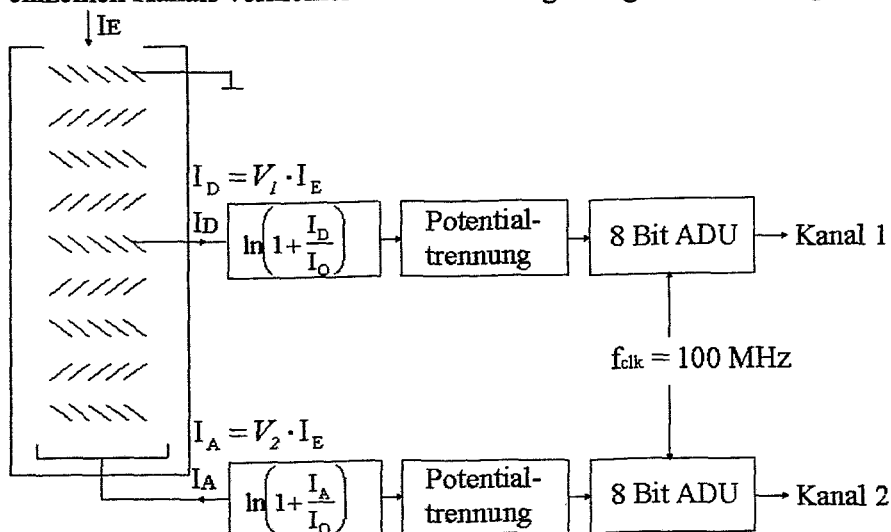


Abbildung 4: Konzept der Meßsignalerfassung

Der Einzelkanal verfügt über eine bereichsweise logarithmische Dynamikkompansionsstufe mit einem Meßdynamikbereich von 60 dB. Die Ausgangsdynamik beträgt hier ca. 35 dB und kann mit einem zufriedenstellenden Signal-Rauschabstand von einem 8-Bit A/D-Wandler erfaßt werden. Der Abgriff des Dynodenstromes wird so gewählt, daß eine Überlappung des erfaßbaren Signalbereiches je Kanal von etwa einer Dekade ergibt. Durch die Überlappung der Meßbereiche kann die Verstärkung zwischen den beiden Kanälen leicht ermittelt und somit zumindest näherungsweise auf die Gesamtverstärkung des Sekundärelektronen-Vervielfachers geschlossen werden.

Da sich die zu messenden Ströme auf einem Hochspannungspotential von mehreren kV befinden, müssen die Meßsignale über eine Potentialtrennstufe zu den A/D-Wandlern geführt werden. Diese Potentialtrennung befindet sich nach der Dynamikkompansionsstufe, so daß sich

hier nur verminderte Anforderungen an die Dynamik bestehen. Da wie bereits erwähnt die Signalströme einen Gleichanteil aufweisen, muß die Potentialtrennung auch diesen korrekt übertragen können. Die Abbildung 5 zeigt das Prinzipschaltbild der Dynamikkomppressionsstufe sowie der Potentialtrennung am Beispiel des Dynodenkanals.

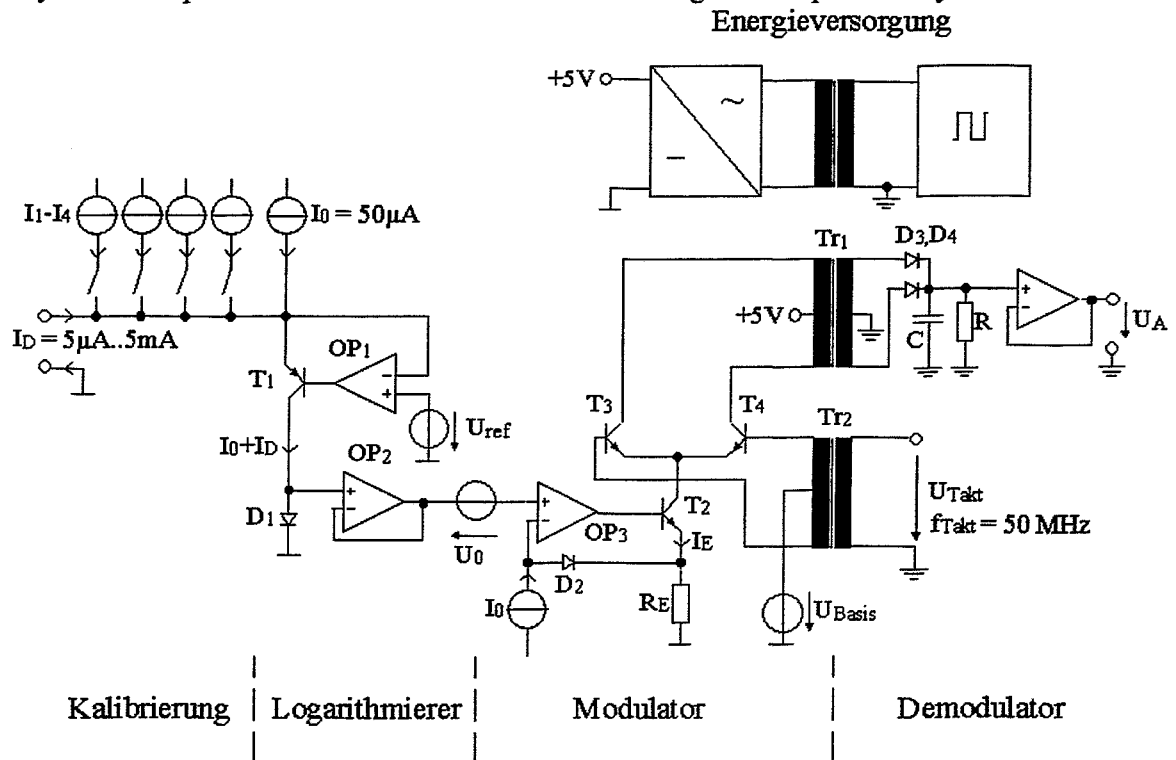


Abbildung 5: Prinzipschaltbild des Dynoden-Meßkanals

Der Eingangsstrom wird über den Impedanzkonverter bestehend aus Transistor T_1 und Operationsverstärker OP_1 zum Logarithmierelement D_1 geführt. Der erfassbare Eingangssignalstrombereich umfaßt die Werte $5\mu\text{A}$ bis 5mA . Dem Eingangsstrom wird über die Konstantstromquelle I_0 ein Gleichstrom von $50\mu\text{A}$ überlagert. Dieser dient als Ruhestrom für das Logarithmierelement. Durch die zuschaltbaren Konstantstromquellen I_1 bis I_4 kann eine Kalibrierung innerhalb verschiedener Kennlinienpunkten des gesamten Meßkanals erfolgen.

Der Impedanzkonverter OP_2 liefert das komprimierte Spannungssignal mit einer niedrigen Ausgangsimpedanz zur fachfolgenden Stufe. Die Spannungsquelle U_0 wirkt als Offset-Spannung zum Meßsignal. Sie dient zur Arbeitspunkteinstellung der Potentialtrennstufe. Die Schaltungsstruktur aus Verstärker OP_3 , Transistor T_2 und Widerstand R_E ist ein Spannungs-Strom-Konverter. In der Rückkopplung des Verstärkers OP_3 wird der durch den Ruhestrom I_0 hervorgerufenen Spannungsabfall am Logarithmierelement D_1 durch den gleichen Spannungsabfall an der Diode D_2 kompensiert. Der Kollektorstrom von T_2 wird über die beiden Stromschalter T_3 und T_4 zum Ausgangsübertrager Tr_1 geführt. Das Taktsignal zur Ansteuerung der Stromschalter wird durch den Taktübertrager Tr_2 eingekoppelt. Die Anordnung aus Spannungs-Strom-Konverter und getakteten Stromschalter wirkt als Amplitudenmodulator. Der Ruhestrom des Modulators (eingestellt durch U_0) beträgt ca. 1mA und der maximale Modulatorstrom bei Vollausteuern beträgt ca. 6mA . Die Demodulation erfolgt auf der Sekundärseite des Ausgangsübertragers durch eine Mittelpunktleitrichtung bestehend aus den Dioden D_3 und D_4 sowie dem Tiefpaßfilter aus R und C . Der Modulator wirkt als Abtaster für das Meßsignal. Als Taktfrequenz wird ein 50MHz Signal verwendet. Dieses Taktsignal ist phasenstarr mit dem Abtasttakt der A/D-Wandler von 100MHz .

gekoppelt. Durch die Zweiweggleichrichtung im Demodulator ergibt sich eine effektive Abtastfrequenz von ebenfalls 100 MHz.

Zur Energieversorgung des Logarithmierers und Modulators wird ein weiterer Übertrager verwendet. Dieser wird durch einen lokalen Oszillator mit einer Rechteckspannung gespeist. Sekundärseitig auf der Hochspannungsseite erfolgt eine Gleichrichtung und Spannungsstabilisierung. Durch die Verwendung moderner Operationsverstärkertechnik und der gewählten Schaltungsstruktur wurde eine Ruheleistungsaufnahme des Logarithmierers und des Modulators von ca. 25 mW bei einer Betriebsspannung von 5 V erreicht.

Zur Darstellung der statischen Übertragungseigenschaften wurden in eine exponentiell fallender Eingangsstromverlauf $i_E(t) = I_{\max} \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \cdot \sigma(t)$ gewählt. Der Maximalstrom I_{\max} beträgt ca. 5mA und die Zeitkonstante τ ist so groß, daß dynamische Einflüsse des Meßsystems vernachlässigt werden können.

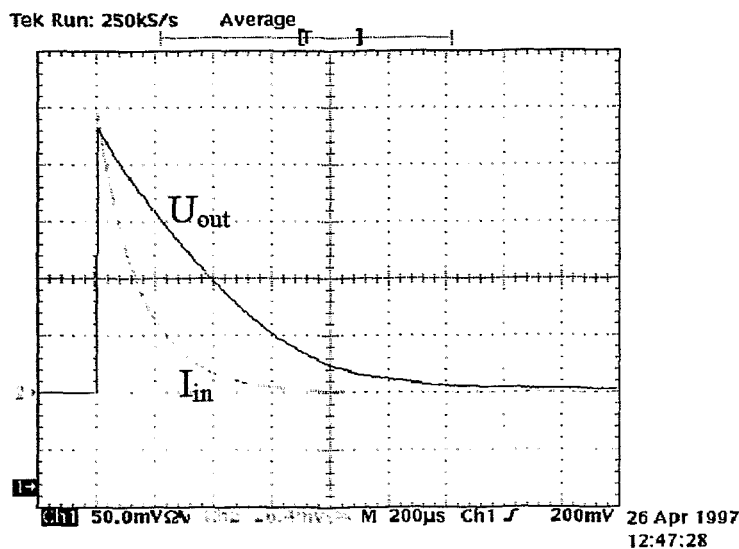


Abbildung 6: Ausgangssignal bei einem exponentiell abfallendem Eingangsstrom
(U_{out} : 50mV/div; I_{in} : 1mA/div)

Im Bereich des Eingangsstroms von ca. 1 mA bis 5 mA zeigt sich durch die Logarithmierung ein linearer Abfall der Ausgangsspannung. Im Bereich kleiner Eingangsströme folgt die näherungsweise lineare Kennlinie proportional zum Eingangsstrom.

Hardware Entwicklung für eine künstliche Nase

Astrid Wiesemann, Forschungszentrum Karlsruhe GmbH, Abt. HPE, Postfach 3640, D-76021 Karlsruhe;
Tel.: +49 / 7247 / 82-5621; Fax: -5594; e-mail: wieseman@hpe.fzk.de

Es wird ein Konzept zur Erkennung von Gasen und Gasgemischen auf der Basis eines Metalloxidgassensorchips vorgestellt. Das Sensorprinzip beruht auf der Verwendung einer Vielzahl von Gasdetektoren aus halbleitenden Metalloxiden, bei denen es durch Wechselwirkung mit dem Gas aufgrund des Ladungsaustausches zu einer Leitfähigkeitsänderung kommt. Bei oxidierenden Gasen verringert sich die Leitfähigkeit eines n-Typ-Halbleiters. Damit kann über den elektrischen Widerstand die Konzentration eines Gases nachgewiesen werden.

1 Einführung

Das Ziel der Geruchserkennung besteht darin, das subjektive Geruchsempfinden des Menschen in technischen Geräten objektiv zu erfassen. Dies ist in der Praxis mit einigen Schwierigkeiten verbunden, da die Geruchsklassifikation auf rein subjektiven Wahrnehmungen beruht und deshalb keine eindeutige Korrelation zwischen den Moleküleigenschaften und dem Geruchsempfinden besteht. Desweiteren sind Geruchsmoleküle nur über eine Vielfalt physiko-chemischer Eigenschaften vollständig charakterisierbar.

Die Erfordernis einer künstlichen Nase läßt sich aus den Nachteilen der menschlichen Nase ableiten. Die natürliche Nase unterliegt außer der Subjektivität auch der Beeinflußung durch andere Sinneseindrücke. Der entscheidende Nachteil aber ist die fehlende Nachweisempfindlichkeit gegenüber einigen für den Menschen zum Teil auch geruchslosen Giftgasen wie z.B. Kohlenmonoxid, dessen maximaler Arbeitsplatzkonzentrationswert bei 30ppm liegt.

2 Konzept zur künstlichen Nase

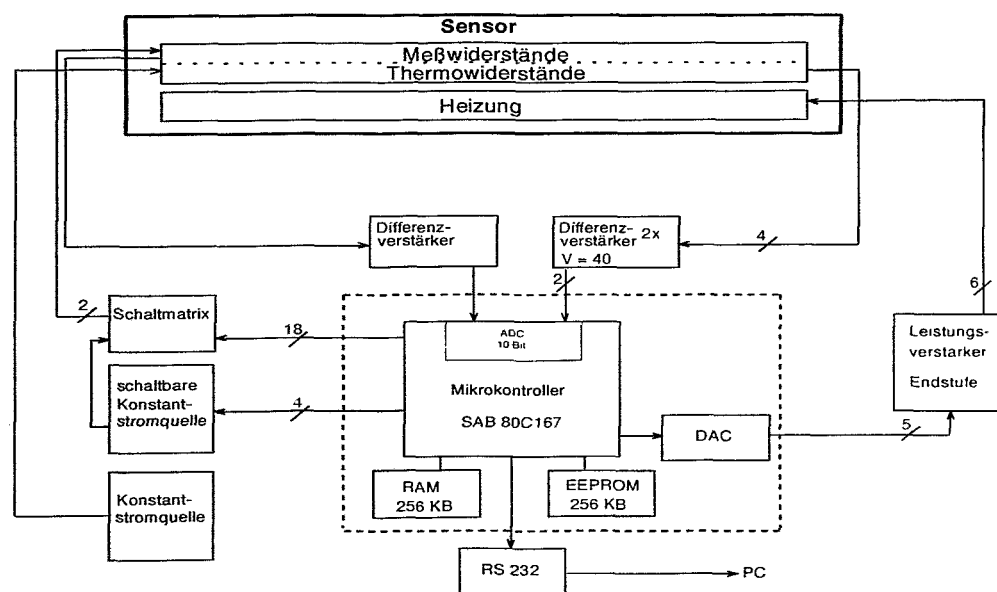
2.1 Sensor

Der Gassensorchip wurde im Institut für Instrumentelle Analytik des Forschungszentrums Karlsruhe entwickelt. Er besteht aus einem Array von 40 Metalloxid-Widerständen (SnO_2), die auf einem Silizium-Substrat von 8x9mm aufgesputtert werden. Zu beiden Seiten des Arrays befindet sich ein Thermowiderstand. Über dem Detektormaterial wird eine selektiv permeable Keramikmembran (Al_2O_3) aufgebracht, die eine gezielte Einstellung der Selektivität ermöglicht und außerdem als Schutz des Sensors gegenüber aggressiven Gasen dient. Auf der Rückseite des Chips befinden sich 4 mäanderförmige Heizungswendel aus Platin, die den Chip auf eine Betriebstemperatur von 350°C erwärmen.

Eine unterschiedliche Empfindlichkeit der Einzeldetektoren wird über einen lateral angelegten Temperatur- und Dickegradienten erreicht.

2.2 Elektronik

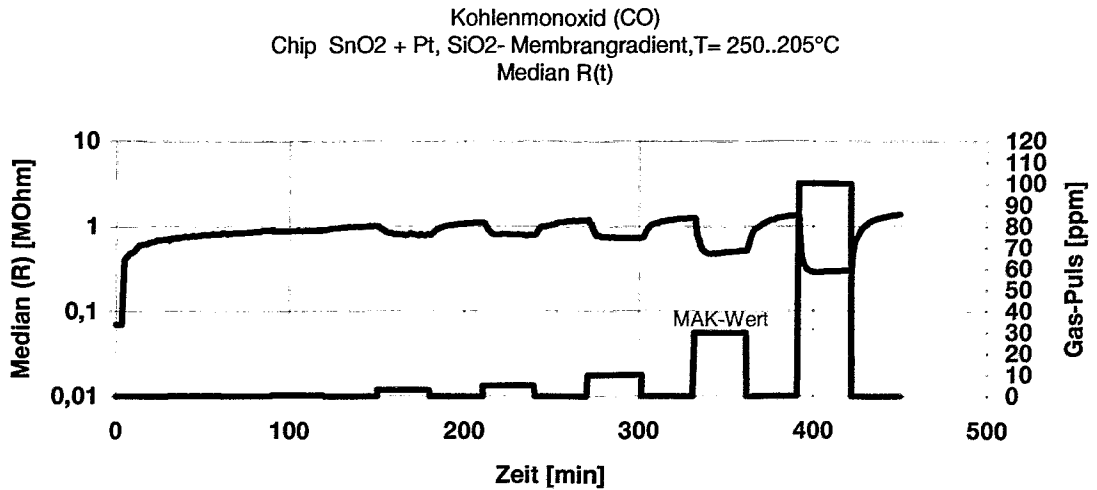
Der Sensorchip wird auf eine Aufnahmeplatine gesteckt, die zur Anpassung des Sensors an die Elektronik dient und eine einfache Austauschbarkeit des Sensors gewährleistet. Parallel dazu schließt sich die Analogplatine an. Sie beinhaltet eine Konstantstromquelle für die Thermowiderstände, die im Bereich von 50Ω liegen. Desweiteren eine schaltbare Konstantstromquelle mit derzeit 8 Strombereichen, um die hohe Dynamik der Meßwiderstände von $10k\Omega$ - $40M\Omega$ erfassen zu können. Über Multiplexer werden die parallel geschalteten Sensorelemente ausgewählt. Die über den Widerständen abfallende Spannung wird über einen Differenzverstärker dem internen 10 Bit ADC des Mikrokontrollers zugeführt. Verwendet wurde der 16 Bit Mikrokontroller SAB 80C167 der Fa. Siemens. Er arbeitet mit einer Befehlszykluszeit von 100ns, besitzt eine Pulsweitenmodulations-Einheit und einen CAN-Bus-Controller. Als Speicher wurden SRAM und Flash-EPROM-Bausteine mit jeweils 256 KByte verwendet. Der Mikrokontroller steuert ebenfalls den 4-fach DAC für die Heizungsregelung. Für jede Heizwendel ist ein DAC-Kanal vorgesehen, um über Offset's den erforderlichen Temperaturgradienten einstellen zu können. Zum Anschluß an einen PC ist eine serielle Schnittstelle (RS232) vorhanden.



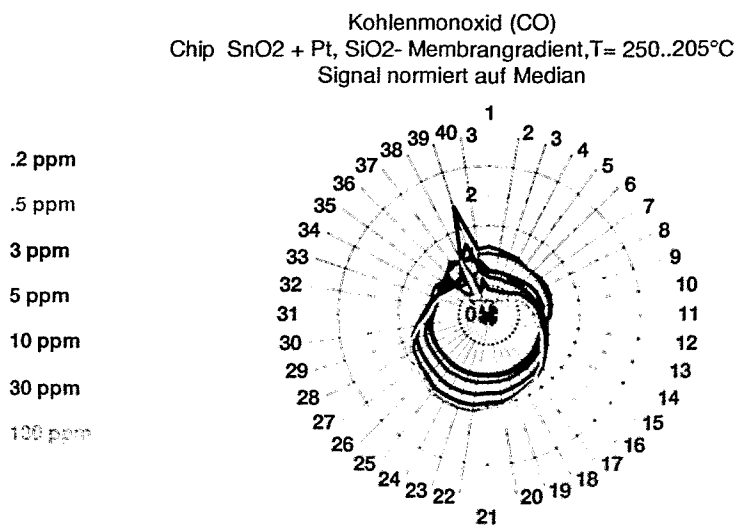
Zur Überprüfung der Elektronik wurden neben den Sensorwiderständen noch zwei weitere Festwiderstände eingebaut, die zur Kalibration und Kontrolle der Funktionstüchtigkeit dienen sollen. Die Software für den Mikrokontroller wurde auf dem PC mit Hilfe eines Cross-View-Debuggers entwickelt und in den Flash-EPROM-Speicher heruntergeladen.

2.3 Auswertung

Im folgenden Diagramm ist die Antwortcharakteristik eines Zinndioxid-Platin-Sensors auf Kohlenmonoxid dargestellt. Bei 30ppm (MAK-Wert) zeigt der Sensor eine deutliche Reaktion auf das Gas, der mediane Widerstand verringert sich um ca. 800k Ω .



Die Auswertung der Daten erfolgt dann durch Mustererkennung mit Hilfe eines Neuronalen Netzes.



Der Ausfall eines Sensorelementes (im Bild: R39) kann bei einer Anzahl von 40 Sensoren ausgeblendet werden. Das charakteristische Muster, die Verschiebung der Kurve in Richtung der Widerstände 22-26, ist trotzdem deutlich erkennbar.

3 Zusammenfassung

Das vorliegende Konzept wurde zur Evaluierung von Sensoren für eine künstliche Nase entwickelt. Es handelt sich hierbei um einen experimentellen Aufbau für den Laboreinsatz, um das Sensorverhalten hinsichtlich Meßgeschwindigkeit, Drift und Temperatur zu erfassen. Für einen späteren Einsatz in der Industrie wird ein kompakter und preisgünstiger Aufbau angestrebt (Sensor und ASIC). Der Sensor soll dann auch in der Lage sein, mehrere Gase gleichzeitig hinsichtlich ihrer Konzentration zu detektieren.

Entwicklung von GHz - Komponenten am HMI

Michael Martin Hahn-Meitner-Institut Berlin

Für die moderne Pikosekunden-Meßtechnik in den Experimentvorhaben und der Breitbandkommunikation werden Verstärker mit mehr als 30 GHz oberer Grenzfrequenz und weniger als 15 ps Anstiegszeit benötigt. Die Entwicklung derartiger Verstärker setzt eine genaue Kenntnis der Eigenschaften passiver und aktiver Bauelemente im Frequenzbereich bis 40 GHz voraus. Die dazu erforderliche Meßtechnik muß an die verwendete Aufbautechnologie (Hybridtechnik) genau angepaßt sein. Aus den Meßdaten werden für die Schaltungssimulation geeignete Modelle entwickelt und neue, den gewachsenen Anforderungen angepaßte Tools (Spezialsimulatoren) im HMI untersucht.

Bei der Weiterentwicklung breitbandiger Mikrowellenkomponenten konnten die bisherigen MMIC Träger für den Aufbau von Verstärkern mit Bandbreiten bis zu 40 GHz soweit verbessert werden, daß nunmehr dreistufige Ausführungen mit sehr guten technischen Eigenschaften gefertigt werden können.

Die Problematik des Signalübergangs von der MMIC Kante auf die anschließende Mikrostreifen- oder Koaxialleitung wurde gelöst. Die Meßwerte von aufgebauten 50 GHz MMICs unterscheiden sich nur wenig von denjenigen, die mittels Waferproben unmittelbar auf den Halbleiterscheiben ermittelt werden. Die auch im Zeitbereich untersuchten Übergänge von Mikrostreifenleitungen auf Koaxialleitungen sind bis zu Frequenzen oberhalb von 60 GHz zu benutzen. Die gleiche Übergangstechnik wird auch bei dem 23 dB, 40 GHz Breitbandverstärker IV105P benutzt, der durch Layoutänderungen gegenüber dem Entwicklungsmuster von 1995 wesentlich verbessert werden konnte.

Weiter verbesserte MMIC Träger, die in Hybridschaltungen für die Aufnahme von mehreren Verstärkerchips und die gleichzeitige Einbindung von Photodioden geeignet sind, wurden für optimales Zeitbereichsverhalten unterhalb von 15 ps entworfen und können nach Fertigstellung im kommenden Jahr untersucht werden.

Die für die Anwendung in 40 GBit/s Photoempfängern notwendige unmittelbare Kopplung von Photodioden (PD) und MMIC Verstärkern wurde experimentell untersucht und gleichzeitig die Faser - PD Chip - Anordnung optimiert. Mit Linsenende versehene Monomodefasern wurden bei der Chipankopplung mit großem Erfolg eingesetzt. Die dabei gemessenen Konversionsfaktorwerte übertrafen sogar die vom PD Hersteller spezifizierten Werte, was auf die effektivere Ausleuchtung zurückzuführen ist. Die mittels eines Pulsmessverfahrens im Zeitbereich optimierte Faserjustage führte in einem Prototyp Photoempfänger zu einer Anstiegszeit von 18 ps, was für eine Übertragungsrate von 40 GBit/s ausreichend ist. Untersuchungen mit Photodioden anderer Hersteller mit geändertem Photoempfänger Layout befinden sich in Vorbereitung.

Für die Vorspannungseinspeisung in den Signalweg der schnellsten derzeit erhältlichen Photodiode von NEL wurde ein passives Bias-T entwickelt, das mittels einer Luftleitungskonstruktion eine Übertragungsbandbreite von 50 kHz bis über 65 GHz aufweist. Seine Durchgangsdämpfung beträgt bei 60 GHz nur 1.5 dB, die Anstiegszeit weniger als 4 ps, wodurch eine minimale Beeinflussung der Diodengeschwindigkeit gewährleistet wird.

Weitere Informationen über M. Martin T: 030-80622374, E-mail: martin-m@hmi.de

Die 2. Generation des DAQ-Systems für COSY

Peter Wüstner, Klaus Zvoll, Matthias Drochner

Zentrallabor für Elektronik
Forschungszentrum Jülich

Der Beitrag beschreibt ein neues Hardwarekonzept für die Datenaufnahme an COSY-Experimenten. Im folgenden wird das bisherige Konzept, welches bei den Experimenten COSY 11 und GEM (und anderen von COSY unabhängigen Experimenten) erfolgreich verwendet wird, kurz skizziert, um danach auf die beabsichtigten Änderungen und die Gründe dafür einzugehen.

Die Ausleseelektronik besteht aus mehreren Crates (CAMAC, Fastbus), jedes enthält einen eigenen "intelligenten" Controller, VCC2117 (von CES) für CAMAC und STR330 (von Struck) für Fastbus. Alle Controller sind an einem VICbus (für den Transport der Eventdaten) und Ethernet (für die Experimentsteuerung) angeschlossen. Der VICbus endet an Subeventreadern in einem VME-Crate. Dafür werden Eltec E6 (oder E7) oder FIC 8234 von CES eingesetzt. Die Subeventreader werden ihrerseits von einem Eventbuilder (FIC 8234) über VME ausgelesen. Der Eventbuilder schreibt die Eventdaten auf Band und sendet einzelne Events für eine online-Analyse über Ethernet zu einer Workstation.

Dieses Konzept hat sich bisher bewährt, es gibt aber Gründe, es zu verändern:

Der Markt für Readoutcontroller für CAMAC und Fastbus ist sehr begrenzt, daraus resultieren hohe Preise und geringe Modellauswahl. Die Lebenszeit eines Controllertypes ist recht hoch (mehrere Jahre), während mehrmals jährlich schnellere CPUs verfügbar sind. Der Mangel an Auswahlmöglichkeiten führt auch zu einer schlechten Skalierbarkeit; im Laufe der meist fast zehn Jahre erreichenden Lebensdauer eines Experiments möchte man wegen gestiegener Anforderungen an Datenmenge und Totzeit schnellere Controller verwenden, jedoch muß man dann meist einen völlig anderen Typ nehmen, was unweigerlich zu Softwareproblemen führt. Zusätzlich haben übliche Controller nur eine Schnittstelle zum lokalen Datennetz (Ethernet), Erweiterungsmöglichkeiten (FDDI, ATM...) fehlen.

Aus diesen Gründen haben wir CPU und Frond-End-Teil des Controllers wieder getrennt. Die Lösung sind also schnelle CPU-lose Crate-Controller, verbunden mit preiswerten Standard-Computern. Höhere Anforderungen können dann durch Austausch des Computers erfüllt werden, der eigentliche Controller bleibt erhalten.

In der Hoffnung, daß der PCI-Bus langfristig unterstützt wird, haben wir ihn als Schnittstelle zwischen Computer und Controller festgelegt. Das heißt, wir können jeden Computer mit PCI verwenden, müssen aber dafür sorgen, daß alle verwendeten Crates auf irgendeine Weise eine PCI-Schnittstelle erhalten. Dazu haben wir folgende Möglichkeiten geprüft:

Fastbus: Als Controller kann ein STR340 (SFI) der Firma Struck verwendet werden, die Verbindung zum PCI erfolgt über ein VME-PCI-Interface von Bit3. Weiter ist der FVSBI von CES verwendbar, er wird über VICbus angeschlossen, für den wir ein VICbus-PCI-Interface entwickelt haben.

VME: VME-Crates können über das Bit3-Interface angeschlossen werden.

CAMAC: Dafür haben wir kein Interface kaufen können, wir haben deshalb einen CAMAC-Controller mit PCI-Interface entwickelt.

Als CPU benutzen wir Intel-Prozessoren (Pentium), da sie von vielen Betriebssystemen unterstützt werden. Drei verschiedene mechanische Ausführungen kommen in Betracht:

Desktop: billig, aber wenig robust; paßt schlecht zu üblicher Experimentelektronik (Racks, Crates...)

Compact PCI: mechanisch zuverlässig, saubere Kühlluftführung möglich, teuer, z.Z. noch geringe Produktvielfalt

Passive Backplane: akzeptabler Kompromiß, große Vielfalt der Backplane-Aufteilungen (viele PCI-Slots+wenig ISA; viel ISA+wenig PCI; nur PCI (16 Slots); zwei getrennte Rechner auf einer Backplane)

Wir werden Passive Backplanes von I-BUS mit zwei Rechnern pro Backplane verwenden. Als Single-Bord-Computer scheinen Bords von Teknor gut brauchbar zu sein.

Als Betriebssystem verwenden wir NetBSD oder LynxOS, eine endgültige Entscheidung kann erst nach genauen Messungen des Zeitverhaltens getroffen werden. LynxOS ist recht teuer (NetBSD ist frei), ein Echtzeitbetriebssystem ist eigentlich auch nicht nötig, es könnte aber bei Interruptbearbeitung und Taskswitching Vorteile bringen.

Folgende Eigenentwicklungen erwiesen sich als unvermeidbar:

CAMAC-Controller:

- Fast CAMAC level 1 Protokoll (7.5 MByte/s)
- Q-Stop Mode, Word Count Blockmode
- kann FERA-Module direkt auslesen
- Treiber für NetBSD sind vorhanden, für Linux und LynxOS in Arbeit

VICbus-PCI-Interface:

- zur Unterstützung vorhandener VICbus-Geräte
- Einzeltransfer und Blocktransfer (DMA)
- nur Master

Synchronisations-Modul:

- garantiert Event-Synchronisation zwischen einzelnen Crates
- abgeleitet vom GOOSY-Trigger-Modul der GSI
- Propagation Delay < 1ns
- mißt Auslesezeit (Totzeit) für jedes Crate und Gesamtsystem

„Kontroll“-Systeme im FZK-HPE

A. Augenstein, D. Bormann, H. Gemmeke

Entwurfsvorgaben:

- benutze Standards, die das Projekt überdauern (≥ 10 Jahre)
- minimalisiere Kosten (auch für Wartung) & Entwicklungszeit
=> folge Normen für Soft- & Hardware-Schnittstellen
=> minimalisiere Anzahl der benutzten verschiedenen Soft- & Hardware-Systeme
- ausbaufähiger Design (Reserven für Ergänzungen & Änderungen)

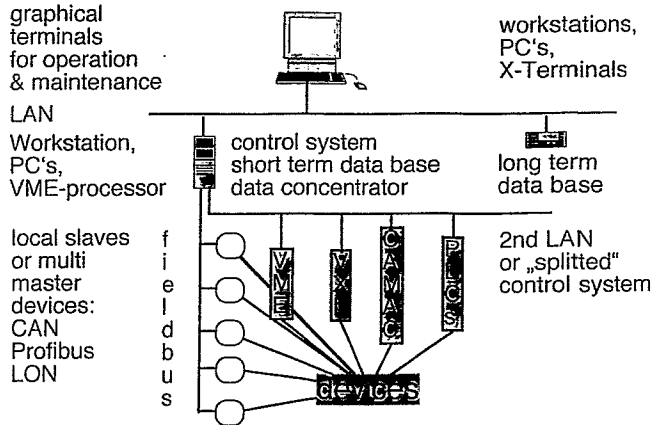
im FZK-HPE entwickelt oder unter Entwicklung:

Experiment	Abtast-Rate	# der Parameter	Transfer Art
MIPAS-Ballon	4 Hz	8000 Byte	zyklische Abfrage
TOSKA Tokamak Operating System Karlsruhe	1-10⁶ Hz	5000 Byte	zykl.Abfr. v Interrupt
ANKA, 2.5 GeV Synchrotron Strahlungsquelle	1-10 Hz	6000 Byte	?

DAQ, Control & Visualization system ?

Frontend

hardware point of view:



software point of view:

visualization(GUI): X/Motif, VXL, IDL, Tcl/Tk, Java, Visual-Basic

control: realtime or not ?
 EPICS, TACO, homemade API-philosophy & distributed real time data-base & application programs
 & interfaces (RPC -> CORBA(slow), socket connections (EPICS,fast))

device driver
 -> encapsulation (control should be independent of nature of used complex hardware)

price/performance:

for **higher data rates**
 VME, CAMAC(≥ 16 bit resolution), VXI, compact PCI, PLC's

for **slow control systems**
 fieldbus systems with possible local intelligence

comparison of (most common) fieldbusses for assumed 64 bit messages including acknowledge and a cable length of 100 m:

fieldbus	typ	f _{transmission} rate(Mb/s)	f _{effective} (Mb/s)	nodes·N _{repeater}
CAN (CAL)	MM	1	0.6 (0.3)	100·1
Profibus	FMS MM	0.5	0.12	32·4
	DP MS	12	1.5-3	32·4
LON	MM	1.2	0.03	64·512

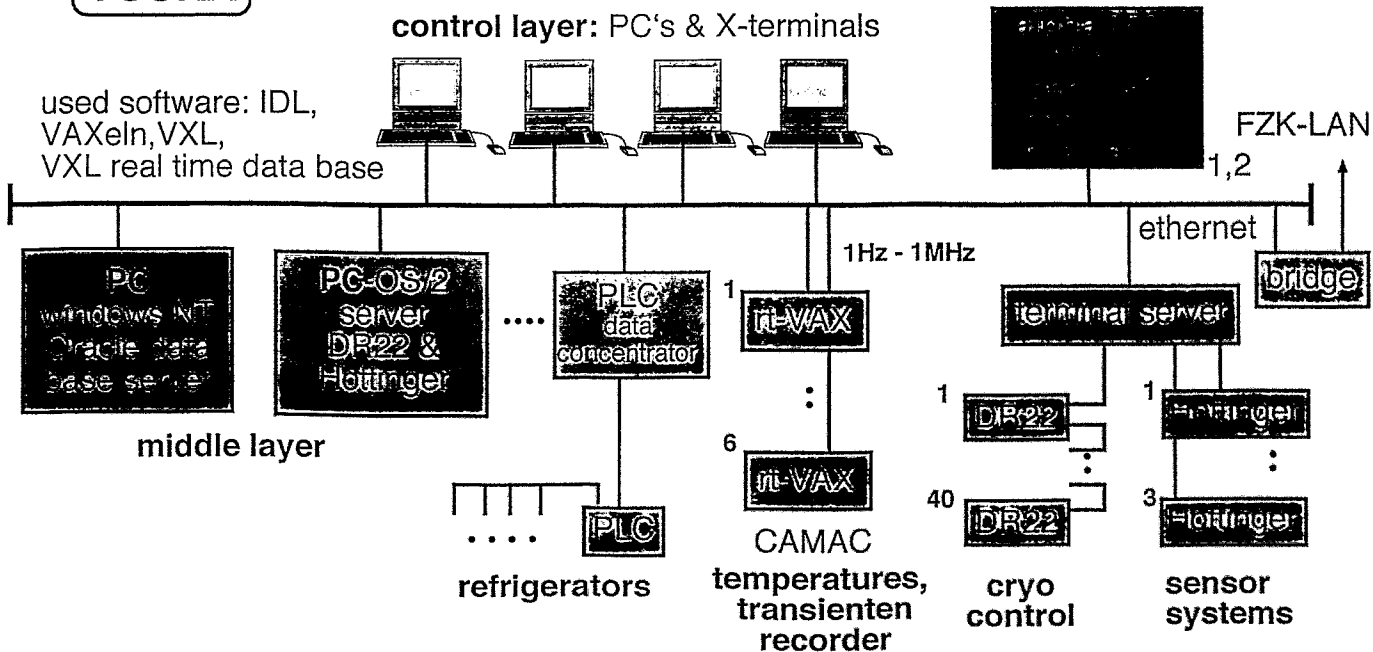
most systems are mixed !!!

try to fix vendors or collaborators to your interface specification and/or build your own interfaces (BESSY II) ?

TOSKA

control layer: PC's & X-terminals

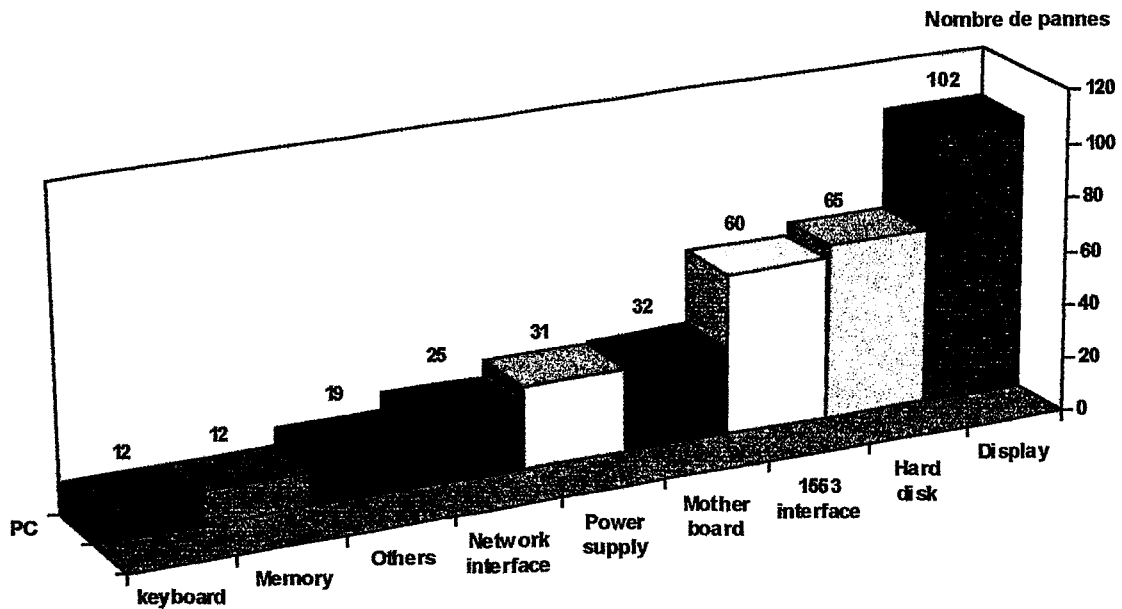
used software: IDL, VAXeln, VXL, VXL real time data base



10 shots per day, 1 shot 50 ms, readout 8 min

	parameter	measuring data per shot
transient data	2000	$3 \cdot 10^6$
rest	3500	2000

Répartition des pannes sur le matériel PC (statistiques sur 8 ans)



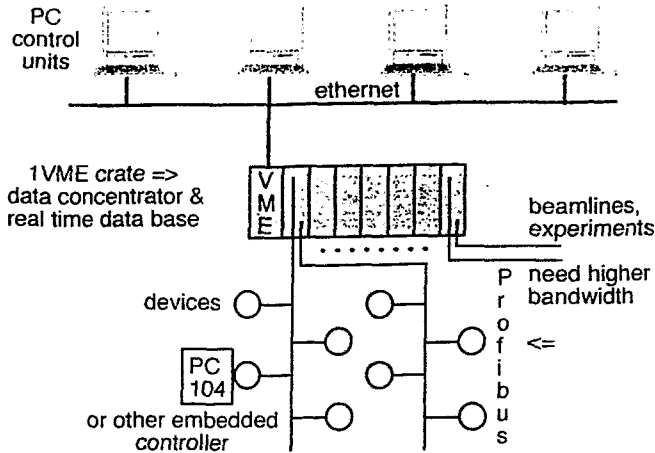
**Reported FAILURES on PCs running various Operating Systems:
XENIX, DOS, WINDOWS, LynxOS.**

Total of some 300 PC Machines installed in SPS, LEP and in the Laboratories.

**Notes: Displays and Hard-disk are sensitive elements.
We had much difficulties with the PC to 1553 Fieldbus Interface due to the
lack of proper PC bus specification.**

Profibus & VME & PC's for ANKA

proposal of FZK-HPE for ANKA



arguments pro & contra Profibus & VME & PC's:

- software:**
- possible to get along with only 2 software layers:
 - LYNX, VX-Works or OS-9 for middle & frontend layer
 - Windows NT for control & visualization
 - real time behaviour including data concentrator & base => deterministic behaviour
 - TACO or EPICS may be used
- hardware:**
- defect of VME Crate or processor kills system, but normally more reliable than PC (industry- & no office standard), needs hot replacement
 - integration of standard VME components for experiments possible
 - high limit of performance (profibus 12 Mbaud, polling)
 - LHC has decided for Profibus
 - good availability on european market

arguments pro & contra PC's with Windows NT

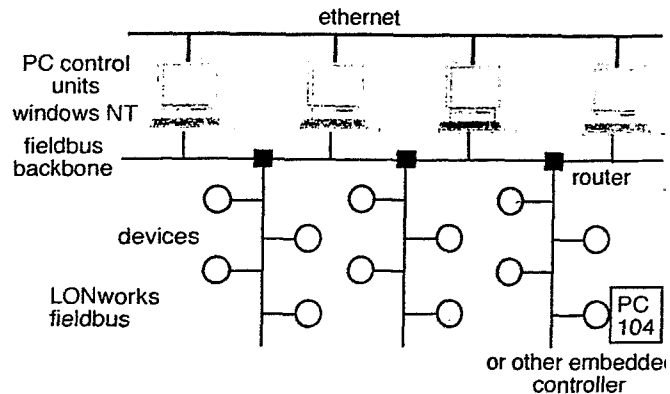
- PC's with Windows NT are **not deterministic** (no heritance of priority)
- **not very reliable** (CERN kicked them out because of their fault lists over the last years):
 - direct cooling of CPU by a fan,
 - cheap disk drives (MTBF 1.5 years fatal breakdown)
 - unreliable power supplies
- **only 5 interrupt levels** (4 used by peripherals) => **1 free**
- **no industry standard** (office machine), we can't rely on „WINTEL“ to get after 5 years a machine hard- and software compatible to what we have today
- MS has its own **GUI object interface standard** (OLE, COM, DCOM, ActiveX) different from the rest of the world (CORBA), porting of TACO not so easy

but systems are **cheap** and there will be **no large problem for visualization**

at data concentrator level we will be quicker and therein cheaper in manpower costs with an one crate VME system to install TACO

fieldbus (LON) & PC's for ANKA

proposal of M. Plesko (Inst. „Jozef Stefan“, Ljubljana) for ANKA



arguments pro & contra LON & PC's:

- software:**
- for integration of embedded controllers
 - 3 different layers for software development
 - Windows NT
 - LONWorks
 - VX-Works, LYNX-OS or OS-9 or ...
 - apparently elegant and seamless integration into MS-software (OLE, COM,...)
 - only for TACO an opportunity of porting and using a known and tested control software
- hardware:**
- high availability in case of defects
 - low limit of performance (not usable for experiment & beamline applications)*
 - limited availability on european market
- * for ANKA at limit to allow usage. for TOSKA to sliv.

Résumé

ANKA & TOSKA & MIPAS müssen von dem gleichen Personal entwickelt und unterhalten werden:

- Hardware**
- => PC's für Steuerung & Visualisierung
 - => VME-Zwischenebene (Echtzeit !)
 - => Profibus für hohe Datenrate
 - (=> LON elegant aber langsam)
- Software**
- Visualisierung JAVA, IDL, Visual Basic in Windows NT Umgebung
 - „geringe“ Datenrate
 - => TACO
 - sonst EPICS

Plattform: LynxOS, OS9, VxWorks ?

Meßdatenerfassungssystem für Biosignale

Detlef Stollfuß

Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Abteilung Medizinphysik und metrologische Informationstechnik, Fachbereich Biosignale, Abbestraße 2 - 12, D-10587 Berlin
Tel. +49-30-34 81-459, Fax +49-30-34 81-490, eMail dstollfuss@biodat.berlin.ptb.de

Einleitung

Eine zentrale Aufgabenstellung im Fachbereich Biosignale der PTB ist die Entwicklung, Untersuchung und Prüfung von Verfahren zur Messung (human-) biologischer, d. h. vom menschlichen Körper abgegebener und diagnostisch auswertbarer physikalischer Signale, wie bioelektrischer Potentiale vom Herzen (EKG) und vom Gehirn (EEG), aber auch biomagnetischer Felder von Herz (MKG), Gehirn (MEG) und peripheren Nerven. Um in Kooperation mit Medizinern verschiedener Fachrichtungen (z. B. Kardiologie, Neurologie, Radiologie) neue diagnostische Verfahren untersuchen zu können, ist die Entwicklung hochwertiger Meßdatenerfassungssysteme (DAQ) erforderlich.

Abbildung 1 zeigt den für biomagnetische Messungen üblichen Aufbau. Der Patient liegt in einer magnetisch geschirmten Kabine. In ihr befinden sich das Magnetfeld-Sensorsystem als Signalwandler und die für EKG und EEG benötigten elektrischen Vorverstärker. Die mit Hilfe dieser Geräte gewonnenen elektrischen Signale werden z. T. über Zusatzgeräte dem Meßdatenerfassungssystem zugeführt, welches sich in einer getrennten elektrisch geschirmten Kabine befindet.

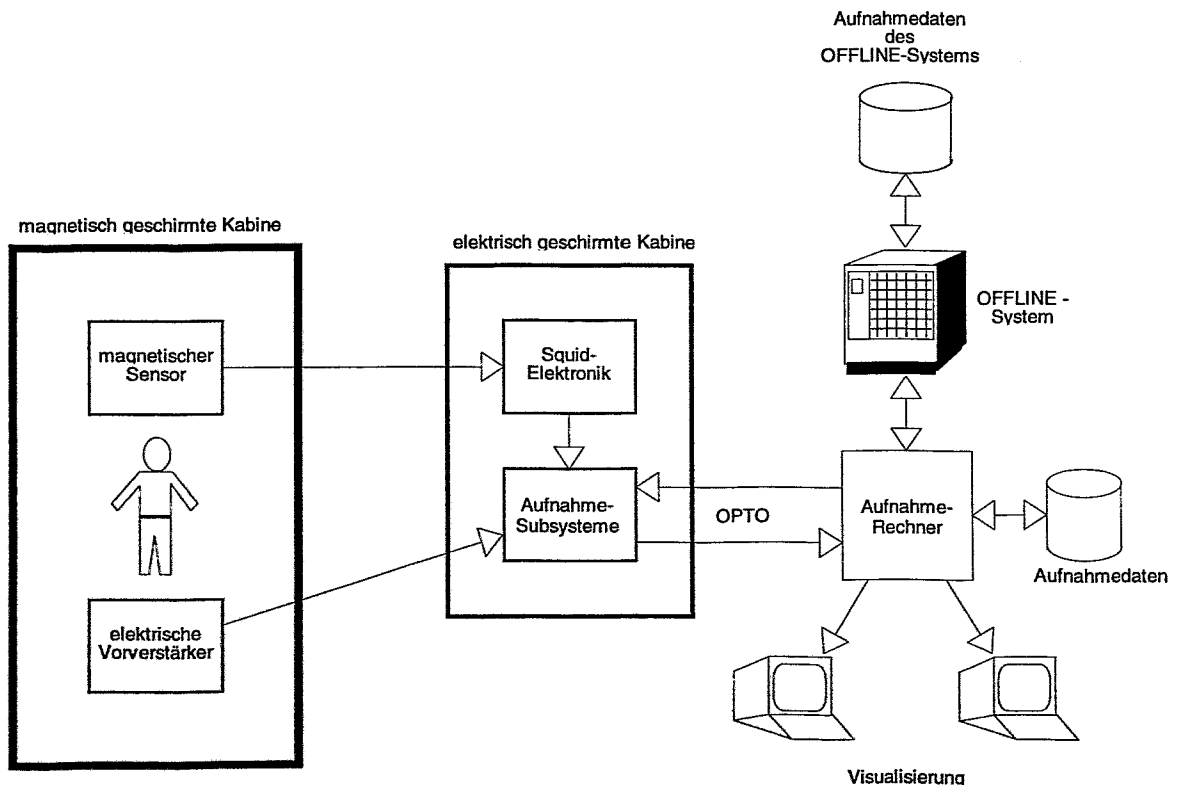


Abbildung 1 Aufbau für die Messung biomagnetischer Felder

Spezifikation

Die hier vorgestellte Spezifikation gilt für das im Aufbau befindliche neue Meßdatenerfassungssystem des Biomagnetismuslabors im Institut Berlin der PTB. Die Spezifikation umfaßt die Funktionen Erfassung, Speicherung, Visualisierung und Signalverarbeitung.

Erfassung (Aufnahme-Subsysteme)

- Differenzeingang mit Eingangsschutzschaltung
- Eingangsspannungsbereich +/- 10 V
- DC-Kompensation → Auto-Offsetabgleich
- Hochpaß-Filter (Entladung bei großen Zeitkonstanten)
- prog. Verstärkung: [1, 2, 5] * [1, 10, 100]
- Tiefpaß-Filter (Anti-Aliasing)
- simultane Abtastung
- 16 Bit Auflösung bei 14 Bit Systemgenauigkeit
- galvanische Trennung (optisch)
- Akkuspeisung → stromsparende Komponenten

Speicherung (Aufnahmerechner)

- Kanalanzahl: 256 [plus 128]
- max. Abtaste: 10 kHz pro Kanal
15 kHz bei reduzierter Kanalanzahl
- Messungsarten: Start und Stop mit Zeit-, Ereignissteuerung
- Aufnahmedauer: 5 . . . 30 min (z. T. mit reduzierter Kanalanzahl)
- Datenmenge: z. Z. max. 1 GByte pro Messung
- Triggerung: pre (≤ 5 s) & post, $f_t \leq 20$ Hz, intern / extern

Visualisierung

- Grafische Darstellung der Meßsignale in Realzeit
- 2 . . . 4 Bildschirme
- 1 . . . 4 Fenster pro Bildschirm; verschiedene Geometrien
- 1 . . . 4 Kanäle pro Fenster, bis zu 32 in der Übersichtsdarstellung
- Darstellung virtueller Kanäle
- Einstellbare y- und t-Skalen (Spreizen & Stauchen) und Offset
- Aktualisierungsmodi: sweep, replace, u. U. scroll
- Einstellbare Bildlaufgeschwindigkeit im scroll-Mode
- Skalierung in SI-Einheiten (pT, μ V, ...)
- Anhalten und
 - Zoom
 - Vermessung
 - Signalverarbeitungmit voller Auflösung
- Automatische Anpassung an die aktuelle Systemkonfiguration

Signalverarbeitung

- Vorverarbeitung für die Visualisierung
- Berechnung virtueller Kanäle
- Datentests:
 - Over-/Underflow (Toleranzband)
 - Steigung (Stufentest)
 - Einzelausreißer (Impulstest)
 - Rauschen
- Verarbeitung im VisuHalt-Modus:
 - Anzeige von Absolutmarken
 - Vermessung
 - FFT
- Realzeit-Verarbeitung:
 - Contourplot
 - Mittelung
 - evtl. Lokalisation

Sonstiges

- Grafische Benutzerschnittstelle
- Modularität und Skalierbarkeit
- Peripherie-Schnittstellen: seriell, parallel, GPIB

Lösungen

Das z. Z. entwickelte MEBEV-System = Multikanal-Echtzeit-Biosignal-Erfassungs- und Verarbeitungssystem, (siehe Abbildung 2) läßt sich in zwei Hauptkomponenten aufteilen, die Erfassungssysteme und den Aufnahmerechner inkl. Steuerrechner (Benutzerschnittstelle).

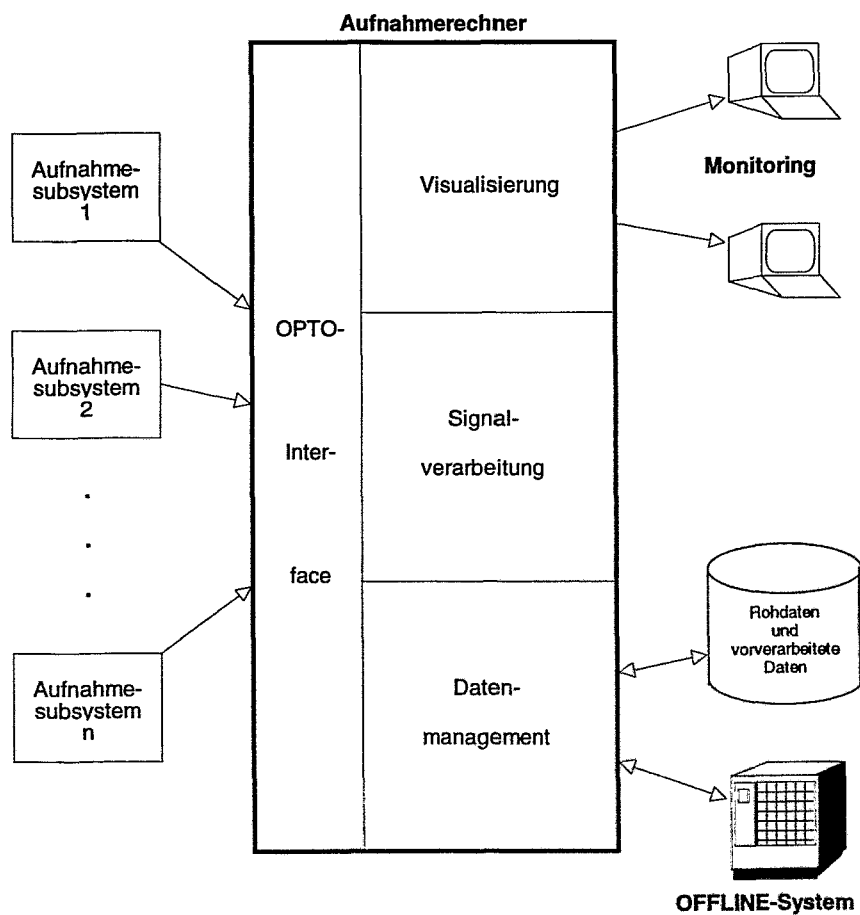
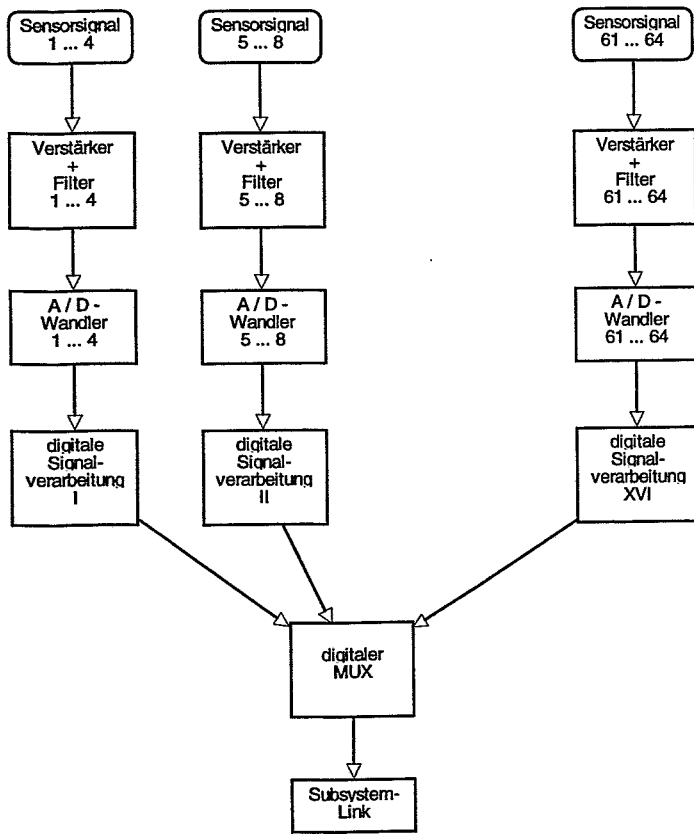


Abbildung 2 MEBEV-System



Die Subsysteme (Abbildung 3) sind verantwortlich für die Signalkonditionierung und die Analog/Digital-Umsetzung. Jedes Subsystem verfügt über bis zu 64 Analogeingänge (16 Erfassungsboards) und 16 digitale Eingänge (optional).

Ein Erfassungsboard (siehe Abbildung 4) vereinigt auf einer LongEURO-Platine vier analoge Eingangskanäle. Jeder Analogkanal besitzt neben einer Signalkonditionierungsstrecke (Filter und Verstärker) einen eigenen A/D-Umsetzer und einen FIR-Filter zur Dezimierung. Je vier Analogkanäle werden von einem Controller gesteuert, der auch den Datentransfer übernimmt.

Abbildung 3 Erfassungssystem

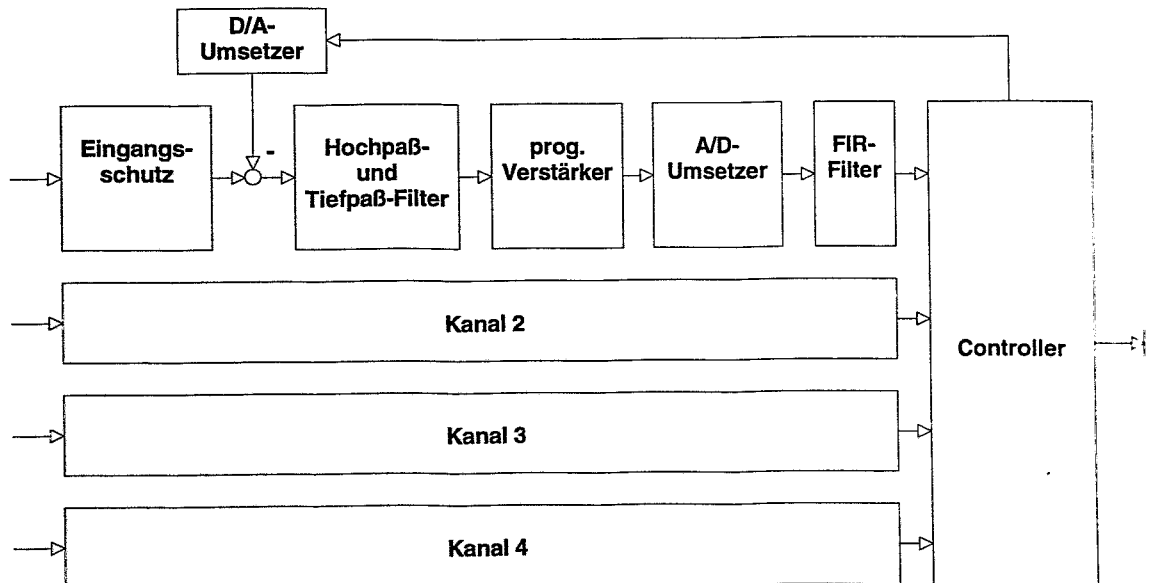


Abbildung 4 Erfassungsboard

Die digitalisierten Meßdaten aller Kanäle eines Subsystems werden mit Hilfe eines I/O-Prozessors zu Datenpaketen konfigurierbarer Größe gebündelt und dem Aufnahmerechner zugeführt. Die Verbindung beider Systemteile erfolgt mit Lichtwellenleitern (LWL).

Beim Aufnahmerechner (Abbildung 5) handelt es sich um einen applikations-spezifischen Parallelrechner auf Transputerbasis. Er stellt für jedes Erfassungssubsystem eine optische Schnittstelle (TPM-I/O), einen Festplattenknoten (MSC) und einen Verarbeitungsknoten (TPM-MPC) zur Verfügung. Die Festplattenknoten haben die Aufgabe, online sowohl die Rohdaten der Erfassungssubsysteme als auch die (vor-)verarbeiteten Daten der Verarbeitungsknoten zu speichern. Auf den Verarbeitungsknoten werden die Datentests und die Realzeit-Verarbeitung ausgeführt.

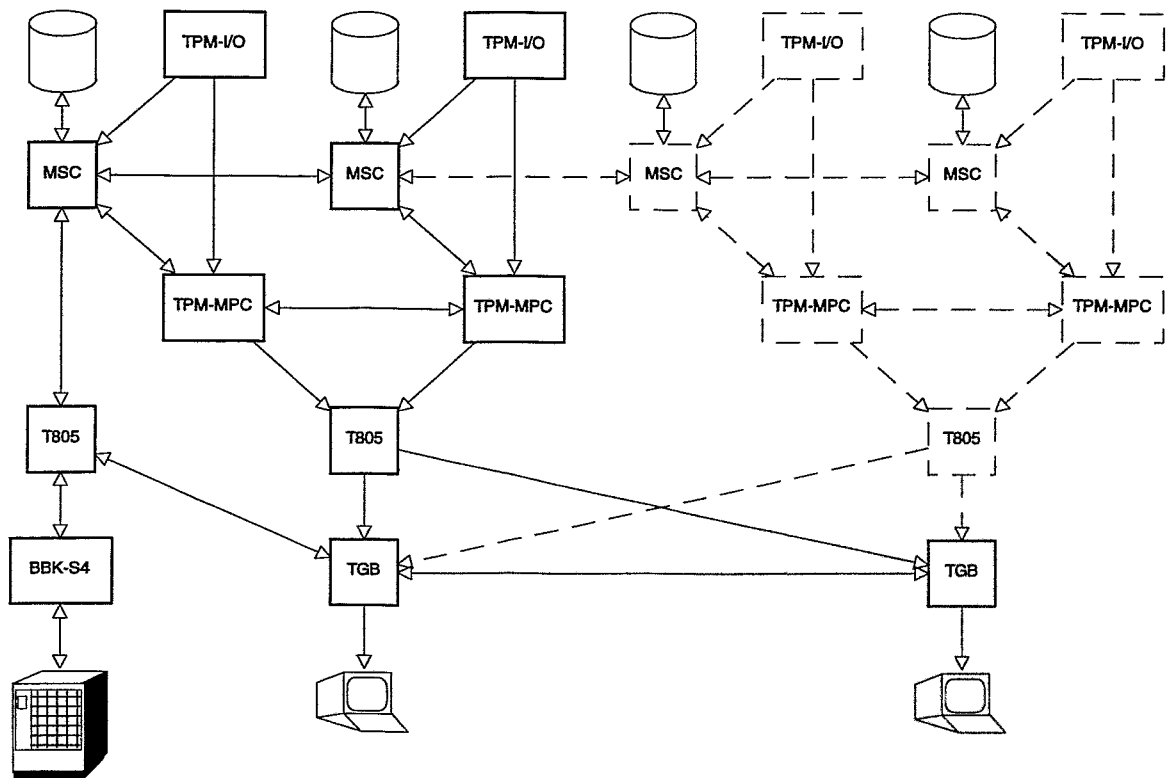


Abbildung 5 Aufnahmerechner (hier 128 ... 256 Kanäle)

Nach Extraktion der gewünschten Roh- und Ergebnisdaten durch einen Sammelknoten (T805) werden diese vom Visualisierungssystem (TGB) auf z. Z. bis zu zwei Monitoren angezeigt. Zur Darstellung kommen zum einen Signal/Zeit-Diagramme von Einzelkanälen und von Kanalgruppen (z. B. aller EKG-Kanäle), zum anderen abgeleitete Diagramme wie Contour-Plots und spezielle Darstellungen für die (vor-)verarbeiteten Meßdaten, wie z. B. Signalspektrum, momentanes Mittelungsergebnis, laufendes Lokalisationsergebnis uvm.

Aufgrund seiner Modularität kann das MEBEV-System auf eine fast beliebige Kanalanzahl ausgebaut werden und verfügt über eine skalierbare Rechenleistung. Der Kanalausbau erfolgt durch Hinzufügen von Erfassungssubsystemen und einer gleichen Anzahl von (TPM-I/O + MSC + TPM-MPC)-Modulen, die Rechenleistung läßt sich durch den Einbau weiterer Verarbeitungsknoten (TPM-MPC) parallel zu den vorhandenen erhöhen.

Das Booten und die Steuerung des Systems erfolgen vom Benutzerrechner aus mit Hilfe des Busbrückenkopfes (BBK-S4) und des daran angeschlossenen Hostknotens (T805). Als Benutzerrechner kommen PCs oder Workstations zum Einsatz; die Softwareentwicklung für den Aufnahmerechner erfolgt auf einer Workstation.

Im Meßbetrieb steht dem Anwender eine grafische Benutzeroberfläche zur Verfügung. Für Standardmessungen können einfach Systemkonfigurationen geladen werden, für Anpassungen oder aber das Einrichten eines neuen Experimentes bieten hierarchische Systemmenüs abgestuft vollen Zugriff auf alle Systemkomponenten. Für den Einsatz spezieller Zusatzkomponenten lassen sich diese Menüs leicht erweitern. Als Schnittstellen für solche Zusatzgeräte stehen GPIB und RS-232 zur Verfügung.

mögliche Systemkonfigurationen

Eine wichtige Forderung an die Architektur des MEBEV-Systems ist dessen Modularität und Skalierbarkeit. Die Umsetzung dieser Forderung hat zur Folge, daß eine Vielzahl von Datenerfassungsaufgaben mit einem Satz von universellen Komponenten gelöst werden kann.

a) Minimalsystem

- vier analoge Eingangskanäle
- Ankopplung über Cu-Kabel oder LWL
- online Speicherung; optional Verarbeitung und/oder Visualisierung

b) Mehrkanalsystem

- bis zu 64 analoge Eingangskanäle in einem Erfassungssystem
- Ankopplung über LWL
- online Speicherung und Visualisierung; optional Verarbeitung

c) Multikanalsystem

- bis zu 512 analoge Eingangskanäle in acht Erfassungssystemen
- Ankopplung über LWL
- online Speicherung, Verarbeitung und Visualisierung

Automatische Strahlführung an Teilchenbeschleunigern

F. Herbrand,
Forschungszentrum Rossendorf e.V.

Zusammenfassung

Es werden zwei Verfahren vorgestellt, mit denen eine automatische Einstellung von Strahlführungselementen am Tandem-Beschleuniger im Forschungszentrum Rossendorf getestet wird.

Beide Verfahren betrachten den Strahlführungsprozeß als Black-Box und ermitteln durch wiederholte Abtastschritte der einzelnen Stellgrößen den Stellvektor, bei dem der Ionenstrahl optimal übertragen wird. Optimal bedeutet hierbei bestmögliche Strahleigenschaften, deren Bewertung an einer Meßstelle nach dem betrachteten Strahlführungsabschnitt erfolgt (Bild 1).

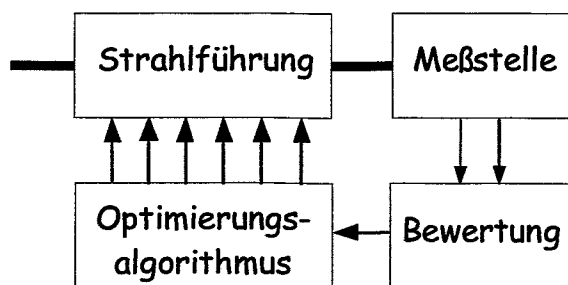


Bild 1: Blockdarstellung einer automatischen Strahlführung

Diese automatische Einstellung der Stellgrößen des Strahlführungssystems ist somit ein typischer Optimierungsprozeß mit all seinen Problemen beim Auftreten lokaler Nebenmaxima, Meßwertrauschen und dynamischen Verhalten des als quasistationär betrachteten Strahlführungsprozesses.

1. Einleitung

Das Institut für Ionenstrahlphysik und Materialforschung betreibt insgesamt drei Ionenbeschleunigeranlagen, die zur Zeit ausgebaut und mit moderner Steuerungstechnik versehen werden. Im Rahmen des Einsatzes neuer Steuerungstechnik vom Typ SIMATIC S5 wird am Injektor an einem dieser Beschleuniger, dem Tandem-Beschleuniger, der Einsatz eines Optimierungsverfahrens für die automatische Strahlführung erprobt.

Die Entwicklung eines solchen Verfahrens steht hierbei unter der Voraussetzung, die vom Steuerungssystem vorgegebene Hardware-Struktur nicht wesentlich zu verändern, deshalb sind nur Softwarelösungen in der Speicherprogrammierbaren Steuerung (SPS) oder dem Prozeßleitreechner

möglich. Der Einsatz einer SPS schränkt die Implementierung eines solchen Optimierungsverfahrens weiterhin durch das Fehlen von Multiplikations- und Divisionsbefehlen ein. Die mit der SPS erreichbare Abtastperiodendauer ist mit ca. 300ms wiederum hoch gegenüber der mit einem Prozeßleitreechner erreichbaren Abtastperiodendauer von mehreren Sekunden.

2. Optimierung mit Hilfe einer Interpolation mit quadratischer Ersatzfunktion

Bei den meisten Prozessen, die durch ein Optimum in ihrer Kennlinie gekennzeichnet sind, läßt sich der Bereich um dieses Optimum mit einer quadratischen Funktion annähern. Dies kann nun ausgenutzt werden, indem drei Abtastpunkte auf dieser Kennlinie ermittelt werden und eine quadratische Ersatzfunktion durch diese Abtastpunkte gelegt wird. Das Maximum dieser Ersatzfunktion bildet nun den nächsten Abtastpunkt bei der Suche nach dem Optimum. Dies wird so lange fortgesetzt, bis durch ein Abbruchkriterium das Erreichen des Optimums erkannt wird. Je nachdem, wie genau die quadratische Ersatzfunktion mit dem tatsächlichen Verlauf der Kennlinie zusammenfällt, sind dazu mehr oder weniger Schritte erforderlich.

Bei diesem Verfahren sind eine Reihe von Sonderfällen bei der Abtastung durch den Optimierungsalgorithmus zu beachten. Durch den Kennlinienverlauf oder durch Meßwertrauschen können die Abtastpunkte häufig so ungünstig liegen, daß die quadratische Ersatzfunktion wesentlich vom Kennlinienverlauf abweicht oder sogar nach oben geöffnet ist. Dadurch sind auch berechnete Abtastpunkte außerhalb des Stellbereichs der jeweiligen Stellgröße möglich. Ebenso ist eine wiederholte Abtastung an der gleichen Stelle nicht auszuschließen, was eine Berechnung der Ersatzfunktion unmöglich macht. Deshalb sind Maßnahmen in Form eines Ersatzalgorithmus bei unbrauchbarer Ersatzfunktion sowie Schrittweitenbegrenzung und Begrenzung des Stellbereichs notwendig.

Die Optimierung mit quadratischer Ersatzfunktion ist ein eindimensionales Suchverfahren. Für die Anwendung auf mehr als eine Stellgröße gibt es zahlreiche Lösungsmöglichkeiten. Die einfachste Methode ist die sogenannte Koordinatenparallele Suche (Bild 2). Dabei wird jede Stellgröße nacheinander optimiert. Diese Optimierung wird für alle Stellgrößen so lange durchgeführt, bis durch ein

Abbruchkriterium das mehrdimensionale Optimum der Prozeßkennlinie erkannt wird.

Dieses Verfahren führt bei unverkoppelt auf den Prozeß einwirkenden Stellgrößen schnell zum Ziel. Sind hingegen zwei oder mehr Stellgrößen stark miteinander verkoppelt, können bis zum Erreichen

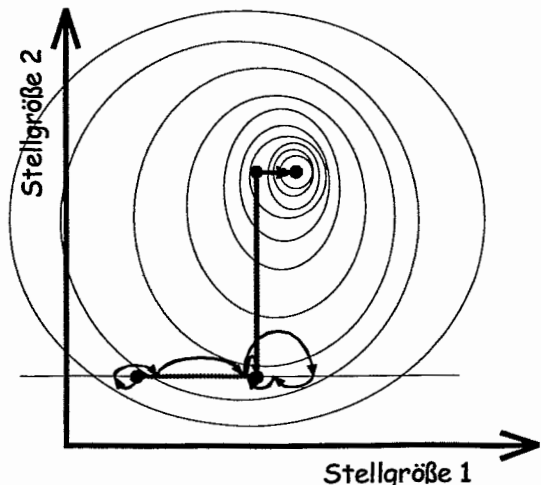


Bild 2: Koordinatenparallele Suche am Beispiel von zwei schwach verkoppelten Stellgrößen

des Optimierungszieles sehr viele Iterationszyklen erforderlich werden. Um diese Verkopplungen zu erkennen, kann nach jedem Iterationsschritt aus den letzten beiden Abtastpunkten der mehrdimensionalen Suche die Richtung des größten Anstiegs abgeschätzt werden. Dieser Richtungsvektor kann in einem Speicher abgelegt und zusätzlich oder im schrittweisen Austausch mit den koordinatenparallelen Richtungen bei den nächsten Iterationszyklen verwendet werden (Bild 3).

3. Suche auf Basis eines Korrelationsverfahrens

Die Quantisierung bei der Digitalisierung und das Rauschen der Meßsignale führt bei dem Optimierungsverfahren mit Interpolation einer quadratischen Ersatzfunktion im Bereich des Optimums zu stark wechselnden Schrittweiten und damit zu Stellwertänderungen, die nicht zu vernachlässigende Strahlparameteränderungen zur Folge haben. Deshalb ist dieses Verfahren nur während des „Strahlfädels“ verwendbar.

Soll ein einmal mit diesem Verfahren gefundenes Optimum fein abgeglichen werden oder im on-line-Betrieb den über einen längeren Zeitraum wechselnden Strahlparametern des Ionenstrahls beim Austritt aus der Quelle nachgeführt werden, ist ein Optimierungsverfahren anzuwenden, daß die Strahlparameter am laufenden Experiment nur vernachlässigbar beeinflusst.

Um dies zu garantieren, sind während der Suche nur

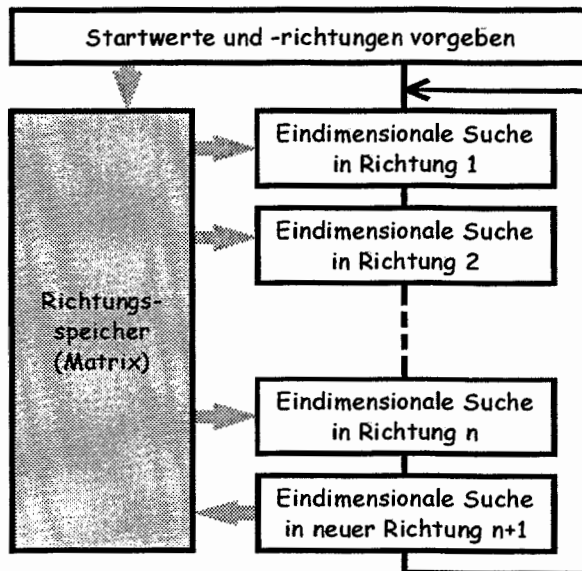
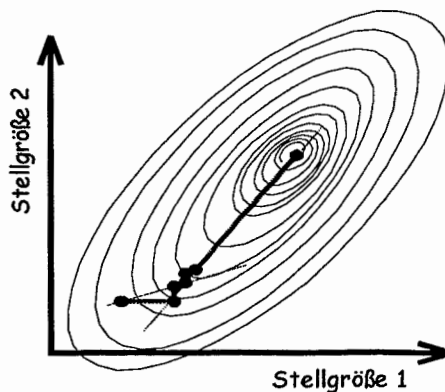


Bild 3: Optimierung unter Nutzung von Richtungsvektoren

sehr kleine Suchschritte möglich. Hinzu kommt, daß im Bereich des Optimums die daraus entstehenden Strahlparameteränderungen ebenfalls sehr klein sind und damit im Rauschen nahezu verschwinden. Somit ist aus einzelnen Abtastpunkten eine Vorausberechnung der ungefähren Lage des Optimums nicht mehr möglich.

Einen Ausweg bietet das Prinzip der Korrelationsmessung, mit der durch die hier gegebene statistische Auswertung auch in stark verrauschten Signalen der Zusammenhang zwischen Stellgrößenänderungen und Strahlparameteränderungen ermittelt werden kann.

Bild 4 zeigt einen solchen Algorithmus für eine Stellgröße. Mit einem Signalgenerator werden kleine Stellwertänderungen auf den Prozeß gegeben und durch den Korrelationsoperator die zugehörige Meßwertänderung mit diesem Signal verknüpft. Der Ausgang des Integrators zeigt nun folgendes Verhalten: Ist der eingestellte Stellwert kleiner als der optimale Stellwert steigt das Signal am Integratorausgang. Wenn der eingestellte Stellwert größer ist, fällt der Wert des Integratorausgangs. Ist

das Optimum erreicht besteht keine Korrelation mehr zwischen dem Eingangssignal des Prozesses und dem Meßsignal – der Integratorausgang behält seinen Wert bei. Damit zeigt der Integrator unmittelbar durch seine Wertänderung am Ausgang die Richtung zum Optimum an. Durch dieses Verhalten läßt sich das Ausgangssignal unmittelbar als Stellwert verwenden.

Dieser Optimierungsalgorithmus kann für mehrere Stellgrößen gleichzeitig angewendet werden, wenn gewährleistet ist, daß die Signalgeneratoren untereinander unkorrelierte Signale erzeugen. Die Signale der jeweils anderen Stellgrößen wirken sich dann auf eine Stellgröße in Form einer Rauschkomponente im Meßsignal aus. Da die Effektivwerte der einzelnen Rauschkomponenten jeder Stellgröße sich quadratisch zu der gesamten Rauschkomponente addieren, ist unter bestimmten Voraussetzungen bei einer Stellgrößenanzahl n im Mittel nur mit einer Zunahme des \sqrt{n} -fachen der Optimierungszeit gegenüber der Optimierungszeit einer einzigen Stellgröße zu rechnen. Weiterhin ist durch die Einfachheit des Algorithmus eine Implementierung in eine SPS möglich, so daß gegenüber dem im Kapitel 2 beschriebenen Optimierungsverfahren eine wesentlich geringere Abtastperiodendauer möglich wird. Die Betrachtungen zur Verringerung der Optimierungszeit sind wesentlich, da das Korrelationsverfahren prinzipbedingt im Vergleich zur Suche mit quadratischer Ersatzfunktion wesentlich mehr Abtastschritte benötigt, um aus entsprechender Entfernung das Optimum zu erreichen.

4. Implementierung und Tests

Das Optimierungsverfahren mit Interpolation einer quadratischen Ersatzfunktion wurde innerhalb der Prozeßleitebene unter Nutzung des Bedien- und Beobachtungssystems WinCC implementiert. Dieses System gestattet neben der eigentlichen Bedien- und Beobachtungsfunktion eine Aktionsprogrammierung mit ANSI-C. Dadurch ist eine einfache Verbindung von Optimierungsalgorithmus, Bedien-, Beobachtungs- und Archivierungsmöglichkeit für den Test

des Algorithmus und über die Schnittstelle zur SPS der Zugriff auf die Prozeßebene gegeben.

Das Bild 5 zeigt einen Optimierungsvorgang unter Nutzung der Richtungsvektorbestimmung. Als Startwert der Richtungsmatrix ist die Einheitsmatrix vorgegeben, was bedeutet, daß im ersten Iterationszyklus entlang der Koordinatenachsen gesucht wird. Dargestellt sind die beiden Meßströme des zur Beurteilung der Strahlqualität benutzten Faradaybechers. Dieser besteht aus zwei Teilen, welche den Randbereich und den Bereich des Zentrums um die Strahlenachse getrennt erfassen. Diese beiden Ströme werden gewichtet addiert und bilden dann das Abtastsignal für den Optimierungsalgorithmus. Die Optimierung besteht hierbei also in der Korrektur der Lage und der Fokussierung an der Meßstelle.

Als Stellgrößen wurden die Beschleunigungsspannung der Ionenquelle, die Spannungen drei elektrostatischer Linsen und die zwei Spannungen eines X/Y-Korrektors benutzt.

Nach jedem Iterationszyklus wird eine neue Richtung bestimmt und entlang dieser eine Suche durchgeführt. Dieser Richtungsvektor wird in der Richtungsmatrix in der letzten Spalte gespeichert und alle anderen Spalten um jeweils eine Spalte nach links verschoben. Der Richtungsvektor der ersten Spalte wird damit aus der Richtungsmatrix entfernt. Dieser Vorgang wird insgesamt zweimal wiederholt. Danach wird die Richtungsmatrix wieder mit der Einheitsmatrix reinitialisiert. Die Suchschritte entlang der auf diese Art und Weise jeweils neu bestimmten Richtungen werden im Bild 5 mit einer dicken Linie bei 0nA markiert.

Mit der für diesen Versuch benutzten Hardware für den Prozeßleitrechner sind nur Abtastperioden von 10s möglich gewesen. Die in Bild 5 dargestellte Optimierung benötigte somit mehr als eine halbe Stunde. Durch den Einsatz noch leistungsfähigerer Hardware für den Prozeßleitrechner wird die Abtastperiode möglicherweise noch in den Bereich von 2 bis 5s verringert werden können.

Die starken Schwankungen der Meßströme in Bild 5 zeigen das typische Verhalten solch eines

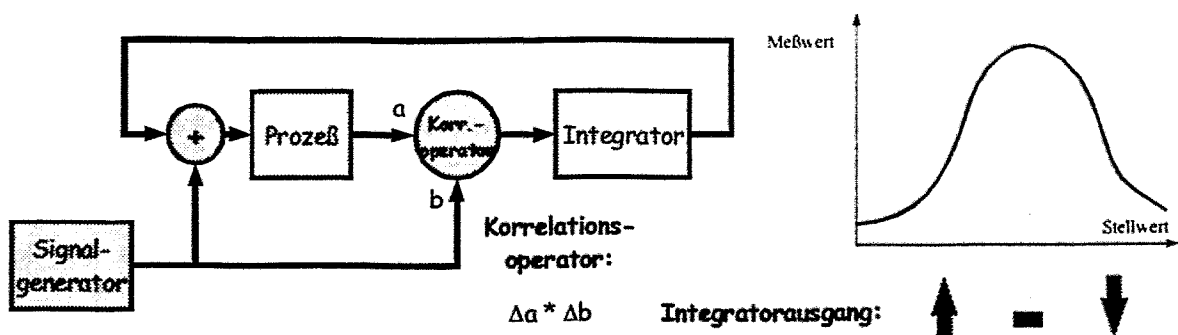


Bild 4: Suchverfahren auf Basis einer Korrelationsanalyse

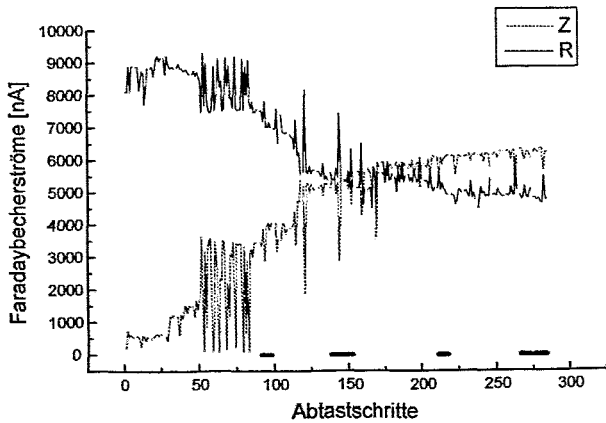


Bild 5: Optimierung mit quadratischer Ersatzfunktion unter Nutzung eines Richtungsspeichers, 6 Stellgrößen

Optimierungsprozesses, was den Einsatz als on-line-Suchverfahren verbietet. Der Vorteil der teilweise erheblichen Änderungen der Abtastwerte ist jedoch, daß beim Vorhandensein von Nebenmaxima diese eher wieder verlassen werden, weshalb dieses Verfahren für den Prozeß des „Strahlfädels“ durchaus nicht ungeeignet erscheint.

Das Optimierungsverfahren auf Basis der Korrelationsanalyse wurde wie bereits angedeutet auf einer SPS implementiert. Durch die zur Zeit umfangreiche Umbauphase an der Anlage konnte dieses Verfahren bis jetzt nur für eine einzelne Stellgröße implementiert werden. Diese Stellgröße ist eine Linsenspannung. Mit ihr wird der Ionenstrahl in den im betrachteten Strahlführungsbereich liegenden Injektormagneten fokussiert, so daß durch die Blendenwirkung des Randbereichs dieses Magneten mit dieser Stellgröße nur die Transmission des Magneten beeinflusst werden kann. Damit ist eine Fokussierung in den Faradaybecher an der Meßstelle mit dieser Stellgröße nicht möglich und

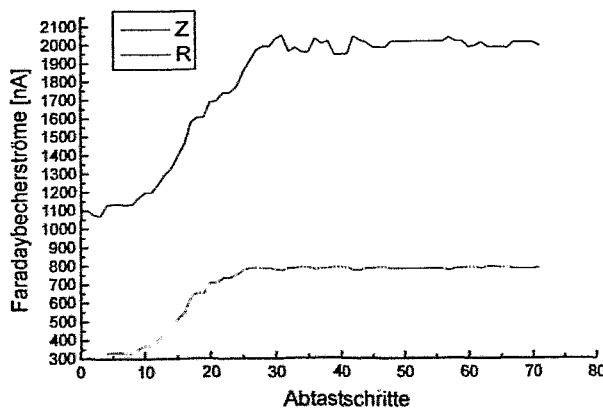


Bild 6: Suche mit Korrelationsverfahren, 1 Stellgröße

der gemessene Suchlauf mit dieser einen Größe (Bild 6) zeigt somit eine gleichartige Beeinflussung beider Meßströme.

Weiterhin ist zu erkennen, daß dieses Verfahren

allein für eine Stellgröße etwa 40 Abtastschritte benötigt. Da diese jedoch im 300ms-Abstand durchgeführt werden bedeutet dies eine Optimierungszeit von etwa 12s. Für alle 6 Stellgrößen ist demzufolge eine Optimierungszeit im Minutenbereich zu erwarten. Voraussetzung ist allerdings, daß im Suchbereich der Stellgrößen keinerlei Nebenmaxima vorkommen dürfen, da bei den sehr kleinen Abtastschrittweiten dieses Verfahren sofort stecken bleiben würde.

Die Implementierung berücksichtigt bereits die Anwendbarkeit dieses Verfahrens auf mehrere Stellgrößen gleichzeitig, indem der Signalgenerator als binärer Pseudozufallsgenerator aufgebaut ist. Aufgrund der fehlenden Multiplikationsmöglichkeit ist der Korrelationsoperator als Polaritätskorrelator ausgeführt. In einer Simulation, in der beide Operatoren vergleichend gegenübergestellt wurden, erwies sich der Polaritätskorrelator für diese Anordnung außerdem als günstiger bezüglich der benötigten Optimierungszeit. Verknüpft werden jeweils die Signaldifferenzen zum letzten Abtastwert Δa und Δb (vgl. Bild 4). Der Stellbereich wurde durch eine Begrenzung des Integrators auf einen sinnvollen Bereich begrenzt.

Um die Optimierungszeit weiter zu verkürzen, ist die Integrationszeitkonstante in bestimmten Grenzen variabel. Durch eine Beobachtung des Integratorausgangs wird diese Zeitkonstante folgendermaßen beeinflusst: Bleibt der Integratorausgang über einen längeren Zeitraum konstant (Annahme: „Optimum erreicht“), wird die Zeitkonstante schrittweise bis zu einem Maximalwert vergrößert. Der Stellwert wird sich deshalb nur sehr langsam verändern. Wird hingegen erkannt, daß der Integratorausgang sich überwiegend in eine Richtung ändert (Annahme: „Optimum noch nicht erreicht, Suchrichtung erkannt“), wird die Zeitkonstante bis zu einem Minimalwert verringert, so daß sich der Stellwert schneller in Richtung Optimum bewegen kann. Dieses Verhalten ist in Bild 6 deutlich erkennbar: Nach etwa 10 Abtastschritten bewegt sich der Stellwert zunehmend schneller in Richtung Optimum. Nach Erreichen des Optimums (weitere 20 Schritte) bewirkt die kleine Zeitkonstante eine auffällige stochastische Schwankung um das Optimum. Innerhalb der nächsten 15 Schritte wird diese Zeitkonstante wieder größer und die Schwankungen der beiden Meßwerte nehmen ab. Ab diesem Zeitpunkt wäre das Verfahren in der Lage, den Strahl on-line weiter im Optimum zu halten, ohne daß bedeutende Strahlparameteränderungen auftreten würden. Bedingung für einen on-line-Einsatz ist allerdings ein Meßverfahren, das den Ionenstrahl an der Meßstelle nicht unterbricht.

Ein wesentlicher Vorteil dieses Verfahrens ist die gute Beobachtung des Optimierungsverlaufes, da sich die Stellgrößen ohne auffällige Sprünge

langsam ändern. Weiterhin ist es dem Bediener der Anlage möglich, während der laufenden Optimierung jederzeit den Stellwert zu verändern, ohne daß das Suchverhalten ungünstig beeinflusst wird.

Tabelle 1 stellt die beiden untersuchten Optimierungsverfahren vergleichend gegenüber.

Eine endgültige Entscheidung für die Anwendung des einen oder anderen Optimierungsverfahrens

bzw. den Ausschluß bestimmter Stellgrößen aus dem Optimierungsvorgang kann nicht pauschal getroffen werden, sondern hängt von den jeweiligen Bedingungen der Einflußnahme einer Stellgröße auf die Strahlführung ab. Diese Bedingungen sind insbesondere durch den Kennlinienverlauf und die Verkopplung mit anderen Stellgrößen gegeben.

	<i>Suchverfahren</i>	<i>Korrelationsverfahren</i>
Zielhardware	PC mit Bedien- und Beobachtungssystem WinCC	SPS
Entwicklungsumgebung	<ul style="list-style-type: none"> • als WinCC-Aktion: ANSI-C • als DLL: Visual C++ V4.0 	Anweisungsliste STEP5
Sonderfälle bei der Abtastung	<ul style="list-style-type: none"> • Überschreitung des Stellbereiches • quadratische Interpolationsfunktion nach oben offen • wiederholte Abtastung mit gleichem Stellwert 	Überschreitung des Stellbereiches
Reaktion auf „Ausreißer“	Berechnung eines mehr oder weniger falschen Stellwertes	durch integrales Verhalten unbedeutend
zur Zeit realisierbare Abtastperioden	10s	0,3s
mögliche Betriebsarten	off-line	off-line und on-line
Geschwindigkeit	Annäherung aus großer Entfernung zum Optimum mit relativ wenigen Schritten	sehr kleine Schritte
Bedienung während der Optimierung	nein	ja
Beobachtungsbedingungen	keine kontinuierliche Beobachtung des Optimierungsprozesses, da teilweise erhebliche Sprünge der Stellgrößen auftreten	„Weg“ zum Optimum gut verfolgbar, da sich die Stellgrößen in sehr kleinen Schritten ändern
Nutzung von Ergebnissen einer Prozessmodellierung (Strahltransportrechnung)	lineare Näherung von Verkopplung der Stellgrößen als Richtungsvektor nutzbar	nein

Tabelle 1: Gegenüberstellung der beiden untersuchten Optimierungsverfahren

Bericht vom Workshop PC in Real-Time and Controls

Dieter Notz

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

Zusammenfassung

ESONE organisierte einen eintägigen Workshop über PCs in Real-Time and Controls beim CERN am 3. 3. 1997. Über diese Workshop wird hier berichtet. PCs in Echtzeit- und Kontrollumgebungen sollte man sehr kritisch beurteilen.

Operating Systems:

Under WINDOWS 95 and NT one cannot predict the time between interrupt and interrupt service routine. The WINDOWS NT interrupt-latency times are from 30 micro seconds up 700 micro seconds when the disk and network activities have been suppressed. With disk and network activities this time can go up to 20 ms. The number of priorities for threads in a given process is limited to 5.

For REAL-TIME applications one needs multithreads (several tasks running in parallel; WIN 3.1 knows only single thread) and preemptive (tasks can be interrupted; WINDOWS 95 and NT) systems. Priorities for threads and predicted thread synchronization must exist.

The number of interrupts on PCs is limited and related to IRQ 1-15. Under Windows 3.x and 95 the interrupt-latency time is not predictable. With a LP-Real-Time Accelerator chip from LP Elektronik a selected interrupt (IRQ) can be transferred via the ISA-bus to the non-maskable interrupt (NMI) of the processor. NMI is not used by the OS WINDOWS 3.x -95 and can therefore be used by the application software. One can use the NMI to start real-time a real-time OS like VxWorks or user application routines. The maximum interrupt rate is about 40 kHz, depending on the CPU clock and the size of the cache memory. Above the maximum rate interrupts can be lost. The NMI can not be used under Windows NT, because the NMI is reserved for hardware failure interrupts of the system.

Real-time OS like RMOS from Siemens is the bottom layer on a real time PC with connection to Windows 3.x and has all drivers for the SPS (PLD) system from Siemens. Up to now, RMOS is not running together with Windows 95 or NT.

WINDOWS NT needs a disk. It cannot be ported to a ROM.

For applications which must run reliable one should not use disks and one should not mount file systems with NFS.

The lifetime of disks may depend on the operating system. MS DOS uses the disk mainly during booting, the disk load under WINDOWS NT is much higher.

The stability of WINDOWS-NT is in general good; problems are caused by bad application software. (Experience HMI)

Windows NT needs graphical user interface and can hardly be used via a telephone line. OS/2 is very stable. It can run without disks. VxWORKS can run on disk-less PCs.

There are firms which want to modify the WINDOWS NT kernel to improve the real-time behaviour by writing a real-time kernel. (Radisys, Beckhoff and VenturCom).

Operating Systems and Hardware:

Much work is needed to write device drivers for WINDOWS NT. There are no WINDOWS NT - VME drivers. How to connect user level interrupt service routines to VME interrupts?

OS9 and LINUX are reliable and not complicated. Drivers are easy to write.

Some tests were done using MVME 7587, Eltec Eurocom 128 (Pentium), MVME1604 and Radstone PPC604/353 (Power PC). LynxOS (210 000) is faster than Windows NT (165 000 Dhrystone 2), semaphore flip flop 9.5 us LynxOS vs. 14 us WINDOWS NT, context switch 8 us Lynx vs. 13.5 us WINDOWS NT, latency 10.5 us Lynx vs. 170 us WINDOWS NT user level, 10.5 us kernel level service routine.

The price of a 200 MHz Power PC is of the order of 8 kCHF. LynxOS costs 30 kFF. CERN gets better prices.

For testing of equipment JTAG is more and more used.

Complex I/O boards costs the same amount of money for PCs and for VME. Drivers and manuals for VME boards are better than those for PCs.. Manuals for VME boards describe all registers etc. For PC boards one gets a driver for a specific operating system and a description for installation. If the operating system changes one is lost.

The CERN SPS controls group introduced 1972 CAMAC (still in operation), 1981 VME (still in operation) and 1989 PCs (no longer in operation).

PCI:

The DC ground for the PCI front panel is not in the specification.

The AMCC - PCI interface chip has many bugs.

On a PCI bus (also on Compact PCI) only 4 slots can act as MASTER. There are rarely more than 4 PCI bus slots in a PC and even then not all of them have master capability. The main restriction is the PCI bridge chip which is limited to four masters. Compact PCI has more slots but uses the same bridge chip and so is also limited. PCI boards and passive back planes are specified in many form factors (board sizes).

Although the number of masters in Compact PCI is limited to 4 slots one may gain by using intelligent I/O processors (to handle for instance the LAN protocols).

KfA Juelich has produced interfaces from PCI to VIC bus, from PCI to Profibus and from PCI to CAMAC. For control a PCI synchronization module was produced.

Software:

EPICS is used at the DESY cryo group.

IPX is more and more replaced by IP (DESY).

TACO is an object oriented system used for control at ESRF. All objects for the control system are modelled using encapsulation (black box), polymorphism (using the same operator for different classes) and data hiding. TACO uses the Posix threads model. Under NT the same model is used but implemented with the NT native thread calls. Should one replace RPCs by CORBA? In future it could be that JAVA applets speak via CORBA to DEVICES. Is Motif dying? Motif is not available on WINDOWS NT.

LABview is used in several laboratories. For controlling the plasma in a STELLARATOR a computer controlled analog circuit matrix array of PID (proportional-integral-differential) regulation controllers is used. The group will develop a DSP array on PCI and VME boards for sophisticated real-time applications. PSI has an application for the CMS experiment to read APDs for the electromagnetic calorimeter.

WWW:

Information for LINUX: <http://luz.cs.nmt.edu/rtlinux/>

VenturCom: http://www.vci.com/prod_serv/nt/rt_program.html

OEM-Produkte für Meßwerterfassung - Steuerung – Regelung

GBM Gesellschaft für Bildanalyse und Meßwerterfassung mbH
Ertstraße 20 – 41238 Mönchengladbach
Tel.: 02166-98789-0 - Fax: 02166-98789-1
E-Mail: info@gbm.de – Web: <http://www.gbm.de>

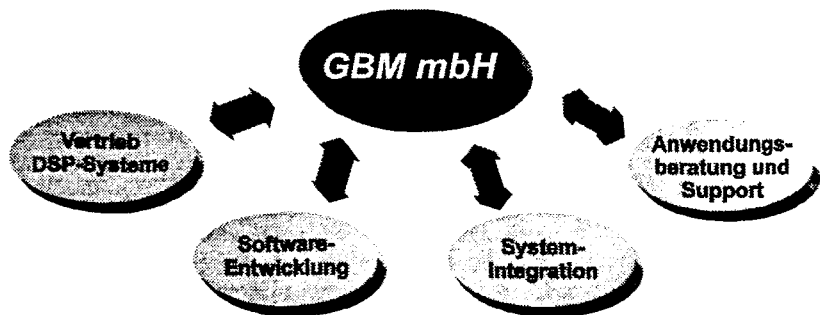
Referent: Harald Hillers

Automation ist zum Synonym für Effektivitätssteigerung und Kostensenkung geworden. Um Produkte national oder weltweit anbieten und natürlich auch verkaufen zu können, tut ein Innovationsschub in dieser Richtung jeder Firma gut. Ganze Firmen oder Abteilungen beschäftigen sich mit der Entwicklung von Automatisierungssystemen. Was aber, wenn eine mittelständige Maschinenbau-Firma nicht die Kapazitäten und das Know How für eigene Elektronikentwicklungen besitzt? Eine Möglichkeit ist die Beauftragung einer spezialisierten Entwicklungs-Firma. Die kostengünstigere Lösung ist allerdings der Einsatz von Standardsystemen, für die eine aufwendige Hardwareentwicklung entfällt.

Damit Standardsysteme für den OEM-Markt einem möglichst großen Anwendungsbereich gerecht werden, sind die Anforderungen an ihre Vielseitigkeit groß. Die wichtigsten Kriterien für ein vielseitig einsetzbares intelligentes System für Automatisierungsaufgaben sind:

1. eine großzügige Ausstattung mit Analogein- und Ausgängen und digitalen I/O
2. modularer Aufbau
3. Skalierbare Prozessorleistung
4. variabler Speicherausbau
5. die Verfügbarkeit für verschiedenen Bussysteme
6. ein breites Angebot an Entwicklungstools
7. ein niedriger Preis

Diese auf das Produktspektrum bezogenen Punkte sollten allerdings mit einer Reihe von Dienstleistungen des Anbieters kombiniert werden. Dazu gehören ein guter technischer Support sowohl hardwareseitig als auch für die softwaretechnische



Einbindung in das Endprodukt. Besitzt der Anwender keine eigene Entwicklungsabteilung sollte die komplette Entwicklung auch in Zusammenarbeit mit dem Anbieter durchgeführt werden können. Die Firma **GBM mbH** aus Mönchengladbach versteht sich als Anbieter von *OEM-Systemen für Meßwerterfassung, Steuerung und Regelung*. Durch die langjährige Tätigkeit im Automatisierungsbereich verfügt sie über Erfahrungen in der Applikationsentwicklung in vielen Bereichen der Wirtschaft. Die eigene Softwareabteilung kann auf eine große Anzahl von Lösungen auf Basis des eigenen Produktspektrums zurückgreifen. Dieses Spektrum umfaßt PC-Einsteckkarten, CompactPCI-Karte und Single Board Computer die auf den modernsten Digitale Signalprozessoren von Texas Instruments basieren und durch analoge und digitale Schnittstellen direkt an jeden Prozess und an jede Maschine ankoppelbar sind. Eine integrierte DSP-Entwicklungsumgebung, die unter Windows 95 und NT angeboten wird, macht die Softwareentwicklung zu einem gut kalkulierbaren Faktor. Eine *komplette Umstellung der Preisstruktur*, d.h. eine Anpassung der Preise an ein niedrigeres Niveau soll es dem OEM-Kunden erleichtern, seinerseits attraktive Preise für sein Endprodukt gestalten zu können.

Am Beispiel einiger ausgewählter Produkte soll hier die Vielseitigkeit für den Einsatz in unterschiedlichen Anwendungsbereichen beschrieben werden.

PCI6201 – ein PCI-Board mit dem neuen TMS320C6201 für höchste Anforderungen

Das neue Flaggschiff der DSP-Flotte von Texas Instruments – der TMS320C6201 – bildet das Herz dieses High-End PCI-Boardes. 1600 MIPS (Million Instructions Per Second) stellen derzeit das Maximum der erreichbaren Performance eines DSP's dar. High-Speed Datenerfassung und Online-Verarbeitung gelangen mit diesem DSP-Board in eine neue Dimension. Die PCI6201 kann mit bis zu 32 MByte SDRAM ausgestattet werden und besitzt zwei PMC-Steckplätze (PCI Mezzanine Cards) über die beliebige PMC-

kompatible Aufsteckmodule benutzt werden können. Der PMC-Standard benutzt die gleiche PCI-Technologie wie Millionen von PC's, ist also ideal für den High-Speed Datenaustausch mit dem DSP. Als PMC-Module stehen von verschiedenen Anbietern Lösungen für Meßwerterfassung, Kommunikationsinterfaces oder z.B. SCSI-Schnittstellen zur Verfügung.

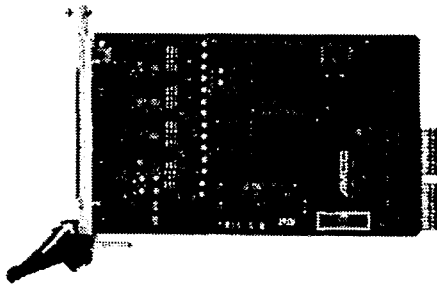
M44 – ein modulares DSP-Board für den PCI-Bus

Als kurze Einsteckkarte für den PCI-Bus wurde die M44 konzipiert. Eingesetzt wird hier der TMS320C44, der mit seiner Rechenpower von 30 MFLOPS (Million Floating Point Operations Per Second) und seiner Ausstattung mit zwei getrennten Daten- und Adressbussen, DMA-Kanälen und Kommunikationsports für viele Anwendungen eine ideale Basis darstellt. Auf zwei Steckplätze mit einem eigens entwickelten High-Speed Datenerfassungsbus können Module aufgesteckt werden, die mit hochwertigen A/D-Wandlern, D/A-Wandlern, digitale Ports oder Kanälen für Schrittmotoransteuerung ausgerüstet sind. Mehrere M44 können über die Verknüpfung der nach außen geführten Kommunikationsports miteinander kommunizieren und Daten austauschen.



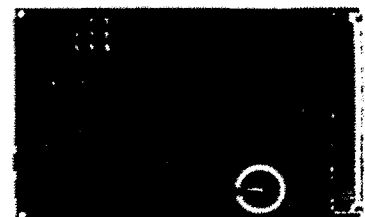
cADC64 – ein CompactPCI-Board mit 64 Analogeingängen

Im Wettstreit der konkurrierenden PCI-Busstandards für den Industrieinsatz scheint sich auf Grund des größeren Gewichts der dahinter stehenden Firmen der CompactPCI-Bus durchzusetzen. Wie immer ist uns auch hier die USA einen Schritt voraus. Während hierzulande die Anwender noch vorsichtig abwarten, erzielen Anbieter in den Vereinigten Staaten hervorragende Verkaufszahlen. Dieser neuen Technologie Rechnung tragend steht mit der cADC64 ein Board zur Verfügung, das die Geschwindigkeit des industriellen PCI-Busses mit der großen Anzahl von 64 Analogeingängen verbindet. Acht unabhängige A/D-Wandler mit 16 Bit Auflösung und jeweils 100 oder 200 kHz Abtastrate sorgen für einen Datendurchsatz von 1,6 MSamples/s. Vor jedem der acht Wandler sitzt ein 8:1 Multiplexer, so daß die stattliche Kanalanzahl von 64 zustande kommt mit dem Vorteil, daß immer acht Kanäle zeitgleich erfaßt werden. Zwei Analogausgänge und digitale Ports vervollständigen das Schnittstellenensemble der cADC64. Ein Äquivalent dieses DSP-Boards steht für den „normalen“ PCI-Bus zur Verfügung.



SBC32 – ein leistungsfähiger DSP-Single Board Computer

Für den Stand Alone Betrieb in Embedded Applikationen wurde die SBC32 entwickelt, ein Board im Europakartenformat mit dem TMS320C32. Dieser kostengünstige Floating Point DSP verwaltet je vier unabhängige A/D- und D/A-Wandler mit 16 Bit Auflösung und 100 kHz Abtast- bzw. Updaterate. Ideal ist die SBC32 für Steuer- und Regelungsapplikationen. So können zum Beispiel gleichzeitig vier PID-Regler berechnet werden. Das Applikationsprogramm kann in einen boardeigenen FLASH-ROM gebrannt werden und bootet bei jedem Power Up automatisch.



Eine runde Sache - DSP-Softwareentwicklung unter Windows 95 und NT

Für alle Hardwaresysteme steht eine Integrierte Entwicklungsumgebung zur Verfügung, die in einer durchgängigen Prozedur unter Windows 95 oder Windows NT installiert wird.

Wichtigster Bestandteil ist der Code Composer, ein „State of the Art“ Source Level Debugger, der, kombiniert mit einer kompletten Projektverwaltung und einem Texteditor mit guter Online- Hilfe, die

Oberfläche bietet, unter der die gesamte Softwareentwicklung für den DSP stattfindet. Nach abgeschlossener Installation steht ebenfalls der Texas Instruments C-Compiler mit seinen Standard- Einstellungen zur Verfügung. Der Compilervorgang wird direkt aus dem Code Composer gestartet. Der Compiler arbeitet komplett im Hintergrund, so daß sich dem Anwender der Eindruck vermittelt, er arbeite mit nur einem Softwarepaket.

Das entstandene Maschinencode- File kann nun direkt über eine DLL auf das JTAG-Board und von dort über das Emulator-Port auf das DSP-Board geladen werden.

Neben Standard- Features wie Multilevel Debugging, also gleichzeitigem Debuggen im C- und Assemblercode, Breakpoints oder Code Profiling bietet der Composer noch einige weitere nützliche Möglichkeiten. So lassen sich zum Beispiel online Daten aus Dateien in Variablen oder Speicherstellen

laden, umgekehrt natürlich auch abspeichern oder grafisch darstellen.

Im Lieferumfang befinden sich außerdem eine Reihe von Bibliotheken, die die Verwaltung der umfangreichen Peripherie der DSP-Boards, wie Analog-Digital-Wandler, Digital-Analog-Wandler und digitaler Ports gewährleisten. Diese werden durch Funktionssammlungen für digitales Signalprocessing und für die Kommunikation mit dem Host-PC ergänzt.

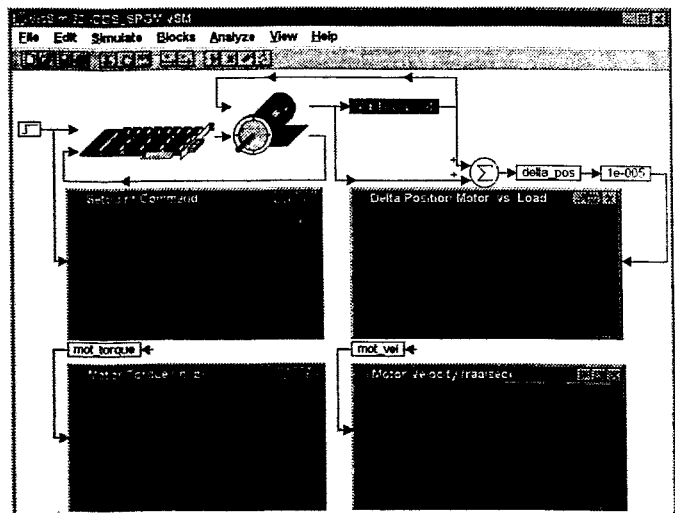
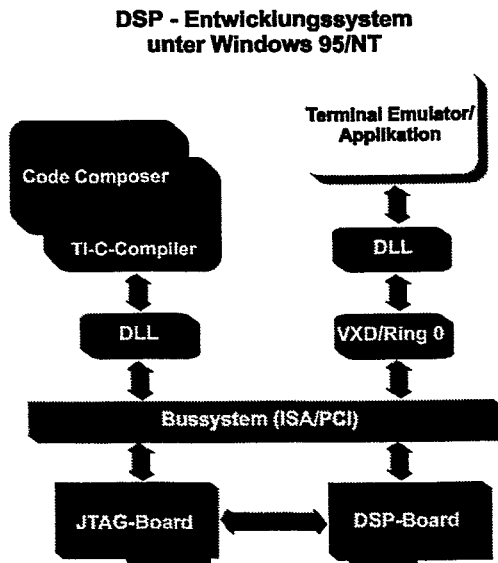
Für die Einbindung der DSP-Boards in eine Windows-Applikation werden ein Virtueller Device Driver / Ring-0 Treiber und eine 32-Bit DLL mitgeliefert.

Mit der Integrierten Entwicklungsumgebung steht ein Tool für die Softwareentwicklung auf Texas Instruments DSP's zur Verfügung, mit dessen Hilfe sich Programme entwickeln, debuggen und im Verbund mit den Anwendungsprogrammen unter Windows 95 oder NT erproben lassen. Die durchgängige Struktur ermöglicht eine effiziente Projektentwicklung und sorgt damit für kürzere Entwicklungszeiten.

Standard-Softwarepakete für die DSP-Entwicklung

Für den Nichtprogrammierer stehen einige weitere Tools für die Applikationsentwicklung auf DSP-Boards zur Verfügung. Das wichtigste Programm ist **VisSim**, eine interaktiv zu bedienende Windowsoberfläche zur Entwicklung von Steuerungs- und Regelungsapplikationen. Abgeleitet von grafisch erstellten Blockschaltbildern wird hierbei C-Code erzeugt, der vom im Hintergrund arbeitenden C-Compiler in ausführbaren Maschinencode übersetzt wird. Dieser kann direkt aus VisSim auf das DSP-Board geladen und dort in Realtime abgearbeitet werden. Im Gegensatz zu anderen Produkten ist VisSim eine kompakte Oberfläche, die schon alle Features zur kompletten Applikationslösung beinhaltet.

Ein weiteres Tool ist das Windows-Programm **Hypersignal RIDE**. Vorrangig



für meßtechnische Applikationen geeignet, stellt diese Software eine große Anzahl von Funktionsblöcken für digitales Signalprozessing unter einer grafischen Oberfläche zur Verfügung, mit deren Hilfe auch ungeübte Anwender schnell zu auswertbaren Meßergebnissen gelangt.

Fazit

Die Firma **GBM mbH** bietet ein Produktspektrum an, das den Anforderungen vieler Anwendungen in den Bereichen Meßwerterfassung, Steuerung und Regelung genügt und ein sehr günstiges Preis-Leistungsverhältnis besitzt. Dem Trend folgend, dem Anwender auch alle Dienstleistungen zur Produktentwicklung aus einer Hand zur Verfügung zu stellen, hat man sowohl den Produktsupport als auch die Möglichkeiten für eine gute Softwareunterstützung ausgebaut.