

WISSENSCHAFTLICH-TECHNISCHE BERICHTE

**FZR-293**

Mai 2000

ISSN 1437-322X



**Archiv-Ex.:**

**Bericht der Frühjahrstagung  
der Studiengruppe für Elektronische  
Instrumentierung vom 27. bis 29. März 2000  
im Physikalischen Institut der Universität  
Heidelberg**

**S  
E  
I**

Herausgeber:  
FORSCHUNGSZENTRUM ROSSENDORF  
Postfach 51 01 19  
D-01314 Dresden  
Telefon +49 351 26 00  
Telefax +49 351 2 69 04 61  
<http://www.fz-rossendorf.de/>

Als Manuskript gedruckt  
Alle Rechte beim Herausgeber

**FORSCHUNGSZENTRUM ROSSENDORF**

WISSENSCHAFTLICH-TECHNISCHE BERICHTE



**FZR-293**

Mai 2000

**Bericht der Frühjahrstagung  
der Studiengruppe für Elektronische  
Instrumentierung vom 27. bis 29. März 2000  
im Physikalischen Institut der Universität  
Heidelberg**



---

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](mailto:za-fwf@fz-rossendorf.de)

# Studiengruppe für Elektronische Instrumentierung



---

Teilnehmerliste 27. bis 29. März 2000 in Heidelberg

Antreasyan, Dikran  
Arends, Isolde  
Badura, Eugen  
Born, Matthias  
Borutta, Hans  
Brandt, B.-A.  
Deutsch, Werner  
Ehret, Günter  
Engels, Ralf  
Feuerstack-Raible, Martin  
Gabriel, Frank  
Gradl, Wolfgang  
Grimm, Bernhard  
Hörtlen, Werner  
Kahlefeld, I.  
Meisel, Ulrich  
Meyer, Ulrich  
Müller, Klaus-Dieter  
Noethe, Steffen  
Notz, Dieter  
Nowak, Gerd  
Ortmann, Matthias  
Pelikan, Paul  
Rausch, A.  
Rausch, Rainer  
Richter, Günter  
Rüschmann, Gustav  
Rusnyak, R.  
Schuhmacher  
Stolper, Matthias  
Thillosen, Nikolaus  
Treibert  
von Walter, Peter  
Wieder, Volker  
Wulf, Friedrich  
Zillikens, Hans-Peter

LeCroy  
IDG Bochum  
GSI Darmstadt  
Uni Marburg  
TÜV Thüringen  
Marburg  
Max-Planck-Inst. für Strömungsforschung  
FZ Karlsruhe  
FZ Jülich  
Physik. Inst. Heidelberg  
FZ Rossendorf  
Physik. Inst. Heidelberg  
MPI für Astronomie Heidelberg  
FZ Jülich  
  
HMI Berlin  
DESY Zeuthen  
FZ-Jülich  
European Media Lab Heidelberg  
DESY Hamburg  
Ruhr-Uni-Bochum  
Ruhr-Uni Bochum  
MPI für Kernphysik Heidelberg  
Physik. Inst. Heidelberg  
FZ Jülich  
HMI Berlin  
Uni Frankfurt  
Physik. Inst. Heidelberg  
Physik. Inst. Heidelberg  
DESY Hamburg  
S.E.T.  
Physik. Inst. Heidelberg  
Physik. Inst. Heidelberg  
MPI für Kernphysik Heidelberg  
HMI Berlin  
FZ Jülich



Teilnehmer der Tagung

Vorträge zur  
Frühjahrssitzung vom 27. bis 29. März 2000  
im Physikalischen Institut der Universität Heidelberg

	Seite
'Intelligente' Hochspannungsversorgung am Hera-B-Detektor <b>P. von Walter</b> , <i>Physikalisches Institut der Universität Heidelberg</i>	5
Eine Kameraelektronik für Bildsensoren in der Astronomie <b>B. Grimm</b> , <i>MPI für Astronomie der Universität Heidelberg</i>	16
Ortsbestimmung mobiler Systeme im Raum - mittels Winkelmessung <b>G. Nowack</b> , <i>Ruhr Uni Bochum</i>	24
Die Mutation bei Genetischen Algorithmen <b>M. Ortmann</b> , <i>Ruhr Uni Bochum</i>	28
Bericht über die RT'99 Konferenz in Santa Fè <b>D. Notz</b> , <i>DESY Hamburg</i>	32
Hochübersteuerbarer Vorverstärker (20 dB, 0 ... 500 MHz) <b>G. Richter</b> , <i>HMI Berlin</i>	34
Die neuesten Erfahrungen mit dem Therapie-Ladungs-Frequenz-Wandler <b>E. Badura</b> , <i>GSI Darmstadt</i>	39
Neutronenanger-Kamera mit digitaler Frontendelektronik <b>R. Engels</b> , <i>FZ Jülich</i>	43

*Von den folgenden Vorträgen gibt es keine schriftliche Form:*

Über das Hera-B-Experiment, Datenerfassung, Slow-Control  
**W. Gradl**, *Physikalisches Institut der Universität Heidelberg*

Das ASIC Labor der Universität Heidelberg und des MPI für Kernphysik"  
**M. Feuerstack**, *ASIC Labor der Universität Heidelberg*

Der digitale tesa-Film  
**S. Nochte**, *European Media Lab Heidelberg*

# „Intelligente“ Hochspannungsversorgung am Hera-B-Detektor

---

*Peter von Walter*

*Elektronikwerkstatt Physikalisches Institut Uni Heidelberg*

---

05

## **Anforderungen**

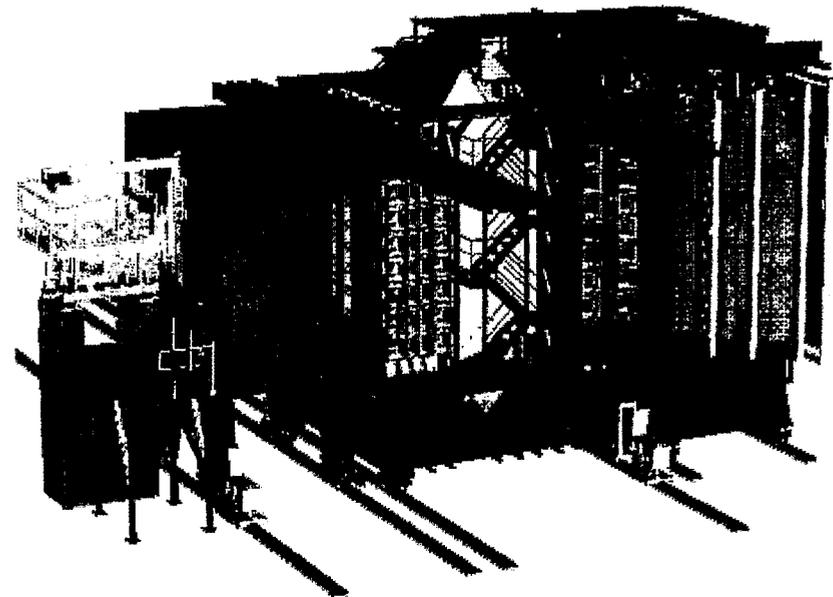
Aufbau, Aufgaben

## **A339 Strommesser**

**A344 GEM-Box**

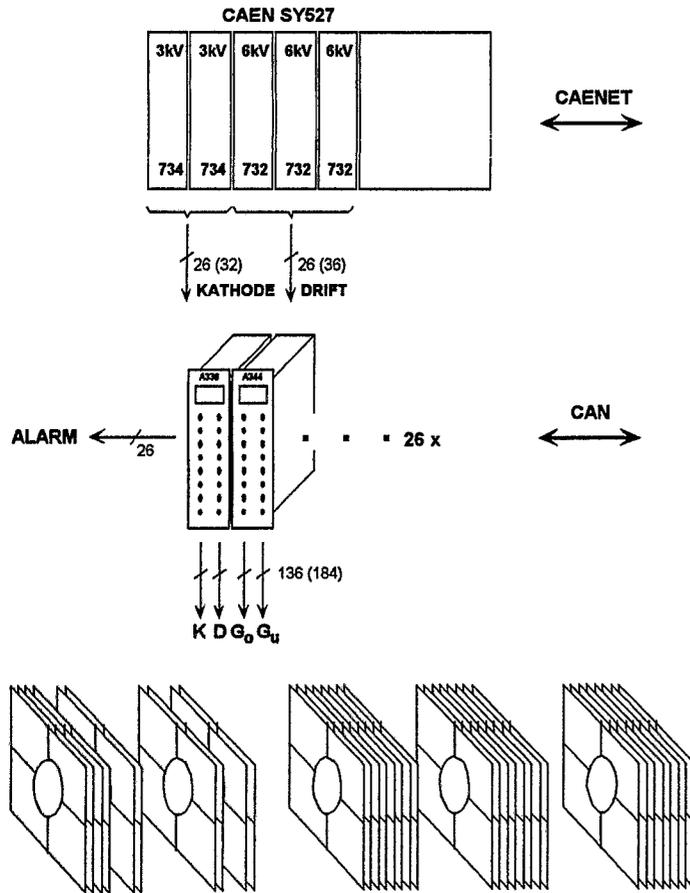
## **Ausblick**

zukünft. Anforderungen,  
Trends

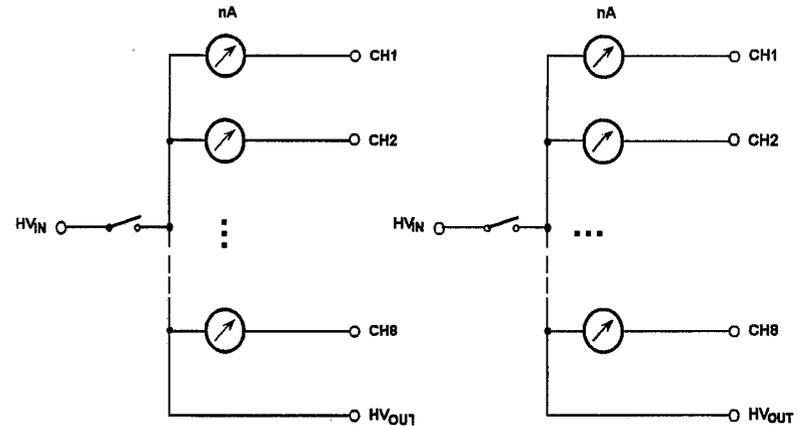




# Inner Tracker HV-System



# A339 HV-Verteilung, Strommessung und Überwachung



### Kathodenspannung (8x):

Spannung: < -500 V; typ: -420 V

Strombereich: Unipolar, 200  $\mu$ A

Auflösung: 12 Bit (50 nA)

Relaisabschaltung

### Driftspannung (8x):

Spannung: < -5 kV; typ: -3 kV

Strombereich: Unipolar, 40  $\mu$ A

Auflösung: 12 Bit (10 nA)

Relaisabschaltung

# A339 Funktionen

## Strommessung (2x 8x)

- Einzelstromwerte
- Mittelwertbildung
- Spitzenwerte (Minima, Maxima)

## Grenzwertüberwachung (2x 8x)

- Relativ und Absolut
- Warnungen (Monitor f. Anzahl, TTL-IO)
- Alarm (CAN, TTL-IO) & direkte HV-Abschaltung

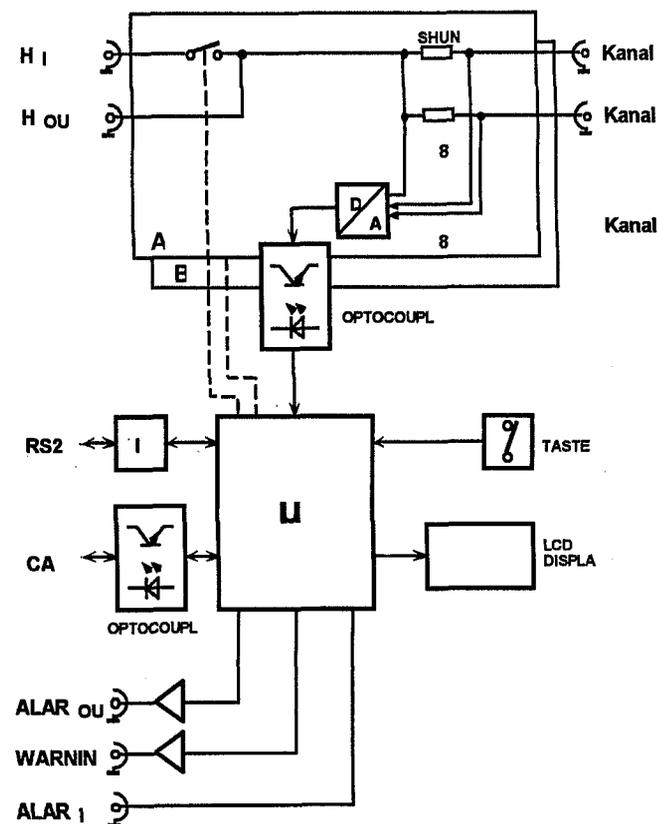
## Ein- & Auschalten der HV (2x)

- Direkt & Sicher: Relais
- Kontrolliert: zeitabhängig

## Interface

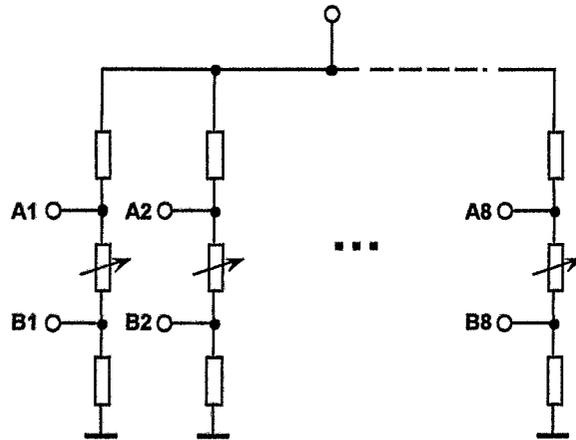
- Frontpanel mit LCD und Tasten
- RS232
- CAN
- TTL-IO

# A339 Blockschaltbild



## A344

### GEM-Spannungserzeugung und Überwachung



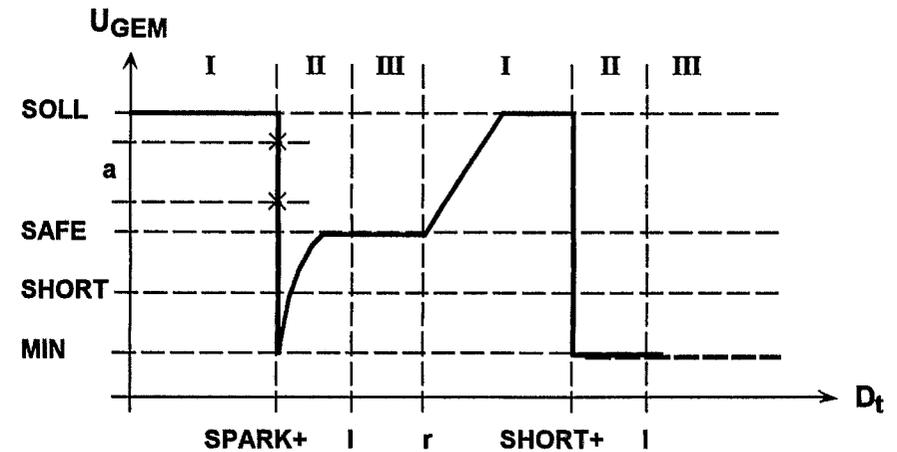
60

#### GEM-Spannung (8x):

Eingangsspannung: < 5 kV; typ: 3 kV  
 GEM-Mitte: ca. 55 %  
 GEM-Bereich: 5..10 %; 350..450 V  
 Genauigkeit: 1 V  
 Last: 40 MOhm/Kanal  
 Spark/Short-Erkennung

## A344

### Spark/Short-Erkennung



**Spark** = kurzzeitige Entladung der GEM-Spg.

Warnung

Minimale (SAFE) GEM-Spannung  
einstellen

Recovery einleiten

Erholzeit abwarten

Langsame Rückführung auf Sollwert

**Short** = anhaltender Rückgang der GEM-Spg.

Warnung

Minimale (SAFE) GEM-Spannung  
einstellen

Sichere Unterscheidung von Spark

Alarm

## A344 Funktionen

### Spannungsmessung (8x)

GEM-Spannung zwischen A-B  
Eingangsspannung

### Regelung (8x)

PI-Charakteristik  
Immunität gegen Störungen  
Regelschwingungen  
Überschwingen

### Spark/Short-Erkennung (8x)

Flexible Parametereinstellung  
Warnungen (Sparkcounter)  
Alarm (CAN) & direkte HV-Abschaltung  
(TTL-IO)

### Interface

Frontpanel mit LCD und Tasten  
RS232  
CAN  
TTL-IO

## Zukünftige Anforderungen

**Welche Geräte in Zukunft?  
Besser, Einfacher, (Billiger)!**  
= mehr 'Intelligenz'!

Funktionalität  
Sicherheit  
Fertigung  
Wartung  
Bedienbarkeit  
Vernetzung

## Funktionalität

### Viele Funktionen (-->Software)

Messung  
Überwachung  
Verrechnung  
Vorverarbeitung  
Abgeleitete Messgrößen  
Aufbereitung

### Viele Kanäle (-->Geschwindigkeit)

Mehrfache (unabhängige) Funktionen  
Abhängige Funktionen

### Viele Anwendungen (-->Field Programmable)

Perfektionierung des Experimentes  
Optimierung der Messbereiche  
Weitere Funktionen  
Wechselnde Einsätze (Labor, Experiment)  
Messbereiche  
Andere Funktionen

## Sicherheit Fertigung & Wartung

### Hardware

- Einfach = Sicher
- Worst Case Überlegungen
- Einheitliche Hardware
- Modularität

### Software

- Sicher gegen Fehlbedienung
- Bedienungssperren
- online Hilfesystem

Watchdog

RTOS

Incircuit programmierbar (Flashspeicher)

- Kalibrierung

- Parameter und Setups

- Neue Programmversionen

## Bedienbarkeit

### Frontpanel

- Beschränkung auf das Wesentliche!

### Remote

- Terminal

- Infrarot (IrDA)

- Funk

## Vernetzung Weniger Kabel, mehr Silizium Parallel ==> Seriell

		Bus- fähigkeit	Komfort & Sicherheit	Ver- breitung	Unter- stützung
RS232	... 50 kbps	--	--	++	++
USB	1.5, 12 Mbps (480 Mbps)	+	++	+	+
CAN	... 1 Mbps	++	++	+	++
Ethernet	10, 100 Mbps	++	+	++	--
Firewire	... 400 Mbps (... 3,2 Gbps)	++	++	+	+
Bluetooth	... 1 Mbps	+	++	--	--

## RS232

### Einfach und billig

- Asynchrones Protokoll

- 2 Draht Verkabelung (Xon/Xoff)

### Weite Verbreitung und sehr gute Unterstützung

- Jeder PC

- Jeder Controller

- Viele Standardsoftware (Terminalprogramm)

### Geringe Performance und Komfort

- Niedrige Geschwindigkeit (typ. 9600 bps..57 kbps)

- Kein Bus: Nur P2P Verbindung mit geringer Distanz

- Geringe Fehlersicherheit

- Keine Standard-Stecker!

# USB (Universal Serial Bus)

## Preisgünstig

Lowcost PC-Peripherie *Bus* (Intel, MS, ...)

## Einfach

P2P: Hubs, <127 devices, Busmaster  
(Polling)

Standardisierte robuste Stecker, Vieradriges  
Kabel (Daten, Stromversorgung), < 5 m  
(\*7)

Hot Plugging: keine Terminierung  
Plug&Play: keine IDs, Dynamische  
Konfigurierung

Power-Budgetierung (< 100 mA, < 500  
mA)

## Gute Performance

Lowspeed 1.5 Mbps; Midspeed: 12 Mbps  
(USB-2: 120..480 Mbps)

Bulk- (Printer, Scanner,..), Isochron-  
(Telefon, Audio, Video), Interrupt-  
(Keyb., Maus, ..)-Transf.

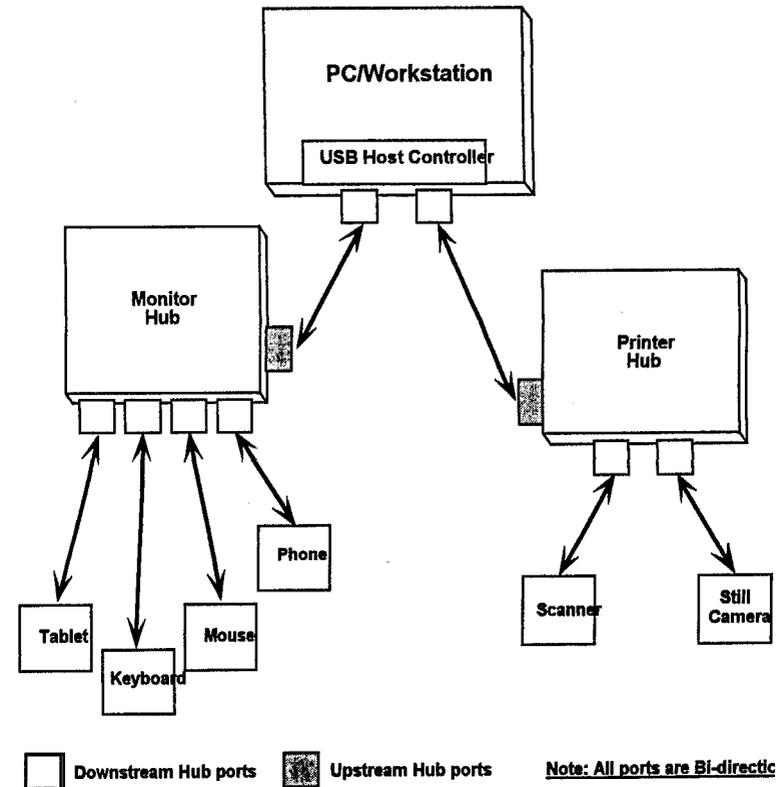
Gute Fehlersicherheit (autom. 2-Bit Fehler  
Korr.)

## Standard

PC, Peripherie,  $\mu$ C (SAB C541U), Chips  
W98, W2000

Messdatenerfassung (LabView, VB)

## USB-Topologie



## CAN (Controller-Area-Network)

**Feldbus** für Vernetzung dezentraler intelligenter Systeme im Automobilbereich, Prozesstechnik, Gebäudeleittechnik, Slow Control, ...

**Einfache Verbindung** (2-Draht, optisch, ...)

**Unbegrenzte Anzahl** von Netzknoten

10000 m: 5 kbps .. 50 m: 1 Mbps

**Multimaster-System** (verlustfreie Arbitrierung)

**Nachrichtenorientiertes Protocoll**

(Multi&Broadcasting, Priorisierung)

**Einfache Kommunikationsdienste** (Senden, Anfordern)

**Hohe Sicherheit** (mehrere, einander ergänzende Fehlererkennungsmechanismen) durch CRC, Kurze Blocklänge (8 Bytes), Automatische Wiederholungen, Lokalisation ausgefallener Stationen

**Gute Unterstützung** bei  $\mu$ C

Physical&Data Link Layer

## Ethernet

### **Einfach und Sicher**

Koax (Thick, Thin)

Twisted Pair (10Base-T, 100Base-T)

Sternverteiler (Hubs)

Shared

Switched

### **Hohe Performance**

10..100 Mbps, Gigabit, ...

mit TCP/IP direkter Anschluß ans Internet

### **Weit verbreitet**

Jeder PC, Industrie

KEINE direkte  $\mu$ C-Unterstützung

## IEEE 1394 (Firewire, i-Link)

### Universal I/O

Parallel, Serial, SCSI, Video, Audio, Power, ..  
1986: IEEE (Apple) Serial Bus f. VME,  
Multibus II, Future Bus -> IEEE 1394-1995  
Backplane- und Cable-Bus, Optisch, Wireless

### High Performance

Echter Multimaster-Bus (peer-to-peer)  
Tree-Topologie (branches and daisy-chaining),  
max. 16 cable hops \* 4.5 (10) m = 72 m  
100..400 Mbps, (800..3200 Mbps, 100 m)  
Wireless: (Canon, NEC), 100..400 Mbps, 12m  
Asynchron: Protokoll mit Adresse, CRC, Ack  
Isochron: Kanäle mit fester Bandbreite  
(Broadcast)

### Einfach und Komfortabel

Standardisierte robuste Stecker (Nintendo)  
6 pins: 2\* 2 Signal, 8..40V@1.5A  
Hot Plugging: keine Terminierung (P2P)  
Plug&Play: keine Ids, Dyn. Konfigurierung  
Memory-Mapped:  
64 bit=10\_Bus+6\_Node+48\_int)

## IEEE 1394 (Firewire, i-Link)

### Standard

Viele Anwendungen und Produkte  
Digital AV: DVCam, DVD, STB,  
HDTV, CD, MIDI  
PC & Peripherie: PC, Printer, HDD,  
CD, Device Bays, ..  
Industrie: VME, VXI, CPCI, PC/104

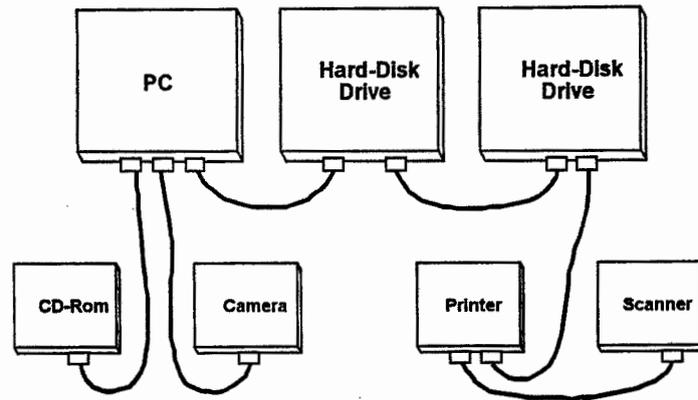
### Networks:

HAVi (Home AV interface)  
Fieldbus: Automobil, Aerospace  
(Boeing), Telecom, ..

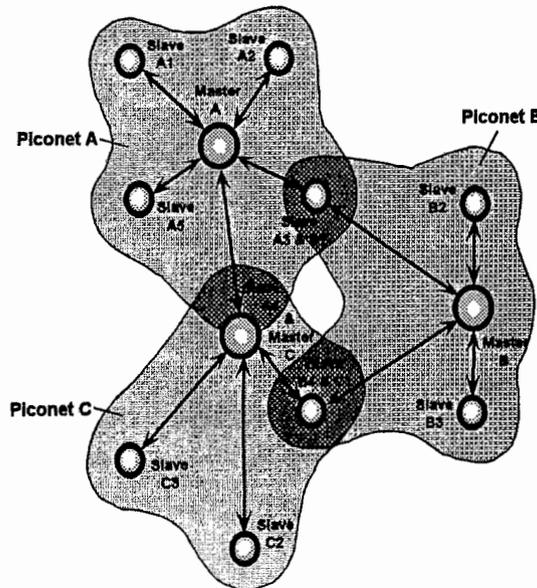
### Gute Unterstützung

Chipsets: TI, Philips, Sony, IBM, Lucent,  
Opti, ...Physical-Layer: Cod./Dec.,  
Init, Arb., **Repeater**  
Link-Layer: Addr., CRC, Frames,  
Ack, Cycle-Sig.  
Transaction-Layer (Software): Read,  
Write f. Asynch.  
Software: Std-Treiber f. PCs und  
EmbeddedController  
Evaluation Boards: z.B. Philips (FRDK)

## Firewire-Topologie



## Bluetooth-Topologie



## Bluetooth

### Globale Sprach- und Datenkommunikation

Handy: „3 in 1 phone“, Freisprecheinr.,  
PC/Laptop: „Surfing in the Sofa“, Sync.,  
Peripherie: Maus, Drucker, Fax, Modem..

1998: Ericsson, 3Com, IBM, Intel, Lucent,  
Microsoft, Motorola, Nokia and Toshiba -->  
Bluetooth SIG

Herbst 1999: Spez. 1.0, 1597 adopter companies  
2002: 200Mio PC + 250Mio Handy (!)

### Drahtlos

P2P, Multipoint, Piconet (8), Scatternet (10)  
ISM-Band, 2.4..2.48 GHz, FHSS (1600/s)+GFSK  
1mW @ 10m (100mW @ 100m), 1Mbps  
48Bit Adr., Verschlüsselung  
Adaptiv: Sendeleistung, Fehlerschutz,  
autom. Repeat

Chipsätze (Ericsson, Philips, Atmel, Temic, Mitel,  
Lucent,..)

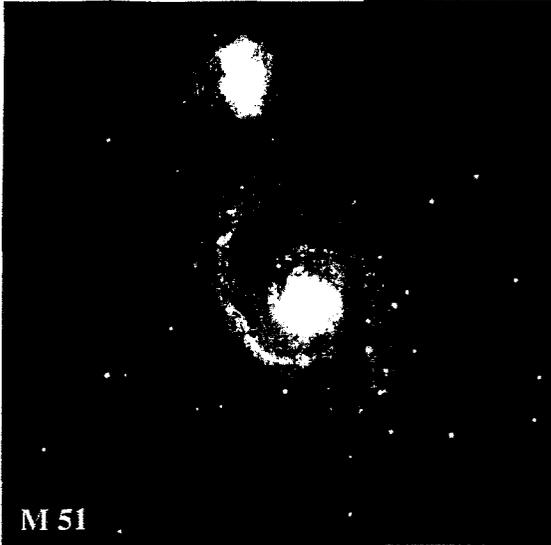
- Radio (RF)
- Baseband (Link Controller): UART, USB, I2C
- CPU (Controller): ARM

Single Chip Lösungen mit integr. Antenne, < 5\$  
Alcatel, Cambridge Silicon Radio (CMOS!), ...

# Eine Kameraelektronik für Bildsensoren in der Astronomie

Bernhard Grimm  
Max-Planck-Institut für Astronomie, Heidelberg

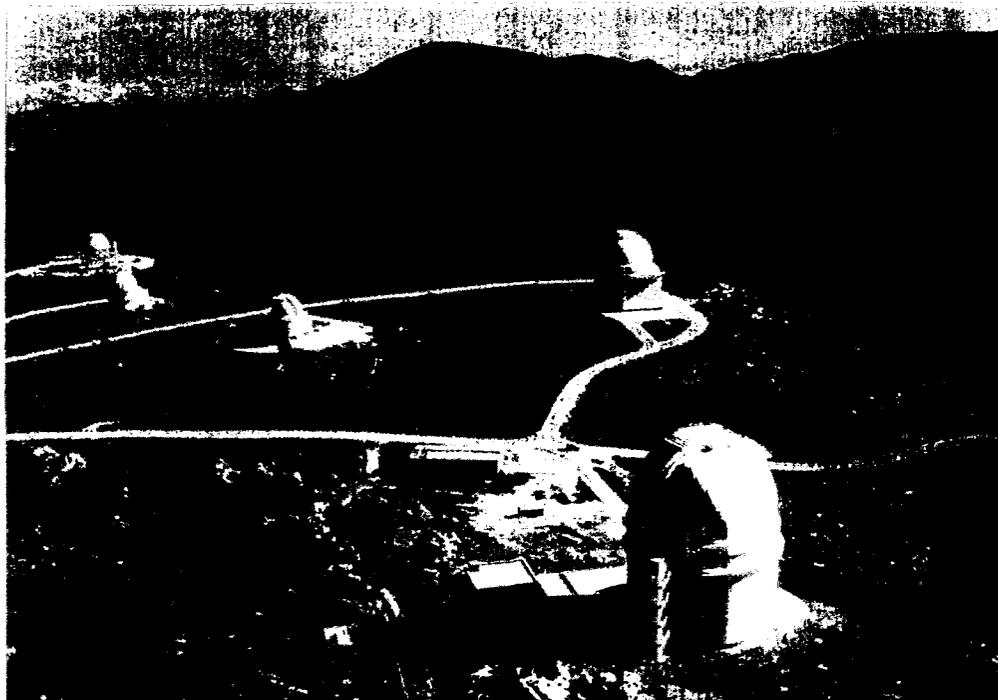
## 1 Einleitung

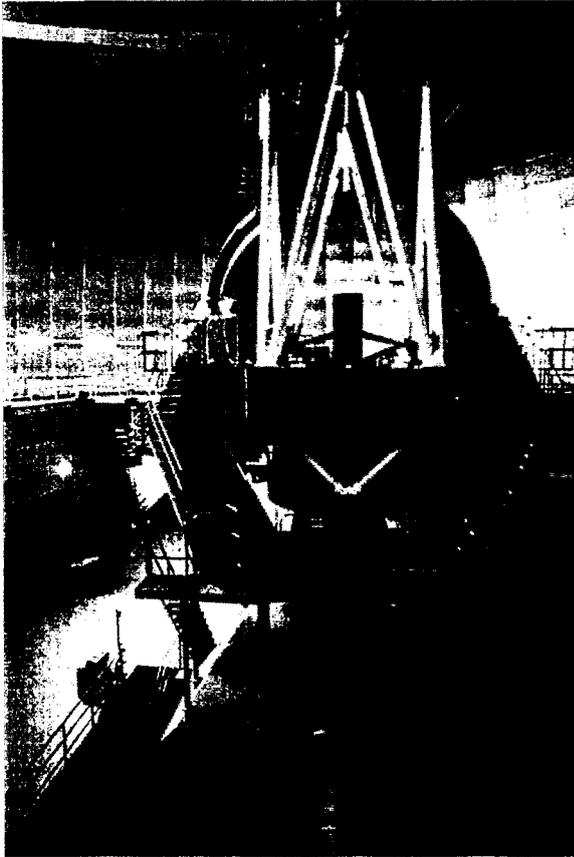


Die heutige Aufgabe des MPIA besteht zum einen im Betrieb des Calar - Alto - Observatoriums in Südspanien. Dazu gehört die ständige Optimierung der Leistungsfähigkeit der Teleskope. Zum anderen werden in Heidelberg neue Meßgeräte entwickelt, Beobachtungsprogramme vorbereitet und die an den Teleskopen gewonnenen Daten ausgewertet. Ein wesentlicher Teil der Institutsarbeit ist dem Bau neuer Instrumente für die Teleskope gewidmet.

Von ganz wesentlicher Bedeutung sind auch Beteiligungen an internationalen bodengebundenen Observatorien und Projekten. Für das zukünftig größte Observatorium der Erde, das Very Large Telescope der ESO auf dem Paranal in Chile (VLT), entsteht unter der Federführung des MPIA die hochauflösende Infrarotkamera CONICA und das interferometrische Instrument MIDI.

Darüber hinaus ist das MPIA am Large Binocular Telescope (LBT) maßgeblich beteiligt. Es wird derzeit auf dem Mount Graham in Arizona, USA, gebaut und wird nach seiner Fertigstellung im Jahre 2002 das leistungsfähigste Teleskop auf der Nordhalbkugel sein. Das Forschungsprogramm des MPIA orientiert sich an der Entstehung und Entwicklung des Universums als Ganzes sowie der Sterne und Galaxien, der Sonne und ihrer Planeten.





elektroniken und mit Detektor - Ausleseelektroniken. Dies zeigt auch die Verbindung von Astronomie und Elektronik.

## 2 Instrumente

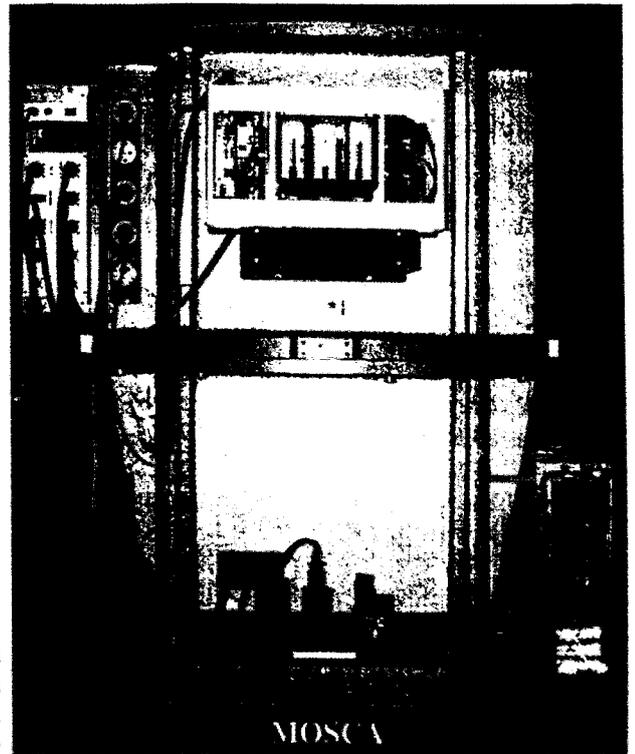
Die Instrumente, also die Kameras und Spektalgerätee, sind nicht kommerziell erhältlich, sondern werden individuell entworfen, entwickelt und gebaut. Im allgemeinen spezifiziert der projektleitende Wissenschaftler die gewünschten Eigenschaften des Gerätes. Dann wird das Instrument in Zusammenarbeit der verschiedenen Abteilungen entwickelt und gebaut. Diese Instrumente haben eine Lebensdauer von einigen Jahren und werden dann durch neue, technisch bessere Instrumente ersetzt.

An einem Teleskop stehen mehrere verschiedene Instrumente zur Verfügung. Der beobachtende Astronom entscheidet, was er messen möchte und welches Instrument er dafür benötigt. Im wesentlichen unterscheiden wir Optische-Instrumente und Infrarot-Instrumente sowie Instrumente für Direktaufnahmen und für spektroskopische Untersuchungen.

MOSCA ist ein Mehrzweckinstrument, das im optischen Bereich sowohl für Direktaufnahmen als auch für spektroskopische Untersuchungen einsetzbar ist. Es kommt am 3,5-Meter-Teleskop

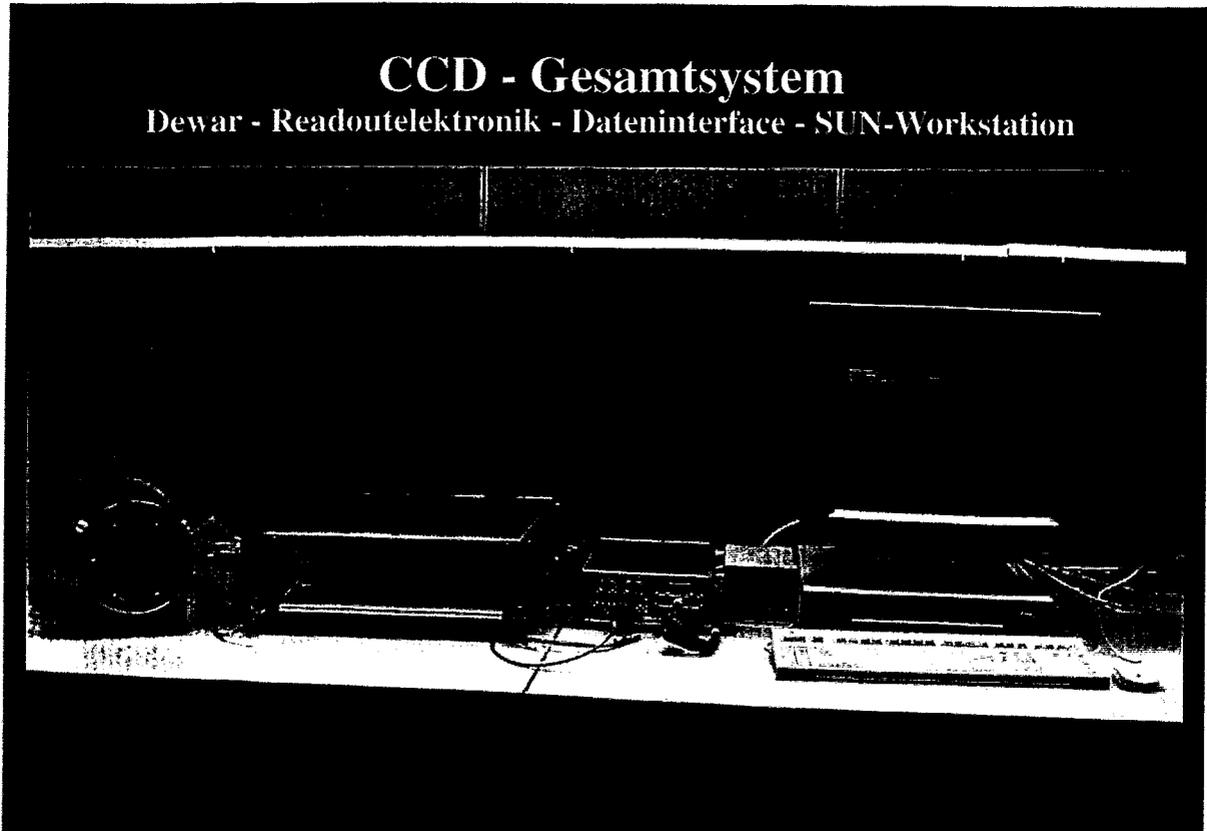
Entscheidend für die Leistungsfähigkeit eines Teleskops ist nicht nur die Größe des Hauptspiegels - entscheidend ist auch die Wahl des Detektors, der in der Brennebene ein Abbild oder ein Spektrum des anvisierten Himmelsausschnitts registriert. Rund hundert Jahre lang setzten die Astronomen Fotoplatten als Aufnahme-medium ein, deren Quantenausbeute bei weniger als einem Prozent liegt. Heute verfügen wir über lichtempfindliche Halbleiter als Detektoren sowohl im optischen Bereich, als auch im Infrarotbereich. Im optischen Bereich sind das sogenannte Charge Coupled Devices (CCD), deren Quantenausbeute je nach Wellenlängenbereich zwischen 60 und nahezu 100 Prozent liegen. Durch ihren Einsatz ließ sich die Effizienz der Teleskope um das 50- bis 100-fache erhöhen. Im Infrarotbereich verwenden wir Halbleiterdetektoren beispielsweise aus einer Quecksilber-Cadmium-Tellur-Verbindung (HdCDTe) mit 1024 X 1024 (in Planung 2048 X 2048) Bildelementen.

Voraussetzung für gute astronomische Forschung sind leistungsfähige Instrumente und Meßsysteme. Beteiligt an der Entwicklung und am Bau solcher Instrumente sind verschiedene Gruppen und Abteilungen des MPIA. Die Elektronikabteilung ist dabei maßgeblich beteiligt mit Steuer- und Regel-

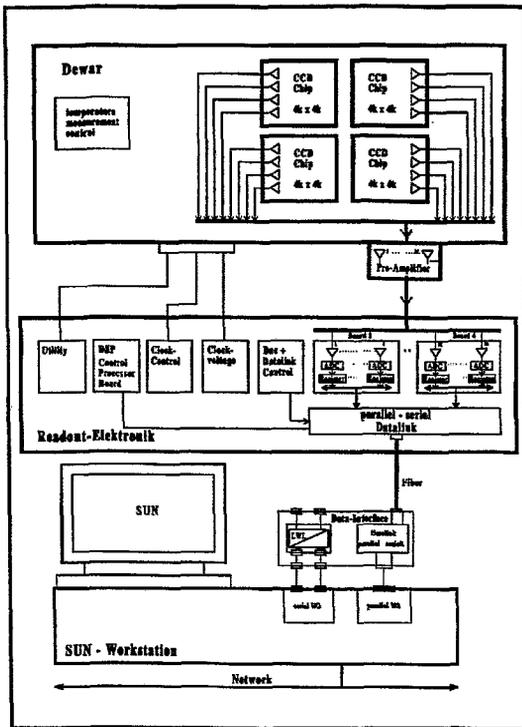


hinter der Bohrung des Hauptspiegels zum Einsatz. Es ist auch ein Fokalreduktor, der die tatsächliche Brennweite um einen Faktor 3.7 verringert. Somit wird das auf dem CCD-Chip registrierbare Bildfeld auf 11 X 11 Quadratbogenminuten vergrößert, um auch verhältnismäßig nahe und große Galaxien, wie M 51 , vollständig abzubilden. Als Detektor dient derzeit ein CCD mit 2048 x 2048 Pixeln, das über einen großen Wellenlängenbereich von 330 nm bis 1 Mikrometer hinweg empfindlich ist.

### 3 CCD - Systeme



Ein CCD System besteht aus verschiedenen Komponenten. Der CCD - Chip ist ein wenige Quadrat-zentimeter großes Plättchen, welches aus einer Vielzahl lichtempfindlicher Bildelemente (Pixel) besteht. Die größten CCDs weisen mehrere Millionen Pixel auf. Das auftreffende Licht erzeugt in jedem einzelnen Pixel eine elektrische Ladung, die zunächst gespeichert wird. Am Ende der Belichtung liest eine Ausleseelektronik (ROE) den CCD - Chip aus und überträgt die digitalisierten Werte in einen Computer. Ein entsprechendes Computerprogramm setzt die registrierte Ladungsverteilung in ein optisches Bild um. Von entscheidendem Vorteil ist dabei, daß die Anzahl der erzeugten Ladungsträger zur auftreffenden Lichtintensität streng proportional ist. Um den thermischen Dunkelstrom, der alleine durch thermische Anregung entsteht, möglichst gering zu halten, werden diese Detektoren in einen Behälter (Dewar) eingebaut und dort durch flüssigen Stickstoff auf etwa -120 °C gekühlt. Die Ausleseelektronik befindet sich in der Nähe des Dewars am Teleskop. Die digitalisierten Daten werden mittels Lichtleiterkabel in eine Dateninterface - Elektronik und von dort in einen Computer (SUN Workstation) übertragen. Das Dateninterface und die Computer befinden sich in tiefer liegenden Etagen des Teleskopgebäudes in einem Beobachterraum. Die Astronomen steuern aus diesem Raum das Teleskop und die Instrumente und überprüfen die aufgenommenen Bilder. Der Computer kommuniziert über eine serielle Verbindung mit dem Digitalen Signalprozessor der Ausleseelektronik und steuert so durch Kommandos den gewünschten Ausleseablauf. Die ausgelesenen Werte werden über eine schnelle Lichtleiterübertragungsstrecke (1,2 Gbit/sec) in ein Dateninterface und von dort in eine schnelle parallele I/O - Karte (PCD 60) der SUN-Workstation übertragen. Die Belichtungszeit kann durch einen optischen Verschluss (Shutter), welcher vor dem Dewar montiert ist, gesteuert werden. Die CCD-Temperatur wird durch eine Temperaturregelung auf etwa 0.1 °C konstant gehalten.



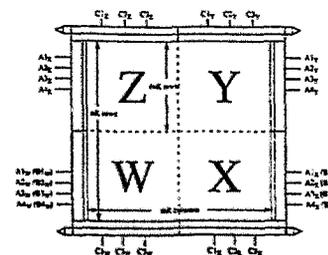
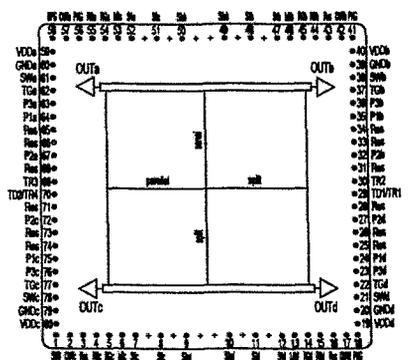
Im Gegensatz zu den preisgünstig angebotenen CCD-Videokameras, erfordert ein astronomisches CCD-Bilderfassungssystem enormen elektronischen Aufwand. Am Teleskop können nicht die handelsüblichen CCDs eingesetzt werden. Nur die hochwertigsten Chips eignen sich für die Astronomie. Diese Chips müssen in den Laboratorien des MPIA ausführlich auf ihre Tauglichkeit getestet werden, bevor sie an einem unserer Teleskope zum Einsatz kommen. Um bei sehr schwachen Lichtsignalen eine höchstmögliche Meßgenauigkeit zu erreichen, muß jedes elektronische Ansteuersignal am CCD-Chip in all seinen Parametern (Amplituden, zeitlicher Verlauf) weitgehend einstellbar sein. Für jeden einzelnen Chip müssen diese Parameter speziell optimiert und ermittelt werden. Damit entsteht für jeden CCD-Chip eine eigene Datei mit Einstellwerten, wie ein persönlicher Daumenabdruck des Chips. Die Digitalisierung des Meßsignals erfolgt nach einer programmierbaren Verstärkung und einer speziellen Schaltung zur Rauschunterdrückung durch einen 16 Bit ADC (2 MHz).

Die verschiedenen CCD-Chips können sehr unterschiedlich sein. Die meisten der heute verwendeten CCD-Chips haben vier Ausgangskanäle um sie parallel schneller auslesen zu können. In manchen Anwendungen werden mehrere CCDs zu einem Mosaik zusammengesetzt um ein größeres Bildfeld zu erreichen. In diesen Fällen müssen mehrere Kanäle (von 4 bis 32) gleichzeitig (parallel) ausgelesen werden können.

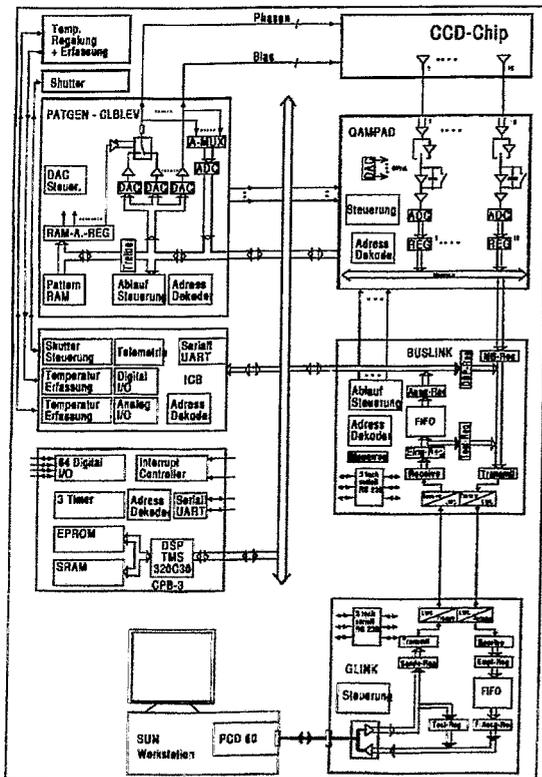
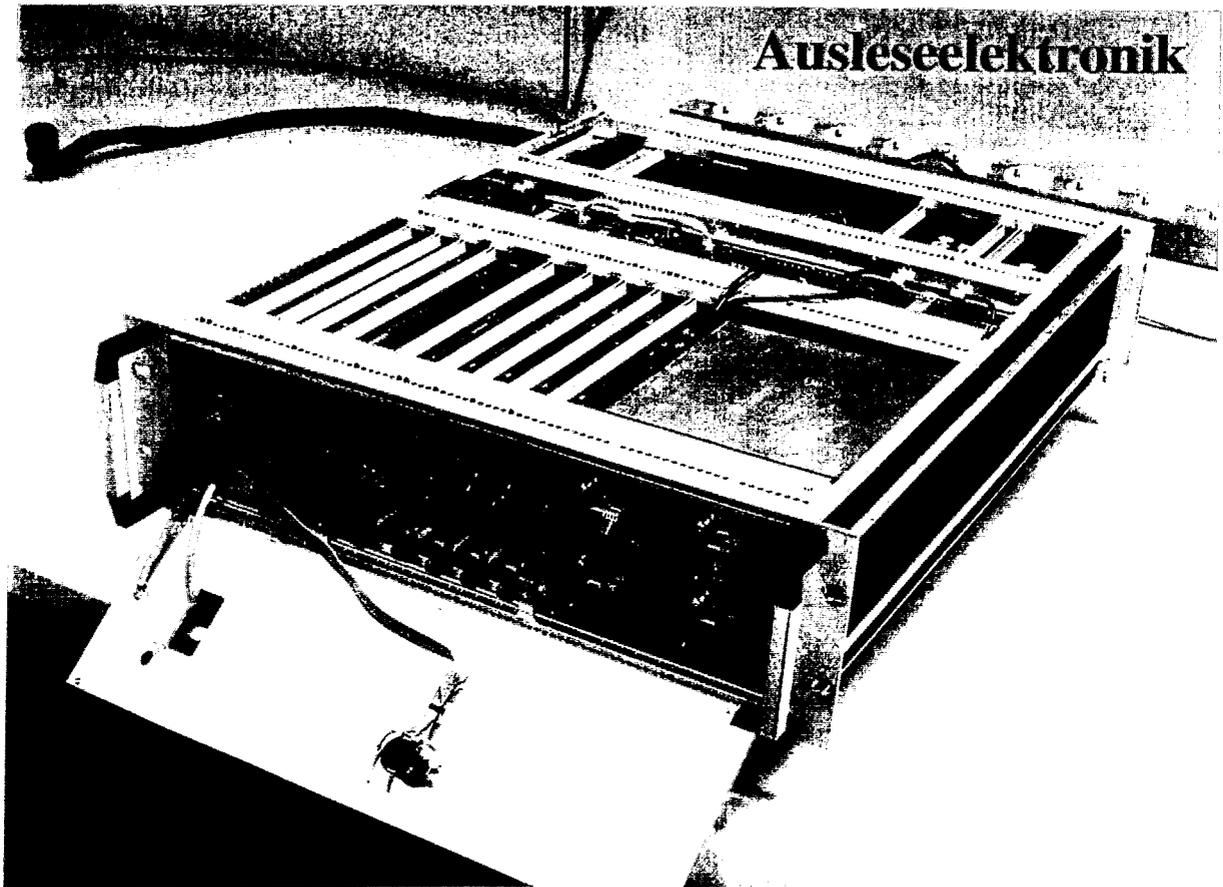
In Infrarotinstrumenten sind bereits IR-Chips mit 32 Ausgangskanälen im Einsatz. Diese müssen innerhalb einer Mikrosekunde ausgelesen und übertragen werden.

#### 4 CCD Chips

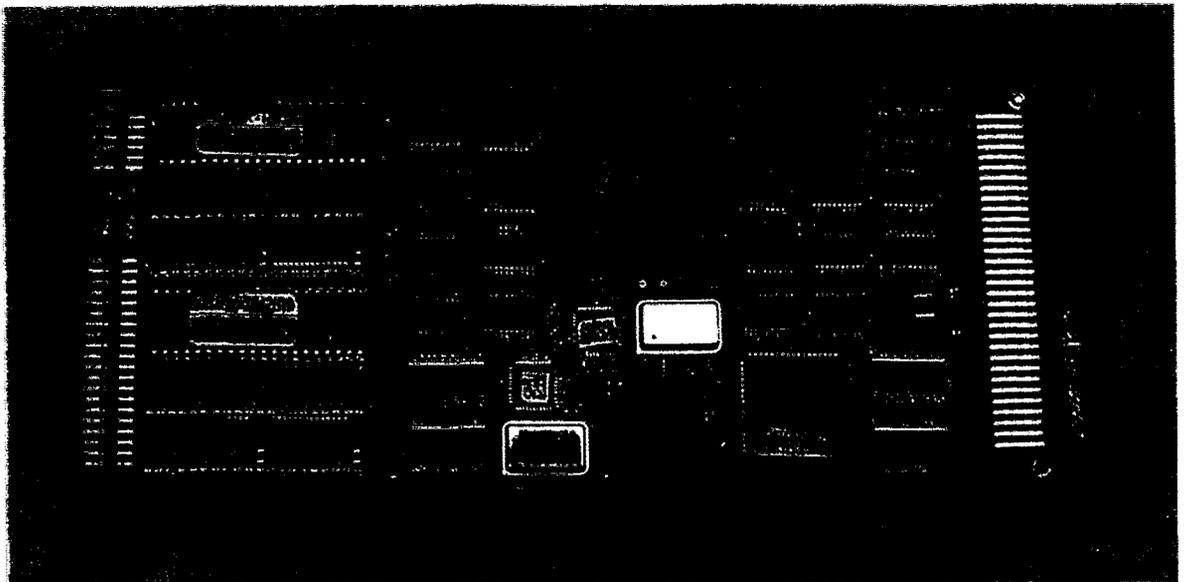
Ein CCD-Chip ist ein Feld von MOS-Kondensatoren. Als Substrat wird p-dotiertes Silizium verwendet. Auf diesem ist eine dünne Isolationsschicht aus Siliziumoxid aufgedampft. Die auf der Isolierschicht aufgetragenen Elektroden sind meist aus Polysilizium. Für eine Belichtung des CCD-Elementes wird ein Gate auf positives Potential gelegt, während die anderen beiden Elektroden auf negatives Potential gelegt werden. Dadurch wird eine eindeutige Abgrenzung der Pixel untereinander erreicht. Durch entsprechende Beschaltung der Gates kann die Ladung, die sich während der Belichtung gebildet hat, in Richtung Ladungsverstärker herausgeschoben werden. Um eine Ladung in eine bestimmte Richtung zu verschieben sind 3 bis 4 Phasen bzw. Spannungen (je nach Hersteller des CCDs) notwendig. Die CCDs sind zeilenweise und spaltenweise organisiert. Zum auslesen eines CCDs wird zunächst das ganze Bild um eine Zeile vertikal verschoben (V - Phasen). Dabei wird die jeweils erste Zeile in ein horizontales Ausleseregister geschoben. Danach werden mit Hilfe der horizontalen Elektroden (H - Phasen) die Pixel des Ausleseregisters über einen Ladungsverstärker ausgelesen. Die meisten CCDs sind in 4 Quadranten aufgeteilt und haben 4 Ausgangsverstärker. Sie können wahlweise über einen, zwei oder alle vier Ausgangsverstärker ausgelesen werden.



## 5 Ausleseelektronik



Die Ausleseelektronik befindet sich am Teleskop in der Nähe des Dewars und steuert das Auslesen des CCD-Chips sowie die Übertragung der Daten zur SUN-Workstation. Das System ist sehr flexibel und kann auf maximal 40 Auslesekanäle ausgebaut werden. Alle digitalen Komponenten werden sowohl für CCD- als auch für Infrarot - Ausleseelektroniken verwendet. Lediglich im Analogteil und im DSP - Programm gibt es unterschiedliche Komponenten.



**CPB-3 Karte:** Enthält einen Digitalen Signalprozessor (DSP) TMC 320C30 von Texas Instruments. Weitere Komponenten sind: Speicherbausteine, 3 externe Timer, Adressdekoder, Interrupt Controller, 2 fach UART, 64 digital I/O Leitungen, DSP-Bus nach außen geführt, C-Programm. Kommuniziert über eine serielle Schnittstelle mit der SUN-Workstation. Der DSP-Bus ist auf alle weiteren Karten im System geführt und steuert alle Abläufe der Gesamtelektronik.



**PATGEN - CLBLEV Karten:** Bis zu 256 verschiedene Pulsmuster können abgespeichert werden und nach einem vorher eingegebenen Programm auf ein Startbefehl hin beliebig oft ablaufen. Für den Ablauf können verschiedene Zeitbasen vorgegeben werden. Die erzeugten TTL - Pulsmuster schalten über Analogschalter die gewünschten Ausgangsspannungspegel zu den Phaseneingängen der CCDs durch. Die notwendigen Spannungspegel für High- und Low-Wert werden vorher vom DSP in die vorhandenen DACs geladen. Die Ausgänge der DACs sind auf die Analogschalter über einen Analogmultiplexer einem ADC zugeführt und gemessen. Liegt der gemessene Wert außerhalb einer vorgegebenen Toleranz gegenüber dem eingestellten Wert, so werden sofort alle Spannungen abgeschaltet um den CCD-Chip nicht zu gefährden. Die kleinste zeitliche Auflösung der programmierbaren Pulsmuster beträgt 50 ns. Die Karte erzeugt auch programmierbare Ansteuersignale für die Analogdatenbearbeitung (QAMPAD - Karte).



## 6 Dateninterface:

Enthält die GLINK - Karte. Kommuniziert einerseits mit der BUSLINK - Karte und andererseits mit der parallel I/O-Karte (PCD 60) der SUN - Workstation. Empfängt die CCD - Daten von der BUSLINK - Karte, wandelt sie in TTL-Signale, setzt sie in parallele Daten um, speichert sie in einem FIFO zwischen und überträgt sie zur SUN - Workstation. Ebenso können Daten von der SUN über diesen Weg auch zur BUSLINK - Karte übertragen werden. Weiterhin werden 3 serielle Schnittstellen zur BUSLINK übertragen. Ein Kanal wird von der SUN benutzt, um mit dem DSP der Ausleseelektronik zu kommunizieren. Die maximale Übertragungsrate zur SUN (PCD 60) ist 60 Mbyte/sec. Durch den Einsatz von Lichtleitern wurde eine galvanische Trennung erreicht und das System gegen äußere Störeinflüsse unempfindlicher gemacht.



### *Literatur*

- [1] MPIA Jahresbericht 1997
- [2] MPIA Jahresbericht 1998

# Ortsbestimmung mobiler Systeme im Raum – mittels Winkelmessung

Gerd Nowack

Lehrstuhl für Datenverarbeitung, Ruhr-Universität-Bochum, 44780 BOCHUM  
Nowack@etdv.ruhr-uni-bochum.de

## 1 Motivation: computer-geführte Roboter

Bei der Streckenführung mobiler Roboter durch (stationäre) Computer ist die Information über die aktuelle Ortsposition von größter Wichtigkeit. Sie sollte deshalb mit großer Genauigkeit ständig gemessen bzw. berechnet werden. Bei dem hier vorgestellten Meßverfahren sendet der Roboter ein Laserlichtband aus, das rotierend Sensoren streift, die sich in den vier senkrechten Raumkanten befinden. Die Umlauf-Winkelgeschwindigkeit ist über einen Stepermotor quazgenau, d.h. die auftretenden Zeitdifferenzen können in Winkelgrade umgerechnet werden. Sind die Raumabmessungen bekannt, kann aus zwei Winkelmessungen die x, y-Position des Roboters berechnet werden. Die eigentliche Meßeinrichtung (optische Sensoren und Auswerte-Computer) ist dabei ortsfest, so daß von ihr der Weg des Roboters mit großer Präzision gesteuert werden kann. Das Laser-Lichtband wird durch eine mechanische Scanneranordnung (rotierender Polygonspiegel) erzeugt.

## 2 Problemstellung: mathematische Lösung des Problems

Gegeben sei die Länge des Raumes L und die Breite des Raumes B, sowie die aus der Position des mobilen Roboters jeweils gegenüberliegenden Winkel  $\alpha$  und  $\beta$ . Gesucht sind die Ortskoordinaten der Position des Roboters P(x,y):

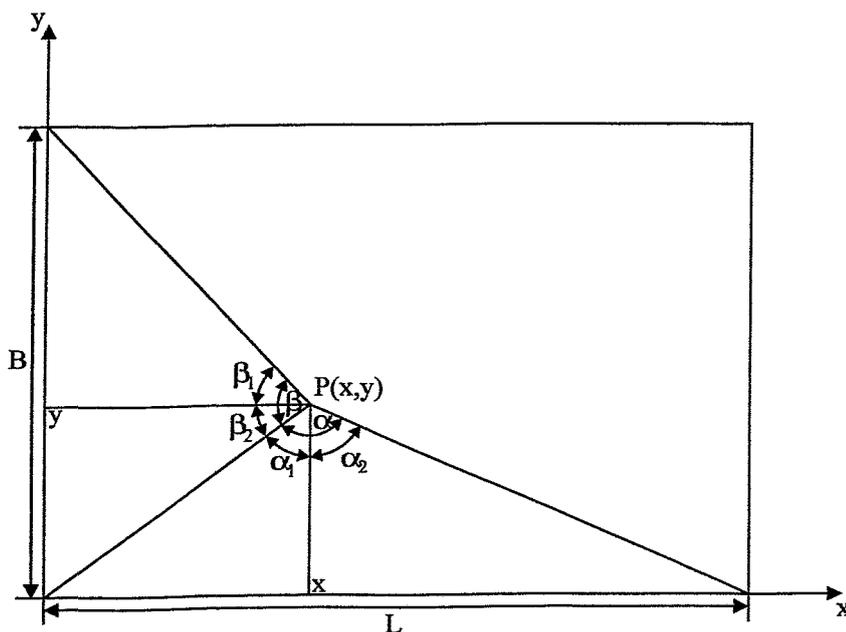


Abb. 1: Definition der Geometriemaße zur mathematischen Problemlösung

Die Teilwinkel  $\alpha_1$  und  $\alpha_2$ , sowie  $\beta_1$  und  $\beta_2$

$$\tan \alpha_1 = \frac{x}{y} \rightarrow \alpha_1 = \arctan \frac{x}{y}$$

$$\tan \beta_1 = \frac{y}{x} \rightarrow \beta_1 = \arctan \frac{y}{x}$$

$$\tan \alpha_2 = \frac{L-x}{y} \rightarrow \alpha_2 = \arctan \frac{L-x}{y}$$

$$\tan \beta_2 = \frac{B-y}{x} \rightarrow \beta_2 = \arctan \frac{B-y}{x}$$

Die Summenwinkel  $\alpha$  und  $\beta$  ergeben zwei implizite Gleichungen für die beiden Unbekannten  $x$  und  $y$ :

$$\alpha = \alpha_1 + \alpha_2 = \arctan \frac{x}{y} + \arctan \frac{L-x}{y} \qquad \beta = \beta_1 + \beta_2 = \arctan \frac{y}{x} + \arctan \frac{B-y}{x}$$

Einfacher werden die Ausdrücke unter Verwendung des Additionstheorems:

$$\tan(\alpha_1 + \alpha_2) = \frac{\tan \alpha_1 + \tan \alpha_2}{1 - \tan \alpha_1 \cdot \tan \alpha_2}$$

Daraus folgen die Gleichungen:

$$K_1 = \tan \alpha = \frac{\frac{x}{y} + \frac{L-x}{y}}{1 - \frac{x}{y} \cdot \frac{L-x}{y}} \qquad K_2 = \tan \beta = \frac{\frac{y}{x} + \frac{B-y}{x}}{1 - \frac{y}{x} \cdot \frac{B-y}{x}}$$

Nach Umformung:

$$y^2 - \frac{L}{K_1} \cdot y - L \cdot x + x^2 = 0 \qquad x^2 - \frac{B}{K_2} \cdot x - B \cdot y - y^2 = 0$$

Dieses quadratische Gleichungssystem wird im ersten Schritt dadurch gelöst, daß die zweite Gleichung von der ersten abgezogen wird. Es ergibt sich eine Gleichung  $y(x)$ :

$$y = \frac{L - \frac{B}{K_2}}{B - \frac{L}{K_1}} \cdot x = K_3 \cdot x$$

Diese Beziehung wird nun im zweiten Schritt in die zweite Gleichung eingesetzt und nach  $x$  aufgelöst:

$$x = \frac{B \cdot \left( \frac{1}{K_2} + K_3 \right)}{1 + K_3^2}$$

Zusammenfassend ergibt sich mit den Konstanten  $K_1$ ,  $K_2$  und  $K_3$ :

$$K_1 = \tan \alpha \qquad K_2 = \tan \beta \qquad K_3 = \frac{L - \frac{B}{K_2}}{B - \frac{L}{K_1}}$$

für die gesuchten Koordinaten  $x$  und  $y$ :

$$x = \frac{B \cdot \left( \frac{1}{K_2} + K_3 \right)}{1 + K_3^2} \quad y = K_3 \cdot x$$

Ein Beispiel zur Probe:

$$\alpha = 120^\circ; \quad L = 100 \text{ mm} \cdot \sqrt{3} = 173,21 \text{ mm}$$

$$\beta = 60^\circ; \quad B = 100 \text{ mm}$$

$$K_1 = -\sqrt{3}; \quad K_2 = +\sqrt{3}; \quad K_3 = \frac{1}{\sqrt{3}}$$

$$x = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot B = 86,6 \text{ mm} \quad \text{und} \quad y = \frac{B}{2} = 50 \text{ mm}$$

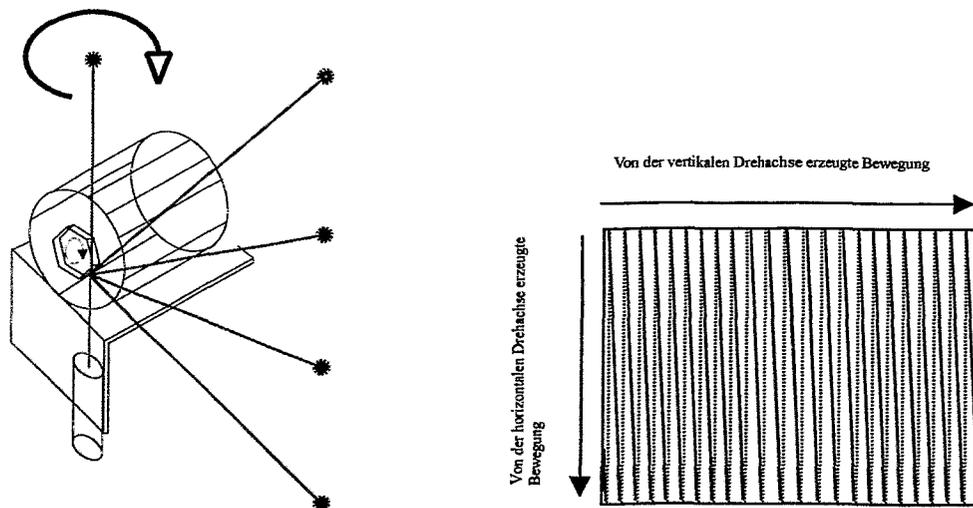
### 3 Technische Lösung des Problems

#### 3.1 Der Sendekopf

Angetrieben durch einen Steppermotor mit konstanter Drehzahl dreht sich der Sendekopf um die senkrechte Achse. Über Schleifkontakte wird die Stromversorgung für die Laserdiode und den Gleichstrommotor übertragen. Auf der waagerechten Achse des DC-Motors sitzt der Polygonspiegel, eine polierte 6-kantige Messingscheibe mit aufgedampfter Versilberung. Durch den drehenden Polygonspiegel entsteht eine dreieckförmige Lichtspur auf der Wand. Unter der Annahme eines mittleren Wandabstandes von 3 m ergeben sich folgende typische Daten für den Leuchtpunkt: Umfangsgeschwindigkeit ca. 19 m/s bei einer Umdrehungszahl von 1/s des Sendekopfes, Umdrehungsgeschwindigkeit des Polygonspiegels ca. 63000/min, um sicher die lichtempfindlichen Flächen ( $3 \cdot 3 \text{ mm}^2$ ) der Sensoren zu überfahren. Der zu messende Winkel  $\alpha$  zwischen zwei Sensoren wird bei konstanter Winkelgeschwindigkeit ( $=1/s$ ) aus der Start/Stop-Zeitdifferenz  $\Delta t$  eines Zählers bestimmt:

$$\alpha = \frac{360^\circ \cdot \omega}{2\pi} \cdot \Delta t$$

Die Abbildung 2 zeigt die Entstehung des Leuchtpunktes und die Leuchtspur auf einer zylindrischen Wand.



**Abb. 2:** Drehachsen des mobilen Sendekopfes und Leuchtspur auf einer zylindrischen Wand [aus Murawski]

### 3.2 Die Empfangselektronik

Um Störungen durch Tageslicht auszuschließen, besitzt jeder der 4 Empfangseinheiten zwei Fotodioden (TEMIC BPW 34), die (etwa 1 mm) horizontal versetzt sind. Dadurch ergeben sich zwei zeitlich versetzte Signale, deren Differenz einem Schmitt-Trigger zugeführt wird. Sein Ausgangssignal stoppt den laufenden Zähler und startet den nächsten Zähler. Die Empfangsschaltung besteht aus Standardschaltungseinheiten: zwei I/U-Konverter mit  $R_k = 100 \text{ k}\Omega$ , einem Differenzverstärker mit  $v_{\text{diff}} = 1$  und einem Schmitt-Trigger mit  $\pm 4,80 \text{ V}$  Schaltspannungen.

Stoppt der vierte Zähler, wird der Microprocessor (ATMEL 89C2051) durch Interrupt aufgefordert, die vier Zählerstände zu übernehmen. Aus vier Winkeln, d.h. vier Winkelpaaren, können viermal die Raumkoordinaten des Roboters bestimmt werden. Entweder bildet man den Mittelwert über die x- bzw. y-Werte oder man wählt die Lösung mit den größten Winkelwerten, denn größere Winkel werden mit höherer Genauigkeit gemessen als kleinere. Aber da sich der Roboter ja bewegt haben könnte, sind alle Ergebnisse auch einzeln verwertbar. Die Ergebnisse werden an den PC übertragen. Die Oberfläche wurde in DELPHI programmiert. Abbildung 3 zeigt das Zustandsdiagramm der Zählstufe.

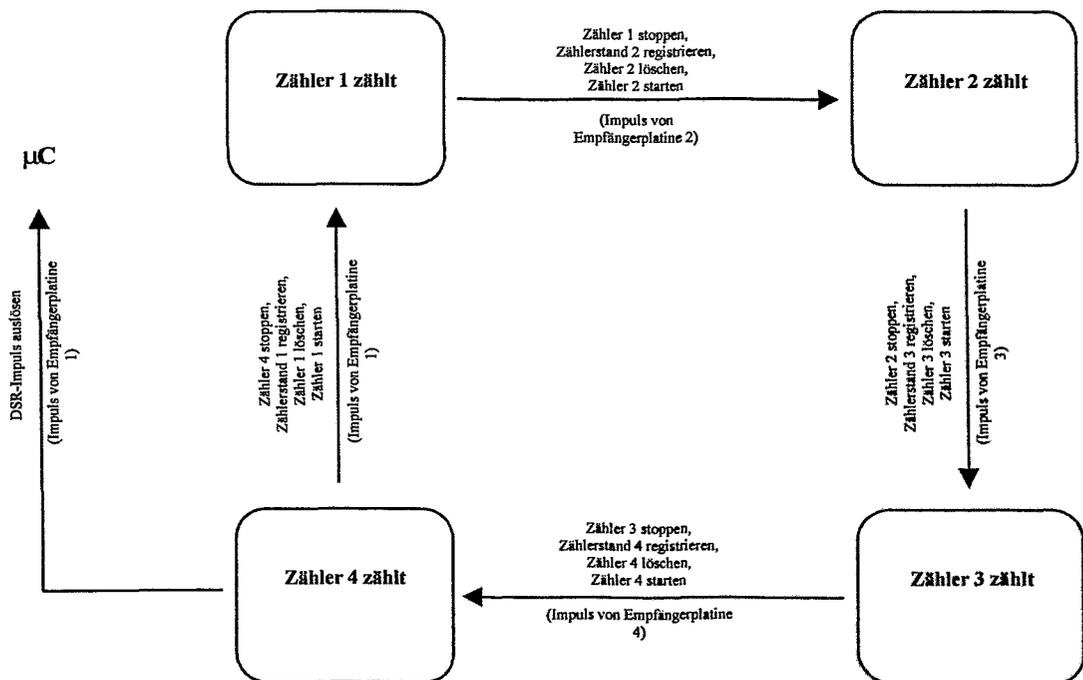


Abb. 3: Zustandsdiagramm der Zählstufe [aus Murawski]

### 4 Danksagung/Literatur

Dieser Text entstand auf der Grundlage einer Examensarbeit von Herrn Dirk Murawski: Schnelle digitale Robotersensorik zur optischen Bestimmung der Raumposition. Ich danke ihm und Herrn Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Weber, der die Meßdatenerfassung und -verarbeitung seit Jahren unterstützt.

# Die Mutation bei Genetischen Algorithmen

Matthias Ortmann

Lehrstuhl für Datenverarbeitung, Ruhr-Universität Bochum, 44780 Bochum

## Abstract

Werden Genetische Algorithmen und Evolutionäre Strategien betrachtet, so ist festzustellen, daß diese Verfahren aufgrund der „Durchforstung des Suchraumes“ durch zufällige Veränderungen der Genwerte relativ langsam sind. In dieser Arbeit soll nun ein Mutationskonzept vorgestellt werden, das die Beschleunigung der Lösungsfindung erlaubt. Als Beispiel soll hier die Trajektorienberechnung eines Manipulatorarms herangezogen werden.

## 1 Einleitung

Viele Probleme sind mathematisch nicht geschlossen ausdrückbar. Hier seien besonders nicht-deterministische polynomiale Probleme (NP-Probleme) wie z.B. das Travelling-Salesman Problem genannt. Hierbei handelt es sich um Problemstellungen, bei denen mit deterministischen Algorithmen in polynomialer Zeit, d.h. in einer Zeit, die proportional zu einem Polynom in der Anzahl der Bits der Eingabedaten ist, keine Lösung gefunden werden kann. Hierbei heißt Problemlösung, daß ein globales Optimum gefunden werden soll. Diese Anforderung kann von Hillclimbing-Verfahren wie z.B. dem Gradienten-Verfahren nur bedingt erfüllt werden, da diese Verfahren je nach Startwerten meist nur lokale Optima finden. Die lange Rechenzeit ergibt sich besonders aus dem sehr großen Suchraum, der für Lösungen zur Verfügung steht. Dieser muß nämlich z.B. bei Diffusionsverfahren fast komplett durchlaufen werden. Eine Lösungsmöglichkeit solcher Probleme stellen die Genetischen Algorithmen bzw. die Evolutionären Strategien dar. Diese Verfahren sind, da sie an die biologische Evolution angelehnt sind, aufgrund des zufälligen Probierens immer noch relativ langsam. In diesem Aufsatz sollen nun Konzepte vorgestellt werden, wie Evolutionäre Strategien durch eine geeignete Mutation beschleunigt werden können.

## 2 Geschichtlicher Hintergrund

Genetische Algorithmen und Evolutionäre Strategien, die zu der Klasse der Evolutionären Algorithmen gehören, wurden in den sechziger Jahren unabhängig voneinander entwickelt. In beiden Fällen wurde versucht, durch Anleihen aus der Biologie Probleme zu lösen. Hierbei kristallisierten sich zwei Schulen heraus. Auf der einen Seite standen die Genetischen Algorithmen, die von J. H. Holland und D. E. Goldberg in Amerika entwickelt wurden. Hierbei kam es nicht so sehr auf die Lösung von Problemen sondern vielmehr auf die korrekte und detaillierte Nachbildung der Evolution im Computer an. Auf der anderen Seite standen I. Rechenberg und H. P. Schwefel, die an der TU-Berlin die Evolutionären Algorithmen entwickelten. Hierbei stand das Lösen von ingenieurstechnischen Problemen im Vordergrund, und es wurde aus der Biologie nur so viel übernommen, wie zur Problemlösung nötig war. Beide Lager stehen sich noch heute konträr gegenüber, und es hat bisher nur wenige Annäherungen gegeben.

## 3 Das Grundgerüst einer Evolutionsstrategie

Eine Evolutionsstrategie, die hier nun näher betrachtet werden soll, besteht im vorliegenden Fall aus den folgenden Teilen:

1. **Erzeugung und Initialisierung der Populationen und Individuen:** Hierbei kann es sich auch nur um eine Population handeln. Die Individuen, es wird zwischen Eltern und Kindern unterschieden, können entweder zufällig oder gezielt mit Werten initialisiert werden.

2. **Rekombination:** Hier werden aus mehreren Eltern (geschlechtlich) oder aus einem Elter (ungeschlechtlich) Kinder erzeugt. Die Auswahl, welche Eltern rekombinieren, erfolgt zufällig. Für die geschlechtliche Vermehrung stehen mehrere Operatoren, hier sei z.B. das Crossing-Over genannt, zur Verfügung.
3. **Mutation:** Bei der Mutation werden abhängig von der Mutationswahrscheinlichkeit auf jeden Genwert ein gewisser Wert addiert oder von dem Genwert subtrahiert.
4. **Berechne Fitneß:** Um für die Selektion ein Kriterium zu haben, wird an dieser Stelle nun die Fitneß jedes Individuums berechnet.
5. **Selektion:** Die berechneten Fitneßwerte werden miteinander verglichen. Je nach Selektionskriterium werden die besten Individuen in die nächste Population übernommen.

Existiert jetzt noch kein Individuum, das einen Fitneßwert besitzt, der kleiner als der vorgegebene maximal zulässige Wert ist, so wird bei Punkt zwei fortgesetzt.

#### 4 Anwendungsbeispiel Trajektorienplanung

Bevor nun näher auf die Mutationsvarianten eingegangen werden soll, muß nun erst das Anwendungsgebiet und die zu optimierende Aufgabe näher beschrieben werden. Ziel der Optimierung ist es, möglichst gelenkschonende Trajektorien eines Manipulatorarms mit fünf Freiheitsgraden plus Öffnen der Hand (einfach degeneriert) zu berechnen. Hierbei besteht jeder Punkt der Trajektorie aus den entsprechenden Gelenkpositionen, die als Gene bezeichnet werden sollen. Jeder Punkt, der neben den Gelenkpositionen auch noch die Zeit, zu der der Punkt angefahren wird, enthält, soll Chromosom genannt werden. Ein Individuum besteht nun aus der Aneinanderreihung der Stützpunkte, die 40ms auseinander liegen, zu einer Trajektorie.

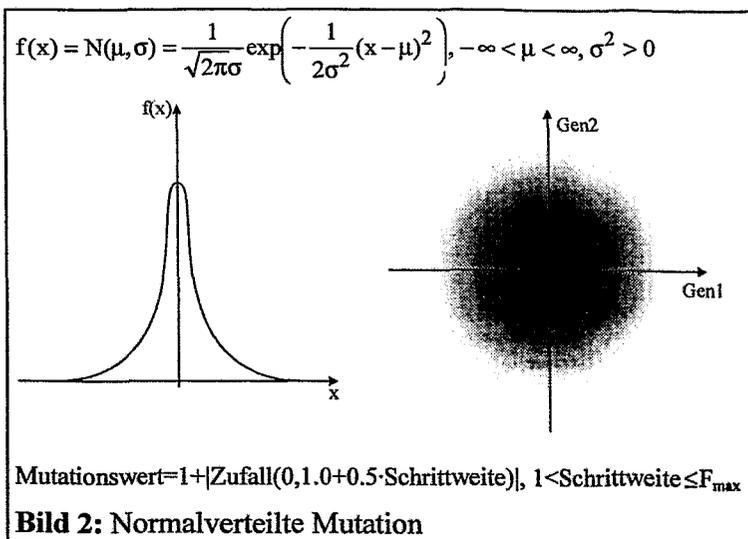
#### 5 Mutationsvarianten

Bei Evolutionären Algorithmen geschieht die Mutation, deren prinzipieller Aufbau in Bild 1

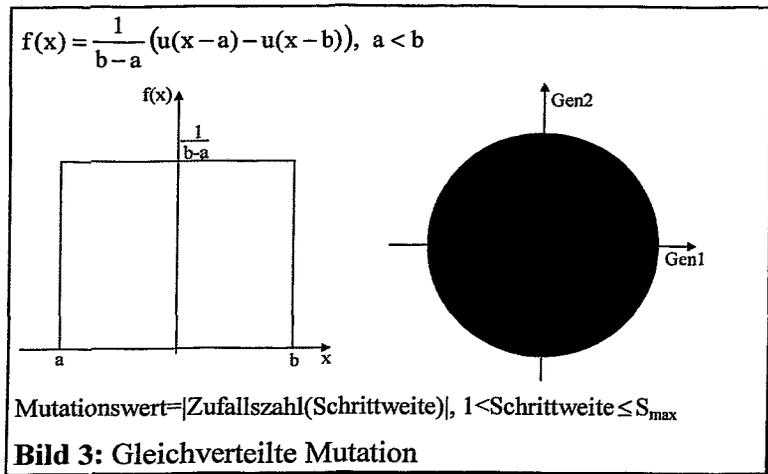
$$\begin{aligned} \text{WertGenX} &= \text{WertGenXalt} + \text{gesamter Mutationswert} \\ \text{gesamter Mutationswert} &= \text{Vorzeichen} \cdot \text{Prozent} \cdot \text{Mutationswert} \\ \text{Vorzeichen} &= \begin{cases} 1 & \text{zu } 50\% \\ -1 & \text{zu } 50\% \end{cases} \\ \text{Prozent} &= \begin{cases} 1 & \text{zu } \text{Pr ozen tan gabe} \\ 0 & \text{zu } 100 - \text{Pr ozen tan gabe} \end{cases} \end{aligned}$$

**Bild 1:** Aufbau der Mutation

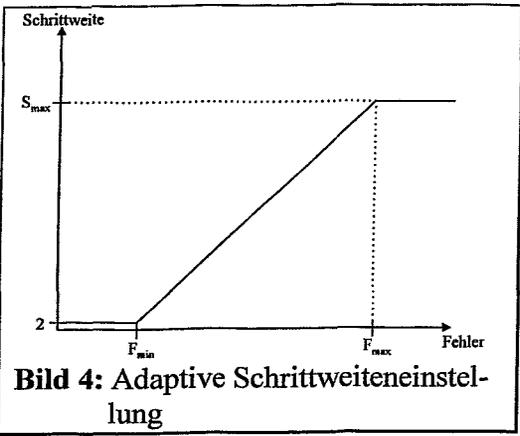
zu sehen ist, immer normalverteilt. Dies bedeutet, daß, wenn ein Gen mutiert werden soll, immer ein, wie es in Bild 2 gezeigt wird, normalverteilter Zufalls-wert auf den Genwert addiert bzw. von diesem subtrahiert wird. Dies ist in Anlehnung an die Biologie verständlich, da auch dort kleine Veränderungen wahrscheinlicher sind als große. Hierbei



wird jedoch nur bei manchen Algorithmen berücksichtigt, daß sich die momentane Suche auf einem Plateau befindet und durchaus stärker mutiert werden sollte, um das lokale Optimum zu verlassen. Hierzu muß jedoch die Entwicklung der Fitneßwerte über mehrere Populationen hinweg betrachtet werden, um die Mutationsschrittweite geeignet einstellen zu können. Trotzdem können immer auch aufgrund der Normalverteilung zu große Veränderungen auftreten, die keinen positiven



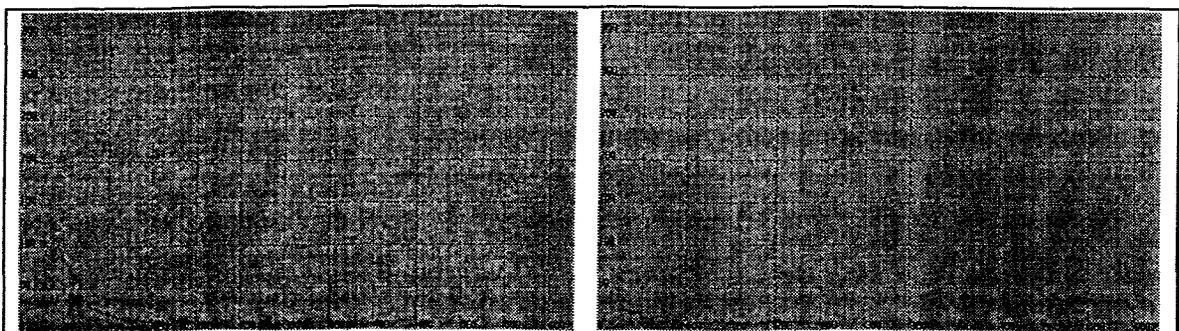
Beitrag zur Verbesserung des Individuums leisten. Dies ist besonders dann unerwünscht, wenn sich der momentane Fitneßwert dem maximal erlaubten Wert annähert, da hier nur noch kleine Veränderungen nötig sind. Hieraus läßt sich nun schließen, daß es sinnvoll ist, die Veränderungen in einem gewissen Bereich zu halten, der allerdings voll genutzt werden kann. Aus diesem Grund soll nun die Gleichverteilung gemäß Bild 3 näher betrachtet werden. Bei ihr sind in einem vorgegebenen Intervall alle Sprünge gleich wahrscheinlich. Dies bedeutet jedoch, daß die obere Intervallgrenze nur klein gewählt werden darf, da sonst kein Individuum das Abbruchkriterium erfüllen wird. Um jedoch trotzdem bei großem Fehler eine große Fortschrittsgeschwindigkeit sicherstellen zu können, ist es sinnvoll, die Intervallgrenze gemäß Bild 4 anzupassen. Diese Anpassung der Mutationswahrscheinlichkeit an den momentanen Fehler führt zu einer optimalen Schrittweitereinstellung im gesamten Fehlerbereich.



Bei ihr sind in einem vorgegebenen Intervall alle Sprünge gleich wahrscheinlich. Dies bedeutet jedoch, daß die obere Intervallgrenze nur klein gewählt werden darf, da sonst kein Individuum das Abbruchkriterium erfüllen wird. Um jedoch trotzdem bei großem Fehler eine große Fortschrittsgeschwindigkeit sicherstellen zu können, ist es sinnvoll, die Intervallgrenze gemäß Bild 4 anzupassen. Diese Anpassung der Mutationswahrscheinlichkeit an den momentanen Fehler führt zu einer optimalen Schrittweitereinstellung im gesamten Fehlerbereich.

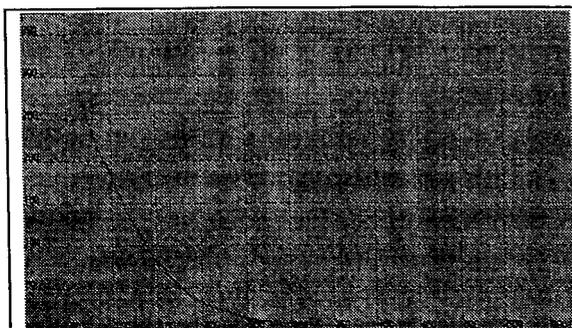
### 6 Vergleich der Ergebnisse

Nun sollen die beiden in Kapitel 5 vorgestellten Verfahren experimentell miteinander verglichen werden. Hierbei werden die Mutationswerte für die Normalverteilung gemäß Bild 2 unten und für die Gleichverteilung gemäß Bild 3 unten berechnet. In beiden Fällen wird die adaptive Schrittweitereinstellung gemäß Bild 4 mit der unteren Grenze von  $F_{\min}=2$  und der oberen Grenze von  $F_{\max}=100$  verwendet. Es muß ein minimaler Fehler von 3 erreicht werden.

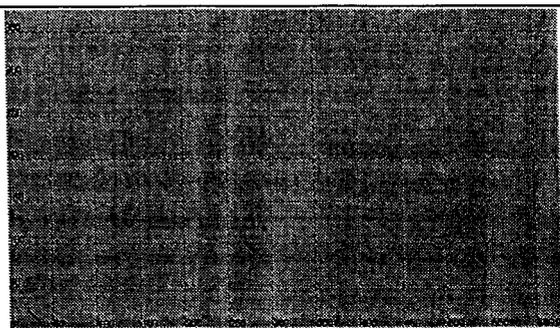


**Bild 5: Normalverteilung mit Schrittweite 2**      **Bild 6: Normalverteilung mit Schrittweite 25**

In Bild 5 und Bild 6 sind die Fehlerverläufe für die Normalverteilung und in den Bildern 6 und 7 die für die Gleichverteilung dargestellt. Hierbei werden als Beispiele jeweils Mutationschrittweiten von 2 und 25 benutzt. Prinzipiell kann bei der Normalverteilung festgestellt werden, daß der Graph des Fehlers zuerst relativ schnell abfällt, um dann in einem Longtail zu enden. Dies bedeutet, daß der erreichte Fehler zwar schon relativ klein ist, jedoch über längere Zeit kein Individuum den minimalen Fehler erreicht. Dies liegt daran, daß die Mutati-

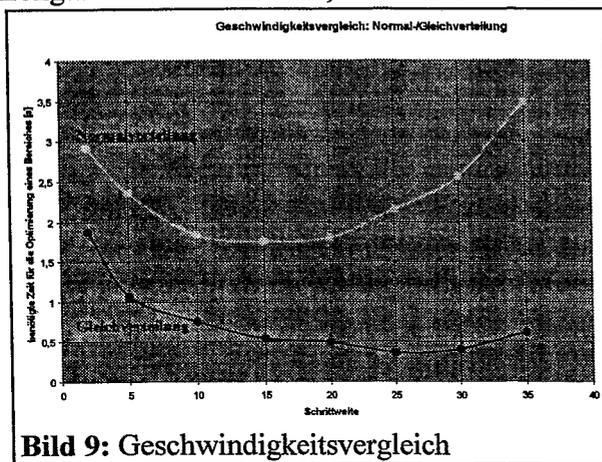


**Bild 7:** Gleichverteilung mit Schrittweite 2



**Bild 8:** Gleichverteilung mit Schrittweite 25

onsschrittweite selbst bei kleinem  $\sigma$  immer noch zu groß ist. Bei der Gleichverteilung zeigt sich jedoch ein anderes Bild. Hier ist bei kleiner Mutationswahrscheinlichkeit die Veränderung der Individuen auch nur gering. Ist jedoch die Mutationswahrscheinlichkeit bei großem Fehler hoch, so nimmt der Fehler rapide ab, da der Suchraum schnell durchlaufen wird. Ein Longtail bleibt nahezu aus, da die Genveränderung bei kleinem Fehler nur noch eins beträgt.



**Bild 9:** Geschwindigkeitsvergleich

In Bild 9 sind nun die von beiden Mutationsvarianten für die Optimierung eines Bereiches benötigten Zeiten über der maximalen Mutationsschrittweite aufgetragen. Für jede der eingezeichneten Stützstellen wurde über zehn Werte gemittelt. Sonst gelten die bereits oben angegebenen Einstellungen. Es ist deutlich zu sehen, daß die gleichverteilte Mutation sehr viel schneller zu einer Lösung führt als die normalverteilte. Ist ein gewisses Optimum bei diesen Einstellungen erreicht, so nimmt die für die Optimierung benötigte Zeit wieder zu, da dann die während der

Optimierung durchgeführten Sprünge bei beiden Verteilungen zu groß sind.

## 7 Zusammenfassung

Wie Kapitel 6 zeigt, ist das vorgestellte Verfahren der gleichverteilten Sprünge mit adaptiver Schrittweitenanpassung dem Verfahren mit normalverteilten Sprüngen und adaptiver Schrittweitenanpassung überlegen. Das globale Optimum wird im Durchschnitt immer schneller gefunden. Hierbei zeigt sich die Schnelligkeit besonders bei kleinen Fehlern, da das Longtail, das bei der Normalverteilung auftritt, ausbleibt. Es ist jedoch darauf zu achten, daß die Grenzen  $F_{\min}$  und  $F_{\max}$  und der Wert der maximalen Mutationsschrittweite geeignet gewählt werden, weil sonst kein Optimum gefunden wird, da die auftretenden Sprünge zu groß sind.

## 8 Danksagung

Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr. E.h. Wolfgang Weber danke ich für sein förderndes Engagement bei der Algorithmenentwicklung und der „Erziehung und Beeinflussung des Zufalls“.

## 9 Literaturverzeichnis

- [1] Heistermann, Jochen: *Genetische Algorithmen – Theorie und Praxis evolutionärer Optimierung*, B. G. Teubner Verlagsgesellschaft, 1994, ISBN 3-8154-2057-1
- [2] Schöneburg, Eberhard, Heinzmann, Frank, Feddersen, Sven: *Genetische Algorithmen und Evolutionsstrategien - Eine Einführung in Theorie und Praxis der simulierten Evolution*, Addison-Wesley, 1996, ISBN 3-89319-493-2

# Bericht über die RT'99 Konferenz vom 14. - 18. 6. 1999 in Santa Fé

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

## Zusammenfassung

Auf der Konferenz bildeten die Schwerpunkte Switche für große Experimente, Rechnernetzsicherheit, CORBA, LINUX, ATM, JAVA und ROOT.

### Für die SEI von Interesse

Zur Konferenz fanden halbtägige Kurse statt über VME/compactPCI, Netzwerksicherheit, objektorientierte Architekturen, Real-Time LINUX und CORBA.

**Netzwerksicherheit:** Systemverantwortliche sollten regelmäßig geschult werden. Die Logfiles von Betriebssystemen sollten geprüft werden. Es gibt Testsoftware, mit der die Sicherheit von Systemen überprüft werden kann (Bücher: Maximum Security mit CD, Secrets of a Super Hacker). Systeme können durch "ping"-Gewitter mit langen Buffern lahmgelegt werden. Ein Bastion-Host zum Schutz der lokalen Netzwerke wird dringend empfohlen. JAVA ist sicher konzipiert, bei Erweiterungen soll man vorsichtig sein. Die Zahl der cgi-Script Programmierer sollten begrenzt sein. Keine Interpreter in cgi-bin Directories halten. Literatur: Lincoln Stein: Web security, Adison Wesley.

**CORBA:** CORBA (Common object request broker architecture) erlaubt den Austausch von Informationen in unterschiedlichen Betriebssystemen (Interoperabilität). Der Austausch findet über eine IDL (Interface Definition Language) statt. DCOM von Microsoft ist mit CORBA vergleichbar, läuft aber nur auf Microsoft Produkten. CORBA wird in mehreren Experimenten eingesetzt: PHOENIX, CLEO III, Dynacore (Utrecht).

**ATM** wird als Eventbuilder benutzt: PHOENIX, CDF (AAL3 Protokoll, Hersteller FORE - Firma von CISCO übernommen), JET (C40-ATM Link), CERN Beschleunigerkontrolle, Tests von CMS.

**LINUX** ist nicht mehr wegzudenken.

**Objectivity** wird als Datenbank eingesetzt. Wird zum Teil als Overkill betrachtet (CLEO III).

Mehrere Experimente verwenden in ihren Kontrollen **EPICS:** PHOENIX, BABAR

**VxWORKS** und **LynxOS** werden in mehreren Experimenten als Real-Time Operatingssysteme eingesetzt.

**JAVA** erzwingt Behandlung von Exceptions. Daher sichere Programmiersprache.

Es gab mehrere Vorträge von RHIC (Relativistic Heavy Ion Collider). Experimente mit 100 GeV/c Au + Au liefern 10 - 20 000 Spuren/event.

Das BABAR Experiment baut 9U x 40 cm VME Front-end Karten, in denen eine 6U x 16 cm Standard VME Karte mit Prozessor integriert ist. Die Verbindung zwischen beiden Kartenteilen erfolgt über **PCI Stecker vom PMC**.

Um die Investitionen von **FASTBUS** zu sichern, wurden VME-FASTBUS Interface entwickelt (BELLE, CLEO III).

Das BELLE Experiment setzt im Eventbuilder eine Barrel-shifter Architektur ein.

Die Netzarchitektur **Myrinet** wird von mehreren Experimenten verfolgt. LHCb berechnet die Destination nach der Eventnummer in einem festen Algorithmus. Simulationen von CMS.

**ROOT** als Histogramm Paket: D0, CDF.

Es gab kritische Anmerkungen zu **SCI** (Scalable Coherent Interface). Mehr als vier Knoten arbeiten nicht zuverlässig (STAR, Hersteller: Dolphin).

Wenn man PCs oder C++ einsetzt, sollte man beim Starten (boot) kontinuierlichen Memoryspace reservieren und selbst verwalten.

### **Sonstiges**

Das Antares Experiment sucht nach Neutrinos mit langen Photomultiplier Strings im Mittelmeer (vgl. AMANDA). Die Strings bewegen sich. Das macht die Spursuche prickelnd. Bei der GSI wird während der Therapiebehandlung das Ethernet von den übrigen Netzen abgetrennt. Der Beschleuniger wird vom Kontrollraum getrennt und nur von der Therapie gesteuert.

Der Einfluß von Compact PCI auf große DAQ Systeme ist noch unklar.

Zukünftige Busse werden Punkt-zu-Punkt sein.

LINUX 40 % schneller als WindowsNT.

Die Netzverbindungen in Europa sind noch zu langsam und bürokratisch: Auf dem Weg von Utrecht nach Jülich (FZJ-IPP) werden 7 Netze mit eigenen Verwaltungen überwunden (Physik Utrecht, Computer Department, SURFnet, Dante-ten 155, WIN/DFN, FZJ-ZAM, FZJ-IPP).

Von der Universität Mannheim gibt es eine FPGA Prozessorkarte für PCs für *Hough Transormationen*. 21 mal schneller als PC.

Bob Downing erhielt auf Vorschlag von ESONE den diesjährigen Preis des IEEE.

Auf Vorschlag von DESY/ESONE findet die nächste Konferenz RT-2001 in Valencia statt.

### **WWW:**

CORBA: <http://www.omg.org/corba/corbanet.html>

CORBA: <http://www.ooc.com/ob/>

CORBE: <http://www.corba.org/>

Sterne: <http://www.sdss.org>

Neutron research: <http://www.ncnr.nist.gov>

TCL/TK, TCL/DP: <http://www.scriptics.com>

GSI Therapie Projekt: <http://www-aix.gsi.de/~bio/therapy.html>

Atlas: <http://www.cern.ch/Atlas/>

Netze NL: <http://www.phys.uu.nl/~delaat>

STORED IN TEXPUBLIC/heidel2000.tex

# Hochübersteuerbarer Verstärker (20 dB, 0..500 MHz)

Günter Richter  
Abt. DH, Meßtechnik und Hardware  
Hahn-Meitner-Institut Berlin

## 1. Aufgabenstellung

Der vorgestellte Verstärker ist eine Baugruppe, die als modularer 20-dB-Verstärker in einem programmierbaren Messwerterfassungssystem in der kinetischen Spektroskopie eingesetzt wird. Hier werden mit Hilfe der Methoden der Photolyse (monochromatische Licht- oder Laser-Impulse) und der Radiolyse (Bestrahlung z.B. aus Beschleunigern) organische Materialsysteme untersucht. Von Interesse sind optische und elektrische Effekte in organischen Materialproben (Photo-Halbleiter mit eingelagerten organischen Farbstoffmolekülen), und Untersuchungen von Strahlungswirkungen an Geweben. Wegen schnell sich ändernder Aufgabenstellungen ist ein modulares System vorteilhaft, das rechnergesteuert per Programm konfiguriert werden kann. Für die Aufzeichnung der Reaktionen wird heute der Zeitbereich vom ns-Gebiet bis zum quasi-Unendlichen gefordert. Hieraus ergeben sich die folgenden elektrischen Forderungen an das Verstärker-Modul.

1. 20 dB  $\pm$  0.2 dB Verstärkung, nicht invertierend
2. Frequenzgang DC..500 MHz, danach gleichmäßig abfallend (s. 3.)
3. Impulsverhalten: Überschwängen  $\leq$  2% und Anstiegs/Abfallzeit am Ausgang  $\leq$  500 ps im Ausgangsspannungsbereich von  $\pm$  0.5 V
4. Ein- und Ausgangsimpedanz 50  $\Omega$ , beliebig kaskadierbar, hohe Reflektionsdämpfung (30 dB)
5. Erholzeit nach Übersteuerung des Einganges mit 2-V-Pulsen von 100 ns Dauer  $<$  50 ns, mit 10-V-Impulsen  $<$  100 ns, Inversion (auch kurzzeitige) des Ausgangssignals dabei nicht zulässig
6. Eingangsfehlerstrom  $\leq$  0.1  $\mu$ A, Temperaturfehler  $<$  50 ppm/K davon.

Die Signalquellen im System sind hier hochohmig (Photodioden oder Leitfähigkeitsmesszellen). Die Detektoren, Verstärkerbaugruppen und Auswertungelektronik (A/D-Wandlung) werden bei den verschiedenen Experimenten jeweils geeignet programmgesteuert über Koaxialrelais verbunden.

Hochohmige Detektoren erfordern einen realen Abschluss niedriger Reflektion, da sonst auf den Anschlusskabeln längenabhängige Artefakte und Interferenzen im Abstand der 2\*n-fachen Kabellänge entstehen. In strahlungsbelasteter Meßumgebung ist die Kabellänge nicht frei wählbar, außerdem sollte die Kabellänge im Sinne höherer Modularität keine Bedeutung haben.

Zu 5: Die Anregungssignale (z.B. Laserpulse) erzeugen entsprechende Ausgangssignale an der Probe, bereits kurz nach Abklingen der Anregung muss der Verstärker sich erholt haben.

Zu 6: Das Nutzsignal eines Photodetektors beträgt etwa 100  $\mu$ A max., Dunkelstromfehler werden durch eine externe Kompensation eliminiert.

Breitbandverstärker dieser Bauart fanden früher oft ihre Anwendung in Experimenten, in denen hohe Zählraten auftraten, und bei denen das Signal/Rausch-Verhältnis die Zeitauflösung

verschlechterte. Da die Eingangssignale jedoch nie bestimmte Pegel überschritten bzw. es dabei nie zur Übersteuerung der Verstärker bis weit jenseits ihrer Sättigungsgrenze kam, hatte die Totzeit der Verstärker in diesen Fällen keine Bedeutung, wengleich die DC-Fähigkeiten der Verstärker für niedrige Zählraten unabdingbar waren.

Im vorliegenden Anwendungsfall mit gegenüber dem Rauschen vergleichsweise grossen Signalen ist hingegen zusätzlich das Verhalten des Verstärkers während und kurz nach der Übersteuerung von primärem Interesse. Bild 1 zeigt typische am Eingang zu erwartenden Spannungsverläufe. Am Ausgang des Verstärkers wird erwartet, daß er während der Übersteuerungsphase in die polaritätsrichtige Sättigung geht und daß möglichst kurz nach der Sättigung die Verstärkungscharakteristik am Ausgang wieder zur Verfügung steht. Dieser Übergang soll glatt und ohne Fehlsignale sein ('graceful degradation and recovery'). Dieses Verhalten ist speziell bei der Hintereinanderschaltung mehrerer Baugruppen erforderlich.

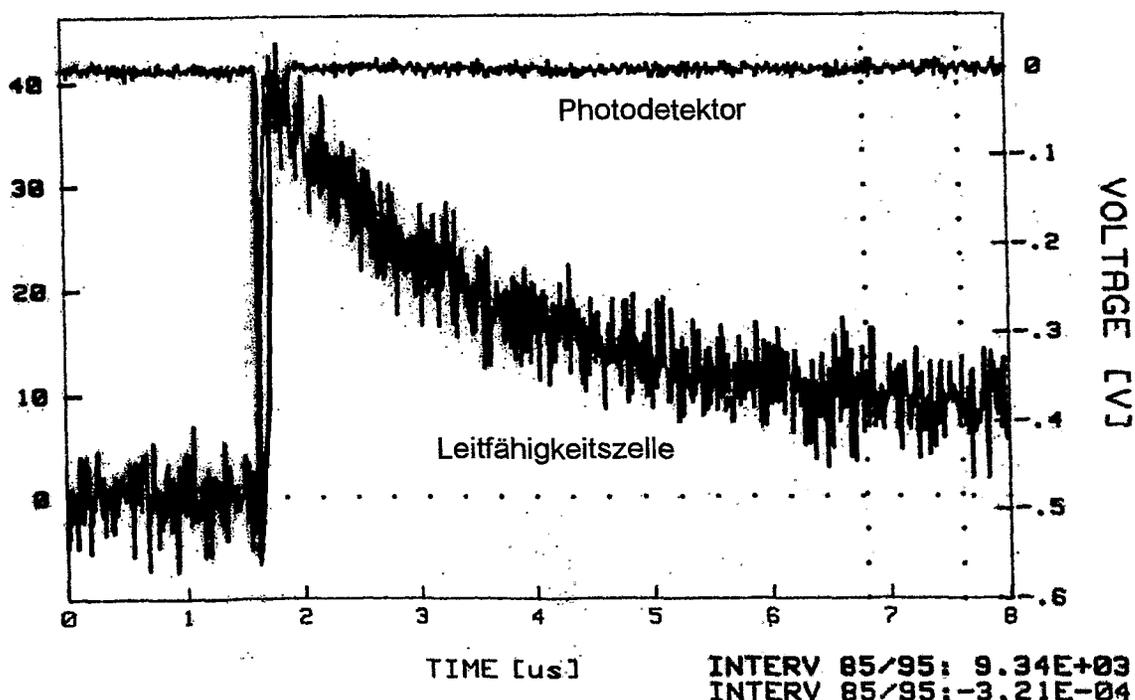


Bild 1: Beispiel für den zeitlichen Verlauf der zu verarbeitenden Signale am Eingang

## 2. Lösungsansätze

Es existieren für diese Aufgabenstellung einige klassische Lösungsansätze, z.B. in [1] und ähnlich in [2] mit Kompensation der DC-Drift eines schnellen Pulsverstärkers über eine Kompensationsschleife. In [3] werden die Forderungen durch die Kombination zweier parallelgeschalteter Verstärker entsprechender Frequenzbereiche realisiert. Dieses letztere Prinzip wird hier eingesetzt. Durch den Einsatz moderner Bauelemente konnten systembedingte Nachteile minimiert werden. Die Aufteilung der Frequenzbereiche geschieht über Diplexer an Ein- und Ausgang.

Die Hauptaufgabe des Schaltungsentwurfes liegt in der Wahl der Eigenschaften der beiden Zweige, die sich den Forderungen entsprechend ergänzen müssen, Besonderer Beachtung bedarf der durch die Diplexer definierte Übergangsbereich. Große Bedeutung hat die Forderung, daß die Laufzeiten in beiden Verstärkerzweigen möglichst kleine Unterschiede aufwei-

sen, da die Gruppenlaufzeitunterschiede bei nichtperiodischen Pulssignalen zu starken Verzerrungen in der Amplitudenstatistik führen.

Bild 2 zeigt das Prinzipschaltbild eines derartigen Verstärkers: Allgemein werden im HF-Zweig mehrfach stark gegengekoppelte Stufen geringer Verstärkung mit HF-Transistoren hoher Transitfrequenz eingesetzt. Der NF-Zweig benutzt integrierte Verstärker mit  $\text{Gain} \cdot \text{Bandwidth} > 400$  bzw.  $> 100$  MHz bei einem Gain von ca. 3,5 /Stufe und hohen Slew-Raten ( $3600 \text{ V}/\mu\text{s}$  beim LM 6171) bei gutem Übersteuerungsverhalten. Im gemeinsamen Ausgangsverstärker wird als Emitterfolger ein HF-Transistor mit gutem Intermodulationsverhalten und  $f_t = 4 \text{ GHz}$  eingesetzt.

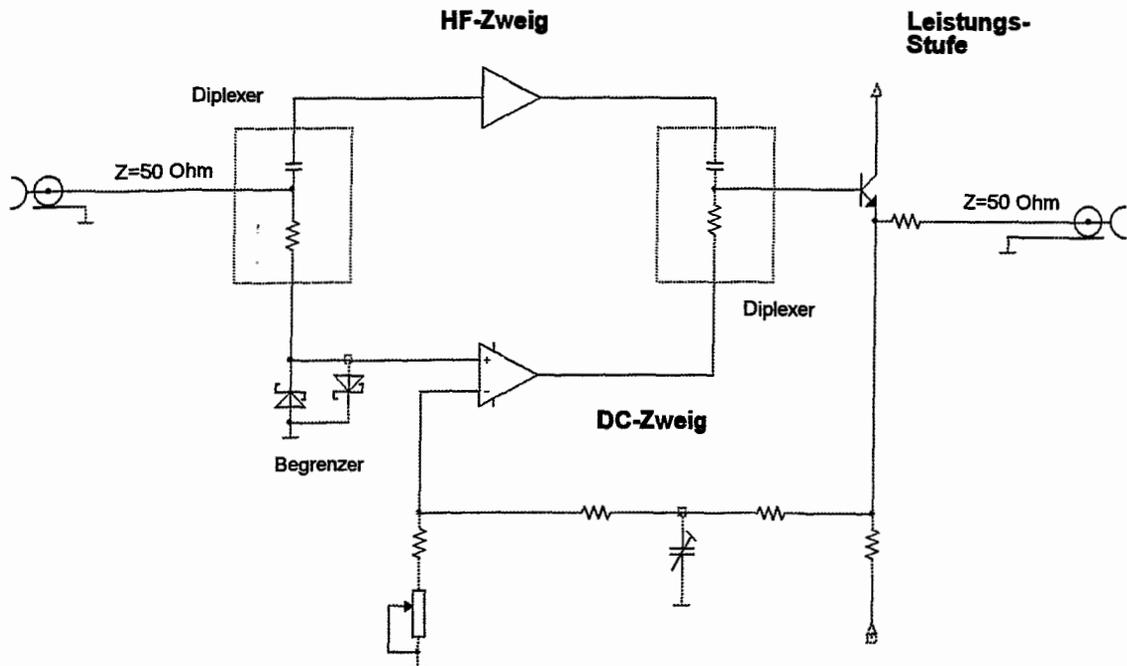


Bild 2: Verwendetes Schaltungsprinzip

### 3. Realisierung

Bild 3 zeigt den wesentlichen Stromlauf, aus dem im Folgenden einige Design-Punkte diskutiert werden.

Primäre Forderung war ein gutes Erholverhalten nach Übersteuerung.

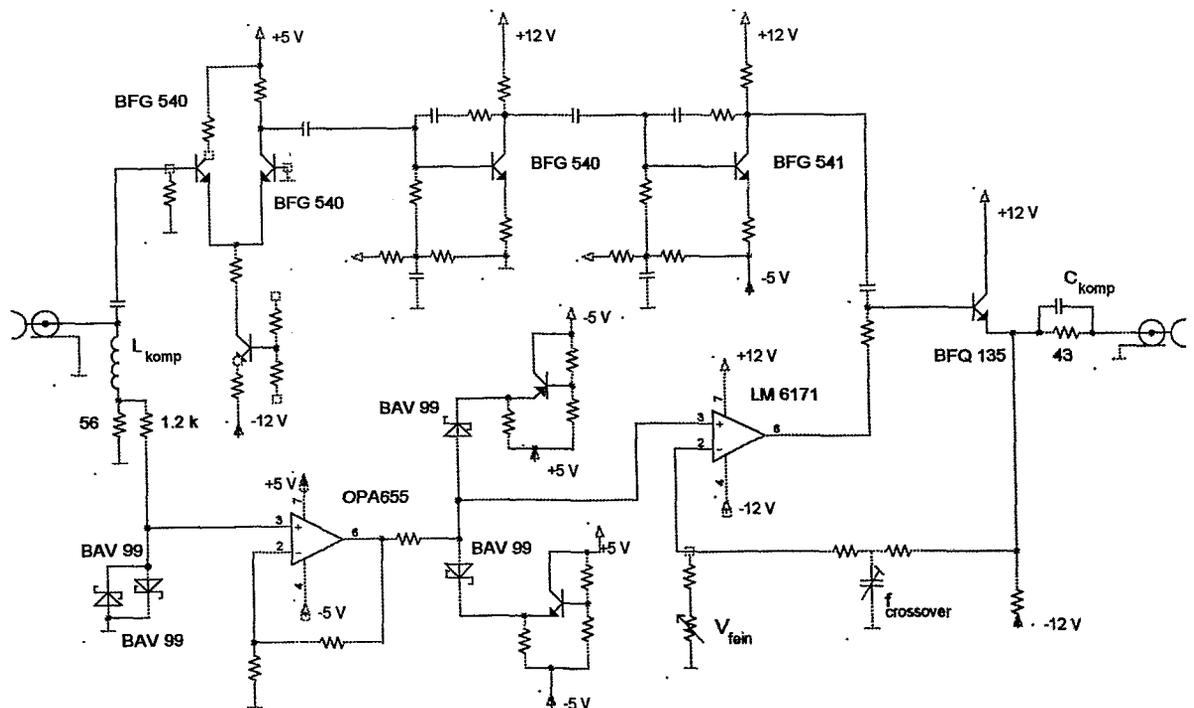
Der HF-Zweig ist unkritisch, da wegen der hohen unteren Grenzfrequenz (50 MHz) und der verwendeten schnellen Transistoren mit relativ geringer DC-Stromverstärkung auch schnell Erholung eintritt.

Im DC-Zweig ist der Eingangs-OP-Amp speziell für dieses Verhalten ausgelegt. Ein Schottky-Dioden-Begrenzer genügt in der ersten Stufe bei Eingangspulsen, die über der Speisepannung des ersten OP-Amps liegen. Der zweite Op-Amp wird durch einstellbare Spannungsquellen am Eingang zusätzlich begrenzt. Wegen der geforderten Ausgangsspannung konnte der Typ der ersten Stufe ( $U_{b \max} = \pm 5 \text{ V}$ ), nicht eingesetzt werden.

Rauschen und Offset sind im HF-Zweig durch die Verwendung geeigneter HF-Transistoren unproblematisch, im NF-Zweig wird dies durch die erste Stufe festgelegt ( $< 5 \text{ pA}$ ,  $< 7 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ).

Das Reflektionsverhalten des Verstärkers ( $> 30 \text{ dB}$  Reflektions-Dämpfung) soll bei guter Anpassung bis  $500 \text{ MHz}$  und gleichzeitig auch bei Übersteuerung eingehalten werden.

Bei kleinen Signalen wird der Eingangsdiplexer durch  $L_{\text{komp}}$  im HF-Bereich optimiert, indem hier die Parallel-Eingangskapazität der HF-Eingangs-Differenzstufe kompensiert wird. Am Ausgang dient  $C_{\text{komp}}$  gleichen Zwecken in Bezug auf den Ausgangswiderstand des Emitterfolgers. Bei großen Impulsspannungen am Eingang liegt Fehlanpassung dann wieder vor, wenn die Eingangsbegrenzer im NF-Zweig ansprechen oder aber der hochohmige Eingang des HF-Zweiges niederohmig wird. Bei Scheitelspannungen von  $\pm 5 \text{ V}$  liegt Fehlanpassung also nur durch den 1,2-k-Widerstand vor, erst bei höheren positiven Spannungen wird die Differenzeingangsstufe invers leitend durchgesteuert.



HMI-Berlin

Bild 3: Schaltbildauszug

Eine Frequenzgangs-Feinkorrektur kann durch Einstellung der Arbeitspunkte im HF-Zweig erfolgen (Überschwingeroptimierung): Wegen der starken zweifachen Gegenkopplung der HF-Stufen (Emitterwiderstände und Kollektor-Basis-Gegenkopplung) hat der Arbeitspunkt durch die kollektorstromabhängige Transitfrequenz einen Einfluß auf den Frequenzgang bei Frequenzen  $> 1 \text{ GHz}$ .

Einstellelemente im DC-Zweig für Verstärkung und Ausgangsoffset sind erforderlich, da alle Verstärker im Messaufbau gleiche Eigenschaften untereinander aufweisen müssen (Rechnersteuerung geht von identischen Blöcken aus). Durch die Möglichkeit der Einstellung der Crossover-Frequenz ist auch die Welligkeit des Amplitudenganges im Übergangsbereich minimierbar

Zwei Spannungsregler auf der Baugruppe (nicht dargestellt) erzeugen die Unterspannungen für  $\pm 5$  V. Dabei ist der Schaltungsentwurf so, dass auch bei beliebigem zeitlichen Verlauf der Speisespannungen die HF-Transistoren (die nahe an ihren zulässigen Maximal-Werten betrieben werden müssen, speziell die Ausgangsstufe) nicht in unzulässige Betriebsspannungsbereiche geraten können.

Im Layout sind beim Entwurf des HF-Zuges die Grundsätze der Mikrowellentechnik auf gedruckten Schaltungen anzuwenden, d.h. Streifenleitungstechnik für 50-Ohm-Leitungen und eine völlig geschlossene Groundplane (als Rückseite der zweiseitigen Leiterplatte). Bild 4 zeigt das Layout unter besonderer Hervorhebung des 50-Ohm-Zuges. Verwendete Bauelemente sind in erster Linie SMD-Bauteile der Größe 0805, die aus Gründen der elektrischen Belastbarkeit und möglichst niedriger Induktivität in Gruppen von Parallel- und Reihenschaltungen eingesetzt werden. Parasitäre Effekte werden durch Ferritperlen auf Leitungsstücken unterdrückt. Beim Aufbau der HF-Züge solcher Verstärker sind für die Masseverbindungen kürzeste und damit induktivitätsärmste Wege anzusetzen; zur Realisierung dieser Forderung ist die geschlossene Massefläche auf der Rückseite der zweiseitigen Leiterplatte aus FR4 essentiell.

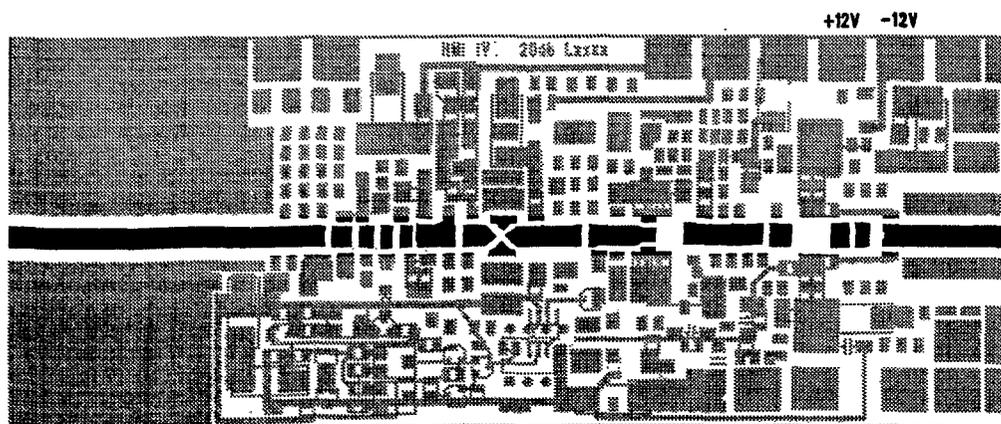


Bild 4: Layout -Auszug

#### 4. Zusammenfassung

Durch den Einsatz moderner Bauelemente konnte ein 20-dB-Verstärker mit gutem Verhalten bei Eingangsübersteuerung realisiert werden. Er kann einzeln und in Kaskadierung als universelles Verstärkermodul in Systemen zur programmierten Messwerterfassung eingesetzt werden. Es wird ein Verstärker mit guten Überlasteigenschaften von DC..50 MHz mit einem parallelen HF-Verstärker, der den Bereich von 50 MHz bis in den GHz-Bereich abdeckt, kombiniert

#### 5. Literatur

[1] Renner, Bedwell, Pierce, A Wideband Direct Coupled Amplifier Utilizing a Fast/Slow Loop Concept, Mittlg. EG&G Ortec

[2] H. Spieler, A Fast DC Coupled Linear Pulse Amplifier, IEEE Transactions on Nuclear Science, Vol NS-27, No. 1, 1.Feb.1980

[3] E. Janata, A Wide Band DC Coupled Linear Amplifier, Radiation Laboratory University of Notre Dame and Hahn-Meitner-Institut Berlin

## Die neuesten Erfahrungen mit dem Therapie-Ladungs-Frequenz-Wandler

E.Badura, GSI Darmstadt, [e.badura@gsi.de](mailto:e.badura@gsi.de)

### Der Ladungs-Frequenz-Wandler (QFW)

Aus mehreren Gründen gehört die Ermittlung der Teilchenzahl bei Patientenbestrahlungen zu den wichtigsten Messungen. Der Hauptgrund ist die Sicherheit des Patienten. Im Falle des Therapieprojektes in GSI, wird diese Messung auch zur Steuerung des Scanners genommen. Zusammen mit anderen Komponenten des Kontrollsystems wird hier nicht nur die erlaubte Dosis überwacht, aber auch die Zahl der in den gerade ausgewählten Punkt deponierten Teilchen gemessen (*mehr in Berichten der SEI – Tagungen in Darmstadt 1997, Frankfurt 1997 und Bochum 1999*).

Die aufgrund der Sicherheit ohnehin sehr hohe Anforderungen an die Teilchenzahlmessung werden durch den sehr großen dynamischen Bereich der Teilchenzahl pro Extraktion (von  $2 \cdot 10^6$  bis  $2 \cdot 10^8$  Teilchen/Extraktion) und durch die große Komplexität der Strahlintensität innerhalb der Extraktion (Abb. 1) noch zusätzlich erhöht.

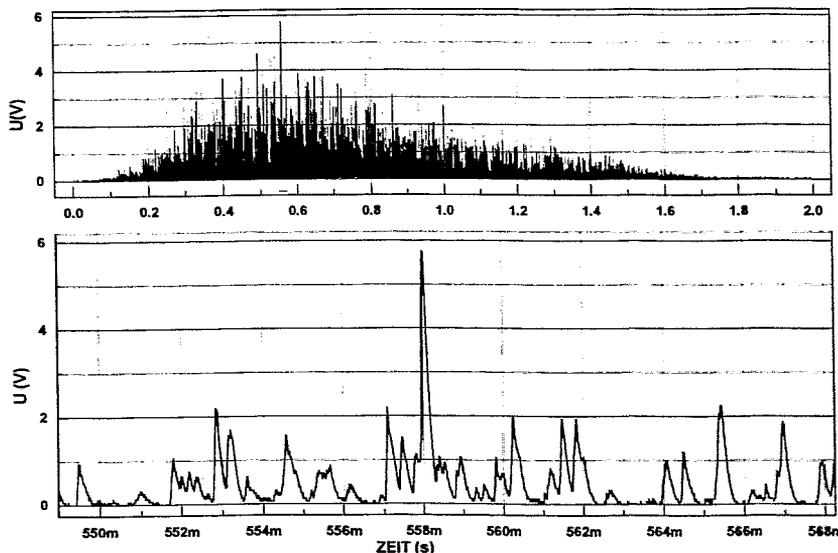


Abb. 1 Zeitlicher Verlauf der Strahlintensität in einer Extraktion (oben) und ein Zeitabschnitt dieses Verlaufes (unten)

Die Teilchenzahlbestimmung wird am GSI - Therapieprojekt mit zwei unterschiedlichen Methoden umgesetzt. Die Hauptmessung wird mittels eines Stromverstärkers verwirklicht. Sie wird redundant aufgebaut (zwei komplette Messungen: Detektor, Stromverstärker, Digitalisierung und Digitalbearbeitung). Als Ergänzung wird eine dritte Meßkette mit dem Ladungs-Frequenz-Wandler (QFW) eingesetzt. Sie überwacht, ob die deponierte Teilchenzahl innerhalb bestimmter Grenzen liegt, und das für jeden Bestrahlungspunkt, für jede Bestrahlungsebene und für die gesamte Bestrahlung. Die Forderung an den QFW war vor allem, dass sein Messbereich sich über mindestens sechs Dekaden des Eingangsstroms erstreckt und Ströme bis  $10\mu\text{A}$  messen kann.

Die Idee des QFW, der im „Pingpong“ – Betrieb und mit dynamischer Schwelle arbeitet, wurde während der SEI – Tagung in Bochum (1999) vorgestellt. Hier werden Eigenschaften der letzten Version des Moduls gezeigt. Sie charakterisiert sich durch eine optimierte Schaltung und, vor allem, durch den 5-Bit-Treppenspannungsgenerator. Dadurch wurde eine weitere Erhöhung der Auflösung und Erweiterung des Messbereichs sowie eine Verbesserung der Linearität erzielt.

Ein Blochschaubild zeigt die Abbildung 2.

Zusätzlich verfügt der QFW über die Möglichkeit, Fehlfunktionen festzustellen und sie zu melden als auch optional einen Selbstreset-Vorgang durchzuführen.

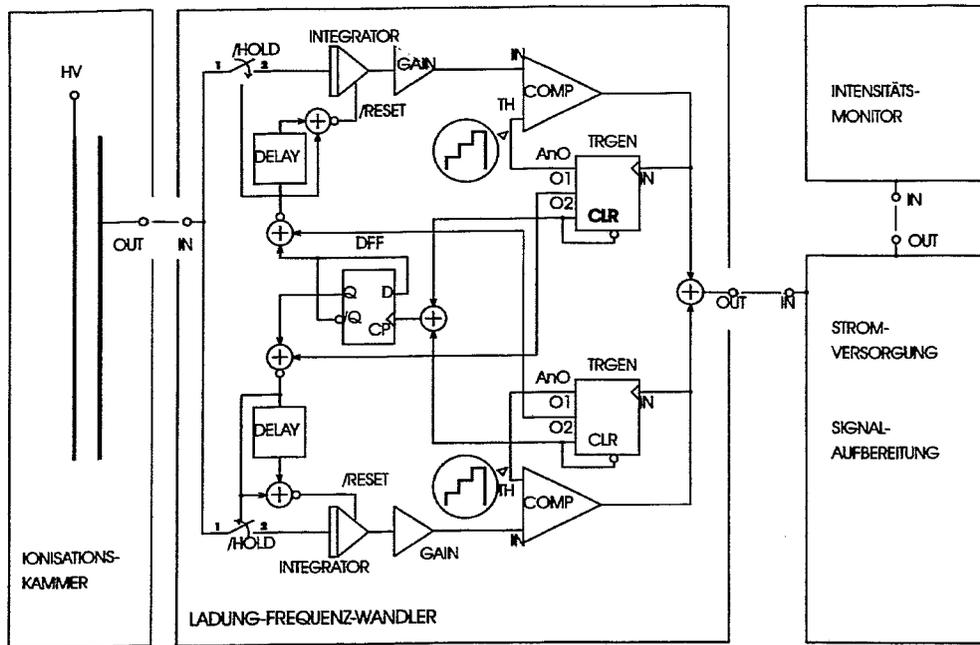


Abb. 2 Blockschaltbild des Ladungs-Frequenz-Wandlers mit dynamischer Schwelle, wobei: TRGEN ist der Treppenspannungsgenerator, COMP - Spannungskomparator

Die Schaltung wurde mit PSpice simuliert. Die Ergebnisse der Simulation sind in Abb. 3 gezeigt. Die analogen Grafiken zeigen die Spannungen an beiden Eingängen der Spannungskomparatoren. Die digitale Kurve „OUT“ zeigt die Ausgangspulse des Gerätes. Es kann gesehen werden, dass hier keine Ladung verloren geht (keine Totzeit). Dies wird dadurch erreicht, dass der bisher ruhende Komparator aktiviert wird, während der andere die letzte Stufe der Schwelle noch nicht überschritten hat. Ein Bild von einem Oszilloskop zeigt die Abb. 4. Eine sehr gute Übereinstimmung mit der Simulation kann hier festgestellt werden. Der einzige Unterschied (abgesehen von der Zeitskala wegen unterschiedlichen Eingangsströmen) ist, dass die Simulation die Ladungsinjektion beim Start des Integrators nicht berücksichtigt, die aber im Oszillogramm als kleiner negativer Spannungseinbruch zu sehen ist.

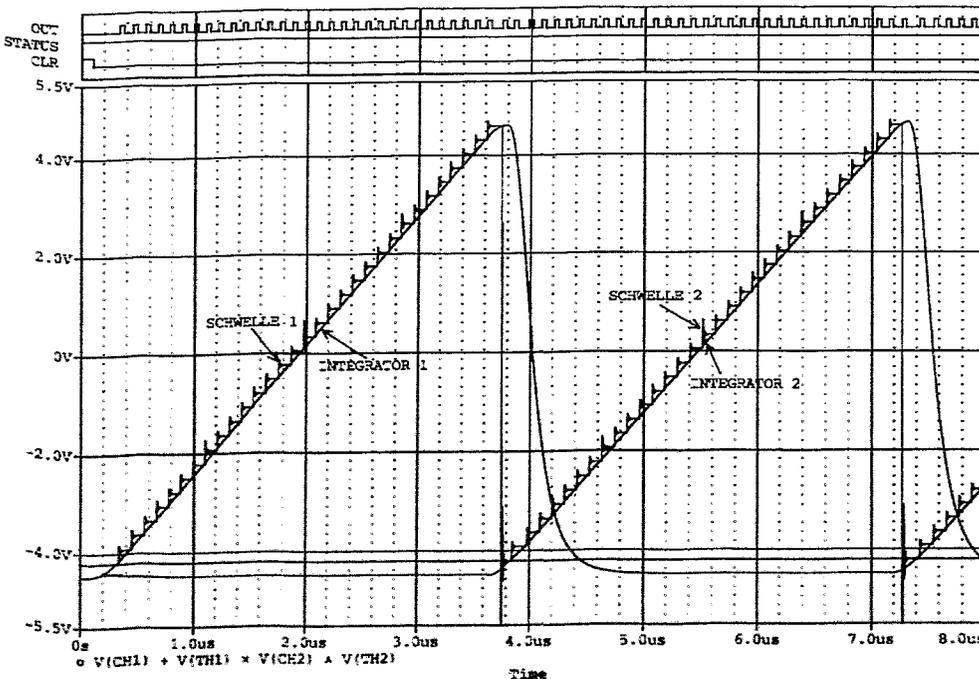


Abb. 3 PSpice-Simulation des QFW

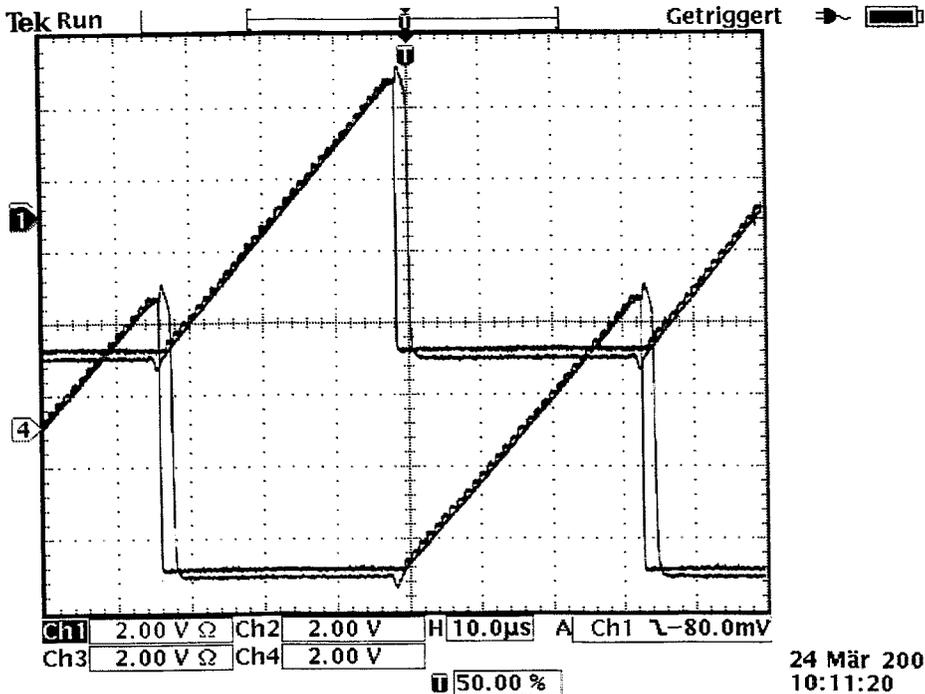


Abb. 4 Messungen am QFW mit Oszilloskop (Kopie des Bildschirmes)

### Die Linearität

Messungen mit dem QFW wurden im Aufbau wie in Abb. 5 durchgeführt. Der QFW zusammen mit dem separaten Modul „Stromversorgung und Signalaufbereitung“ bilden den eigentlichen Ladungs-Frequenz-Wandler. Der QFW selbst ist ca.  $3 \times 9 \times 1.5 \text{ cm}^3$  groß, und absichtlich als ein separates Modul gebaut. So kann er sich direkt an der Ladungs- bzw. Stromquelle befinden, ohne lange Kabel, und kann dadurch weniger äußeren Einflüssen ausgesetzt werden.

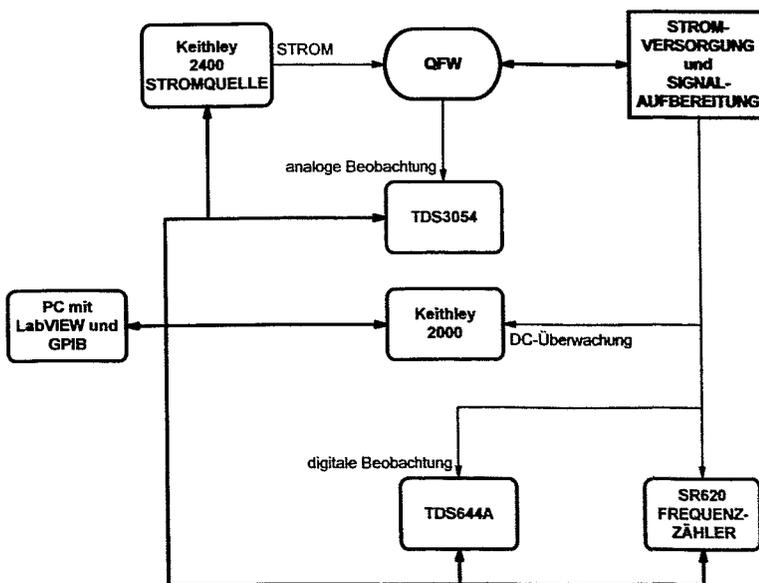


Abb. 5 Blockschema des Meßaufbaus für den QFW.

Als Stromquelle wurde Keithley 2400 genommen. Die Frequenz wurde mit dem SR620 von Stanford Research Systems gemessen. Außerdem wurden zwei Oszilloskope TDS3054 (für analoge Messungen auf der QFW -Platine (z. B. wie die Messung in Abb. 4) und TDS644A für Beobachtungen von Ausgangspulsen. Permanenten Gleichspannungs-Messungen diente das Keithley 2000. Alle Geräte sind über GPIB miteinander verbunden und wurden angesteuert bzw. ausgele-

Das Programm stellt als Zufallswertgenerator die Eingangströme von 50pA bis 10 $\mu$ A ein und liest alle Geräte aus, inklusive Strommessung am Keithley 2400. Anschließend werden die gemessenen Werte gespeichert. Eine Beispiel-Messung mit 17388 Messpunkten zeigt Abb. 6.

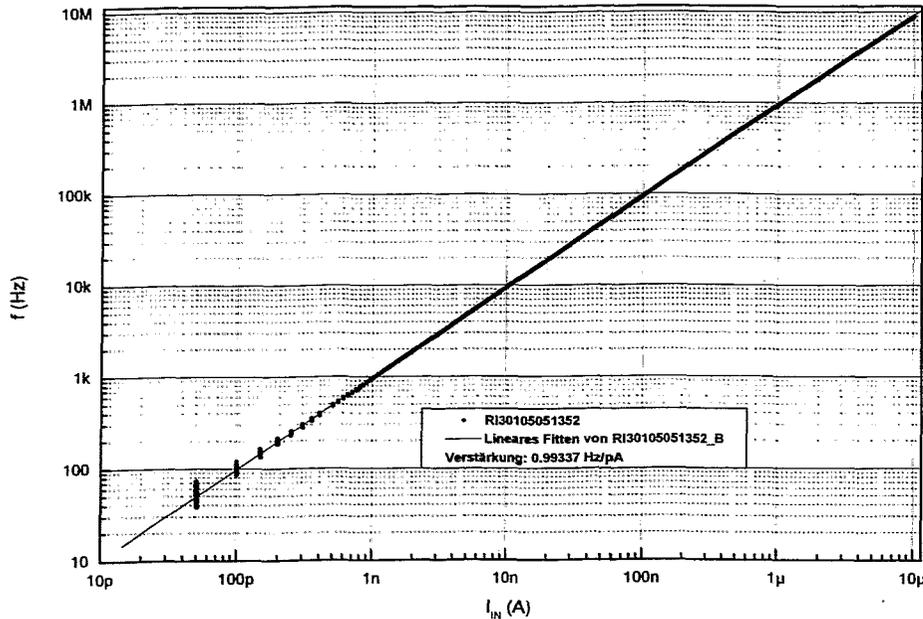


Abb. 6 Eichmessung des QFW: die Eichgerade und die 17388 Messpunkte.

Die Verstärkung des QFW beträgt ca. 1pC/Puls bzw. 1Hz/pA. Die Linearität erstreckt sich über mehr als sieben Dekaden ( bis mehr als 10 MHz Ausgangsfrequenz oder mehr als 10 $\mu$ A Eingangstrom) und ist besser als 1%. Sollte die Linearität nur über 6 Dekaden betrachtet werden, ist sie besser als 0.3%.

Unabhängig davon wurden Tests am Therapiebestrahlungsort mit echten Bestrahlungsplänen durchgeführt. Die Abweichung der vom QFW erzeugten Pulszahlen von den erwarteten Werten war kleiner als 0.1%.

## Zusammenfassung

Der Ladungs-Frequenz-Wandler mit dynamischer Schwelle wurde weiterentwickelt. Die Schaltung wurde weiter optimiert, und der Treppenspannungsgenerator erzeugt jetzt 32 Werte (5 Bit) der Schwellenspannung. Das Modul besteht weiterhin aus kommerziell verfügbaren Bauelementen. Linearität besser als 1% im Strombereich von 7 Dekaden ( besser als 0.3% innerhalb 6 Strom-Dekaden) bei einer Auflösung von 1Hz/pA ( 1pC/Puls) und gemessen in einer von LabVIEW gesteuerten Messung mit zufällig ausgewählten Eingangsströmen wurde erreicht. Messungen mit echten Bestrahlungsplänen mit Intensitätsverläufen wie in Abb. 1 und im ganzen Eingangsstrombereich von 0 bis 10 $\mu$ A ergaben eine Abweichung kleiner als 0.1% von den erwarteten Ausgangspulszahlen.

Die Funktion des automatischen Zurücksetzens kann aktiviert werden, um nach einer automatischen Feststellung einer Fehlfunktion ein „SELFRESET“ durchzuführen.

Der QFW ist sehr universell und kann für viele Anwendungen eingesetzt werden. Er kann auch einfach an bestimmte Anwendungen angepaßt werden. Auch der Bereich der Eingangsströme kann angepaßt werden.



## Neutronenanger-Kamera mit digitaler Frontendelektronik

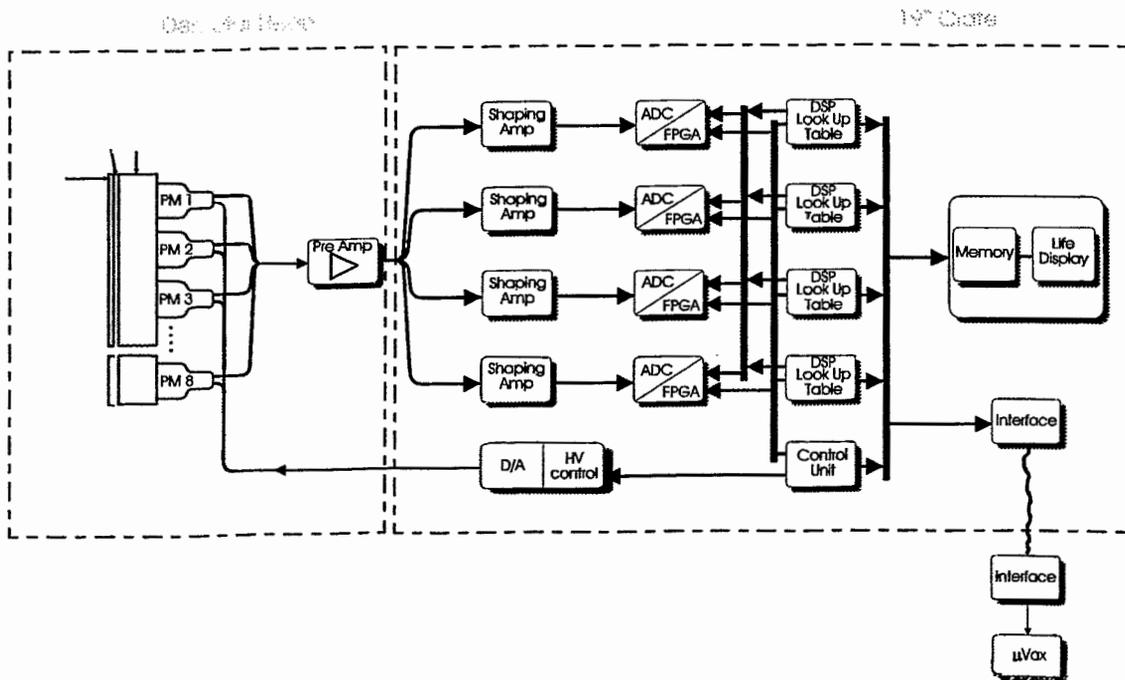
Es wurde eine Struktur nach Abbildung erarbeitet, die sich durch hohe Flexibilität und Skalierbarkeit auszeichnet. Die aus den Photomultipliern gewonnenen Signale werden über Vorverstärkerkanäle jeweils an einen ADC geleitet, der die Digitalisierung der Detektorsignale vornimmt. Dies geschieht auf 64 Kanälen parallel. Im nachfolgenden FPGA-Baustein (Field Programmable Gate Array) stellt ein geeigneter Algorithmus nach Pulsdiskriminierung fest, ob ein Peak in einem oder mehreren Kanälen detektiert wurde. Über eine Switchmatrix (VME) werden bei gültiger Peakinformation alle Kanalinhalt von einem DSP (Digital Signal Processor) ausgelesen und mit Hilfe eines auf einem Maximum Likelihood basierenden Verfahren über den erzeugten Lichtkegel die Position des Neutrons im Detektor ermittelt und histogrammiert. Das System ist so ausgelegt, das bis zu 16 DSP's parallel arbeiten können, um auch bei längeren Bearbeitungszeiten für ein Ereignis eine maximale Eventdatenrate von bis zu 1 MEvent/sec erreichen zu können (Algorithmus). Die Histogramming-Speicher der DSP's können über den standardisierten Compact-PCI-Bus in einen Host Rechner übertragen werden, der über Ethernet mit dem Gesamtexperimentsystem verbunden ist.

Das oben geschilderte innovative Design berücksichtigt auch spätere Erweiterungen der Kanalzahl und die Adaption an Time-of-Flight Messapparaturen. Darüberhinaus ist es bezüglich Rechenleistung durch Verwendung geeigneter FPGA's und einer kleinen DSP-Farm außerordentlich flexibel. Die weitgehende Digitalisierung der Front-End Elektronik ermöglicht eine weite Variation der Meßparameter und die Optimierung auf bestimmte Detektortypen.

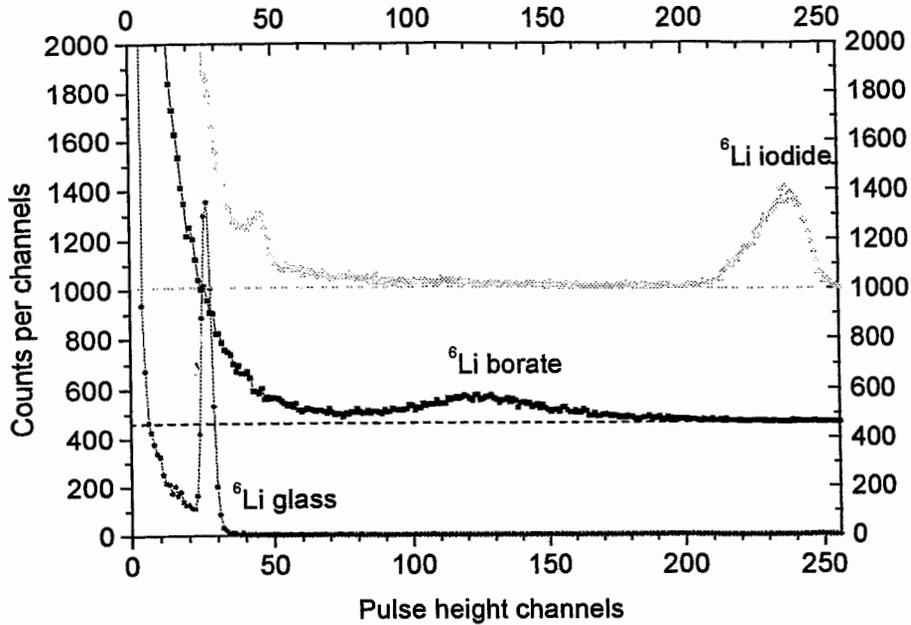
## Detektor Spezifikationen

Detektor Prinzip	:	modifizierte Anger Technologie
Anzahl der PM	:	64
Szintillator	:	1mm <sup>6</sup> Li Glas (Ce aktiviert)
Empfindliche Detektorfläche	:	588x588 mm <sup>2</sup>
Neutronen Empfindlichkeit	:	65% für 1 Å Neutronen 85% für 2 Å neutronen
Gamma Empfindlichkeit	:	< 10 <sup>-4</sup>
Orts-Auflösung	:	8 mm
Zählrate	:	500kHz

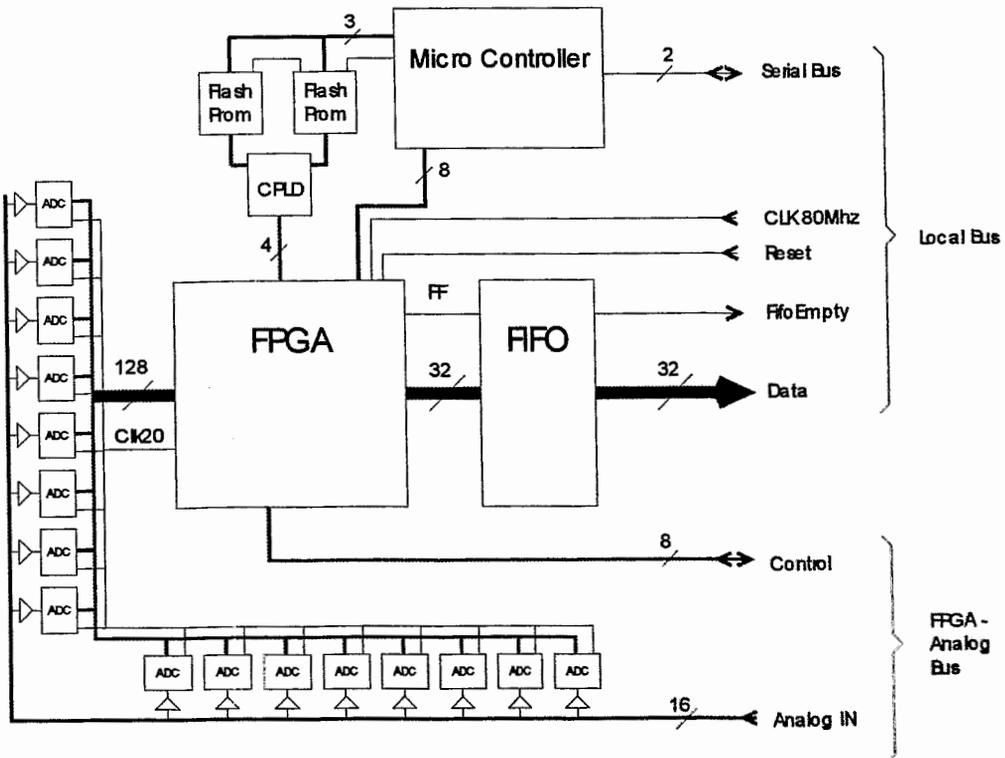
## Signalverlauf des Systems



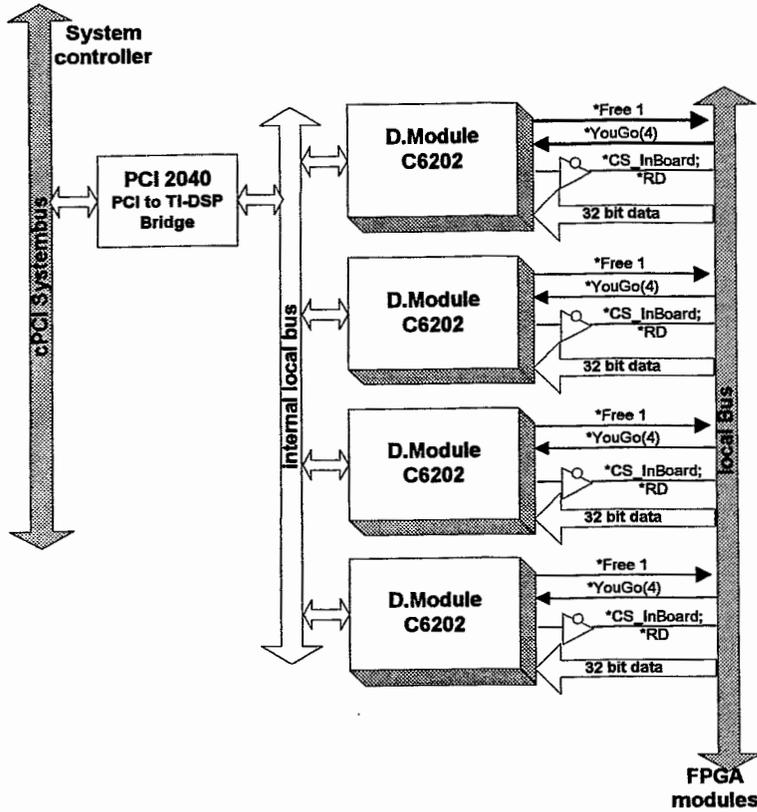
## Lichtmenge verschiedener Szintillatoren



## Blockschaltbild ADC/FPGA Platine



# Signalverlauf der DSP Baugruppe



# Blockschaltbild des LBC

