

---

Archiv-Ex:  
FZR-62  
November 1994

Bericht der Herbsttagung  
der Studiengruppe  
Elektronische Instrumentierung  
vom 26. bis 28. September 1994 in Marburg

S  
E  
I

**Forschungszentrum Rossendorf e.V.**

**Postfach 51 01 19 · D-01314 Dresden**

**Bundesrepublik Deutschland**

**Telefon (0351) 591 3109**

**Telefax (0351) 591 3110**

Bericht der Herbsttagung  
der Studiengruppe für Elektronische Instrumentierung  
vom 26. bis 28. September 1994 in Marburg

Inhalt:

Teilnehmerliste

Kurzfassung der Vorträge

# Studiengruppe für Elektronische Instrumentierung

---



Teilnehmerliste Marburg vom 26. - 28. September 1994

Bastian, C.	IRMM Geel / Belgien
Becker, H.	HMI Berlin
Borutta, K.-D.	KFA Jülich
Brandt, B.-A.	Uni Marburg
Christians, L.	Fa. Struck Tangstedt
Conrad, R.	HMI Berlin
Deutsch, W.	MPI Göttingen
Dick, T.	WMT Morschen
Ebeling, G.	PTB Braunschweig
Fellmann, S.	FH Emden
Gabriel, F.	Forschungszentr. Rossendorf
Heidt, W.	Ing. Büro Pfungstadt
Isacson, A.	LNS, ETH Zürich
Kennepohl, K.	KFA Jülich
Klein, J. W.	Ruhr-Uni Bochum
Kleisch, T.	HMI Berlin
Kleisch, T.	HMI Berlin
Krämer, W.	MPI Göttingen
Kühn, W.	WES-Crates Harrislee
Laudenbach, K.	Uni Gießen
Leopold, H.	Inst. f. Elektronik Graz / Österreich
Matsumura, H.	Desy Hamburg
Mihlan, H.	PTB Braunschweig
Muller, B.	INCAA Apeldoorn / NL.
Notz, D.	Desy Hamburg
Nowak, G.	Ruhr-Uni Bochum
Nützel, G.	MPI Matinsried
Patzelt, R.	TU Wien / Österreich
Paul, H.-J.	Uni Hannover
Plein, M.	Fa. Wiener Burscheid
Potucek, R.	Physik. Inst. Würzburg
Rost, A.	FH Merseburg
Rüschmann, G.	Inst. f. Kernphysik Frankfurt/M.
Sattler, E.	Mol / Belgien
Schaller, B.	MPI Heidelberg
Senger, W.	Uni Gießen
Stephan, G.	Inst. f. Kernphysik Mainz
Stolper, M.	Desy Hamburg
Thielmann, R.	Uni Marburg
Trebst, H.-J.	FH Merseburg
von Walter, P.	Phys. Inst. Heidelberg
Wawer, W.	HMI Berlin
Wieder, V.	MPI Heidelberg
Winkelkemper, W.	WMT Morschen
Winkler, G.	Inst. f. Elektronik Graz / Österreich
Zahn, J.	Berlin

Herbstsitzung vom 26. bis 28. September im Fachbereich Physik der Universität Marburg

## Verzeichnis der Vorträge

	Seite
- Mustererkennung in Neuronalen Netzen <b>H. Reitböck, M. Stöcker, Uni Marburg</b>	-
- Meßmethoden in der Hirnforschung <b>Th. Schanze, Uni Marburg</b>	1
- Kurzzeit-Laserspektroskopie für die Elektronik und Photonik <b>E. O. Göbel, Uni Marburg</b>	6
- Amorphe Halbleiter für die Großflächen-Optoelektronik <b>H. Mell, Uni Marburg</b>	-
- PSD - Entwicklungs- und Emulationswerkzeuge <b>H. Becker, HMI Berlin</b>	12
- Real-Time Software Package for Multiparametric Analysis <b>C. Bastian, Euratom Geel</b>	15
- Datenerfassungssysteme für Experimente am COSY <b>G. Kemmerling, ZEL der KFA Jülich</b>	21
- Selektive Blenden in der digitalen Bildverarbeitung <b>G. Nowack, Ruhr-Uni Bochum</b>	24
- Impulstechnik im Pikosekundenbereich <b>F. Gabriel, FZ Rossendorf</b>	26
- Systeme zur Generierung von Impulsen zum Testen und Kalibrieren <b>G. Rüschemann, IFK Uni Frankfurt</b>	31
- Zeus Calorimeter Trigger <b>D. Notz, Desy Hamburg</b>	32
- Messungen am Ethernet <b>G. Nützel, MPI für Psychiatrie Martinsried</b>	36
- Ein an nationale Normale anschließbares Thermometer <b>H. Leupold, G. Winkler, Institut für Elektronik TU Graz</b>	45
- Zyklotron-Steuerungssystem mit BITBUS <b>B. Muller, INCAA Computers Appeldorn</b>	51

## Meßmethoden in der Hirnforschung

Th. Schanze und R. Eckhorn

Angewandte Physik und Biophysik  
 Fachbereich Physik der Philipps-Universität Marburg  
 Renthof 7  
 35032 Marburg

Im Laufe der Evolution haben Lebewesen beeindruckende Fähigkeiten im Erkennen von Umweltreizen entwickelt. Bereits relativ kleine Nervenzellverbände ermöglichen komplexe Verarbeitungsleistungen der durch Sinneszellen aufgenommenen Sinnesreize. So können z.B. Insekten komplexe akustische, olfaktorische, taktile und visuelle Signale aus einem Hintergrund oft sehr ähnlicher Signale herausfiltern, klassifizieren und durch adäquate Verhaltensreaktionen ihre Chancen zum Überleben und Fortpflanzen erhöhen. Wesentlich komplexer und leistungsfähiger als das Nervensystem der wirbellosen Tiere ist das der Wirbeltiere. Insbesondere trifft dies auf die bis heute nur fragmentarisch verstandenen neuronalen Mechanismen zur invarianten Erkennung und Klassifikation akustischer und visueller Reize zu. Die Erforschung neuronaler Mechanismen zur konstruktiven Verarbeitung sensorischer Information im Zentralnervensystem ist eine fundamentale Voraussetzung für die gezielte Entwicklung therapeutischer Methoden zur Behandlung von Hirnschädigungen und für die Entwicklung sensorischer Prothesen.

In der Hirnforschung existieren eine Reihe physikalischer Methoden, mit denen Struktur und Funktion des Nervensystems gemessen werden können (Abb. 1). Einige dieser Methoden konnten aber erst erfolgreich eingesetzt werden, als es mit Hilfe von Computern gelang, die Meßdaten so zu analysieren und aufzubereiten, daß eindeutige Informationen daraus ersichtbar wurden. Im Folgenden werden einige Methoden, geordnet nach ihrem räumlichen und zeitlichen Auflösungsvermögen, kurz dargestellt. Eine wichtige Methode ist die Abbildung neuronaler Aktivität durch bildgebende Verfahren. Sie ist ohne Rechnerunterstützung unmöglich. Zu den bildgebenden Verfahren gehören Positron-Tomographie (PET, positron emission tomography) und die funktionelle Kernspintomographie (fMRI, functional magnetic resonance imaging). Beide Verfahren haben bzgl. ihrer räumlichen und zeitlichen Auflösung einen hohen Überlappungsgrad (Abb. 1), jedoch beruhen sie auf physikalisch unterschiedlichen Vorgängen. Bei PET werden mit einem Szintillationszähler 511 keV Zerstrahlungsphotonen geeigneter Radiopharmaka gemessen. Die Stärke der Strahlung ist dabei ein Maß für den Metabolismus und somit der Aktivierung des Gehirns (vgl. Kartierung von Glukose). Eine lokale Erhöhung neuronaler Aktivität führt zu einem lokal erhöhten Stoffwechsel und zu einer räumlich begrenzten Steigerung des Blutflusses und des Blutvolumens. Änderungen des Blutvolumens können mit Methoden der magnetischen Resonanz gemessen werden, deren Prinzip von Bloch (1946) und Hahn (1950) beschrieben wurde. Bei der funktionellen magnetischen Resonanz werden die zu untersuchenden Personen von einem starken homogenen Magnetfeld durchströmt. Dadurch präzessieren viele Atomkerne (z.B. Proton des Wasserstoffatoms) mit einer charakteristischen Frequenz aber unterschiedlichen Phasenlagen im äußeren magnetischen Feld. Durch ein zweites, mit der Präzessionsfrequenz moduliertes Magnetfeld, werden die präzessierenden Kerne in ihren Phasenlagen synchronisiert. Nach dem

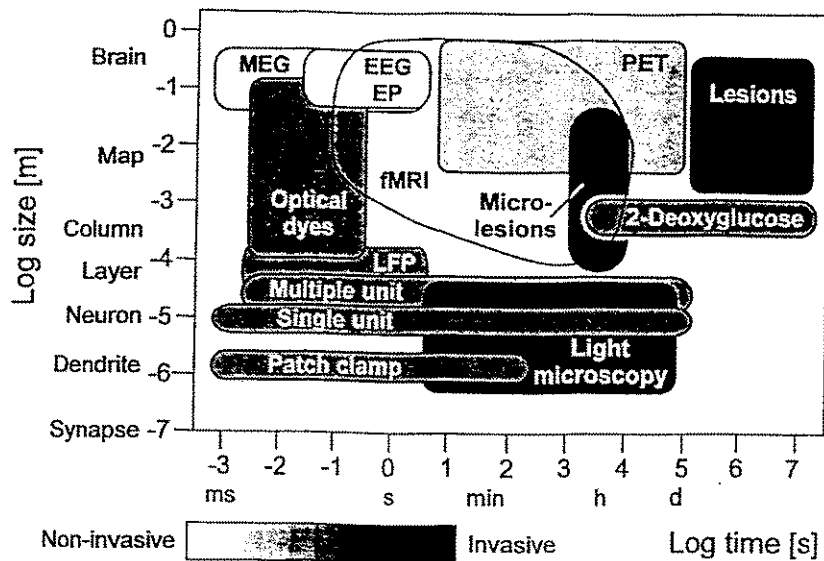


Abb. 1. Räumliche und zeitliche Auflösung verschiedener Meßmethoden der Hirnforschung. Abkürzungen: EEG, Elektroenzephalographie; EP, evozierte Potentiale; fMRI, funktionelle Kernspintomographie; LFP, Methodik zur Messung langsamer lokaler Feldpotentiale; MEG, Magnetoenzephalographie; PET, Positron-Tomographie. (Modifiziert nach Cohen und Bookheimer 1994.)

Abschalten des zweiten Magnetfeldes können mit einem Radiofrequenzempfänger drei wesentliche Signale gemessen werden: die Resonanz- oder Präzessionsfrequenz, die Spin-Gitter Relaxation (das ist die Zeit, die die Kernspins brauchen, um in ihren Anfangszustand zurückzukehren) und die Spin-Spin Relaxation, die Auskunft über die magnetische Wechselwirkung der Kernspins gibt. Die erste auf magnetischer Resonanz beruhende funktionelle Messung von hirnaktivitätsabhängigen Blutvolumensänderungen des cerebralen Gefäßsystems wurde von Belliveau und Mitarbeitern (1991) durchgeführt. Bei der Zunahme der Hirnaktivität übersteigt die Erhöhung des Blutflusses den erforderlichen Wert, so daß in den venösen Gefäßen der Blutsauerstoffgehalt anwächst. Da Oxyhämoglobin und Desoxyhämoglobin unterschiedliche magnetische Suszeptibilitäten aufweisen, kann das mit zunehmender Aktivität größer werdende Verhältnis von Oxyhämoglobin zu Desoxyhämoglobin gemessen werden. Diese Art der Messung neuronaler Aktivität ist bis auf das notwendige homogene Magnetfeld nicht-invasiv. Allerdings kann mit der fMRI und mit PET die Aktivität von Neuronen nur indirekt über den Blutsauerstoffgehalt bzw. über den Stoffwechsel und nur auf einem räumlich als auch zeitlich relativ groben Niveau beobachtet werden.

Beim Elektroenzephalogramm (EEG) und beim Magnetoenzephalogramm (MEG) wird die Aktivität von einer ebenfalls sehr großen Zahl von Neuronen registriert (Meyer-Waarden 1975, Creutzfeld 1983, Hari et al. 1988). Die registrierten Signale repräsentieren folglich mittlere Aktivitäten von denen i.a. keine Rückschlüsse auf die spezifische Aktivität kleiner Neuronenverbände oder gar auf die reizabhängige Aktivität einzelner Neuronen getroffen werden können. Allerdings sind mit den genannten Methoden Interaktionen sehr großer Neuronenpopulationen auf dem Niveau von Hirnarealen nachweisbar. Neuronale Interaktionen auf der Ebene kleinerer Nervenzell-Netze, auf dem Niveau von Einzellzellen oder gar auf dem Ionenkanalniveau der Membranen einzelner Nervenzellen müssen mit anderen Verfahren gemessen werden.

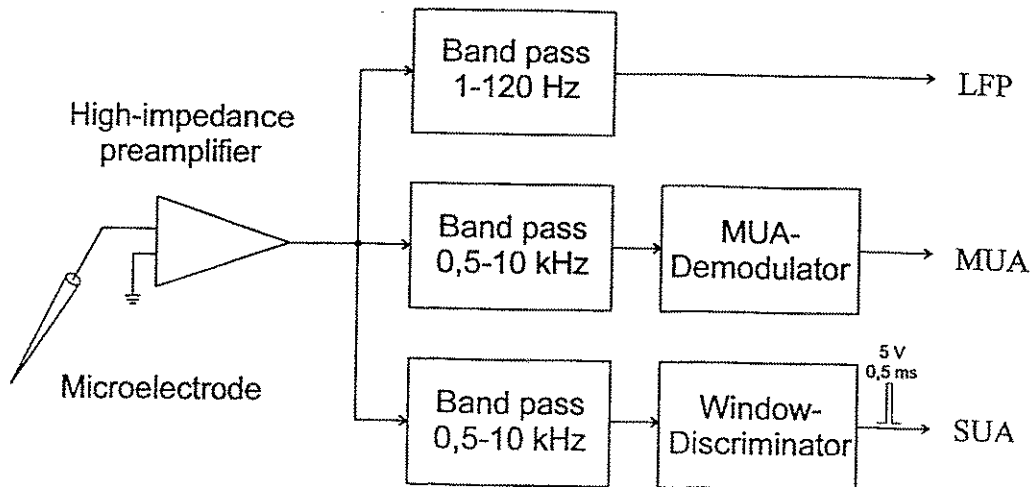
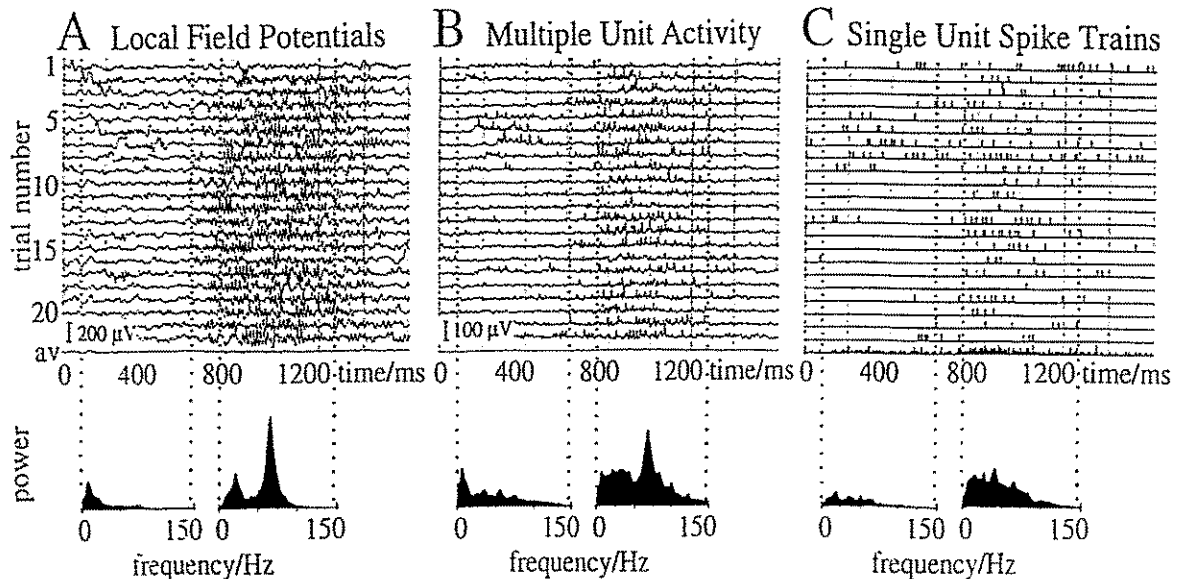


Abb. 2. Blockdiagramm zur Messung von (langsamen) lokalen Feldpotentialen (LFP), der mittleren Dichte der Aktionspotentialfolgen lokaler Neuronengruppen (MUA) und von Aktionspotentialfolgen einzelner Zellen (SUA). Der MUA-Demodulator besteht aus einem Vollweggleichrichter und einem Tiefpaß (Grenzfrequenz 120 Hz). Die angegebenen Werte der Filter sind typische Größen.

Zur extrazellulären Messung der Aktivität von Neuronen finden gewöhnlich Metallmikroelektroden Verwendung. Da die Impedanz von Metallmikroelektroden bei gleichen Spitzenabmessungen i.a. deutlich geringer ist als die Impedanz von Glasmikropipetten (Reitböck 1983a), eignen sie sich besser für die Ableitung der schwächeren extrazellulären Signale. Mit Mikroelektroden-Manipulatoren (Reitböck 1983b, Eckhorn und Thomas 1993a) können viele Fasermikroelektroden unabhängig voneinander an den relevanten Ableitorten positioniert werden. Von jeder einzelnen Elektrode können drei Typen extrazellulärer neuronaler Signale durch Filterung gewonnen werden (Abb. 2). Das sind die mittlere postsynaptische Aktivität lokaler Neuronengruppen (Local Field Potential), die amplitudengewichtete Dichte von Aktionspotentialen lokaler Neuronengruppen (Multiple Unit Activity), die durch Bandpaßfilterung, Vollweggleichrichtung und anschließender Tiefpaßfilterung aus dem Breitbandsignal gewonnen werden, und die in TTL-Signale gewandelten Aktionspotentialfolgen einzelner Zellen (Single Unit Activity). Dies bedeutet, daß mit einer einzigen Mikroelektrode Informationen auf unterschiedlichen räumlichen und zeitlichen Stufen über neuronale Aktivität gewonnen werden können (vgl. Abb. 1). Insbesondere können durch simultane Ableitungen von mehreren Neuronen bzw. Neuronengruppen wichtige Hinweise über neuronale Kodierungs- und Informationsverarbeitungsmechanismen erzielt werden. So wurde z.B. von Eckhorn et al. (1988, 1993b), Eckhorn und Schanze (1991) und Frien et al. (1994) gezeigt, daß im visuellen Cortex Neuronen ihre Aktivität reizspezifisch synchronisieren. Diese Synchronisation kann sich durch phasenstarr an den visuellen Stimulus gekoppelte Signale oder durch nicht fest an den Stimulus gekoppelte rhythmische Schwingungen (Oszillationen) manifestieren (Abb. 3). Diese reizspezifischen Oszillationen, die häufige dominante spektrale Komponenten im Bereich von 40-80 Hz aufweisen, konnten in verschiedenen visuellen Arealen beider Hirnhälften gemessen werden. Die Stärke der Kopplung verschiedener Neuronengruppen zeigt eine deutliche Abhängigkeit von den applizierten Reizen. So können Neuronen bzw. Neuronengruppen bei adäquater visueller Reizung ihre Aktivität in einem sehr hohen Maß synchronisieren oder, falls die Neuronen bzw. Neuronengruppen keine gemeinsamen Aspekte des Reizes kodieren, unabhängig voneinander aktiv sein. Neben diesen linearen Korrelationen wurden durch



nichtlineare Signalanalysen quadratische Phasenkopplungen zwischen Neuronen, die in unterschiedlichen Frequenzbereichen rhythmisch aktiv sind, nachgewiesen (Abb. 4, Schanze und Eckhorn 1994a, b). Diese Befunde zeigen, daß Neuronen ihre Aktivität reizspezifisch und auf unterschiedlichen Zeitskalen aufeinander abstimmen bzw. synchronisieren können. Synchronisation im Gehirn könnte deshalb als "Zeitmarker" für die Zusammengehörigkeit von Merkmalen (Features) eines Sehobjektes dienen (z.B. Eckhorn et al. 1988).



**Abb. 3. Stimulus-induzierte oszillatorische Aktivität.** A: Lokale Feldpotentiale (LFP, 10-100 Hz). B: Mittlere Aktionspotentialdichte einer lokalen Neuronengruppe (MUA, Bandpass-Filterung (1-10 kHz), Vollweggleichrichtung, Tiefpass-Filterung (140 Hz)). C: Einzelzellaktivität (SUA). Die oberen Diagramme zeigen die Zeitverläufe und die mittleren Zeitverläufe der registrierten Signale. Die unteren Diagramme zeigen die mittleren Leistungsspektren von den Signalen, die mit Abschnitten vor (jeweils links) und während (jeweils rechts) visueller Reizung lokaler Neuronengruppen korrespondieren. Die Signale wurden im primären visuellen Cortex eines Makaken registriert. (Modifiziert nach Eckhorn et al. 1993b.)

Bei intrazellulären Ableitungen werden i.a. elektrolytgefüllte Glaspipetten, deren Impedanz einige 10 bis 100 M $\Omega$  betragen, in die Neuronen eingebracht. Mit diesen Elektroden sind dann Aktionspotentiale (Amplitude: 70 mV, Dauer 0,5-2 ms) und mittlere Membranspannungen einzelner Neuronen meßbar. Mit Glaspipetten können im Vergleich zu Metallmikroelektroden auch Gleichspannungen hinreichend genau gemessen werden.

Die bisher "feinste" Messung neuronaler Aktivität ermöglicht die Patch-Clamp Technik von Neher und Sakmann (1992). Bei diesem Verfahren werden mit elektrolytgefüllten Pipetten die Ionenströme der Neuronen auf dem Niveau von einzelnen Ionenkanälen gemessen. Dazu wird eine sehr feine Glasmikropipette, deren äußerer Spitzendurchmesser etwa 1  $\mu$ m beträgt, mit einer physiologischen Salzlösung gefüllt und mit einer Nervenzellmembran in Berührung gebracht. Die Ströme der Ionenkanäle, die sich im inneren Bereich der Elektrodenspitze befinden, können somit gemessen werden. Da der Strom der durch einen Kanal fließt im pA Bereich liegt, erfordert diese Methode i.a. sehr aufwendige Verstärker und Auswerteverfahren.

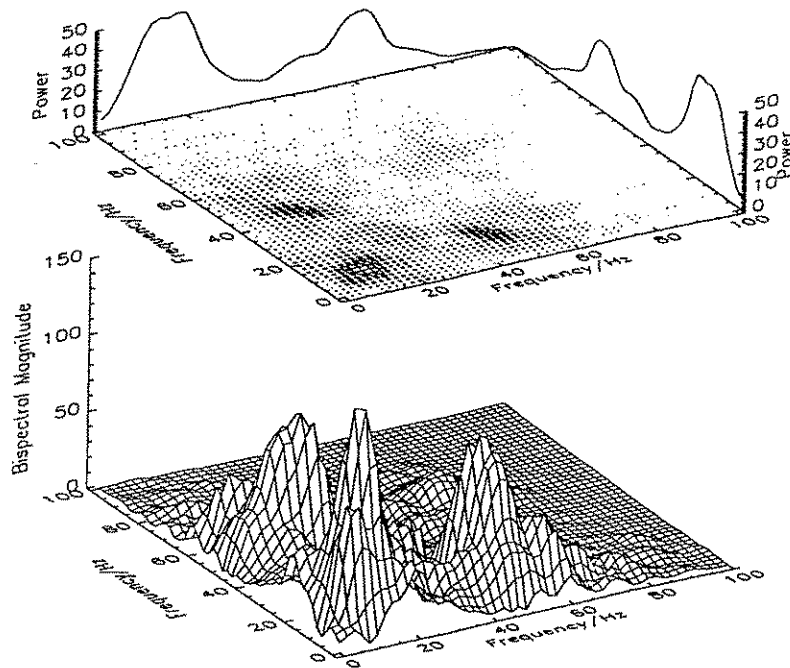


Abb. 4. Leistungsspektrum und Bispektrum eines lokalen Feldpotentials während visueller Stimulation. Die ausgeprägten Maxima des Bispektrums indizieren nichtlineare Kopplungen der simultan in verschiedenen Frequenzbereichen präsenten stimulus-induzierten Oszillationen (15 Hz, 45 Hz, 15+45 Hz). Das lokale Feldpotential wurde im primären visuellen Cortex eines Makaken abgeleitet. (Modifiziert nach Schanze und Eckhorn 1994b.)

Schließlich soll noch erwähnt werden, daß bei der Erforschung des Gehirns noch weitere Meßmethoden mit unterschiedlichen räumlichen und zeitlichen Auflösungsvermögen eingesetzt werden (vgl. Abb. 1). Allen Methoden ist gemeinsam, daß sie bisher nur Einblicke in Teilaspekte des Nervensystems ermöglichen. Für ein besseres Verständnis der komplexen neuronalen Mechanismen stellt die Integration, Verbesserung und Erweiterung dieser Methoden eine Herausforderung für die Zukunft dar.

#### Literatur

- Belliveau, J.W. et al. (1991), *Science* 254, 716-719.  
 Bloch, F. (1946), *Phys. Rev.* 70, 460-474.  
 Cohen, M.S., S.Y. Bookheimer (1994), *Trends in Neuroscience* 17(7), 267-277.  
 Creutzfeld, O.D. (1983), *Cortex Cerebri*, Springer-Verlag.  
 Eckhorn, R., R. Bauer et al. (1988), *Biol. Cybernetics* 60, 212-130.  
 Eckhorn, R. und T. Schanze (1991), In: Babloyantz, A. (ed.), *Self-Organization, Emerging Properties and Learning*, Plenum Press, 63-80.  
 Eckhorn, R., U. Thomas (1993a), *J. Neurosci. Meth.* 49, 175-179.  
 Eckhorn, R., A. Frien, R. Bauer, T. Woelbern, H. Kehr (1993b), *NeuroReport* 4, 243-246.  
 Frien, A., R. Eckhorn, R. Bauer, T. Woelbern, H. Kehr (1994), *NeuroReport* (in press).  
 Hahn, E. (1950), *Phys. Rev.* 80, 580-594.  
 Hari, R., S.L. Joutsiniemi, J. Sarvas (1988), *Electroenceph. Clin. Neurophysiol.*, 71, 64-72.  
 Meyer-Waarden, K. (1975), *Einführung in die biologische und medizinische Meßtechnik*, UTB Schattauer.  
 Neher, E., B. Sakmann (1992), *Sci. Am.* 3, 28-35.  
 Reitböck, H.J. (1983a), *J. Neurosci. Meth.* 8, 249-262.  
 Reitböck, H.J.P. (1983b), *IEEE Trans. Systems, Man, and Cybernetics SMC-13(5)*, 676-683.  
 Schanze, T. R. Eckhorn (1994a), *European J. Neurosci. Suppl. No. 7*, 11.  
 Schanze, T. R. Eckhorn (1994b), in preparation.

# Kurzzeit Laserspektroskopie für die Elektronik und Photonik

Prof. Dr. E. Göbel, Halbleiterphysik  
Fachbereich Physik, Universität Marburg

Was ist Kurzzeit (heutzutage)

Erzeugung und Nachweis ultrakurzer Laserimpulse

Mode-Locking von Halbleitern

Ultraschnelles Sampling

*Was sind eigentlich 10 Femtosekunden?*

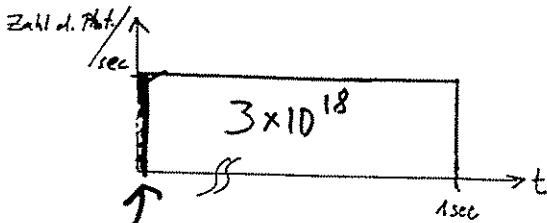
Zeit in Sekunden	Wegstrecke des Lichts
1s	300 000 km
0,001 - 1 ms	300 km
0,000 000 001 - 1 ns	30 cm
0,000 000 000 001 - 1 ps	0,3 mm
0,000 000 000 000 01 - 10 fs	0,0003 cm - 3µm

# Wie macht man 10 Femtosekunden?

Schalter ein -  
Schalter aus !!!

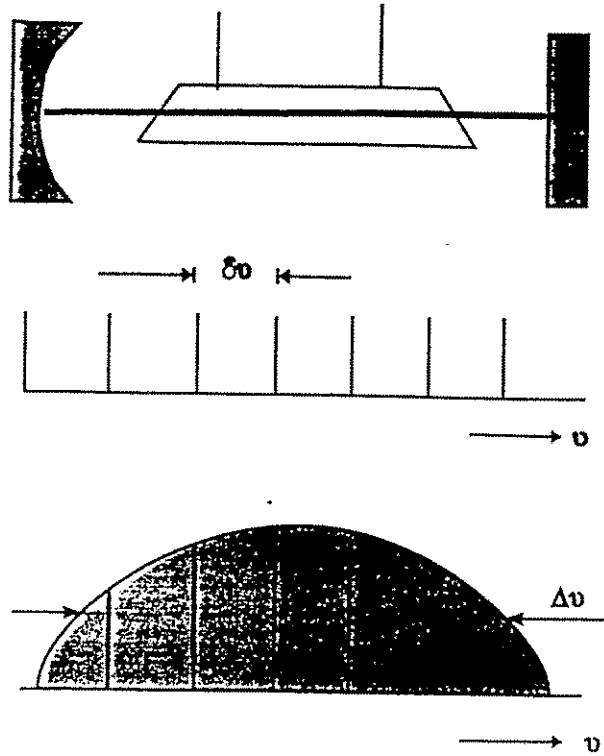
Selbst wenn es ginge,  
ginge es nicht.

1 Watt bei 600nm  $\approx 3 \times 10^{18}$  Photonen/sec



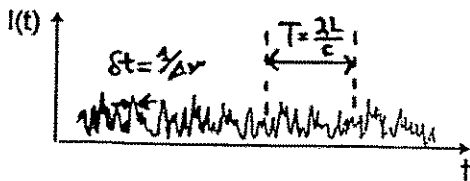
10fs:  $10^4$  Photonen  
(verdammt wenig)

## Longitudinale Lasermoden

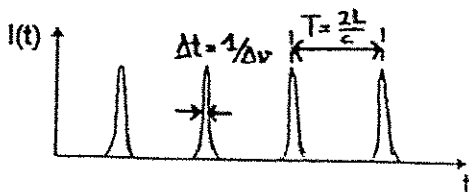


$$E(z,t) = \sum_n A_n \exp(i\omega_n(t - z/c) + i\phi_n)$$

a) statistische Phasen

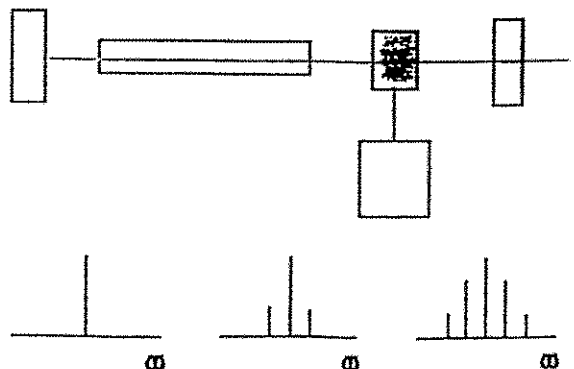


b) konstante Phasen (Mode-Locking)

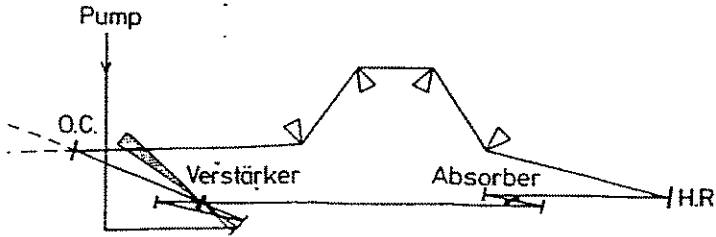


## Aktives Modelocking

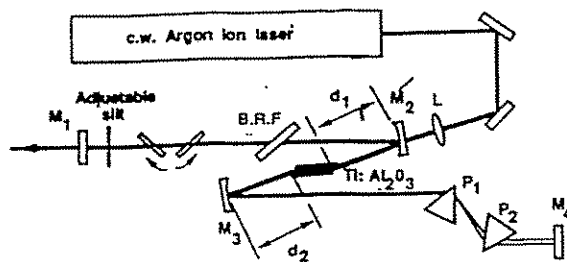
Verlust- oder Gainmodulation  
mit der Umlauffrequenz des  
Resonators



### Colliding Pulse Mode Locked (CPM) Farbstofflaser

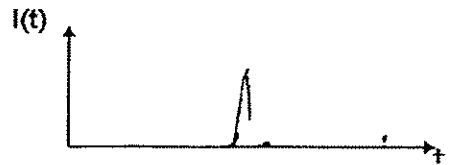
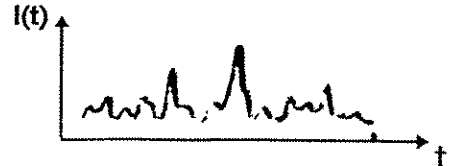


### Kerr Lens Mode Locked Ti: Saphir Laser

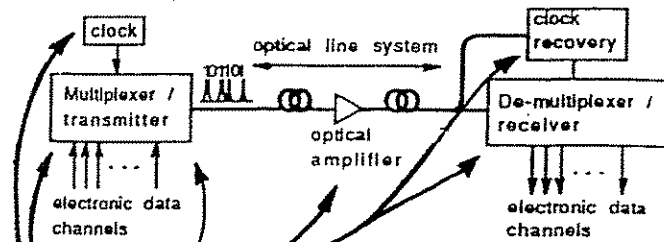
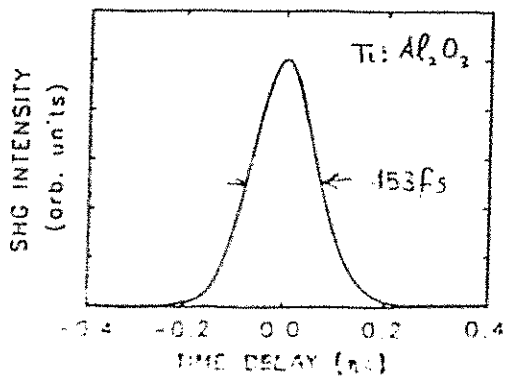
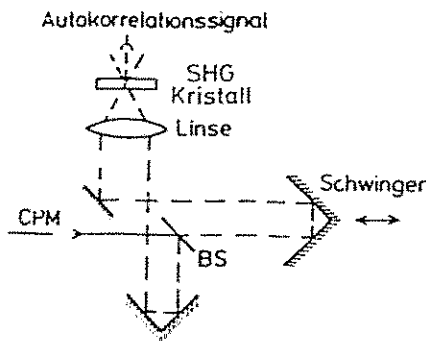


### Passives Modelocking

☞ sättigbarer intracavity Verlustmodulator (z.B. sättigbarer Absorber)



### Messung von Femtosekunden-Laserimpulsen (Autokorrelation)

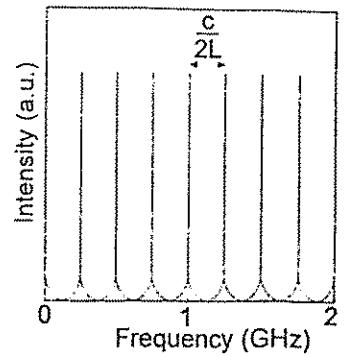
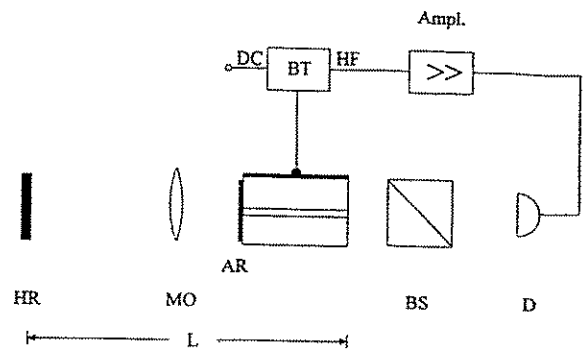
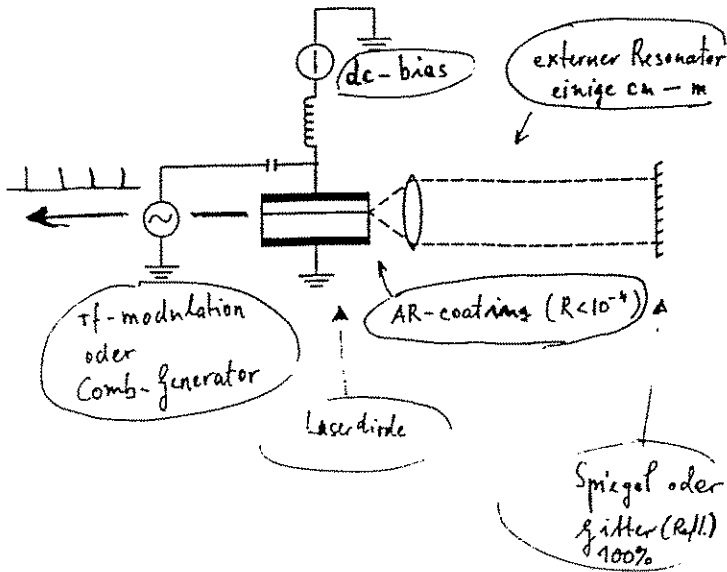


modengekoppelte Halbleiterlaser:

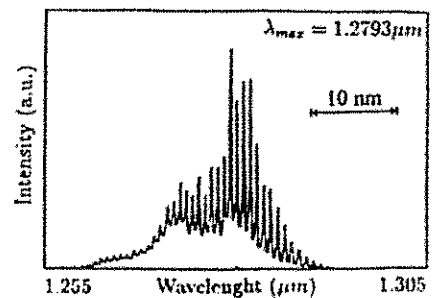
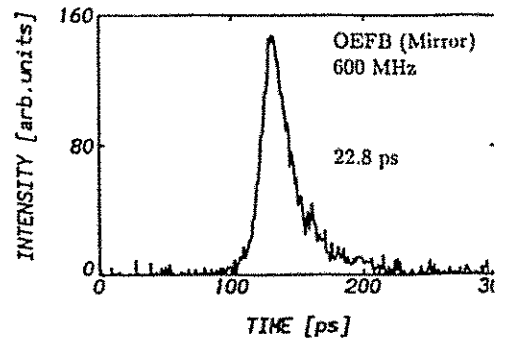
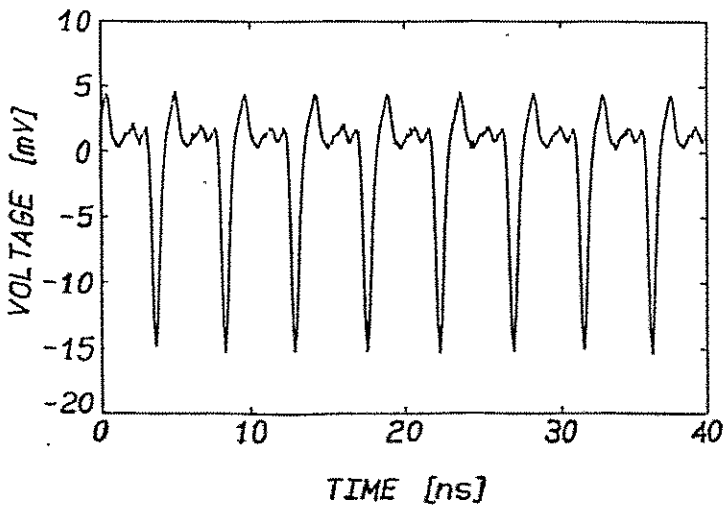
optische Modulatoren (z.B. SEEDs)

Halbleiterlaser-Verstärker

# Principle



vollständige Integration möglich.

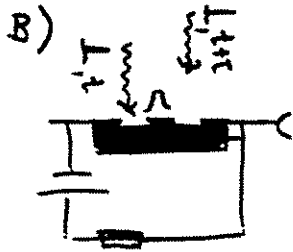


# Optoelektronische Schalter

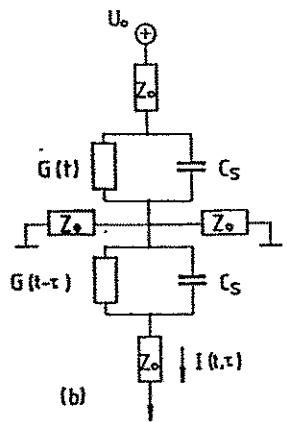
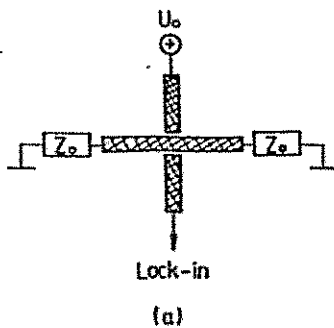
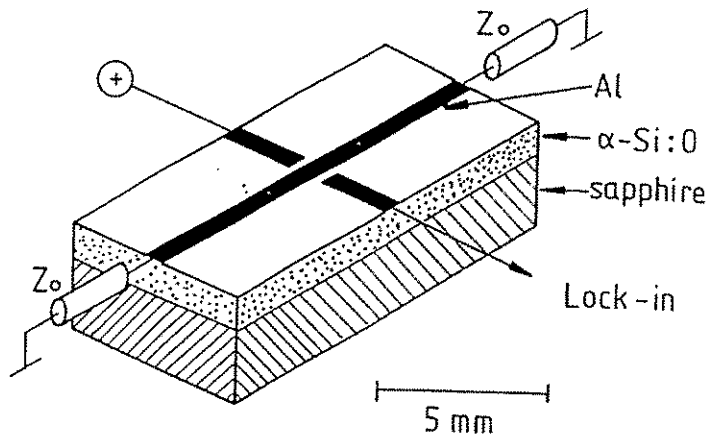
Analogie: Funktionszelle



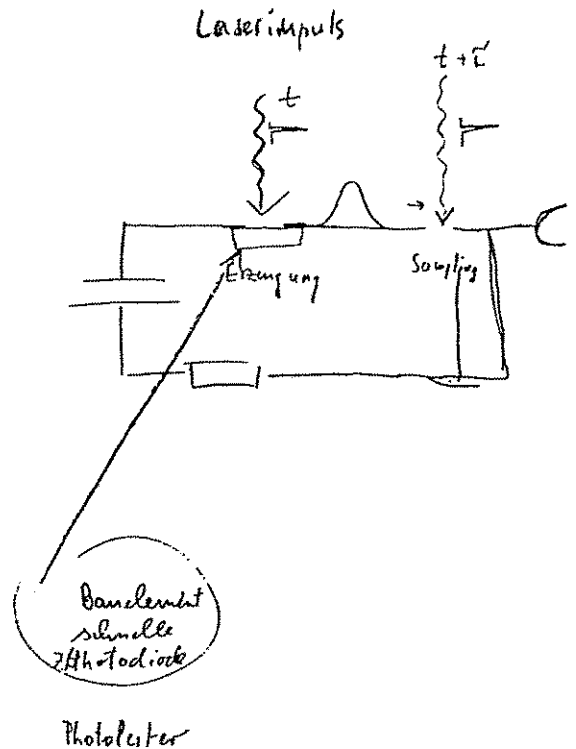
Erzeugung kurzer elektr. Imp.



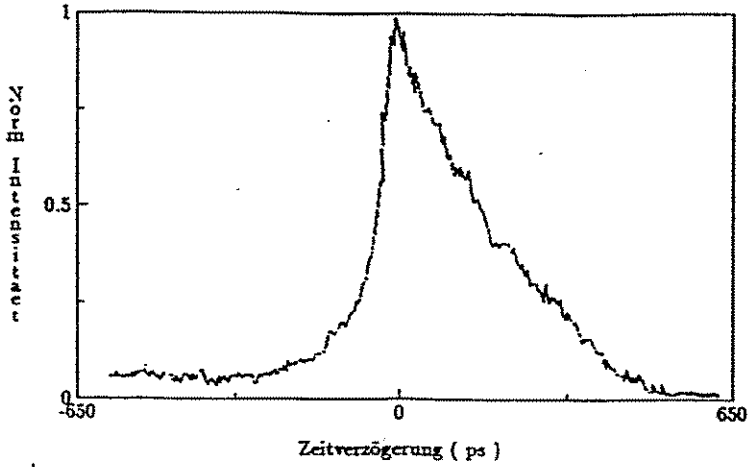
Erzeugung + Nachweis (Sampling)



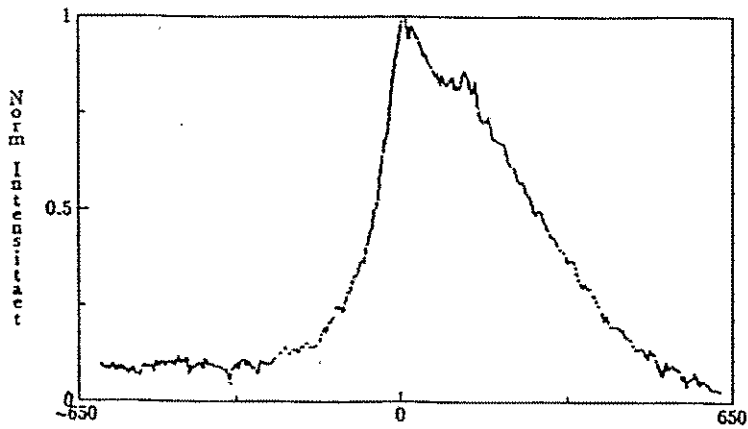
Streifenleiterstruktur in Aufsicht (a) und Ersatzschaltbild (b) zur Berechnung des Ausgangsstromes  $I(t, \tau)$



# Zeitaufgelöste Photostrommessungen



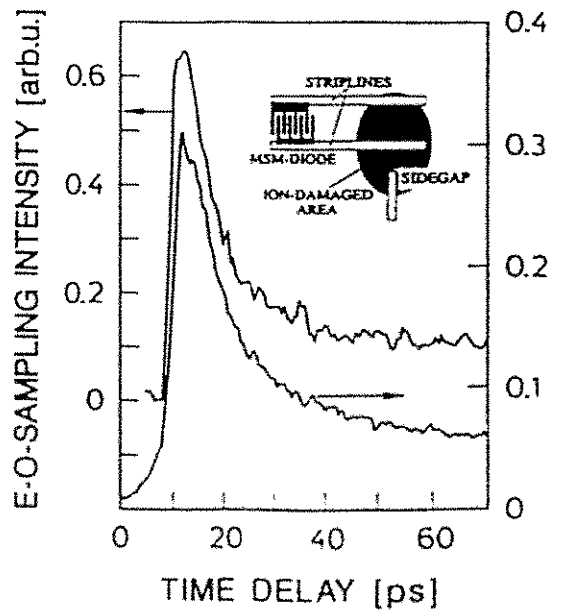
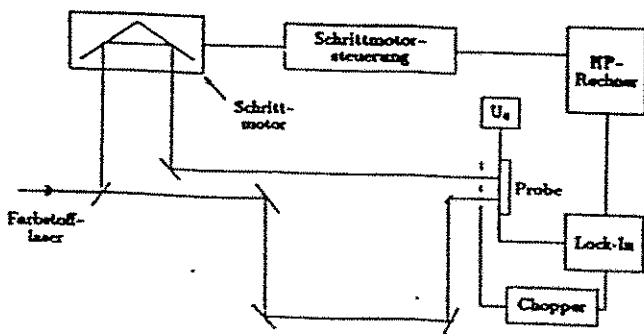
a)



b)

Photostromkorrelation an  $a\text{-Si}_{1-x}\text{C}_x\text{:H}$  für  $x = 0,23$  bei verschiedenen Kontaktabständen zum Sampling-Gap  
 (a) 1 mm Abstand  
 (b) 20 mm Abstand

## Korrelationsmeßaufbau





# DSP-Entwicklungs- und Emulationswerkzeuge für die Signalprozessoren TMS320C30/31 von Mentor Graphics und Texas Instruments

H. Becker, Hahn-Meitner-Institut Berlin GmbH, Abt. DH

## Einleitung

Der Einsatz moderner Entwicklungs- und Emulationswerkzeuge für Digitale Signal-Prozessoren (DSP) ist heute unverzichtbar, um Implementierungen komplexer DSP-Designs in angemessener Zeit durchzuführen. DSP-Anwendungen und das Angebot von DSP-Werkzeugen auf PCs oder Workstations sind in den letzten Jahren ständig gestiegen und zwingen den Anwender, sich möglichst auf wenige DSP-Typen festzulegen und entsprechende Entwicklungswerkzeuge auszuwählen. Der Beitrag orientiert sich nicht an einem konkreten DSP-Entwicklungsprojekt, sondern gibt einen Überblick darüber, welche Entwicklungswerkzeuge für die Signal-Prozessoren TMS320C30/31 von der Abt. DH im HMI ausgewählt wurden. Hierbei ergab sich die Forderung, die Tools nach Möglichkeit in das vorhandene CAE/CAD-System von Mentor Graphics zu integrieren. Der Beitrag behandelt folgende Themen:

- DSP-Einsatzgebiete im HMI
- Kriterien zur Auswahl des TMS320C30/31
- Entwickeln von Algorithmen mit DSP-Werkzeugen
- Hochsprachenvergleich und Anwender-Output
- Schaltungsentwurf und -simulation
- Target-Design Betrachtungen
- Emulator-Entwicklungssystem

## DSP-Einsatzgebiete im HMI

Der Trend vom traditionellen Prozessor-Design, bei dem der Mikroprozessor von einem Koprozessor unterstützt wird, verlagert sich zunehmend zum DSP-Design [1]. Wesentlicher Grund ist die enorme Leistungssteigerung verfügbarer DSPs, die vormals von Koprozessoren ausgeführte Aufgaben mitübernehmen (siehe Abb. 1), wie z.B. Festkomma- und Fließkommaarithmetik, großer Datendurchsatz, spezielle Hardware-Eigenschaften.

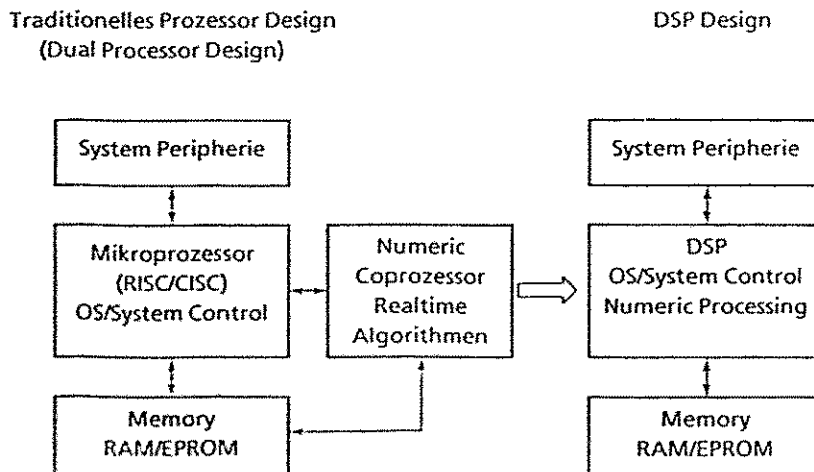


Abb. 1: Traditionelles Prozessor-Design und DSP-Design

Der Einsatz von DSPs im HMI bezieht sich im wesentlichen auf "Embedded Controll Application", also dedizierte DSP-Anwendungen, die für folgende Einsatzgebiete in Frage kommen:

- Digitale Signal-Vorverarbeitung in Realzeit (Frontend-Elektronik)
- Regel- und Steuerungsalgorithmen (Motorsteuerung)
- Instrumentierungssysteme (käufliche Datenerfassungskarten)
- Meßtechnik (Lock-In-Verstärker)

### Kriterien zur Auswahl des TMS 320C30/31

Der DSP-Markt wird von Jahr zu Jahr vielfältiger. Damit wird es immer schwieriger, auf die richtige DSP-Familie zu setzen. Wer sich für eine DSP-Familie entscheidet, muß auch in Zukunft damit leben, denn ein Umstieg auf eine andere DSP-Familie scheidet meistens wegen der hohen Investitionskosten für die Entwicklungswerkzeuge aus.

Die Kriterien für die Auswahl, um nur einige zu nennen, reichen von Datenbreite, Ports für die Peripherie, Fest- oder Fließkomma-Arithmetik, Speicherbereich bis hin zur Rechengeschwindigkeit. Neben der Architektur der DSPs mußte Rücksicht auf unser CAE/CAD-System genommen werden, denn der DSP sollte als simulationsfähiges Modell in der von uns benutzten Bibliothek von Logic Modeling Corporation (LMC) vorliegen. Außer der vollen Simulierbarkeit des auszuwählenden DSP legten wir großen Wert auf die zu entwickelnden Algorithmen in 'C' oder einer ähnlichen Hochsprache, auf leichte Handhabung und gute Integrierbarkeit dieser Werkzeuge in die CAE/CAD-Umgebung.

Bei der Suche nach den geeigneten Software-Werkzeugen ist neben PC-basierenden Lösungen auch die DSP-Station von Mentor Graphics untersucht worden. In erster Linie war hier die Entwicklung von DSP-Algorithmen und die verfügbare DSP-Bibliothek von Interesse. Die DSP-Bibliothek umfaßte die Typen: DSP56001/2 von Motorola und TMS320C30/31 von TI mit den jeweiligen C-Code-Generatoren und der Assembler-Code-Generierung. Die Auswahl konzentrierte sich zunächst auf die DSPs von Motorola (DSP56002, DSP96002), da in unserem Bereich seit Jahren die Prozessoren MC68000, 10, 20, 30 eingesetzt werden. Die Entscheidung fiel jedoch letztlich zugunsten des TMS320C30 [2], da einerseits das "Full Functional Simulation Model" in der LMC-Bibliothek existiert, und andererseits der C30/31 weit verbreitet ist und eine große Zahl von Applikationsberichten, Softwareunterstützung und Dokumentationsmaterial verfügbar ist.

### DSP-Algorithmen, Hochsprachenvergleich und Assembler-Code-Generierung

Der DSP-Entwickler will bei einem Top Down Design ausgehend von der Spezifikation nicht auf die graphische Eingabe verzichten. Hierbei müssen sich die verfügbaren graphischen Symbole auf Funktionen beziehen, die in der benutzten Hochsprache definiert sind.

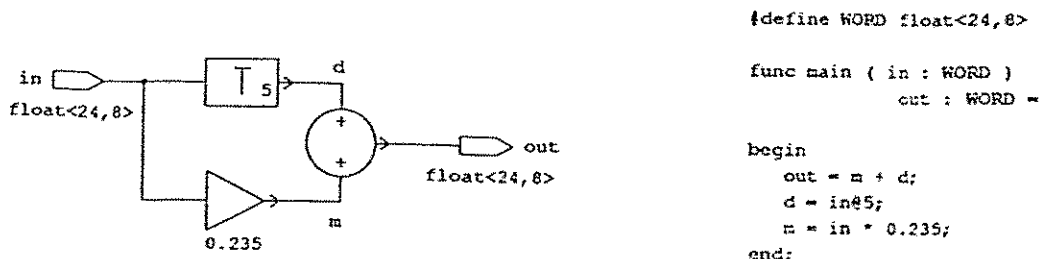


Abb. 2: Signal-Fluß-Graph mit Data-Flow-Language-Programm

Die DSP-Station verfügt u.a. über eine Funktionsbibliothek und eine große Anzahl von Operatoren, mit der die unterschiedlichsten Algorithmen formuliert werden können. Sie enthält weiterhin für DSP-Anwendungen eine Filtersynthese und Optimierungspakete sowie Simulatoren im Frequenz- und Zeitbereich

Bei der graphischen Beschreibung der Spezifikation wird in der DSP-Station ein Signal-Fluß-Graph (SFG) verwendet (siehe Abb. 2). Der SFG ist eine graphische Representation des Signalflusses und Bestandteil der Design-Datenbasis der DSP-Station.

Jede verwendete Funktion wird vom System in der Hochsprache DFL (Data Flow Language) formuliert. DFL ist die kommerzielle Implementierung der Hochsprache "Silage", die speziell für DSP Anwendungen an der Universität Berkley entwickelt wurde und eine Datenflußsemantik verwendet. Mit DFL können grundlegende Abläufe wie Delays, Frequenzen oder Datentypen zur Darstellung von Operanden wie z.B. Signalen bestimmt werden. Neben DFL-Code kann auch C-Code generiert werden. Der Vergleich von generiertem DFL-Code mit C-Code bei einem FIR-Filter Design und einem PID-Regelkreis ergab, daß der DFL-Code wesentlich kürzer und leichter verständlich ist. Der erzeugte Assembler-Code ist optimiert und zeigte die typischen Signalprozessoroperationen, Multiplikationen und Additionen in einem Arbeitszyklus, sowie parallele Adressberechnungen.

### Schaltungsentwurf, Simulation und Target Design Betrachtungen

Da die DSP-Station in die bereits bekannte Entwicklungs- und Simulationsumgebung (Idea- und VHDL-Station) integriert ist, kann ein DSP-Schaltungsentwurf mit dem "Design Architect" entworfen und anschließend mit dem digitalen Simulatr "QUICKSIM II" simuliert werden. Beim "Full Functional Behavioral Model" des TMS320C30 von LMC wird der compilierte und assemblierte DSP-Algorithmus in den internen Speicher des DSP-Modells oder in das RAM-Modell des extern angeschlossenen Speichers geladen und dann simuliert [3]. Nach erfolgreicher Simulation wird der übersetzte DSP-Algorithmus auf die Emulator-Station (PC 486) übertragen und von dort ins physikalische RAM der DSP-Applikation geladen (siehe Abb. 3).

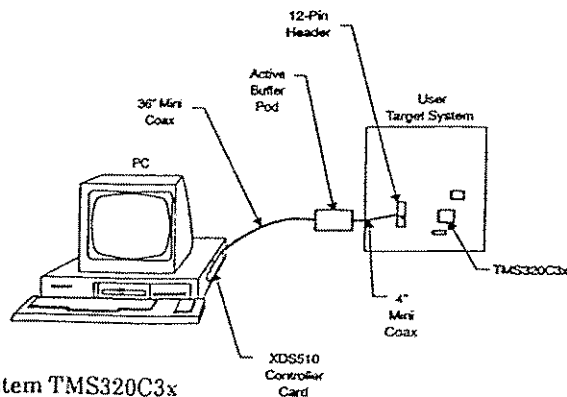


Abb. 3: Extended Development System TMS320C3x

### Emulator Entwicklungssystem

Das Ausloten der entwickelten DSP-Algorithmen in Zusammenhang mit der entwickelten Hardware findet mit dem Entwicklungssystem XDS510 auf dem PC statt, um die Workstation (SUN SparcStation2) für weitere Entwicklungen freizuhalten. Das XDS (eXtended Development System) [3] ist ein speziell für das TMS320C3x entwickeltes PC-Board-System. Es gestattet dem Entwickler das Testen von Software unter Echtzeitbedingungen. Für diesen Zweck besitzt der DSP einen seriellen Port mit Scanpath- oder Emulator-Interface (siehe Abb.3). Hierbei handelt es sich um eine JTAG-ähnliche Schnittstelle, um den DSP direkt in seiner Hardwareumgebung emulieren zu können. Folgende Hardware- und Softwarekomponenten sind gekauft worden:

- XDS510, HLL-Debugger, Kabel für PC 386/486 - TMDS 34260130-TI
- C-Compiler, Assembler, Linker für PC 386/486 - TMDS 3243855-02TI
- XDS510WS Assembler, Linker für SUN4/75GX SunOS 4.1.3 (Solaris 1.1) TMDS 3243555-08TI

### Literaturhinweise

- [1] DSPs in der Praxis, I. Wiesböck Design & Elektronik 16/17 Juni 1992, München
- [2] TMS320C3x User's Guide 1992, P. Nr. 2558539-9761 rev. F
- [3] TMS320C3x Microprocessor Development Systems 1991, P.Nr. 2547275-9721 rev. F

## The MP family of Multi-Parametric Analysis Programs

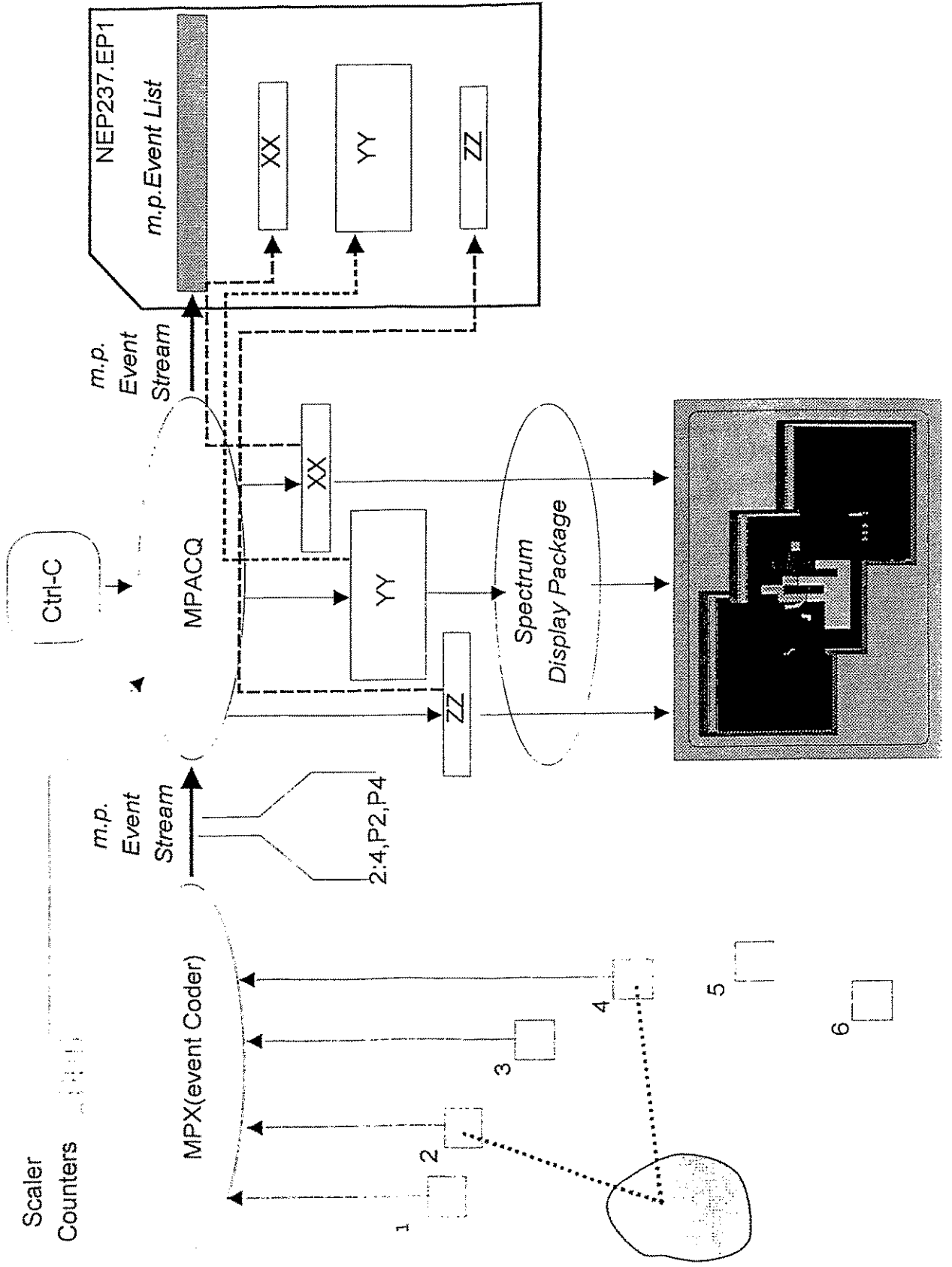
*by C.Bastian, IRMM-JRC*

*Retieseweg B2440 Geel, Belgien*

*bastian@irmm.jrc.be*

The measurement of neutron-induced nuclear reactions involves the generation of a list of multi-parametric events representing the coincident output of a battery of detectors, the processing of the event parameters and the determination of their distributions in the form of counting histograms. MPACQ, MPSORT and a few other programs have been recently developed to provide a high degree of flexibility in the on- and off-line analysis of multi-parametric measurements. MPACQ analyses the event list output of the experimental setup and generates real-time counting histograms in memory. At completion it produces one result file which may be used as input for further off-line analys(e)s with MPSORT. Event list analysis with MPACQ or MPSORT is performed by "event processors", each of them processing a certain type of event and producing several histograms and/or events of a new type. A library of usual event processors is available as a set of small C-functions. Any complex analysis task involving several event processors may be described in a symbolic notation as a source file (.EPL), to be compiled with MPMAKE to an Executive file (.EPX) used to direct the execution of MPACQ or MPSORT. Input and output files of MPACQ and MPSORT, including their Executives are all in the same flexible format combining event list, histogram and program data. Any of these files may be inspected with the utility MPSCAN. All programs in the MP package have been tested and implemented as commands of the VMS and UNIX operating systems.

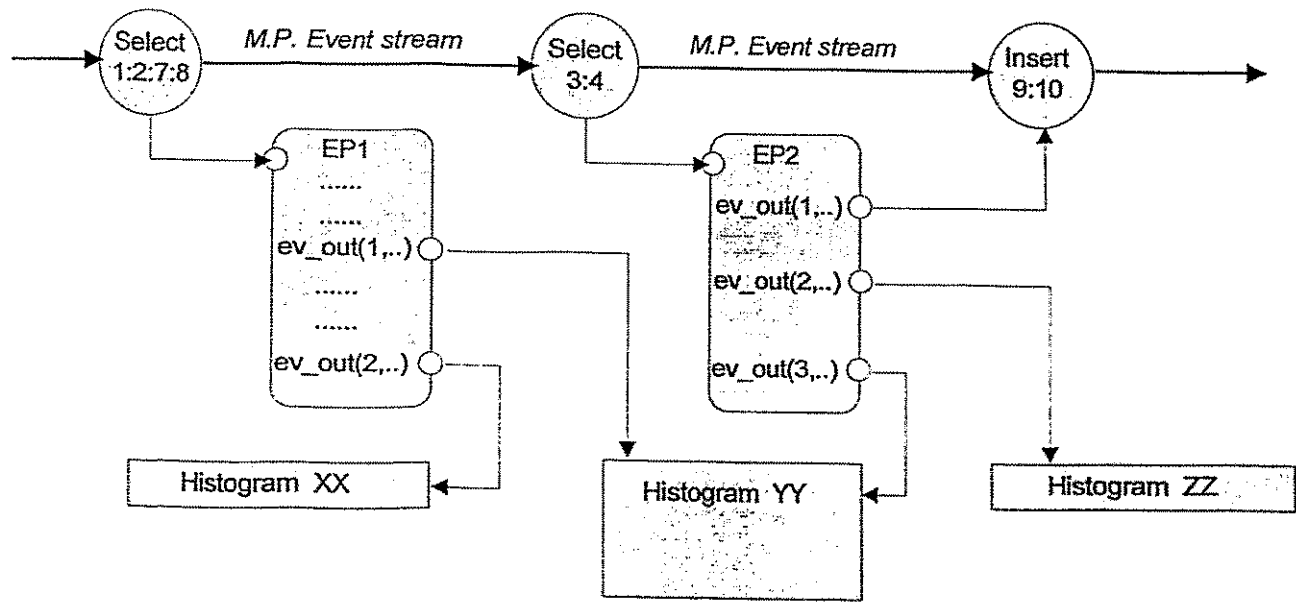
*SEI Herbstsitzung, Marburg 26-29 Sept 1994*



```

/* ..... Define Histograms
*/
mp_histo_init (1, "XX", 0, 0, 4096, 1, &lh1...);
mp_histo_init (1, "YY", 0, 0, 8192, 1, &lh2...);
mp_histo_init (1, "ZZ", 0, 0, 64, 64, &lh3...);
/*
* .....Start outer Acquisition loop
*/
for (k = 0; <condition ..>; ++k) {
  if (CTRL_C_SET){
    .....
  }
  get_next_buffer(...);
  /*
  * ... Start inner Acquisition loop
  */
  for ( j = 0; j < nb_events_per_buffer; ++j){
    get_next_event (...);
    if ( event_type == TYPE_I){
      ....
      increment_histo (lh1);
      ....
      increment_histo (lh3);
      ....
    }
    else if ( event_type == TYPE_II){
      ....
      increment_histo (lh2);
      ....
      increment_histo (lh3);
      ....
    }
  }
}
/* ..... end inner loop */
/* ..... end outer loop */

```



EPL Source:

```

DEF_H  XX,ZZ  /CHAN=4096
DEF_H  YY  /CHAN=512  /ROWS=16
1:2:7:8  [EP1]  YY  XX
3:4      [EP2]  9:10  ZZ  YY

```

```
$ edit MYTASK.EPL
```

```
!..... (Use any ASCII text editor to create/edit the Source file)
```

```
!
```

```
$ mpmake MYTASK
```

```
!..... Syntax check of MYTASK.EPL, creates Executive file MYTASK.EPX
```

```
!
```

```
$ mpacq MYTASK /TO=SEP9415
```

```
!..... Starts acquisition using MYTASK.EPX, Stops on Preset, or Ctrl_C + A(bort)
```

```
!..... then completes file SEP9415.BIN containing:
```

```
!..... event list output + histogram data + scaler values
```

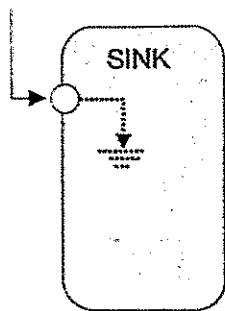
```
!..... + source text + executive data + error log
```

```
DEF_H BIDIM /CHAN=64 /ROWS=64
```

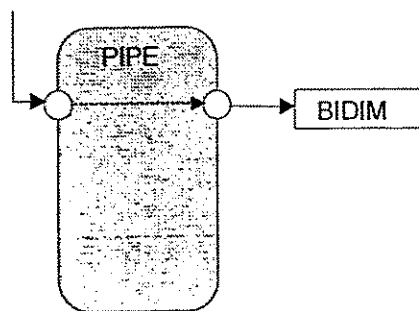
```
DEF_H COARSE /CHAN=512,16
```

```
DEF_H MEDIUM /CHAN=2k,4
```

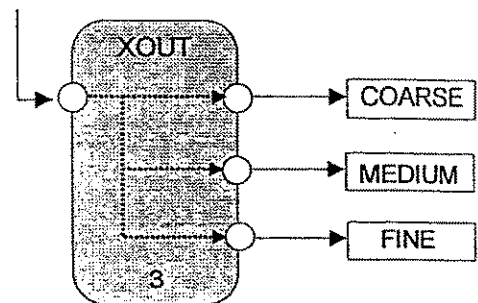
```
DEF_H FINE /CHAN=8k
```



```
7 [ SINK ]
or 7 [ ]
```



```
3:4 [ PIPE ] BIDIM
or 3:4 [ ] BIDIM
```



```
8 [ XOUT 3 ] COARSE MEDIUM FINE
or 8 [ ] COARSE MEDIUM FINE
```

### Elementary Event Processors

```
!..... Neutron Capture in Ag
!..... BCO 15/09/94
! Define Histograms
DEF_H BICAPT /CHAN=16K /ROWS=32,16
DEF_H FLUX /CHAN=16K
!
! Define Exp. Constants
DEF_C ZLCW /VAL=4K,1:2K,2:2K,4:2K,8:2K,16
DEF_C FLPATH /VAL=60283
!
!Event Processing Scheme
1:2* [ ACCO ZLCW ] 1:* 2:*
1:3> [ ] BICAPT
2 [ ] FLUX
```





```
$ mptest
! Check Acquisition Hardware
$ mptest /TO=RAWLIST
! Save unprocessed event list
$ mpmake MYTASK
! Compile (make executive) of MYTASK
$ mpacq MYTASK
! Check operation of MYTASK, do not save results
$ mpacq MYTASK /TO=SEP9415
! Execute MYTASK, save results in file SEP9415.BIN
```

```
$ mpSCAN MYTASK.EPX
! Inspect source and executive code
$ mpSCAN SEP9415.BIN
! Inspect recorded event list, histograms, Constants, Scalers, etc...
$ mpmake FINAL
! Compile (make executive) of FINAL.EPL
$ mpSORT FINAL /FROM = SEP9415 /TO = AG_FINAL
! Analyse SEP94125 with FINAL, save results in file AG_FINAL.BIN
```

## Datenerfassungssysteme für Experimente an COSY

M. Drochner, W. Erven, J. Hagedorn, J. Holzer, G. Kemmerling,  
H. Kopp, H.W. Loevenich, P. Wüstner, K. Zwill  
Forschungszentrum Jülich, Zentrallabor für Elektronik

N. Brummond, M. Karnadi, R. Nellen, K.H. Watzlawik, M. Wolke  
Forschungszentrum Jülich, Institut für Kernphysik

S. Dienel, K.-H. Leege, W. Oehme  
Forschungszentrum Rossendorf

Am Forschungszentrum Jülich ist der Protonenspeicherung COSY (COoler SYnchrotron) gebaut worden, der im Endzustand Protonen mit Energien im Bereich von 40 bis 2500 MeV liefern wird. Mit Elektronenkühlung und stochastischer Kühlung wird man einen hinsichtlich des Impulses sehr präzisen Strahl mit geringer räumlicher Ausdehnung erzeugen, der an internen und externen Experimentplätzen genutzt werden kann. Für diese Experimente wurde am Zentrallabor für Elektronik ein flexibles und modulares Datenaufnahmesystem entwickelt, das im folgenden beschrieben wird [1].

Abbildung 1 gibt einen Überblick über die Hardware-Architektur des Datenaufnahmesystems. Ein

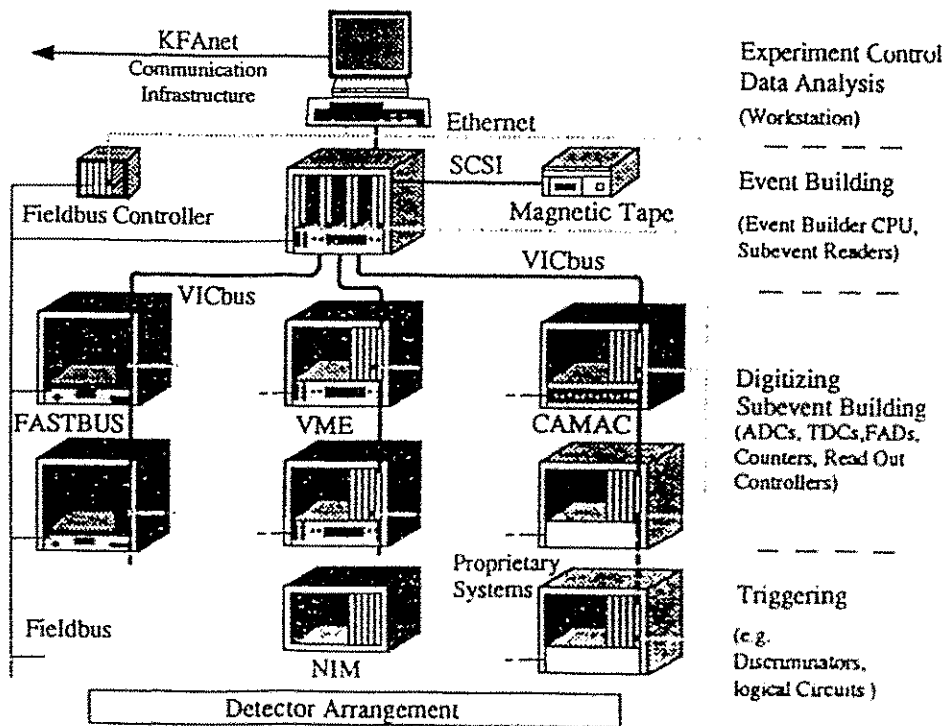


Abbildung 1: Überblick über die Architektur des Datenaufnahmesystems

Experiment besteht aus mehreren Detektoren und hat typischerweise 1000 bis 2000 Auslese-Kanäle. Die Digitalisierung der Detektorsignale kann in VME-, Fastbus- oder CAMAC-Modulen erfolgen, wobei die zugehörigen Crates sowohl mit intelligenten wie auch mit transparenten Controllern ausgerüstet werden können. Die Vereinigung der zusammengehörigen Detektorsignale zu einem Event-Datenblock geschieht auf VME-Boards, die mit den Frontend-Crates über VICbus [2] verbunden

sind. Es gibt dabei sowohl Subevent-Reader, die einzelne VICbus-Stränge auslesen, wie auch einen zentralen Eventbuilder, der für die Aufzeichnung der Events auf Tape verantwortlich ist. Notwendige Hardware-Erweiterungen für die Benutzung des VICbus wurden in Zusammenarbeit mit der Industrie entwickelt [3]. Die Kontrolle und Steuerung des Datenaufnahmesystems erfolgt auf einer Workstation, die über Ethernet mit den Crates kommunizieren kann. Darüberhinaus kann man, unabhängig von der Datenaufnahme, für die Überwachung der Crate-Netzteile einen Feldbus, den PROFIBUS [4], einsetzen.

Die Entwicklung der Software für das Datenaufnahmesystem erfolgte, wegen der in vielen Aspekten vergleichbaren Aufgabenstellung, in Anlehnung an Software-Standards für verteilte Automatisierungssysteme in der Industrie. Das dort vorhandene Manufacturing Automation Protocol [5] (MAP) bzw. dessen wichtigster Bestandteil die Manufacturing Message Specification [6] (MMS) definieren eine Kommando-Sprache für die Steuerung und Parametrierung von verteilten Rechnersystemen. Sie sind jedoch sehr mächtig und nicht an die speziellen Bedürfnisse physikalischer Experimente angepaßt. Daher hat man für die Datenaufnahmesysteme an COSY lediglich die Philosophie dieser Standards übernommen und darauf aufbauend ein eigenes Protokoll entwickelt, das Experiment Message Specification [7] (EMS) genannt wurde.

Die wesentlichen Teile, die von MAP bzw. MMS übernommen wurden, sind die objektorientierte Struktur und das Client/Server-Modell. Die realen Geräte in den Frontend-Crates und deren spezifischen Eigenschaften werden auf einen Satz von abstrakten Objekten abgebildet, wobei jeder Objekttyp eine Anzahl von Diensten besitzt, mit denen man das Objekt manipulieren kann. Dem Benutzer wird so eine hardware-unabhängige und einheitliche Schnittstelle zur Bedienung gegeben. Das zentrale Objekt ist ein sogenanntes Virtual Experiment Device (VED), das ein Frontend-Crate, einen Subevent-Reader oder einen Eventbuilder repräsentiert. Es agiert als Server für Client-Programme auf der Workstation und verwaltet die Kommunikation und den Status des Subsystems. Darüberhinaus gibt es, wie in Abbildung 2 dargestellt, eine Reihe von Unterobjekten, die den Zweck haben, die Funktionalität der Hardware weiter zu gliedern.

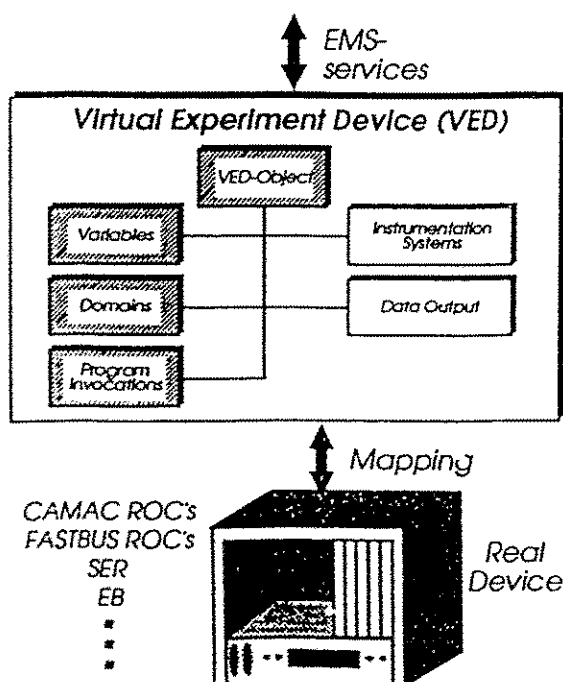


Abbildung 2 Abbildung eines Frontend-Crates auf ein VED-Objekt

Domains sind Konfigurations- und Statusdaten wie z.B. die Modulliste eines Crates oder die Triggerbedingung, die die Datenaufnahme startet. Eine ProgramInvocation ist ein Prozeß zur Datenauslese oder zur Behandlung von Ausnahmesituationen (z.B. LAM's auf CAMAC). Ein InstrumentationSystem ist eine logisch zusammenhängende Menge von Modulen, die bei der Auslese einen eigenen Datenblock erzeugt. Dataouts sind Objekte, auf denen eine Datenausgabe erfolgen kann, wie z.B. Tapes, Sockets, Module oder Files. Variable sind Datenworte oder -felder, die gelesen oder beschrieben werden können.

Implementiert wurden diese Server auf dem Realtime-Betriebssystem OS-9 in der Programmiersprache "C" bzw. bei zeitkritischen Elementen in Maschinensprache. Sie wurden bisher getestet auf 680x0-Prozessoren der Firmen Eltec und CES. Als Workstation werden Mips- oder Alpha-Workstations der Firma DEC verwendet. Es existieren darauf sowohl Clients, die im Kommandozeilen-Modus arbeiten, wie auch solche, die die Bedienung des Datenaufnahmesystems über eine grafische Benutzeroberfläche ermöglichen. Die Kommunikation zwischen Clients und Servern erfolgt durch einen speziellen Kommunikationsprozeß auf der Workstation, der auf dem TCP/IP-Protokoll basiert. Zusätzlich gibt es eine Bibliothek von C-Funktionen, um eigene Client-Programme zu schreiben.

Die maximale Datenrate, die mit dem Datenaufnahmesystem verarbeitet werden kann, ist zur Zeit durch das benutzte Speichermedium (EXABYTE 8500) begrenzt und beträgt ca. 500 kByte/sec. Eine Verbesserung durch Verwendung anderer Speichermedien ist gegenwärtig in Planung.

#### Literatur:

- [ 1 ] K. Zvoll, W. Erven, M. Drochner, J. Holzer, H. Kopp, H.W. Loevenich, P. Wüstner, S. Dienel, K.-H. Leege, W. Oehme, K.-H. Watzlawik, N. Brummond, M. Karnadi, R. Nellen, J. Stock, "Flexible Data Acquisition Systems for Experiments at COSY". Conference Proceedings of the "8. Conference on Real-Time Computer Applications in Nuclear, Particle and Plasma Physics", RT93, Vancouver, 8.-11. Juni 1993
- [ 2 ] "ISO/IEC 26.11458 VICbus". International Organization for Standardization, 1993
- [ 3 ] W. Erven, J. Holzer, H. Kopp, H.W. Loevenich, W. Meiling, K. Zvoll, J. Bovier, G. Re, "Intelligent CAMAC Controller with CC-A2 Functionality and VICbus Interface", IEEE Trans. Nucl. Sci., Vol. 39, No. 4(1992), pp. 853-857  
 J. Holzer, F.-J. Kayser, H. Stoff, K. Zvoll, G. Re, "TURBOchannel-VICbus-Interface", Open Bus Systems '92, 13-15 October 1992, Zürich, Proceedings pp. 409-412  
 J. Holzer, W. Erven, M. Drochner, K. Zvoll, "VICbus-VSB-Interface", Internal Report IB-KFA-ZEL 500592, 1992
- [ 4 ] PROFIBUS Nutzerorganisation e. V. "PROFIBUS Standard DIN 19245", part 1 und part 2 in Englisch, W-5305 Alfter, Pelzstraße 5
- [ 5 ] "Manufacturing Automation Protocol - Version 3.0", General Motors 1988
- [ 6 ] "ISO9506 - Manufacturing Message Specification", International Organization for Standardization, 1990
- [ 7 ] K. Zvoll, M. Drochner, W. Erven, J. Holzer, H. Kopp, P. Wüstner, "Objektorientierte Modellierung des ON-Line-Datenerfassungssystems für COSY-Experimente", Internal Report IB-KFA-ZEL 501392, 1992

# Selektive Blenden in der digitalen Bildverarbeitung

Gerd Nowack

Lehrstuhl f. Datenverarbeitung, Ruhr-Universität, 44801 Bochum

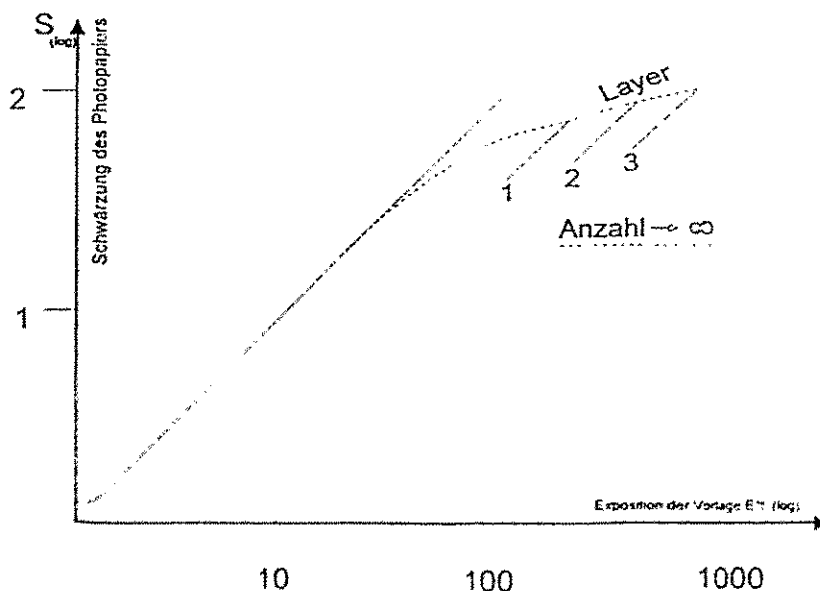
Der Vortrag ist Herrn B.-A. Brandt gewidmet,  
der guten Seele der SGNE und SEI.

## Problemstellung:

In der Natur kommen sehr große Kontrastunterschiede vor. Das Verhältnis der Helligkeiten von Licht- und Schattenpartien kann bis zu 5 Zehnerpotenzen betragen. Filmmaterialien, sowie teure CCD-Chips können noch ein Verhältnis von 3 Zehnerpotenzen, Photopapiere dagegen nur noch den Faktor 100 verarbeiten. Durch diese starken Nichtlinearitäten in der Schwärzungskurve photographischer Materialien (s. Bild unten) ist eine naturgetreue Wiedergabe unmöglich: die helle Partien erscheinen oft undifferenziert weiß und Schattenbereiche undifferenziert schwarz.

## Lösung:

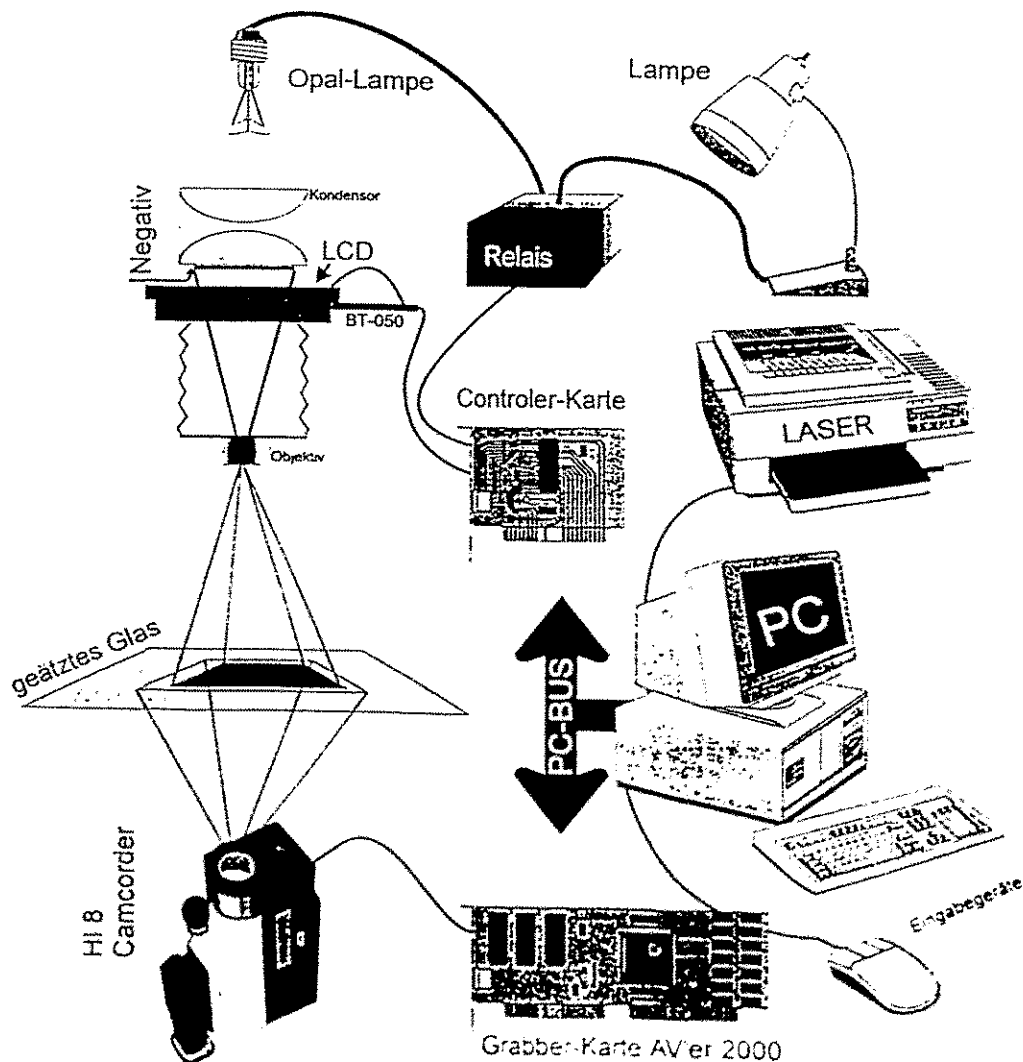
Die Belichtung des Photopapiers wird so vorgenommen, daß die hellen Partien des Bildes (=dunkle Partien des Negativs) so belichtet werden, daß eine naturgetreue Wiedergabe vorliegt. Die hellen Partien des Negativs werden dazu räumlich selektiv durch eine LCD-Blende abgedunkelt.



Diese Schattenpartien des Bildes werden entsprechend der mittleren Helligkeiten (Layer oder Schablonen) durch weitere Belichtungen so auf das Positiv kopiert, daß die maximale Schwärzung gerade erreicht wird. Die Übergänge der einzelnen Bildbereiche müssen dabei sorgfältig im Dialogbetrieb mit dem Bildauswerteprogramm gewählt werden. Die gespeicherten Belichtungsdaten garantieren eine exakte Reproduzierbarkeit.

Realisation:

Das Bild (s.u.) zeigt einen Hardware-Überblick. Das Vergrößerungsgerät ist durch Lampe, Kondensator, Negativ und Objektiv angedeutet. Die LCD-Blende ist ca. 1cm unter der Filmebene angebracht, um eine Randunschärfe zu erzeugen. Das Bild wird auf eine Mattscheibe projiziert, mit einer Video-Kamera aufgenommen und im PC-RAM abgelegt. Per Programm werden die Layer bestimmt und die Konturen bearbeitet. Dann erfolgt die Ansteuerung der LCD-Blende und der Relaissteuerung für die Belichtungszeiten (und die Raumbeleuchtung). In Schattenpartien wird die Bel.Zeit etwa halbiert.



## Impulstechnik im Pikosekundenbereich

### Einleitung

Am Beispiel eines Zeit-Digital-Konverters für das Flugzeitspektrometer "TOF" am Cosy-Beschleuniger soll gezeigt werden, daß schnelle Digitalschaltungen mit Anstiegszeiten im 100ps-Bereich und Impulsfolgen von einigen GHz noch relativ einfach mit kommerziell üblichen diskreten Bauelementen bzw. Leiterplatten-technologien in SMD-Technik realisierbar sind.

### Zeit-Digital-Konverter

Das Blockschaltbild ist in Abb. 1 zu sehen. Es stellt einen klassischen Start-Stop-Zähler dar. Die analogen Start- bzw. Stop-Signale von den Detektoren werden in den Shaperstufen in logische Signale geformt. Da der Clockgenerator freilaufend ist, muß zur eindeutigen Funktion des Zählers eine Phasierung zwischen den zeitlich statistisch verteilten Eingangsimpulsen und dem Generator erfolgen. Diese Phasierung wird in bekannter Weise durch D-Flip-Flops mit differenzierten Clockeingängen realisiert. Die über das Gate getorteten Clockimpulse werden in einem Ripplecounter aufgezehlt und das Zählergebn über die Ausgangspufferstufen ausgegeben.

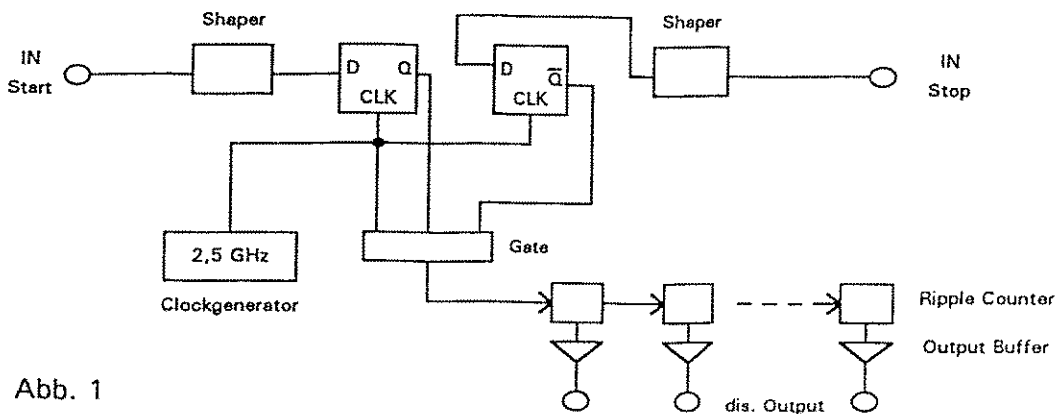


Abb. 1

Die mit diesem Prinzip erreichte Auflösung von 200p stellt keine Spitzenleistung dar, reicht aber für das o.g. Experiment vollkommen aus. Das eigentliche Ziel der Entwicklung dieses Gerätes ist die Konvertierungszeit von weniger als 5ns (incl. der Kabelzuleitungen zur Gerätefrontplatte).

### Verwendete Bauelemente

#### Oszillator

Unter den verschiedenen handelsüblichen Oszillatoren ist für den Frequenzbereich bis 10 GHz nach wie vor der LC-Oszillator mit einem Si-Transistor der preisgünstigste, d.h. kleine Abmessung, kleine Verlustleistung, TK 100 usw. (siehe Anhang 1)

#### Widerstände

Zur Zeit werden kommerziell sowohl Flach-Chip-Widerstände als auch runde Widerstände (Mini- bzw. Micromelf) in SMD-Bauform angeboten. Die Flach-Chip-Widerstände sind Dickschichtwiderstände und sind deshalb im GHz-Bereich wegen des Skin-Effektes nicht verwendbar. Die runde Bauform ist i.allg. ebenfalls nicht verwendbar, da der vom Hersteller durchgeführte Widerstandsabgleich durch Laserschnitte zu einer Wendelung und damit zu großer Induktivität führt. Eine Ausnahme bilden hierbei die speziell für den GHz-Bereich hergestellten Widerstände, bei denen das Impulsabgleichverfahren verwendet wird. (siehe Anhang 2)

Zur Zeit kommen die schon seit langem publizierten Dünnschicht-Chip-Widerstände auf dem Markt. Es ist zu erwarten, daß diese Widerstände wegen des geringen Skin-Effektes ebenfalls bis in den GHz-Bereich einsetzbar sind. Erfahrungen liegen noch nicht vor.

### *Kondensatoren*

Bei Kondensatoren sind seit langem die keramischen Vielschichtkondensatoren (ohne Drahtanschlüsse) in SMD-Bauform auf dem Markt und haben sich im GHz-Bereich bestens bewährt.

### *Integrierte Digital-Schaltkreise*

Da das Spektrum an Digitalbausteinen, die bis in den GHz-Bereich spezifiziert sind, relativ groß ist, soll hier ein etwas ausführlicherer Vergleich erfolgen.

#### 1. GaAs-FET-Logik

Die im GHz-Bereich sich bestens bewährten GaAs-Feldeffekttransistoren haben ihr Haupteinsatzgebiet in der Analog- bzw. HF-Technik. Bei Digitalschaltungen nehmen sie wegen der relativ hohen Verlustleistung und dem hohen Preis (einige hundert DM pro Baustein) keine Spitzenstellung ein.

#### 2. ECL-Schaltungen (Si-npn-Technik)

Das breiteste Angebot für Digitalbausteine bis in den GHz-Bereich hinein basiert nach wie vor auf der ECL-Technik mit bipolaren Si-npn-Transistoren.

Dabei ist das Preis-Leistungsverhältnis, Bauform, Verlustleistung u.s.w. weit gefächert. Eine kleine Übersicht ist in Anhang 3 zu sehen.

Mit großem Abstand ist die Serie "ECL in PS Lite" von Motorola für das eingangs genannte Gerät die am besten geeignete:

- kleine Verlustleistung pro Baustein, wodurch SMD-Plastegehäuse (SOL-Bauform) verwendet werden können,
- kleine Integrationsdichte und Pinbelegung entsprechend des Signalflusses, wodurch ein einfaches Leiterplattenlayout möglich wird,
- relativ niedriger Preis.

### *Leiterplatte*

Die Anforderungen an das Leiterplattenmaterial und an das Layout sind ausführlich im ECL-Entwicklungshandbuch von Motorola beschrieben. Diese Empfehlungen in der Praxis zu verwirklichen, setzt allerdings umfangreiche praktische Erfahrungen voraus, um die verschiedensten Gesichtspunkte "unter einen Hut" zu bringen.

Sehr hilfreich ist hierbei die o.g. ECL-Serie "Lite" im 8-poligen SOL-Gehäuse. Einerseits ermöglicht sie durch die informationsflußgerechte Pinbelegung kürzeste Verbindungen zwischen den Bauelementen, andererseits ist durch die relativ geringe Integrationsdichte ein 2-Ebenen-Leiterplattenaufbau möglich (eine Ebene mit Signalleitungen, eine Ebene mit den Betriebsspannungen und der Massefläche). Hierdurch können relativ "eindeutige Verhältnisse" für die Signalleitungen (geringes Übersprechen, definierte Leitungsimpedanz, kleine parasitäre Kapazitäten und Induktivitäten) realisiert werden. Ein weiterer Vorteil der kurzen Leiterzüge ist die Möglichkeit der Verwendung von Standardleiterplattenmaterial (1,5 mm, glasfaserverstärkt), da die Leitungsverluste klein bleiben.

### *Meßtechnik*

In der letzten Jahren sind geeignete Meßgeräte für den o.g. Zeit- bzw. Frequenzbereich auf dem Markt gekommen (siehe Anhang 4). Trotz ihrer guten technischen Eigenschaften sind viele Erfahrungen nötig, um bei der Ankopplung des Meßobjektes eine möglichst geringe Verfälschung der Signale zu erreichen.

### *Schlußfolgerungen*

Die Erfahrungen beim Umgang mit o.g. Bauelementen zeigen, daß mit den z.Zt. handelsüblichen Bauelementen in SMD-Technik und Zweilagigen-Standardleiterplattenmaterial Schaltungen mit Flanken im 100ps-Bereich und Taktraten bis zu ca. 5 GHz relativ einfach realisierbar sind. Ebenfalls ist eine gut geeignete Meßtechnik auf dem Markt.

Dem entgegen steht jedoch eine relativ lange Einarbeitungszeit, um die notwendigen Erfahrungen auf diesem Fachgebiet zu erlangen und die erheblichen finanziellen Aufwendungen für die meßtechnische Grundausrüstung

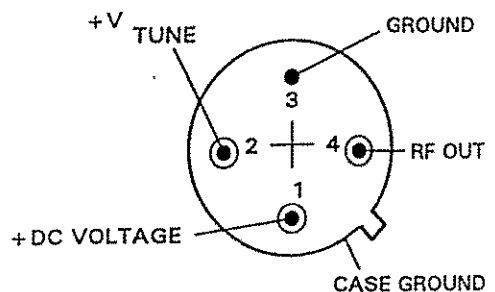
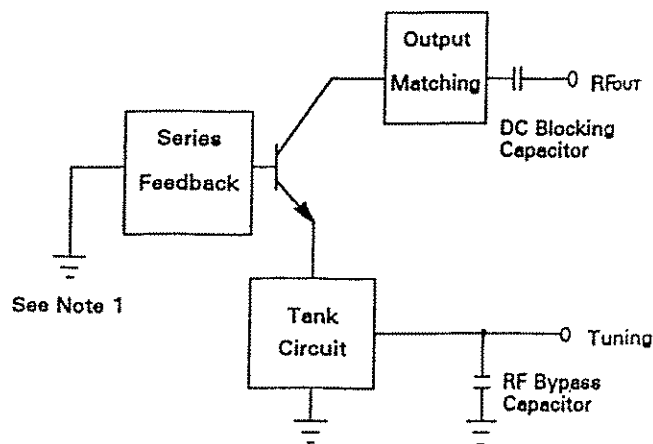


## Anhang 1


 VTO - 8000 Series  
 Varactor - Tuned Oscillators

## Features

- 300 MHz to 10,5 GHz Coverage
- Fast Tuning
- Fast Settling Time
- +7 to +13 dBm Output Power
- +1,5 dB Output Flatness
- Hermetic Thin-Film Construction



TO-8V, p. 16-49

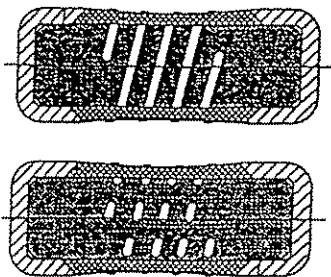
DC bias lines (not shown) have internal decoupling capacitors

Model No.	VTO-8200	VTO-8950
<i>Einzelpreis</i>	270,- DM	ca. 300,- DM
Frequency Range, Min.	2000 - 3000 MHz	9500 - 10500 MHz
Power Output into 50-ohm Load, Min.	10 mW / +10 dBm	10 mW / +10 dBm
Power Output Variation @ 25°C, Max.	± 1,5 dB	± 1,5 dB
Operating Case Temperature Range	0° to + 65°C	0° to + 65°C
Frequency Drift Over Operating Temperature, Typ.	30 MHz	160 MHz
Pulling Figure (12 dB Return Loss), Typ.	35 MHz	20 MHz
Pushing Figure, +15 VDC Supply, Typ.	6 MHz / V	10 MHz / V
Harmonics, Below Carrier, Min.	-18 dB	-20 dB
Spurious Output Below Carrier, Min.	-60 dB	-60 dB
Tuning Voltage, Typ.		
Low Frequency	2 + 2 / -1 VDC	4 ± 1 VDC
High Frequency	20 ± 4 VDC	10 VDC Max.
Maximum Tuning Voltage	+45 VDC	+15 VDC
Tuning Port Capacitance, Nom.	45 pF	26 pF
Phase Noise, Single Sideband, 1 Hz Bandwidth, Typ		
50 kHz From Carrier	-95 dBc	-78 dBc
100 kHz From Carrier	-102 dBc	-85 dBc
Input Power +1% Regulation		
Voltage, Nom.	+15 VDC	+15 VDC
Current, Max.	50mA	100 mA
Case Style	TO - 8 V	TO - 8 V

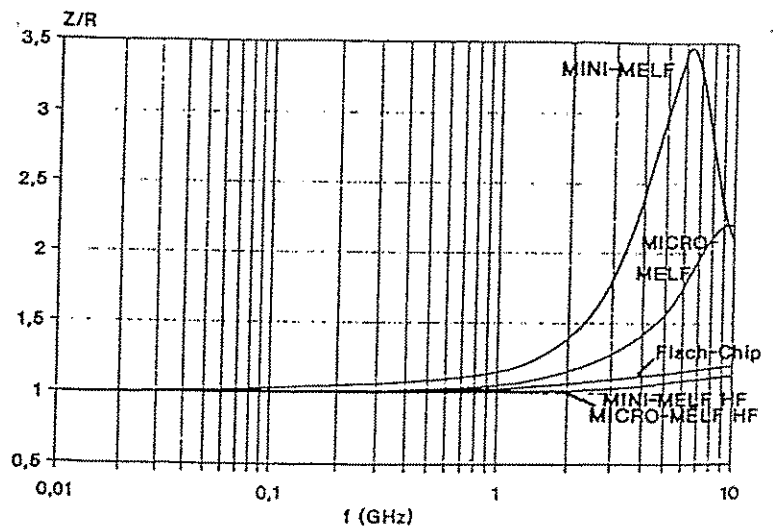
## Anhang 2

# SMD-Widerstände bei UHF

Dipl.-Ing. Walter Laurich,  
Beyschlag, Heide



Wendelabgeglicher (oben) und  
impulsabgeglicher (unten Version HF)  
Mini-Melf-Metallschichtwiderstand.



Unterschied des Impedanzverlaufs bei einem Wert von  
 $50 \Omega$  als gewendelter Mini- oder Micro-Melf im Vergleich zur HF-  
Ausführung dieser zylindrischen SMD-Widerstände.

	Gewendelter Widerstandsabgleich				Ungewendelt
	15	47	150	470	1,5...475
Laserschnitte w	2	3	4	5	impulsförmig unterbrochen
Effektive Windungszahl n	1	2	3	4	0
Induktivität Mini-Melf [nH]	2,6	6,5	13	22	1,3
Micro-Melf [nH]	2	5	10	17	1

## Anhang 3

Hersteller	Serie	Umfang (versch. Typen)	Delay (ps)	Clock (GHz)	Power (mW)	Gehäuse (polig)	Preis (DM)
NTT (Japan)	SELIC (ECL)	26	250	4	700 ... 1700	24 CQFP	400,- ... 700,-
SONY (Japan)	ECL	33	400	3	300 ... 1000	24 QFP	100,- ... 150,-
Giga Bit Logic (USA)	PICOLOGIC (GaAs)	24	320	3	500 ... 1400	40 C-Lead	100,- ... 300,-
Motorola (USA)	ECL in PS	52	600	1,2	150 ... 500	28 PLCC	35,- ... 120,-
Motorola (USA)	ECL in PS Lite	21	220	4	50 ... 150	8 Plastic SOIC	15,- ... 20,-

## Anhang 4

Digitizing Oscilloscopes TYPE TDS 820	Active FET Probe For TEKPROBE™ SMA Interfaces Type: P6207	3-GHz-Pulsgenerator HP 8133A	Programmable Delay Lines PDL 10A Dual Channel
Price 50 000,- DM	12 000,- DM	80 000,- DM	25 000,- DM
Channels 2	True Signal Fidelity - DC up to 4 GHz	Frequenz: 33 MHz bis 3 GHz, Auflösung 100 kHz	Delay Range / Resolutin 312,5 ps / 0,5 ps
Rise time 58,3 ps	Ultra - Low Input Capacitance - 0,4 pF Circuit Loading and the use of longer ground leads	Periodendauer: 300 ps bis 30 ns, Auflösung 1 ps	Frequency Range dc to 18 GHz (-2 dB)
Bandwidth (0,35/rise time) 6 GHz	100 kΩ Input Resistance - Maintains Circuit Biasing Levels	Ausgänge Kanäle 1 und 2: Amplitude: 0,3 V bis 3 V Spitze-Spitze, Triggerausgang: 0,5 V bis 1,8 V Spitze-Spitze	
Sensitivity 2 mV/div to 200 mV/div	Variable DC Offset ± 5 V	Anstiegs- und Abfallzeiten: 10% - 90% der Amplitude: <100 ps, nominal 60 ps; 20% - 80% der Amplitude: <60 ps, nominal 40 ps (<100 ps)	

51

## System zur Generierung von Impulsen zum Testen und Kalibrieren der Ausleseelektronik der Time Projection Chamber (TPC) beim NA49 Experiment am Cern.

E. Köhler , R. Renfordt , G. Rüschemann  
Institut für Kernphysik Frankfurt/M

Das vom BMFT mitfinanzierte Projekt des Experimentes NA49 am Cern soll Fragestellungen der hochenergetischen Teilchenphysik klären helfen.

Die Durchführung dieses Experimentes erfordert Formen der Meßtechnik, die unter anderem durch die Vielzahl gleichartiger Meßkanäle Probleme mit sich bringen. Es ist daher dringend notwendig, schon während der Aufbauphase die Parameter des Systemes möglichst exakt zu bestimmen und für die spätere Auswertung der Experimentdaten aufzubewahren. Auch während des laufenden Experimentes ist es erforderlich, wiederholt die Funktionsfähigkeit der Datenaufnahme zu überprüfen. Um diese Forderungen zu erfüllen, wurde von der Frankfurter Gruppe der Kooperation die Entwicklung eines Testsystemes durchgeführt.

Die im Experiment verwendete TIME PROJECT CHAMBER (TPC) sammelt Elektronen auf einer großen Anzahl von "PADS" , deren Ladungen von ebensoviele integrierenden Verstärkern mit anschließendem SHAPER abgegriffen und in ein Meßsignal umgesetzt werden. Durch die Art der Verstärker bedingt, steigt während der Öffnung des Meßfensters mit jedem eintreffenden Ladungsstoß die Ausgangsspannung des Intergrators an, was zu dynamischen Linearitätsproblemen in der Messung führen kann. Wohldefinierte Testsignale sollen daher Ladungsstöße auf die "PADS" einkoppeln, aus denen Meßsignale abgeleitet werden. Die Einkopplung eines Testsignales ist bei der TPC in dort vorhandene Gitterdrähte mit Nullpotential möglich, ohne die Funktionsfähigkeit des Systemes zu stören.

Das Testsystem muß also Impulse erzeugen und einkoppeln, die den realen Ladungsvorgängen in der TPC möglichst nahe kommen. Die realen Ladungsvorgänge haben 2 schnellere Zeitkomponenten (ca 50 ns und ca 250 ns) im Anstieg und enden in einem vergleichsweise langsamen weiteren Anstieg (ca 50  $\mu$ s). Im Experiment können innerhalb des Meßfensters mehrere solcher Ladungsstöße sich auf demselben "PAD" überlagern. Das Testsystem muß daher einen Impuls produzieren, der auch aus mehreren, aufeinander aufbauenden Teilimpulsen gebildet sein kann. Außerdem soll der Impuls innerhalb des Meßfensters zeitlich verschiebbar sein. Das ganze Testsystem muß von einem Rechnersystem aus bedient werden können.

Es wurde ein System aufgebaut, dessen verschiedene Einzelkomponenten in einem Europakartenträger stecken, sodaß auch im laufenden Betrieb eventuell defekte Komponenten auswechselbar sind.

Die Form des Impulses wird in Zahlenwerten beschrieben, die über einen FIELDBUS (BITBUS) in einen Speicher geladen werden. Eine vom BUS unabhängige Logik, welche synchron mit dem Experimenttakt angestoßen wird, liest die Werte aus dem Speicher aus und führt sie einem Digital-Analog-Converter mit 12 Bit Auflösung zu. Dort wird zunächst ein steiler Spannungssprung erzeugt, der über Filter mit den gewünschten Zeitkonstanten in den eigentlichen Ausgangsimpuls umgesetzt wird. Der Impuls wird zentral erzeugt und über Treibermodule mit je 4 Treibern auf die Drähte des Detektors verteilt.

Bei der Zusammenstellung der Einheiten wurde die Struktur der Detektoren berücksichtigt. So verfügt jeder Kartenträger über ein eigenes Netzteil und kann einen Kontroll-, einen Impulsformer- und bis zu 7 Treibermodule aufnehmen. Mit einer Einheit lassen sich also maximal 28 Drähte mit einem Testsignal versorgen.

Sowohl der BITBUS als auch die Zuführung des Auslösesignales und des extern zugeführten Experimenttaktes sind, um die Einkopplung von Störsignalen zu minimieren, optisch angekoppelt.

Am aufgebauten System wurden Messungen mit einem 8k-Impulshöhenanalysator durchgeführt. Bei der Messung von Impulsen, die in gleichmäßigen Sprüngen anstiegen, wurde die Linearität des DAC abgebildet. Die einzelnen Signale wurden in 2 bis 3 Kanäle aufgeweitet.

Ein Einsatz am Detektor erfolgte bisher noch nicht. Auf Grund der durchgeführten Messungen ist aber anzunehmen, daß die gestellten Forderungen erfüllt werden.

# Die erste Stufe des Zeus Kalorimetertriggers

Dieter Notz

Deutsches Elektronen-Synchrotron, DESY, Hamburg, Germany  
 EMAIL:F1BNOT@DSYIBM.DESY.DE

## Zusammenfassung

Der ZEUS Kalorimetertrigger liefert seine Entscheidung innerhalb von  $2.5 \mu\text{s}$ . Er ist gepipelined mit einem Pulsabstand von  $96 \text{ ns}$ . Der Trigger berechnet die totale Energie, die totale transversale Energie, die fehlende Energie und die Anzahl und Energie der isolierten Elektronen und Muonen. Die Triggerrate muß kleiner sein als  $1 \text{ kHz}$  verglichen mit einer Untergrundrate von  $100 \text{ kHz}$ .

## Einführung

Das Triggersystem für das ZEUS Experiment am HERA Elektron-Proton Speicherring bei DESY in Hamburg arbeitet synchron mit den Strahlwechselwirkungen von  $96 \text{ ns}$ . Eine genaue Beschreibung des Detektors ist im technischen Report <sup>1</sup> wiedergegeben. Die Zahl der interessierenden physikalischen Ereignisse ist klein verglichen mit dem großen Strahluntergrund, der durch Strahl-Gas Wechselwirkungen aus dem  $70 \text{ m}$  langen Bereich vor dem Detektor her stammt. Das Triggersystem soll die interessierenden Ereignisse mit einer Rate von  $1 \text{ Hz}$  aus einem Untergrund von  $100 \text{ kHz}$  auswählen <sup>2</sup>. Die Maximalzahl von Ereignissen, die auf Band geschrieben und auch analysiert werden können, beträgt  $5 \text{ Hz}$ .

## Die erste Stufe des Kalorimetertriggers

Alle Daten des ZEUS Detektors werden analog oder digital für die Dauer von  $5 \mu\text{s}$  mit einer Clockrate von  $96 \text{ ns}$  zwischengespeichert, während die ersten Triggerstufen ihre Arbeit verrichten. Die Ausführung des Triggers ist totzeitlos. Jede Unterkomponente führt unabhängig ihre Entscheidung herbei und reicht ihre Informationen an einen globalen Triggerprozessor für alle Komponenten weiter.

Das ZEUS Kalorimeter besteht aus abgereicherten Uran-Szintillationstürmen von  $20 \times 20 \text{ cm}^2$  Größe mit zwei separaten Abteilungen für Hadronen und Elektronen. Das Kalorimeter umschließt die Wechselwirkungszone zu mehr als  $99.8 \%$ , um Neutrinos durch fehlende Energie nachweisen zu können.

Die erste Stufe des ZEUS Kalorimeters (FLT) weist geladene (ausgetauschtes W-Boson) oder neutrale (ausgetauschtes Photon oder Z-Boson) nach. In diesen Fällen ist der Stronjet und das gestreute Lepton auf gegenüberliegenden Seiten der Strahlachse zu finden. Zusätzlich werden Ereignisse aus der Photoproduktion (das einlaufende Elektron sendet ein Photon aus) und aus exotischen Prozessen nachgewiesen. Einige typische Trigger sind in Fig. 1 gezeigt.

Die erste Triggerstufe reicht ihre Information nach  $2.5 \mu\text{s}$  an die globale Triggerstufe weiter. Direkt auf den Detektor sind Frontkarten (FEC) angebracht, die  $5 \%$  der Photomultiplierladung an die Triggersummenkarten (TSC) weiterreichen. Hier werden die

Signale integriert, von zwei Triggertürmen aufsummiert und als differentiellles Signal über ein 60 m langes Kabel zur Elektronikhütte weitergeleitet. Die Verstärkung wird so angepaßt, daß  $E_{max} = 400$  GeV im Vorwärtskalorimeter und  $E_{max} = 100$  GeV im Zentral- und Rückwärtskalorimeter einen Puls von 2 V ergeben.

56 Kalorimeter Triggertürme sind mit einem Triggercrater verbunden. Dieses enthält 14 Triggerdekodierkarten (TEC) und zwei Addierkarten (TAC). Jede TEC ist mit vier hadronischen und vier elektromagnetischen Eingängen versehen (Fig. 2).

Die TECs empfangen analoge Signale. Diese werden mit einer niedrigen und einer hohen Verstärkung verstärkt und anschließend in 8-Bit Flash ADCs digitalisiert. Das Overflowsignal des ADCs mit großer Verstärkung steuert einen Multiplexer und entscheidet, welches Signal gelesen werden soll. Für jeden der vier Türme wird das elektromagnetische und das hadronische Signal digitalisiert, linearisiert und nach Schwellenwerten korrigiert. Die linearisierten Energien werden mit geometrischen Faktoren über Look-up Tabellen multipliziert, um  $E_{total}$ ,  $E_T$ ,  $E_x$  and  $E_y$  berechnen zu können. Der TEC summiert die elektromagnetische und hadronische Energie von allen vier Türmen.

Parallel zu den Energiesummen liefert der TEC auch Informationen über ruhige Türme und Türme mit elektromagnetischen Schauern oder Muonen. Ferner werden die Energien über bestimmten Schwellen berechnet, um Teile des Kalorimeters um das Strahlrohr ausblenden zu können.

Sieben TECs in jeder Hälfte eines 9 U hohen Spezialcrates mit einer VME Steckerleiste senden ihre Informationen parallel mit 12 ns Clockrate zu den Addierkarten (TAC) in der Mitte der Crates. Die Addierkarten bekommen partielle Summen von den TECs und berechnen die Gesamtsummen der Energien für das ganze Crate. Zusätzlich führen die Karten eine Suche nach isolierten Elektronen oder Muonen durch.

Die Zusammenfassung aller Kalorimeterdaten findet im Kalorimeterprozessor statt. Von den 16 Triggercrates wird die totale hadronische und elektromagnetische Energie, die Transversalenergie und die fehlende Transversalenergie (für Neutrinowechselwirkungen) berechnet.

Der Prozessor behandelt auch die Randregionen, um nach isolierten Leptonen zu suchen. Die endgültigen Ergebnisse werden an den globalen Triggerprozessor des Experiments geschickt, der die Informationen mit denen anderer Komponenten (z. B. Spurkammer) verarbeitet.

## Danksagung

Ich danke Herrn B. A. Brandt und Frau E. Völker für die Durchführung des Treffens der Studiengruppe in Marburg und für ihre engagierte Betreuung.

## Referenzen

- [1] The ZEUS Detector: Technical Proposal: DESY, March 1986  
The ZEUS Detector: Status Report: DESY, February 1993
- [2] ZEUS Kalorimeter First Level Trigger: ZEUS Note 89-85 1989

Stored in 'FIBNOT.TEX.PUBLIC\MARBURG'

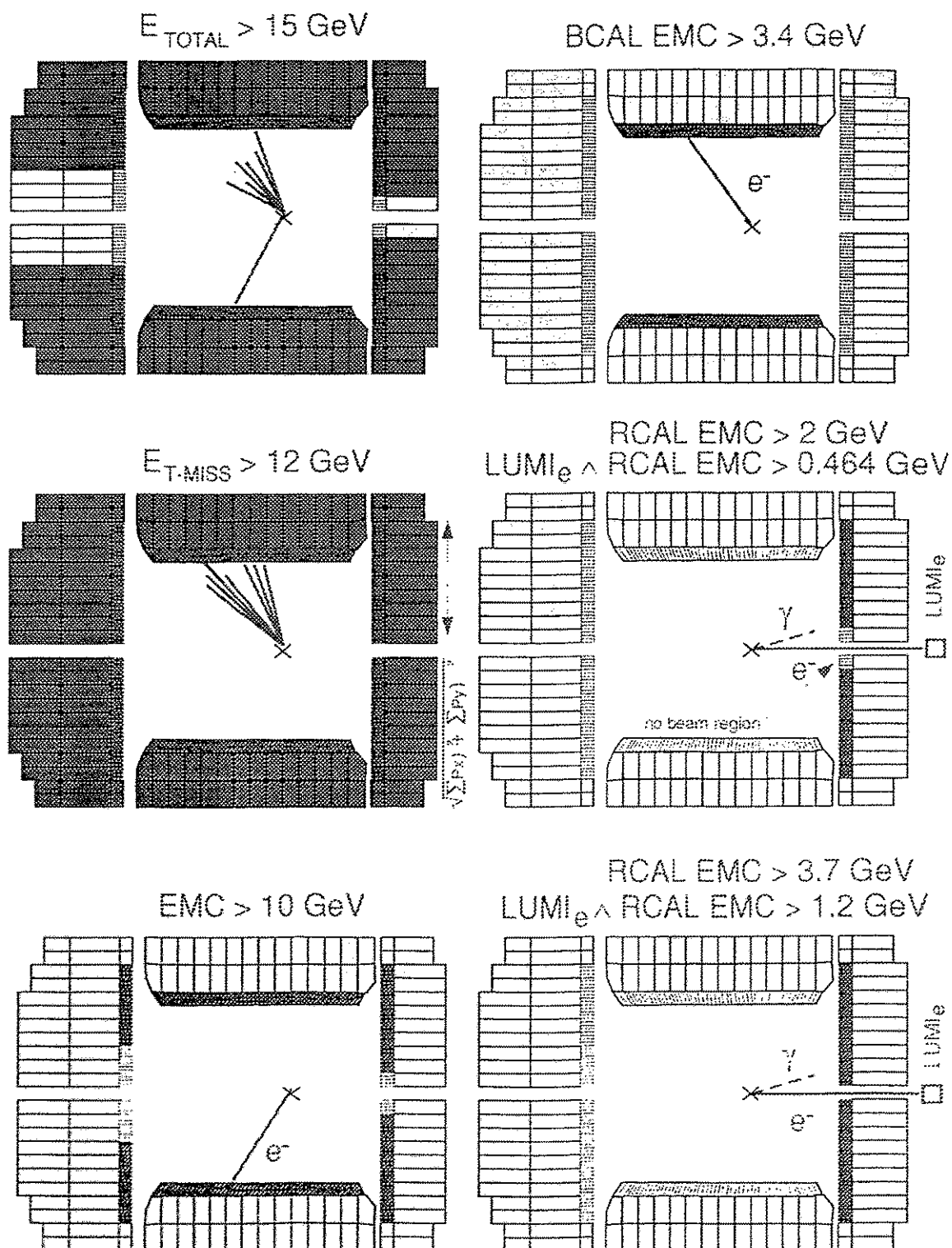
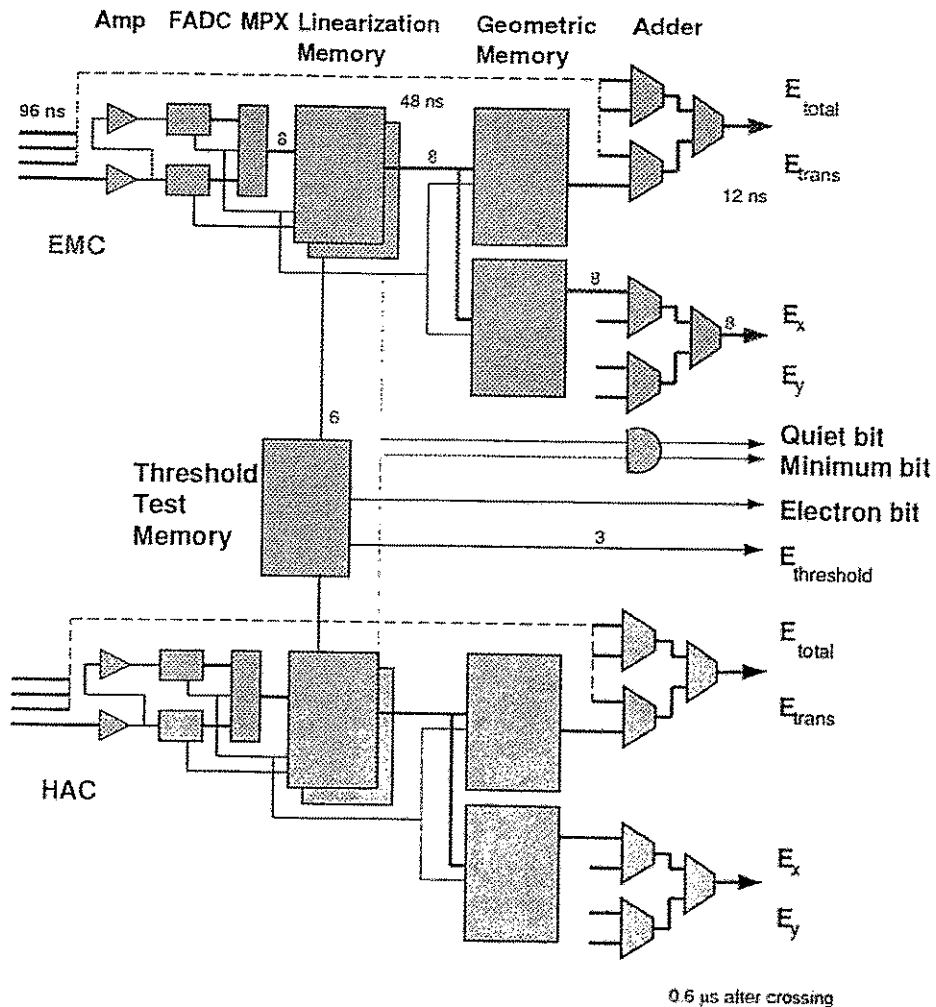


Abbildung 1: Typische Trigger für das ZEUS Kalorimeter. Der zweite Trigger selektiert Ereignisse mit geladenen Strömen, die letzten beiden Photoproduktionsereignisse. In einigen Triggern ist der Bereich um die Strahlachse nicht enthalten.

## Trigger Encoder Card



D. Notz, DESY, 6 94

Abbildung 2: Organisation der Triggerdekodierkarte (TEC). Analoge Signale werden mit zwei verschiedenen Verstärkungen verstärkt und von Flash ADC's digitalisiert. Die Ausgänge werden mit 12 ns Clockrate an die Addierkarten weitergegeben.



## Messungen am Ehternet

G.Nützel / MPI für Psychiatrie / Martinsried

1. Anlaß zu den Messungen
  - a) Abstürze von Servern
  - b) Bestandsaufnahme
2. Messungen
  - a) Netzbeobachtung
  - b) Netzstruktur
  - c) Meßergebnisse
3. Generelles zu Messungen an Netzwerkkabeln
  - a) Vorhandene Meßmöglichkeiten
  - b) Messung mit Pulsreflektion
  - c) Kabelparameter
4. Interpretation der Messungen
  - a) Ungestörtes Kabel
  - b) Tolerierbare Störungen
  - c) Fehlerquellen
5. Zusammenfassung

### 1. Anlaß zu den Messungen

- a) Wir betreiben unser Ehternet nun schon viele Jahre und hatten lange Zeit keine besonderen Schwierigkeiten. Wie bei allen großen Anlagen schleichen sich im Lauf der Zeit Fehler ein. Bei uns macht sich dies zur Zeit dadurch bemerkbar, daß einer oder mehrere unserer Server nicht mehr antworten. Der Server selbst ist vor Ort bedienbar, er sieht sich auch selbst im Netz und wird auch überall im Netz gesehen. Nur er selbst schien "blind" zu sein. Auf seiner Liste von erreichbaren Geräten erscheint nur er selbst. Mit Hilfe einiger Netzwerkfunktionen kann nun festgestellt werden, daß alle abgehenden Meldungen in Ordnung sind, während keine Nachrichten mehr empfangen werden. Werden nun alle Programme aus dem Speicher herausgenommen, einschließlich des Netzkartentreiber, und neu geladen, so läuft alles wieder einwandfrei.  
Wir verwenden das Netzwerkprogramm Lantastic und ausschließlich die Netzwerkkarte WD8003E von Western Digital bzw. jetzt SMC.  
Wir haben bis jetzt noch nicht genau feststellen können, ob nun die Karte oder der Treiber die Ursache ist.
- b) Aus diesem Anlaß und weil nach längerem Wachstum des Netzes die Übersicht über die an den einzelnen Orten ans Netz angeschlossenen Rechner langsam aber sicher verloren zu gehen drohte, wurde eine Bestandsaufnahme beschlossen. Dabei wurden drei Dinge besonders ins Auge gefaßt:
  1. Wie lange sind die einzelnen thinwire Ethernet Äste wirklich?
  2. Sind die einzelnen Äste elektrisch und mechanisch in Ordnung?
  3. Gibt es Kabelführungen, die nicht dem Standard entsprechen?

## 2. Messungen

- a) Auf Grund der aufgetretenen Fehler, wurde zuerst der Netzverkehr mit Hilfe des Programms LAN-WATCH von FTP überwacht. Dabei wurden keine Besonderheiten bemerkt. Auf einmal fiel nur, daß auch dieses Programm scheinbar plötzlich stehen blieb, der Rechner aber nach wie vor bedienbar war. Dies war der erste Hinweis, daß die Empfangsseite gestört sein könnte. Gleichzeitig besteht daraus resultierend der Verdacht, daß die Netzwerkkarte das empfindliche Teil ist, denn für den Betrieb des LAN-WATCH Programms dient ein anderer Kartentreiber.
- b) Mit der im Institut gegebenen Netzstruktur (Bild 1) bekamen wir den größten Teil der von anderen Rechnern stammenden Protokolle auf unser Teilnetz. Mit Hilfe einer Router-Bridge koppelten wir zuerst alle nicht benötigten Protokolle ab, um sicher zu stellen, daß keine systemfremden Störungen die Ursache unserer Abstürze waren. Unser Netz ist - wie die meisten Ethernet-Netze - linear bis sternförmig aufgebaut.
- c) Die nun durchgeführten Längenmessungen ergaben folgendes Bild:  
 In einer Abteilung waren die zulässigen Längen der Einzeläste zum Teil erheblich überschritten. Es wurden Längen von bis zu 227m gemessen, bei einer maximal zulässigen Länge von 185m. Eine Überschreitung von über 20% (Bild 2).  
 Daneben wurden noch andere mögliche Fehlerquellen entdeckt.  
 Ein Abschlußwiderstand wurde mit Hilfe einer BNC-Verlängerung aufgesteckt. Der Installierende meint es gut und überzog die Verlängerung um sie zu isolieren mit einem Schrumpfschlauch. Das hatte zur Folge, daß die frei drehbare Bajonettverriegelung sich unter dem Schrumpfschlauch drehte, weil sie nicht mehr festgehalten werden konnte, und dadurch nicht mehr einrastete. Mit großer Wahrscheinlichkeit war der Kontakt deshalb nur meistens gut (Wärmedehnung, Bewegungen daneben liegender Kabel bei Arbeiten usw.).  
 An einer anderen Stelle wurde aus Bequemlichkeitsgründen ein zusätzlich installierter Rechner nicht wie üblich mit einem neuen Kabel angeschlossen, sondern am daneben stehenden mit Hilfe eines T-Stücks und einer Stichleitung.  
 Die Folgen waren an der Messung eindeutig zu sehen.

## 3. Generelles zu Messungen an Netzwerkkabeln

- a) Als wir unsere Messungen begannen, stellt sich die Frage: Wie können wir unser Netz mit möglichst wenig Aufwand vermessen?  
 Es bieten sich im Grunde nur zwei (drei) Möglichkeiten an:
1. Mechanisch mit dem Meterstab und durch optische Prüfung an den Steckstellen.
  2. elektrisch
    - a) mit Pulsgenerator und Oszilloskop (Bild 3)
    - b) mit Hilfe eines geeichten Reflektometers (Bild 4)
- Verwendet wurden alle drei Methoden in Kombination. Das Reflektometer ist ein eigens für Messungen am Ethernet gebautes Gerät genannt "Cable scanner" von Comtest, gekauft bei DDS (Daten- und Diagnose-Systeme GmbH). Dieses Gerät lieferte gleichzeitig auch die Impulse für die Messungen mit dem Oszilloskop. Als Oszilloskop stand leider nur ein 20Mhz Gerät zur Verfügung, so daß die Impulsflanken etwas zu wünschen übrig lassen. Das wesentliche aber ist erkennbar. Es wurden später mit einem schnelleren Oszilloskop noch Vergleichsmessungen durchgeführt.

- b) Was hatten wir nun bei den Messungen mit dem Oszilloskop an Bildern zu erwarten?

Dazu ein kleiner Ausflug in die Theorie. Ich möchte hier nur einige Anmerkungen zum Thema Pulsreflektion machen (Bild 5). Wenn wir auf ein beidseitig offenes Kabel einen Impuls schicken, so wird es am Ende reflektiert und zwar so, daß er am Ausgangspunkt mit der selben Phasenlage wieder erscheint, d.h. ein positiver Impuls wird als positiver Impuls zurückkommen. Die Impulshöhe richtet sich nach der Kabeldämpfung. Die Zeit zwischen Aussenden und Empfang entspricht der doppelten Kabellaufzeit. Eigentlich sollte dies mit Lichtgeschwindigkeit geschehen, aber auf Grund des Dielektrikums wird die Laufzeit etwas länger. Man spricht von einem Verkürzungsfaktor. Die selbe Messung kann auch mit einseitig kurzgeschlossenem Kabel erfolgen, dabei ändert sich nur die Phasenlage des reflektierten Impulses um  $180^\circ$  (Bild 6).

Dies alles gilt für ideale Verhältnisse, also für ein absolut homogenes Kabel. Leider sind weder unsere Kabel homogen, noch können wir Stoßstellen bei Kabelverbindungen vermeiden. Da nun jede dieser Störstellen eine kleine Änderung des Wellenwiderstands bedeutet, treten an diesen Stellen Teilreflektionen auf, d.h. ein Teil des Impulses läuft auf dem Kabel weiter, ein anderer Teil wird bereits an dieser Stelle reflektiert. Das Bild am Oszilloskop zeigt auf der ganzen Länge des Kabels (Zeitachse) alle Störstellen durch Minipulse an.

Wenn der Verkürzungsfaktor des Kabels bekannt ist, können diese Stellen örtlich genau bestimmt werden (Bild 7).

- c) Von den meisten unserer Kabel kennen wir immer nur die Typenbezeichnung und den Wellenwiderstand. Die restlichen Parameter sind unbekannt. Der oben angeführte Kabelscanner kann nun mit einem Kabel bekannter Länge (mechanisch abmessen) geeicht werden. Dabei wird der Verkürzungsfaktor gespeichert. Das ganze beruht auf einer schlichten Laufzeitmessung. Diese Messung ist nicht übermäßig genau, je länger das Kabel desto genauer der Wert. Unsere Eichmessungen haben ergeben, daß bei kurzen Eichkabeln der Verkürzungsfaktor einen zu großen Wert zeigt und daß bei größer werdenden Längen keine einheitliche Tendenz zu ermitteln ist (Bild 8). Wir haben uns aber auch nicht die Mühe gemacht **unzerschnittene** Kabelstücke zu verwenden. Die Koppelstellen dürften also an den Meßfehlern maßgeblich beteiligt sein. Dies ist aber in unserem Fall wenig tragisch, denn beim Aufbau unseres Netzes ist kein einheitlicher Kabeltyp verwendet. Die verlegten Kabel sind aus Kostengründen normales RG58, während die Steckverbindungen zu den PCs Kabel unbekanntens Typs mit einem Z von  $50\Omega$  sind, deren Verkürzungsfaktor erheblich vom RG58 abweicht. Ich habe hier das Epsilon des Kabels aus den verschiedenen Meßwerten rückgerechnet (Bild 9).

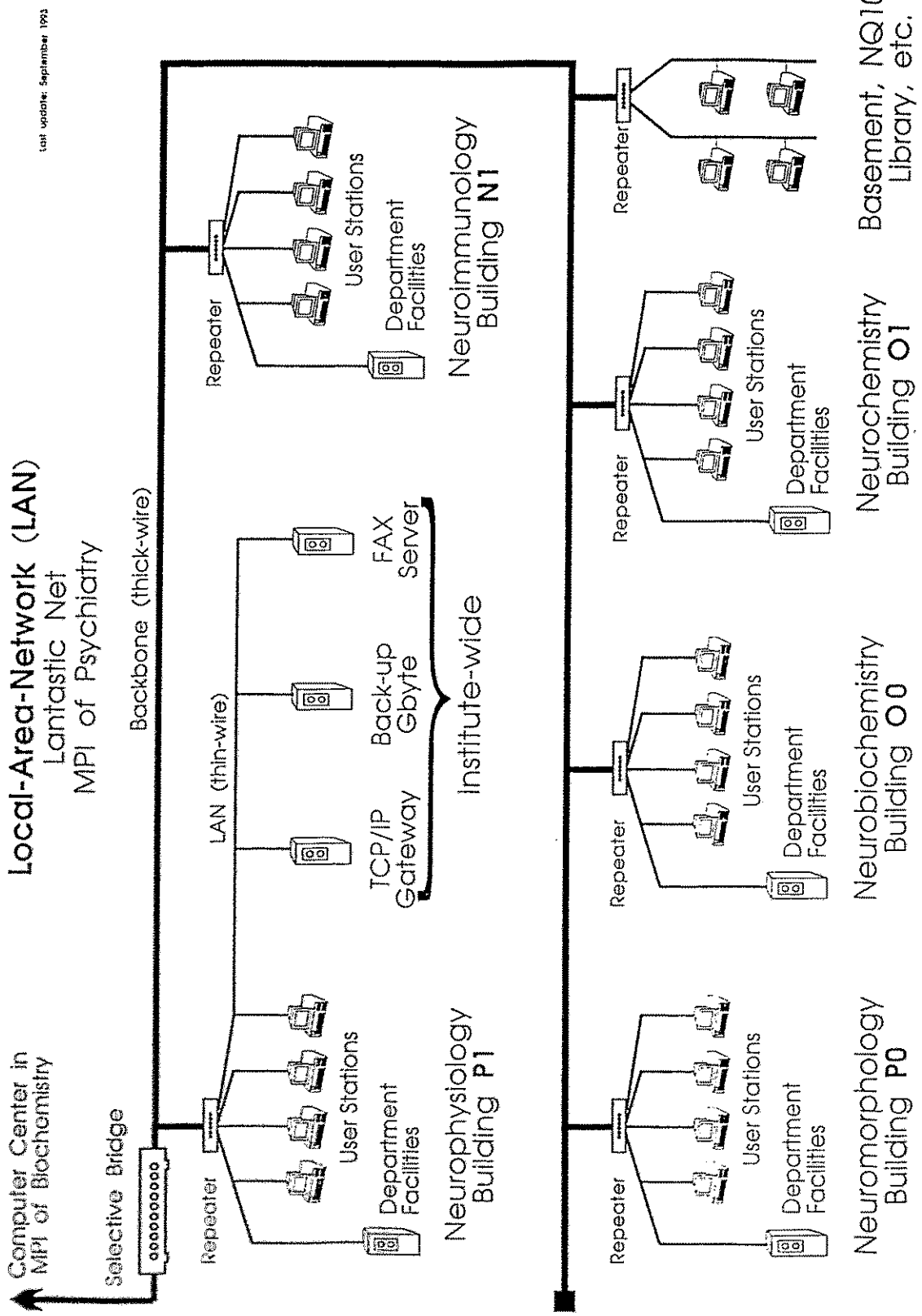
#### 4. Interpretation der Messungen

- a) Ich möchte hier ein paar exemplarische Beispiele unserer Kabelmessungen zeigen. Ein ungestörtes Kabel sollte nur den Eingangs- und den Reflexionspuls zeigen. Ganz so schön sieht die Kurve nicht aus. Durch Mehrfachreflexion und durch die Kabelkrümmungen kommt es zu kleinen "Unebenheiten" im Kurvenverlauf. Diese Restwelligkeit liegt bei einigen 10 mV bei einer Pulshöhe von 2-3 Volt, unabhängig davon ob mit offenem Ende oder mit Kurzschluß gemessen wird (Bild 7).
- b) In unserem Kabelnetz waren Äste mit unterschiedlicher Länge und mit unterschiedlich vielen Koppelstellen ( Steckdosen) vertreten. Die Kabelstücke, die innerhalb der Ethernet - Norm lagen hatten eine Welligkeit von bis zu 120 mVss. Dies ist nach unseren Erfahrungen tolerierbar. Es zeigen sich auch keine besonderen Auffälligkeiten, wenn die Kabel zu lang sind. Die Längenmessung ist wegen der unterschiedlichen Verkürzungsfaktoren problematisch. Wir haben stets zwei Messungen durchgeführt, einmal mit dem niedrigeren Wert und einmal mit dem höheren Wert. Die tatsächliche Länge liegt irgendwo dazwischen (Bild 10).
- c) Neben einer zu großen Länge stellten sich die bereits genannten Fehler heraus. Ich möchte hier besonders die Messung mit der Stichleitung zeigen. Der Fehler machte sich als erstes dadurch bemerkbar, daß die Leitung am Ende **offen** war, aber das Meßgerät meldete **Kurzschluß**. Dieser "Anzeigefehler" wird dadurch hervorgerufen, daß die Reflexionen in ihrer Amplitude fortlaufend **nicht** stets kleiner werden. Das Meßgeräte scheint diese Eigenschaft zur Erkennung zu benutzen. Die genaue Untersuchung des Oszillographenbildes erbrachte dann die Fehlstelle. Hier zum Vergleich das Bild mit und ohne Fehler (Bild 11).

#### 5. Zusammenfassungen

In einem kurzen Resumee kann ich sagen, daß folgende Dinge besonders zu beachten sind:

- a) Kabellängenüberschreitungen in kleinem Rahmen führen nicht direkt zu Fehlern
- b) Steckverbindungen sind mit besonderer Sorgfalt auszuführen, ebenso die Quetschverbindungen für BNC-Stecker (z.B. Einrasten des Mittelstiftes)
- c) Stichleitungen jedweder Länge dürfen auf keinen Fall installiert werden.
- d) Die Längenmessungen mit der Pulsreflexionsmethode stellen nur einen groben Anhaltspunkt dar.
- e) Kurzschlüsse und Kabelbrüche sind mit der Reflexionsmethode einwandfrei und schnell zu lokalisieren.
- f) Störstellen sind schwer erkennbar und bedürfen einer größeren Erfahrung. Die Beurteilung wird erheblich erleichtert, wenn die Kabelstücke kurz sind.



last update: September 1993

Basement, NQ105, Library, etc.

## Messungen am Ethernet

Abteilung P1:			Abteilung O1:		
FensterOST:	NVP 78	200,0	FensterNORD	NVP 78	81,9
	NVP 71	182,1		NVP 71	74,5
Gang OST	NVP 78	200,0	Gang NORD	NVP 78	90,7
	NVP 71	182,1		NVP 71	82,5
Gang WEST	NVP 78	238,1	Gang SÜD	nicht installiert	
	NVP 71	216,7	FensterSÜD	NVP 78	177,2
FensterWEST	NVP 78	181,3		NVP 71	161,3
	NVP 71	165,0			
Abteilung P0:			Abteilung O0:		
FensterOST	NVP 78	141,5	FensterNORD	NVP 78	149,7
	NVP 71	128,8		NVP 71	136,3
Gang OST	NVP 78	19,3	Gang NORD	NVP 78	69,6
	NVP 71	17,5		NVP 71	63,3
Gang WEST	NVP 78	132,2	Gang SÜD	NVP 78	19,3
	NVP 71	120,3		NVP 71	17,5
FensterWEST	NVP 78	111,7	FensterSÜD	NVP 78	152,7
	NVP 71	101,7		NVP 71	138,9
Abteilung N1:			Zentral-repeater:		
FensterOST	NVP 78	100,9	NQ105 + GUN	NVP 78	78,9
	NVP 71	91,3		NVP 71	71,8
Gang OST	NVP 78	116,4	Wallner/Klughammer	NVP 78	136,9
	NVP 71	105,9		NVP 71	124,6
Gang WEST	NVP 78	60,8	Bibliothek/Meckler	NVP 78	187,7
	NVP 71	55,3		NVP 71	170,4
FensterWEST	NVP 78	99,4	Zebisch/Tierstall	NVP 78	103,6
	NVP 71	90,5		NVP 71	91,5

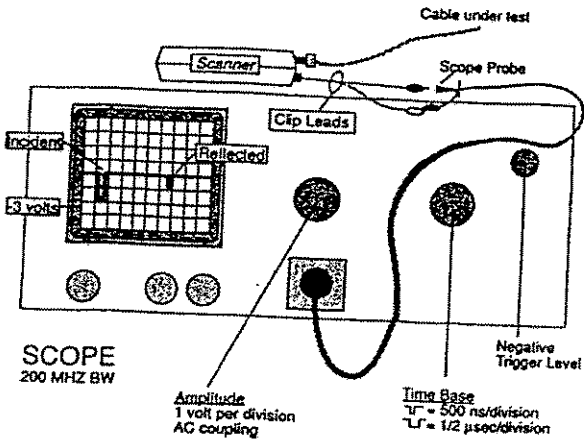
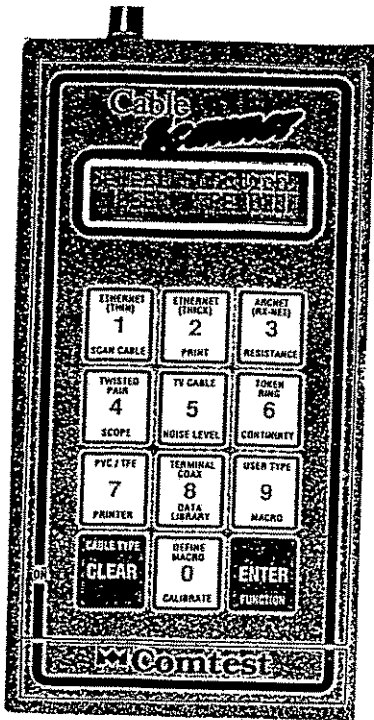


Bild 3



Macro Functions	
1 Start Tracer	6 Printout RAM Data
2 802.3 Network Monitor	7 Program Del-Macro Key
3 Type of Scan Display	8 Clear Memory
4 Set Noise Threshold	9 Adjust Sensitivity
5 Set Feet or Meters	

This equipment complies with Part 15, subpart J, paragraph 15.801 (C)(3) of the FCC rules for industrial test equipment. Operation in a residential area is likely to cause unacceptable interference to radio communications, requiring the operator to take whatever steps are necessary to correct the interference. **WARNING:** Continuous overcharging or incomplete discharging can reduce the battery's charge capacity. Allow the battery to fully discharge before recharging once a week. No user serviceable parts. Opening of unit will void warranty.

Cable Scanner © Microtest, Inc. 1989, 1990  
 Patents Pending - Made in USA

Serial Number: **Nº 11571**

**DDS**  
 Daten- und Diagnose-Systeme GmbH  
 Wolfratshauer Str., 6d  
 8000 München 70  
 Tel. 089 / 7241095 - Telefax 089 / 7239845

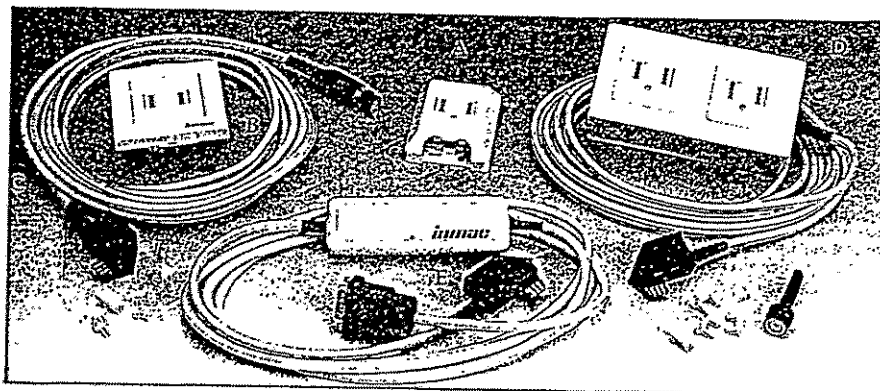
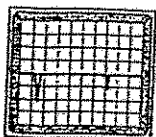
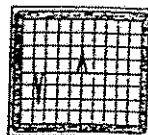


Bild 4



open end

Bild 5



shorted end

Bild 6

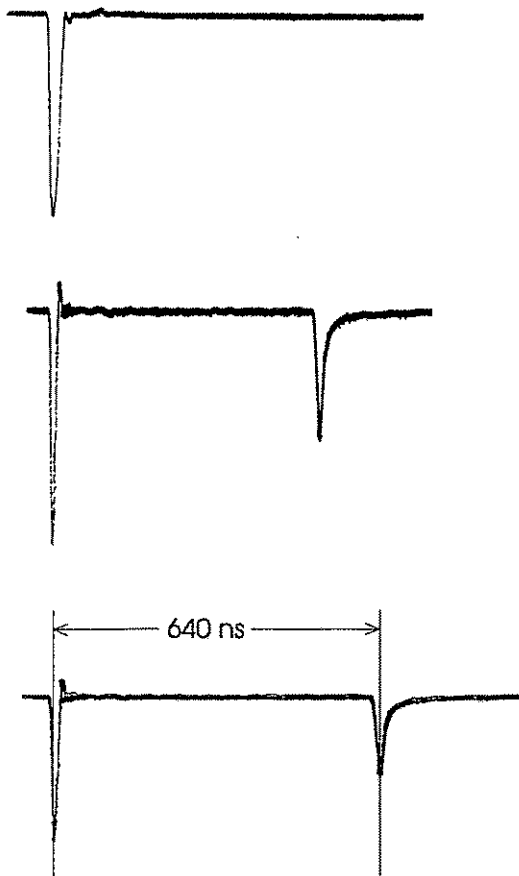
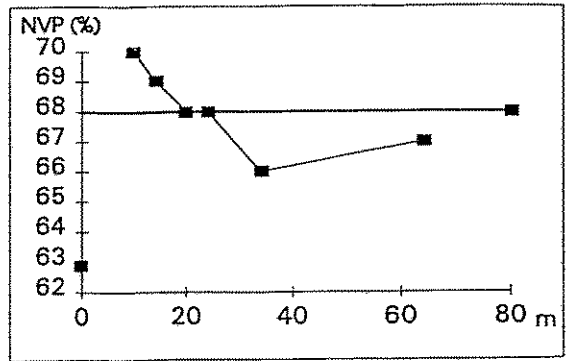
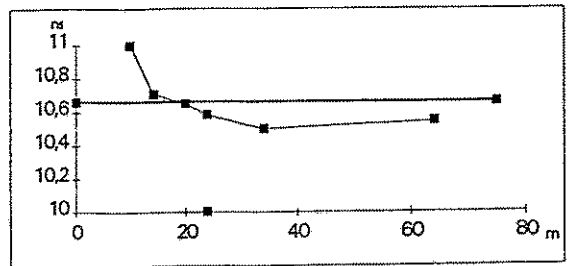


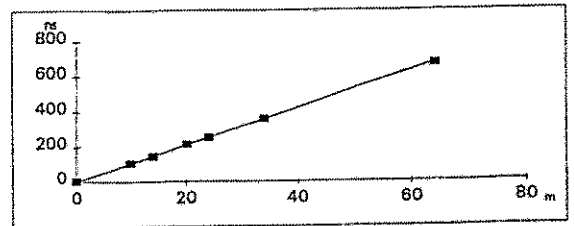
Bild 7



Verkürzungfaktormessung mit verschiedenen Kabellängen

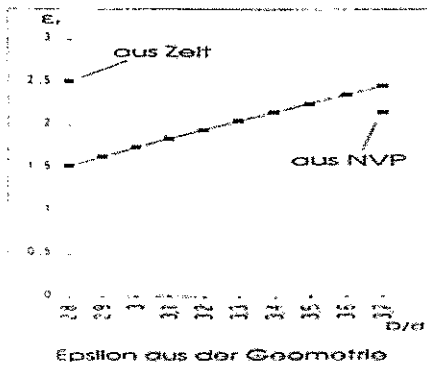


Laufzeit je 'Doppel'-Meter



Laufzeit hin und zurück

Bild 8



$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} \ln \frac{D}{d}$$

$$NVP = \frac{V_p}{c}$$

Bild 9



Alle Messungen: Ende offen

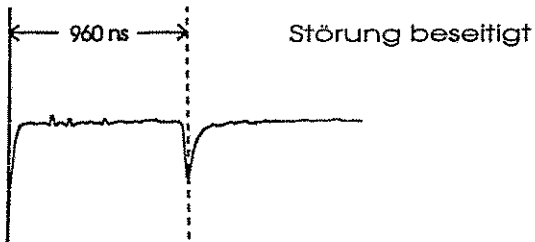
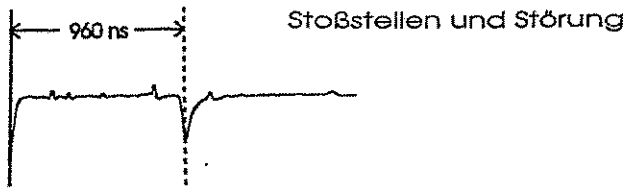
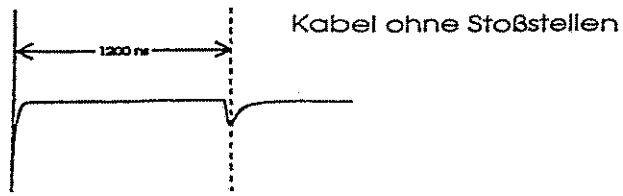


Bild 10

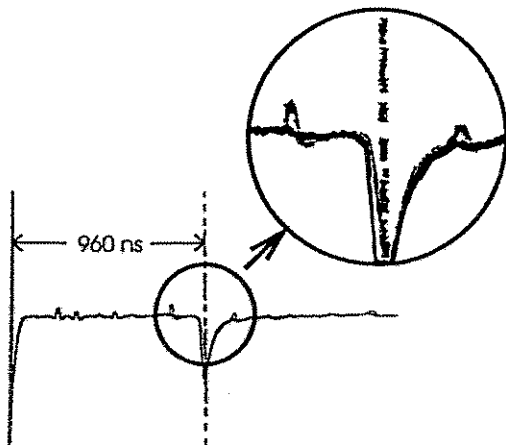


Bild 11

## Ein an nationale Normale anschließbares Thermometer mit einer Meßgenauigkeit von 10 mK

H. Leopold, G. Winkler

Institut für Elektronik der Technischen Universität Graz

In der Arbeitsgruppe der Autoren werden seit vielen Jahren Biegeschwinger zur Messung der Dichte von Flüssigkeiten entwickelt. Der Ausdehnungskoeffizient der Präparate ( $<1 \cdot 10^{-3}/K$ ) zwingt zur genauen Temperaturmessung. Während in den ersten Jahren nur die Stabilität des Thermostaten und die Auflösung des Thermometers wichtig waren, wird heute - wegen der Rückführbarkeit der Dichtemessung auf nationale Standards - die Genauigkeit der Temperaturmessung notwendig und auch ihre Rückführbarkeit verlangt.  $2 \cdot 10^{-5} g/cm^3$  in der Dichte fordern eine zertifizierte Fehlergrenze von  $\pm 10 mK$ . Darüberhinaus muß der Temperaturfühler ausreichend klein sein und in der Gasatmosphäre richtig messen können, die die thermische Kopplung zwischen Peltierthermostat und Dichteschwinger vermittelt.

Bisher wurde als Temperaturfühler eine Thermistorperle verwendet, die empfindlich aber nicht rückführbar ist. Platin-Meßwiderstände haben sich aufgrund ihrer Stabilität weltweit als Temperaturfühler für reproduzierbare und auf nationale Normale rückführbare Temperaturmessungen durchgesetzt. Die geforderten Abmessungen des Fühlers sind bei Pt100 Meßwiderständen möglich. Ein weiterer Vorteil ist der im Vergleich zu Thermistoren wesentlich größere Temperaturmeßbereich. Ein Nachteil ist der relativ kleine Widerstand (100 Ohm) sowie der aus Gründen der Eigenerwärmung niedrige Meßstrom. Bei einem Meßstrom von 1mA und einer Temperaturänderung von 1mK beträgt die Spannungsänderung am Meßwiderstand  $0,4 \mu V$ . An die Genauigkeit der Widerstandsmessung werden erhöhte Anforderungen gestellt. Der Vorteil, daß ein mit einem Pt100 Meßwiderstand ausgerüstetes Thermometer mit einem Eichschein ausgestattet werden kann, wiegt die Nachteile jedoch bei weitem auf.

Bei der Kalibration eines Dichtemeßgerätes ist die Überprüfung der Genauigkeit der Temperaturmessung von entscheidender Bedeutung. Es ist daher ein an nationale Normale angeschlossenes Thermometer erforderlich (Eichschein). Dieses Thermometer muß aus den oben genannten Gründen ebenfalls mit einem Platindrahtwiderstand ausgestattet sein. Ein Thermometer mit einem Pt100 Widerstand in der geeigneten Bauform ist derzeit am Markt nicht erhältlich. Es wurde daher ein Thermometer entwickelt, das den erwähnten Anforderungen entspricht und darüber hinaus auch eine preiswerte Alternative zu derzeit erhältlichen Thermometern für andere Anwendungen darstellt.

Die Fehler bei der Temperaturmessung werden durch die Fehler des Analog-Digitalumsetzers und durch die Fühlereigenschaften bestimmt. Da die Fühler starken Exemplarstreuungen unterliegen, müssen sie justiert werden. Es ist daher zur Vermeidung falscher Meßergebnisse sinnvoll, wenn Fühler und Gerät eine Einheit bilden, die vor Auslieferung justiert wird. Um das Thermometer möglichst handlich und störfest ausführen zu können, wurde es als Batteriegerät ohne Netzanschluß entwickelt.

Die Anforderungen an das Thermometer lauten:

- Im Bereich  $0^{\circ}\text{C}$  bis  $100^{\circ}\text{C}$  volle Meßgenauigkeit von  $\pm 10\text{mK}$  und Auflösung von  $1\text{mK}$  bei Umgebungstemperatur  $23^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$ .
- Meßbereich von  $-200^{\circ}\text{C}$  bis  $+600^{\circ}\text{C}$  mit eingeschränkter Genauigkeit ohne Umschaltung
- Meßstrom ca.  $1\text{mA}$
- Test der Eigenerwärmung des Fühlers zur Kontrolle der Richtigkeit der Temperaturmessung
- Automatische Erkennung des Bruchs einer Fühlerzuleitung
- Hohe elektrische Störfestigkeit

Aus dem geforderten Meßbereich und der Auflösung der Anzeige ergibt sich der Einsatz eines ratiometrischen 21bit-ADC. Als Referenz dient ein Widerstand mit kleinem Temperaturgang. Die Prinzipschaltung des Analog-Digitalumsetzers ist in Bild 1 dargestellt.

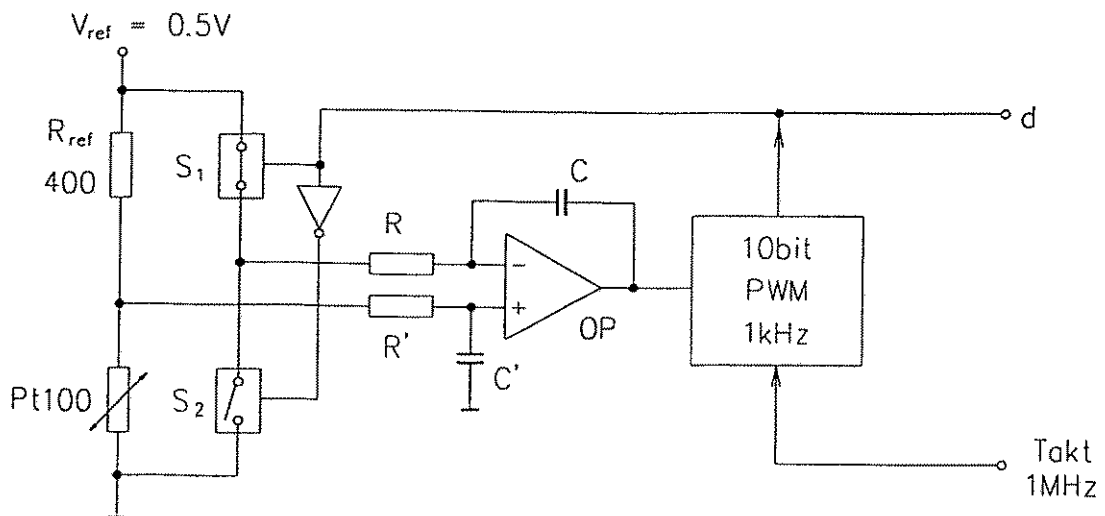


Bild 1: Prinzipschaltung des Analog-Digitalumsetzers

Die Ausgangsspannung des als Differenzintegrator beschalteten Operationsverstärkers (chopperstabilisiert) regelt die Eingangsspannung eines Pulsweitenmodulators so, daß der Mittelwert der Ausgangsspannung des aus  $S_1$  und  $S_2$  gebildeten Tastverhältnismultiplizierers gleich der Ausgangsspannung des aus Referenzwiderstand und Pt100 gebildeten Spannungsteilers ist. Der Wert der Brückenspeisespannung geht in die Messung nicht ein. Mit  $V_{ref} = 0,5\text{V}$  ergibt sich ein Strom von  $1\text{mA}$  durch den Pt100 bei  $0^{\circ}\text{C}$  Meßtemperatur. Der Pulsweitenmodulator arbeitet mit einer Periode von  $1\text{ms}$  und kann sein Tastverhältnis  $d$  diskret in  $1\mu\text{s}$ -Schritten verändern (10bit). Das Tastverhältnis  $d$  bedeutet hier die Zeitdauer in der der Schalter  $S_1$  geschlossen ist bezogen auf die Periodendauer von  $1\text{ms}$ . Eine Genauigkeit von 21bit erfordert eine Meßzeit über 2000 Perioden des Pulsweitenmodulators. Die Erhöhung der Auflösung durch Verlängerung der Meßzeit ist nur möglich, da das Meßverfahren integrierend ist, und die einzelnen 10bit Werte lückenlos erfaßt werden.

Bedingt durch den ohmschen Widerstand der Zuleitungen zum Meßfühler ist die geforderte Genauigkeit nur durch Verwendung eines Vierleiter-Anschlusses möglich. Durch diese Maßnahme wird der Einfluß des Zuleitungswiderstandes und dessen Temperaturganges eliminiert. Die Erweiterung der Meßbrücke durch den Vierleiteranschluß ist in Bild 2 dargestellt.

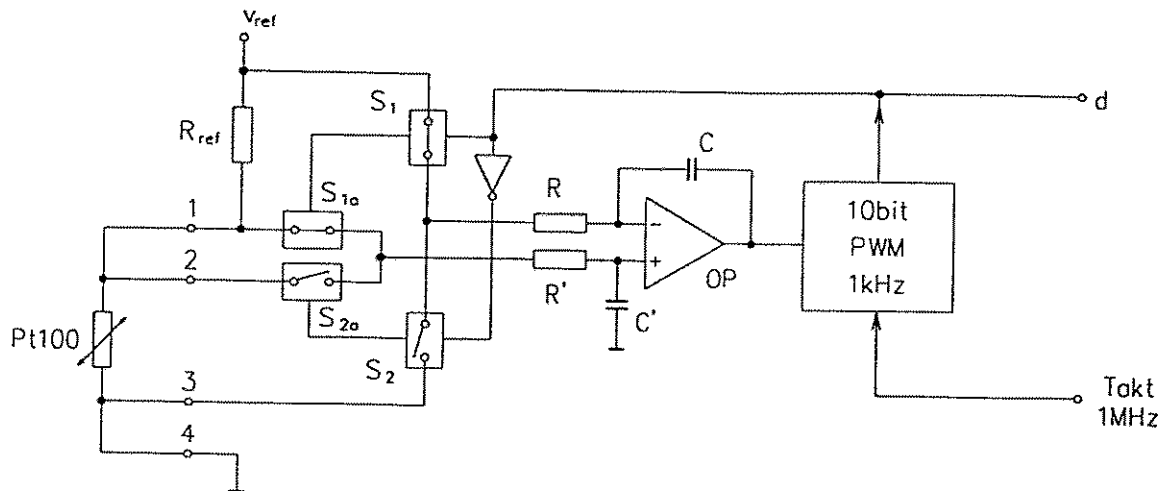


Bild 2: Vierleiteranschluß des Meßwiderstandes

Die Zuleitungen an den Klemmen 1 und 4 werden vom 1mA Meßstrom durchflossen. Der Spannungsabfall an der Leitung 4 wirkt sich nicht aus, da dadurch nur der Fußpunkt der Brückenschaltung (Klemme 3) verschoben wird. Durch das Einfügen der Schalter S1a und S2a, die wie die Schalter S1 bzw. S2 angesteuert werden, wird der Einfluß des Widerstandes der Leitung 1 beseitigt. Das Tastverhältnis  $d$  folgt aus der Gleichung

$$d = \frac{U_{Pr100}}{U_{Pr100} + U_{Rref}}$$

Das Tastverhältnis  $d$  hängt nur von den Größen des Referenzwiderstandes und des Fühlerwiderstandes ab. Der Widerstand der Zuleitung 2 spielt keine Rolle, da nur sehr kleine Ströme fließen. Der Widerstand der Leitung 3 addiert sich zum Einschaltwiderstand des Schalters S2 und muß im Vergleich zum Wert des Widerstands  $R$  (100k $\Omega$ ) klein sein um eine Nichtlinearität des Analog-Digitalumsetzers zu vermeiden. Zur Kontrolle wurde der Widerstand der Leitung 1 auf 20 $\Omega$  vergrößert.

Die Unterbrechung einer Zuleitung zum Meßwiderstand führt mit Ausnahme der Leitung 2 zu einer eindeutig als falsch erkennbaren Anzeige. Durch Bruch der Leitung 2 erhöht sich der gemessene Fühlerwiderstand lediglich um den Wert des Widerstandes der Leitung 1. Eine automatische Erkennung eines Leitungsbruchs muß daher speziell die Leitung 2 überprüfen. Die automatische Testschaltung ist in Bild 3 dargestellt.

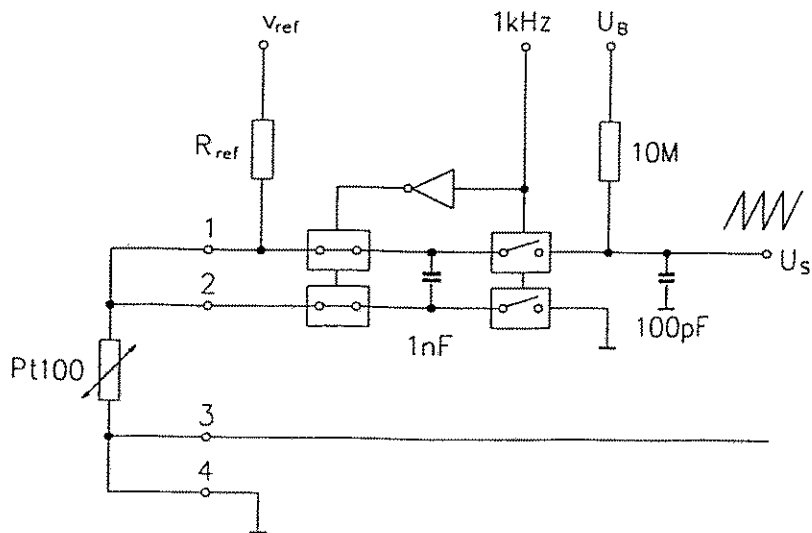


Bild 3: Erkennung des Bruchs der Leitung 2

Ein Kondensator wird in periodischen Abständen entweder an die Klemmen 1 und 2 oder zwischen einen Ladewiderstand und Masse geschaltet. Über den Ladewiderstand wird der Kondensator aufgeladen. Sind die Leitungen 1 und 2 in Ordnung, wird der Kondensator durch sie entladen, und im leeren Zustand wieder an den Ladewiderstand gelegt. Am Ladewiderstand entsteht eine Sägezahnspannung. Bei Leitungsbruch wird der Kondensator nicht mehr entladen, die Spannung  $U_s$  am Ausgang steigt auf den Wert der Betriebsspannung  $U_B$  an. Der Ausfall der Sägezahnspannung wird von einer Schaltung bestehend aus einem Komparator und einem Zeitglied erkannt.

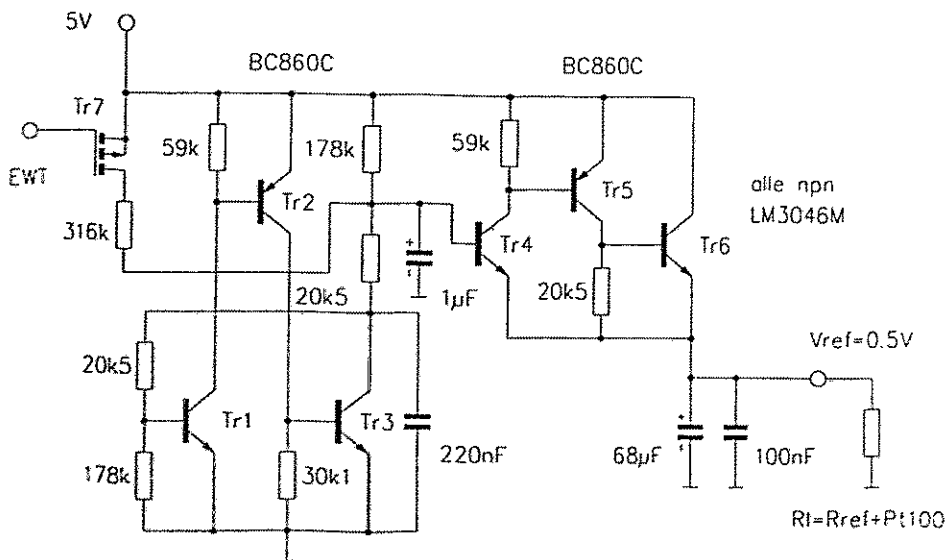


Bild 4: Erzeugung der Brückenspeisespannung

Die Brückenspeisespannung  $V_{ref}$  wird von einem speziell entwickelten Spannungsregler erzeugt (Bild 4). Um die Ratiometrie der Messung zu gewährleisten, darf sich die Speisespannung  $V_{ref}$  während der Zeit in der der Schalter S1 (Bild 1) geschlossen ist, durch die zusätzliche Belastung mit dem invertierenden Eingang des Differenzintegrators nur um 0.5ppm ändern. Dies gilt nicht nur für die Frequenz des Pulsweitenmodulators, sondern auch

für die durch die jeweilige Pulsweite entstehenden Oberwellen. Es wurde daher ein aus drei Transistorstufen bestehender Spannungsfolger (Tr4, Tr5, Tr6) mit einem Innenwiderstand von  $50\text{m}\Omega$  bei einem Ausgangsstrom von  $1\text{mA}$  eingesetzt. Der Schaltungsteil mit den Transistoren Tr1, Tr2 und Tr3 gleicht die Absenkung der Ausgangsspannung durch die Basis-Emitterspannung von Tr4 temperaturunabhängig aus. Durch Umschalten der Eingangsspannung des Follers (Tr7) kann man die Brückenspannung von  $0,5\text{V}$  auf  $0,71\text{V}$  erhöhen. Im Fühler entsteht dann die doppelte Verlustleistung. Der dadurch verursachte Temperaturanstieg ist ein Maß für den Temperaturunterschied zwischen Fühler und Umgebung.

Die Steuerung des Analog-Digitalumsetzers erfolgt durch eine kundenspezifisch integrierte Schaltung, die durch Zählung der Einschaltdauer des Schalters S1 über 1000 Perioden des Pulsweitenmodulators einem nachgeordneten Mikrokontroller das Ergebnis von 1s Meßzeit übermittelt. Der Mikrokontroller errechnet durch Summation zweier unmittelbar aufeinanderfolgender Zählwerte den zur weiteren Rechnung notwendigen 21bit-Wert. Dieser Wert wird jede Sekunde erneuert. Unter Verwendung der in einem schreibgeschützten EEPROM abgelegten Justierkonstanten wird ausgehend vom ermittelten Spannungsteilerverhältnis von Referenzwiderstand und Meßwiderstand die Meßtemperatur berechnet und zur Anzeige gebracht. Die Berechnung erfolgt dabei nach den in der Norm DIN IEC 751 angegebenen Gleichungen

$$R_t = R_0(1 + at + bt^2 + c(t - 100)t^3) \quad \text{im Bereich } -200^\circ\text{C bis } 0^\circ\text{C}$$

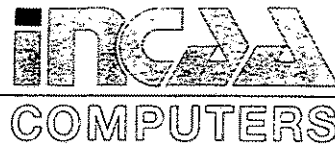
$$R_t = R_0(1 + at + bt^2) \quad \text{im Bereich } 0^\circ\text{C bis } 850^\circ\text{C.}$$

In der DIN IEC 751 sind die Grundwerte von  $R_0$ ,  $a$ ,  $b$  und  $c$  angegeben. Ab Werk lieferbare Pt100 Meßfühler entsprechen diesen Grundwerten entsprechend angegebener Toleranzen. Die genaueste Fertigung erfolgt mit 1/10 DIN B. Dies entspricht einer Toleranz der Temperaturmessung von  $\pm 0,03^\circ\text{C}$  bei  $0^\circ\text{C}$  Meßtemperatur. Bei Verwendung eines Thermometers mit größerer Genauigkeit müssen die Fühlerkonstanten ermittelt werden. Da das vorliegende Thermometer mit dem Fühler eine Einheit bildet, können zugleich auch die Fehler der Auswerteschaltung bestimmt und durch die Justierung ausgeglichen werden. Die Justierung erfolgt durch die Speicherung der Justierkonstanten  $R_{\text{ref}}$ , Offset,  $R_0$ ,  $a$ ,  $b$  und  $c$  in das EEPROM (kein mechanischer Abgleich). Wird der Fühler aufgrund einer Beschädigung ausgetauscht, muß der Justiervorgang wiederholt werden. Die Konfektionierung des passenden Meßwiderstandes und die Justierung des Mustergerätes erfolgten im Laboratorium für Meßtechnik Dr. H. Stabinger, Graz. Die Kalibrierung wurde in der Kalibrierstelle DKD-K-10701 vorgenommen. Diese Kalibrierstelle des Deutschen Kalibrierdienstes in Graz ist auf  $0,01^\circ\text{C}$  zertifiziert.

Die Versorgung des Thermometers erfolgt durch eine 9V Blockbatterie. Die Betriebsspannung wird mit einem "low dropout" Spannungsregler auf  $5\text{V}$  geregelt. Bei einer Stromaufnahme von  $5\text{mA}$  kann das Gerät ca. 100 Stunden mit einer Batterie betrieben werden (Alkaline). Durch Verwendung geeigneter Filter in den Zuleitungen des Fühlers und eines innen metallisierten Gehäuses ist eine ausreichende Störfestigkeit gegeben. Der Meßwiderstand kann in ein Metallröhrchen gelegt werden, das einpolig mit einem Burst-Generator nach IEC 801-4 verbunden ist. Bei einer Burstamplitude von  $250\text{V}$  ist kein Einfluß

auf die Temperaturmessung erkennbar. Bei einer Burstamplitude von 300V ändert sich die Anzeige um 2mK.

Die Überprüfung der Linearität des Analog-Digitalumsetzers mittels Kelvin-Varley-Divider ergab einen maximalen Linearitätsfehler von  $1,5 \cdot 10^{-6}$ . Bei Justierung des Gerätes mit zwei bekannten Festwiderständen ( $100\Omega$ ,  $400\Omega$ ) und Überprüfung der Linearität mit vier weiteren Festwiderständen ( $33\Omega$ ,  $50\Omega$ ,  $150\Omega$ ,  $200\Omega$ ) ergab sich eine Abweichung der Meßwerte vom Sollwert von maximal  $\pm 0,4 \text{ m}\Omega$  (Test von drei Geräten). Dies liegt in der Größenordnung der Unsicherheit der Widerstandswerte der Festwiderstände und entspricht einem Fehler in der Temperaturmessung von  $\pm 1 \text{ mK}$ . Der Temperaturgang der angezeigten Temperatur bei Änderung der Umgebungstemperatur wurde im Klimaschrank mit kleiner als  $\pm 0,5 \text{ mK}/^\circ\text{C}$  gemessen.



## ZYKLOTRON-STEUERUNGSSYSTEM MIT BITBUS im Teilchenphysikinstitut KVI

P.A. Muller, INCAA Computers BV

Das "Kernfysisch Versneller Instituut" in Groningen, Niederlande, wird ein neues Zyklotron für neue Experimente erhalten. Dieser Artikel beschreibt das Steuerungssystem, im besonderen den BITBUS-Teil, nach einleitender Vorstellung des AGOR.

Das AGOR-Zyklotron wird in Gemeinschaft mit dem französischen "Institut de Physique Nucléaire" in Orsay bei Paris gebaut. AGOR bedeutet: Accélérateur Groningen ORsay. Die niederländische Beteiligung an AGOR beträgt 50 Millionen holl. Gulden + 140 Arbeitsjahre. Die französische Beteiligung beträgt 1 Millionen holl. Gulden + 300 Arbeitsjahre.

Die Maschine wird in Orsay gebaut und getestet. Der Transport der Maschine nach Groningen wird im April 1994 beginnen. Französische Wissenschaftler werden 20% der verfügbaren Beam-Zeit, nachdem die Maschine im KVI montiert ist, erhalten.

### Was ist ein Zyklotron?

Ein Zyklotron ist eine Anlage, in der geladene Teilchen beschleunigt werden. Die maximale Geschwindigkeit des erzeugten Teilchenstrahls des AGOR beträgt zwischen 10 und 60% der Lichtgeschwindigkeit, 30.000-160.000 km/s. Die Geschwindigkeit ist abhängig von der Art der Teilchen, die beschleunigt werden.

### Wie arbeitet es?

Die Hauptteile eines Zyklotrons sind der Magnet und die Beschleuniger-Elektroden. Ähnlich einer Linse in der Optik des normalen Lichts dient der Magnet dazu, die geladenen Teilchen in der Bahn zu halten. Der AGOR-Magnet ist ein supraleitender Typ. Im Magneten sind drei Beschleuniger-Elektroden eingebaut. Diese Elektroden werden mit hoher Spannung versehen (z.B. 60kV, 50MHz). Diese hohe Spannung beschleunigt die Teilchen jedes Mal, wenn sie in eine Elektrode eintreten oder sie verlassen, d.h. sechsmal pro Umlauf.

### Was sind die Anwendungsmöglichkeiten eines Zyklotrons?

Der Teilchenstrahl des AGOR wird für folgende Experimente genutzt:

- Erforschung des Verhaltens des Atomkerns.
- Forschung in der Produktion von radioaktiven Teilchen für medizinische Anwendung.
- Forschung über die Nutzung des Teilchenstrahls in der Krebstherapie.

### Anfangskriterien

Anfangskriterien für dieses neue Konzept in der Prozeßsteuerung waren: ein Hohes Maß von Funktionalität, Flexibilität und Zuverlässigkeit in Hinblick auf Meß- und Steuerungstechnik, Datenverarbeitung und Verwaltung von Gesamtprozessen.

### Implementierung

Ethernet mit DECnet und TCP/IP wird benutzt, um ungefähr 5 Workstations auf X-Window-Basis, ungefähr 10 X-Window-Terminals, die sich über den Experimentierbereich verteilen, und ungefähr 7 Echtzeit-VAXe zur Steuerung der verschiedenen Untersysteme im Steuerungsraum zu verbinden.

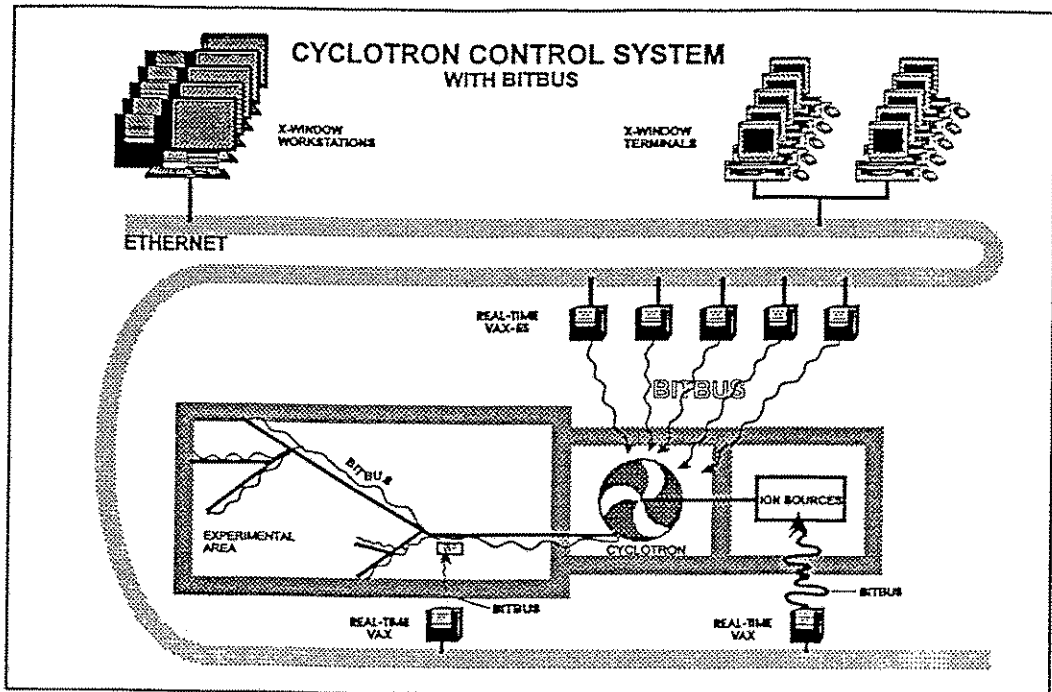
Mit jedem Echtzeit-VAX ist ein BITBUS-Netzwerk mit unterschiedlichen BITBUS-Knoten verbunden, die später im einzelnen beschrieben werden. Jedes Echtzeit-VAX hat eine der folgenden Aufgaben:

- Ionen-Sourcen und Einleitung des unbeschleunigten Strahls in das Zyklotron.
- Kontrolle der Energieversorgung des Magneten.



# INCA COMPUTERS

- Cryogenisches System für die supraleitenden Magnetspulen.
- Generatoren zur Erzeugung von hochfrequenzter Hochspannung.
- Automatisches Hochfrequenz-Abstimmungssystem.
- Kontrolle der externen Strahlbahnen, die die beschleunigten Teilchen in den Experimentierbereich lenken.



## Typen von Schnittstellen

Eine weitere Möglichkeit der Betrachtung des Steuerungssystems ist der Überblick über die verschiedenen Aufgaben der verschiedenen BITBUS-Knoten, die von den 7 Echtzeit-VAXen gesteuert werden. Dieser Überblick gibt eine Vorstellung von den zahlreichen Möglichkeiten eines BITBUS-Modulknotens.

- Einfacher A/D, D/A und digitaler E/A - 30 Knoten, 500 E/A-Punkte.  
Überwachung von Temperatur, Wasserdurchlauf, Gasfluß sind Beispiele für einfach analoge Steuerungsanwendungen.
- Steuerung der Energiezufuhr - ca. 120 Knoten, durchschnittlich 20 E/A-Punkte pro Knoten.
- Antriebssteuerung für Schritt- und DC-Servomotoren - 15 Knoten, 60 Motoren.  
Spaltfokussierung, RF-Resonator-Abstimmung, Einstellung des Extraktors, Meßfühler für das Strahlprofil usw.
- Verschiedene Geräte zum Messen der Lage und Beschaffenheit des Strahls - 30 Knoten.  
Dies ist ein typisches Beispiel für den Fall, daß pro Knoten 50-5000 analoge Datenpunkte lokal auf einige wenige wesentliche Werte beschränkt werden, z.B. Lage und Breite des Strahls. Dies reduziert den Feldbus-Verkehr enorm im Vergleich zu nichtintelligenten Feldbusknoten.
- Gateway-Module, die andere Schnittstellenprotokolle auf BITBUS umwandeln - 20 Knoten.
  - SPSn, Energiequellen, Bewegungssteuerungen usw. mit herstellerspezifischen Protokollen auf der Basis des asynchronen seriellen RS-232 oder ähnlichen.
  - Instrumente mit Bus IEEE-488 (um die Beschränkung der Buslänge und Knotenzahl zu überwinden).
  - Codeumsetzer für die absolute Position mit SSI-Schnittstelle.

### Strahlungssicherheitssystem

Ein sehr wichtiges System ist das Strahlungssicherheitssystem. Jeder Bereich hat eine eigene Bereichseinheit. Jede überwacht den Strahlungspegel in einem Bereich und überwacht den Zugang zu diesem Bereich. Mehrere Alarm- und Displayeinheiten sind über den BITBUS mit einer Bereichseinheit verbunden. Alle Bereichseinheiten sind mit einer Kontrollstation verbunden; jede Einheit überwacht die richtige Funktion ihrer Nachbarn und schaltet den Zyklotronstrahl ab, wenn sie bei einer anderen eine Fehlfunktion entdeckt. Die Gesamtlänge der verschiedenen BITBUS-Netzwerke beträgt ca. 600 m, und sie verbinden 35 Knoten.

### Der Feldbus als Netzwerk für das Steuerungssystem

Bei der Auswahl eines Feldbus als Netzwerk für das Steuerungssystem des Zyklotrons wurden folgende Kriterien angewandt:

- Ein offenes System, das den Standards der europäischen Industrie entspricht.
- Eine Bus-Topologie (weniger Verkabelung).
- Das Netzwerk muß in der Lage sein, über mehrere hundert Meter zu arbeiten.
- Ein robustes Industrieprodukt, leicht zu installieren und zu erweitern. Soweit möglich, muß das Netzwerk auch während Wartungsarbeiten seinen Betrieb aufrechterhalten.
- Eine völlige galvanische Trennung zwischen Feldbus und Workstations.
- Guter Schutz gegen Erschütterung, besonders elektrische durch Blitzschlag; die Möglichkeit, Glasfaser zu verwenden.
- Die beiden unteren Schichten des OSI-Modells müssen gänzlich vom Netzwerk durchgeführt werden (eingebaute Protokolle).

Der BITBUS, von INTEL entwickelt, wurde ausgewählt, weil er den meisten dieser Kriterien entspricht und vorläufig von der ISO (International Standards Organisation) anerkannt worden ist. Eine allgemeine ISO-Norm für den Feldbus ist für 1994 unwahrscheinlich, aber der BITBUS ist IEEE 1118- 1990 anerkannt worden.

### Eigenschaften des BITBUS

Die Struktur des BITBUS basiert auf der Norm RS 485 und dem SDLC-Protokoll.

Dieses Protokoll wird ausschließlich in der Hardware ausgeführt. Es ist ein Master-Slave-System mit bekannter Reaktionszeit.

Die Übertragungsgeschwindigkeit hängt ab von der Entfernung. 375 kb/s wurden ausgewählt, da die Entfernung von einigen hundert Metern eine angemessene Entfernung für das Steuerungssystem ist. Entnehmen Sie bitte weitere Einzelheiten der nachfolgenden Tabelle.

MODE	SYNCHRONOUS TO 2.4 Mb/s	ASYNCHRONOUS 375 kb/s	ASYNCHRONOUS 62.5 kb/s
Max. repeaters between master and slave	-	2	10
Distance between repeaters (RS-485)	-	300 m	1200 m
Max. distance (RS-485)	30 m	900 m	13.2 km
Number of nodes/segment	28	28	28
Max. number of nodes	28	250	250
Min. number of wire-pairs	2	1 or 2 (with repeaters)	1 or 2 (with repeaters)

Das BITBUS-Protokoll ist vollständig in einem separaten 8044-Prozessor enthalten, der auf der Basis eines 8051 speziell für diesen Zweck von INTEL entwickelt wurde. Der Prozessor hat einen permanenten Mehrprozessorkern von bis zu 7 Benutzertasks und eine Standard-RAC-Task (Remote Access and Control).

# INCAA COMPUTERS

## Zentrale und verteilte Steuerung

Jeder BITBUS-Knoten hat einen eingebauten Satz von Verfahren, der als RAC-Task bekannt ist. Diese Task gibt die Möglichkeit des Zugriffs auf E/A in einem BITBUS-Knoten durch das Senden einer einfachen Meldung an der Knoten über den BITBUS. Es ist nicht notwendig, den BITBUS-Knoten selbst zu programmieren, wenn man diese Art der zentralen Steuerung benutzt.

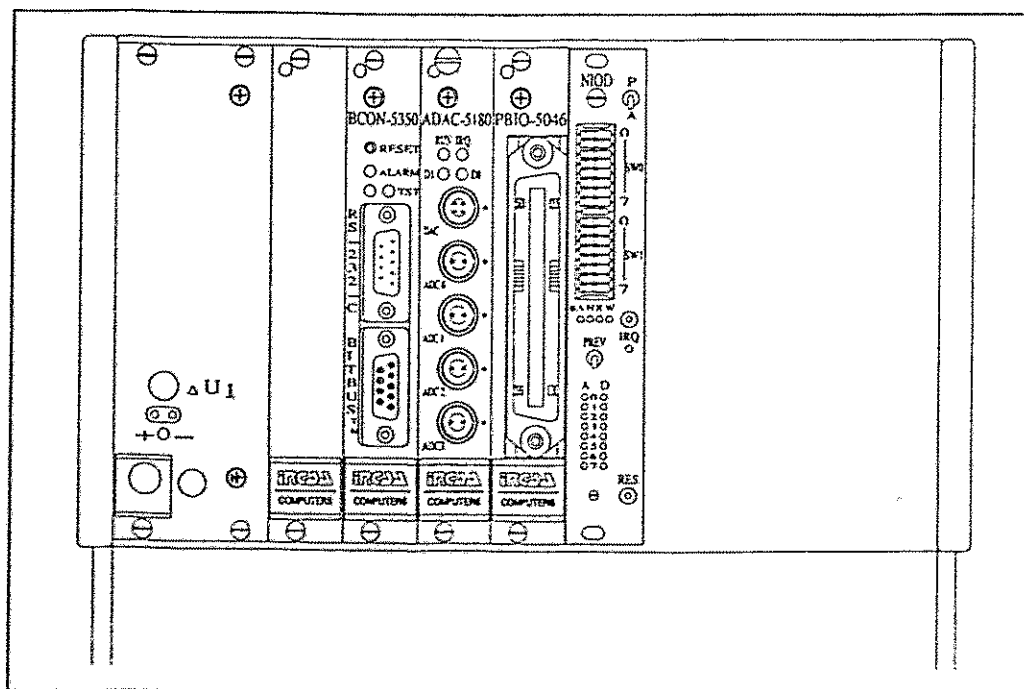
Der BITBUS kann auch dazu benutzt werden, leistungsfähige Systeme der verteilten Steuerung zu tragen. Der im BITBUS-Controller eingebaute Multitasking-Prozessor erlaubt die gleichzeitige Abarbeitung von bis zu 7 Benutzertasks in dem Knoten. Dies ergibt eine enorme Reduzierung des Busverkehrs im Vergleich zu nicht intelligenten Feldbusknoten. Fast alle BITBUS-Anwendungen für das AGOR-Steuerungssystem sind in dieser Weise aufgebaut.

## Modulstruktur der INCAA Computers

Als KVI an die Entwicklung des Steuerungssysteme für AGOR ging, konnte man nicht alle Anforderungen an die Ausrüstung vorhersehen. Eines war sicher: existierende Einplatinen-Schnittstellen oder die Entwicklung neuer Einplatinen-Schnittstellen könnten nur einem Teil der Anforderungen gerecht werden.

KVI und INCAA Computers begannen, einen BITBUS-Modulknoten zu spezifizieren, der den bekannten Ausrüstungsanforderungen entsprach, aber ebenso denen der Zukunft.

Ein INCAA-BITBUS-Modulknoten besteht aus einer Prozessorplatine und bis zu 8 E/A-Modulen. Die Prozessorplatine besteht aus einem 8044 Microcontroller, 16 kb-EPROM und 60 kb-Notstromumschalt-RAM (44 kb können genutzt werden zur Speicherung des Download-Programms, die Programme im EPROM oder RAM können sogar automatisch nach "POWER-ON" oder "RESET" gestartet werden). Diese Platine enthält auch eine Standard-RS-232-C Schnittstelle zur lokalen Steuerung, zum Testbetrieb oder zur Kontrolle einer benachbarten SPS (die dann automatisch mit dem BITBUS verbunden wird). Wenn das Prozessormodul in einem Eurorack mit einer INCAA-Rückwandplatine untergebracht ist, kann der Prozessor bis zu 8 verschiedenen E/A-Module steuern. Es ist sogar möglich, fast alle G-64-E/A-Platinen über einen speziellen Adapter zu benutzen.





Module, die von KVI und INCAA Computers für den BITBUS-Modulknoten entwickelt wurden, sind die folgenden:

BITBUS-Knoten-Controller, A/D und D/A module, digitale E/A-Module, DC-Servomotor-Steuerungs- und Schrittmotor-Steuerungsmodule, IEEE-488 Schnittstellenmodule und ein Tastatur und Display-Schnittstellenmodul.

### **Verwaltung der Konfiguration**

Im BITBUS-Netzwerk hat jeder Knoten seine individuelle Nummer. Die Konfigurationstask im Hostrechner kann eine Datenbank benutzen, wobei die Information jedes einzelnen Knotens des BITBUS-Netzwerk aufbaut. Jeder Knoten hat seine eigene Task im Steuerungssystem und kann seine eigene(n) individuelle(n) lokale(n) Steuerungsaufgabe(n) haben, die von Host übertragen werden können. Im falls einer (kleinen) Änderung in einem BITBUS-Knoten (Ändern, Hinzufügen oder Wegnehmen einer E/A-Platine) ist die Datenbank im Hostrechner nicht mehr auf dem aktuellen Stand. Wenn dies geschieht, kann ein Fehler im Steuerungssystem auftreten.

Um den oben erwähnten Fehler zu vermeiden, hat INCAA Computers die Möglichkeit der selbstverwaltenden Konfiguration geschaffen. Jede INCAA-Platine (BITBUS-prozessor, E/A-Platine und G-64-Adapter) hat ein eigenes individuelles Konfigurations-(E)PROM. Der Inhalt dieses (E)PROM ist u.a. die Seriennummer, der Typ, die Produktionswoche und das Jahr, der Hersteller und die Funktionsidentität dieses Moduls.

KVI benutzt diese Möglichkeit, um die Treiber in den Knoten automatisch zu konfigurieren. A/D-Module beginnen damit, ihre Eingänge abzutasten, Motorsteuerungen werden initialisiert usw.

### **Nachweise**

P. A. Kroon, Kernfysisch Versnellend Instituut, Zernikelaan 25, 9747 AA Groningen, Niederlande.  
P. A. Muller, INCAA Computers BV, P.O.Box 722, 7300 AS Apeldoorn, Niederlande.