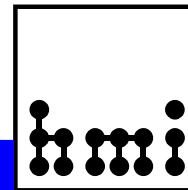


**Bericht der Herbsttagung der
Studiengruppe für Elektronische Instrumentierung
26. bis 28. September 2005, HMI Berlin**



Herausgeber: Dr. F. Wulf
HMI-B 605 Berlin, Dezember 2005

ISSN 0936 – 0891



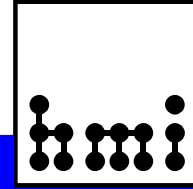
Bericht der Herbsttagung der
Studiengruppe für Elektronische Instrumentierung
26. bis 28. September 2005, HMI Berlin



Herausgeber: Dr. Friedrich Wulf
HMI-B 605 Berlin, Dezember 2005

ISSN 0936 – 0891

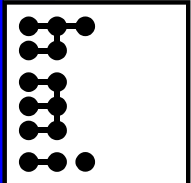
Hahn-Meitner-Institut Berlin
Abteilung Experimentalsysteme
Glienicker Str. 100
14109 Berlin



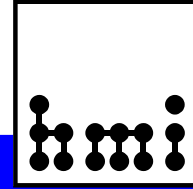
Teilnehmerliste



<u>Name</u>	<u>Institut</u>
Arends, Dr. Isolde	Privat
Badura, Dr. Eugen	Gesellschaft für Schwerionenforschung, Abt. DVEE
Becker, Heinz	Privat
Bönisch, Dr. Sven	Hahn-Meitner-Institut Berlin GmbH
Borutta, Dr. Hans	TÜV Thüringen AT GmbH
Brandt, Bernd-August	Privat
Breitenstein, Hannelore	Forschungszentrum Rossendorf e. V.
Conrad, Dr. Ralf	Privat
Conrad, Jutta	Privat
Drochner, Dr. Matthias	Forschungszentrum Jülich GmbH, ZEL
Dube, Sascha	Hahn-Meitner-Institut Berlin GmbH
Dürr, Christian	Hahn-Meitner-Institut Berlin GmbH
Ehret, Dr. Günter	Forschungszentrum Karlsruhe, IFP
Endendijk, Gijs	INCAA Computers
Gabriel, Dr. Frank	Forschungszentrum Rossendorf e.V.
Goettmann, Walter	Hahn-Meitner-Institut Berlin GmbH
Grimm, Bernhard	Max-Planck-Institut für Astronomie
Habel, Dr. Wolfgang	Bundesanstalt für Materialforschung u. -prüfung (BAM)
Henkelmann, Udo	National Instruments Germany GmbH
Herbrand, Dr. Frank	Forschungszentrum Rossendorf e.V., Abt. FWFE
Jainz, Michael	Farnell in One GmbH
Kleisch, Thomas	Hahn-Meitner-Institut Berlin GmbH
Koch, Dr. Karsten	GSI Darmstadt
Leven, Christian	Farnell In One GmbH
Löffler, Volker	MACCON GmbH
Meisel, Dr. Ulrich	Hahn-Meitner-Institut Berlin GmbH
Miemietz, Stefan	Hahn-Meitner-Institut Berlin GmbH
Namaschk, Dr. Bernhard	Hahn-Meitner-Institut Berlin GmbH
Notz, Dr. Dieter	DESY Hamburg, F1
Nowack, Dr. Gerd	Ruhr-Universität Bochum
Paul, Dr. Hans-Joachim	Uni Hannover, Fachbereich Physik
Podehl, Martin	MACCON GmbH
Przybilla, Waldemar	Hahn-Meitner-Institut Berlin GmbH
Rausch, Rainer	Forschungszentrum Jülich GmbH, Abt. ISG 3/4
Rossa, Lutz	Hahn-Meitner-Institut Berlin GmbH
Schneider, Marc	Forschungszentrum Karlsruhe GmbH
Stolper, Matthias	DESY Hamburg, MKS 4
Völker, Emmi	Privat
von Düring, Arp-Nico	Wiener, Plein & Baus GmbH
Wawer, Walter	Privat
Wulf, Dr. Friedrich	Hahn-Meitner-Institut Berlin GmbH
Zeigert, Jörg	Schulz-Electronic GmbH
Zillikens, Hans-Peter	Forschungszentrum Jülich GmbH, Abt. IWV - 2



Teilnehmer der SEI-Herbsttagung 2005, HMI Berlin



Vorträge

Seite

Zusammenfassung

Dr. F. Wulf, HMI Berlin

- V -

DAQ für Neutronenstreuexperimente mit Time Stamp Daten

Dipl.-Ing. S. Dube, HMI Berlin

- 1 -

Motorserver für Experimentsteuerungen

Dipl.-Ing. L. Rossa, HMI Berlin

- 8 -

Ein komplexes Monitoringsystem der BAM überwacht den gläsernen Bahnhof in Berlin

Dr.-Ing. W. R. Habel, BAM, Abt. S.1

- 19 -

Strahlverlustmonitor durch Messung der Cerenkov-Strahlung in Lichtwellenleitern

Dipl.-Ing. W. Goettmann, HMI Berlin

- 49 -

Optimierung des Rauschverhaltens von Breitbandkleinsignalverstärkern im Frequenzbereich von 100 kHz bis 350 MHz

C. Dürr, Dr.-Ing. S. Bönisch, HMI Berlin

- 62 -

Digitale Schrittmotorkontroller - ein moderner Ansatz

V. Löffler, M. Podehl, Firma Maccon GmbH

- 72 -

Mit Volldampf in die Zukunft - Innovationen aus dem Hause NI -

Thomas Röpfige, Udo Henkelmann, National Instruments

- 88 -

Alte und neue Maßeinheiten (vom Maßband bis zum Quantenmaß)

Dr.-Ing. G. Nowack, Ruhr-Universität Bochum

- 99 -

Datenaufnahme für Münchner Rückstreupektrometer

Dr. Matthias Drochner, FZJ

- 110 -

Computergesteuerte Kondensatorbox

Dr.-Ing. B. Namaschk, HMI Berlin

- 117 -

Ein transparenter Firewall im unsicheren Internet

Dr. H.-J. Paul Uni Hannover

- 122 -

Optische Übertragung in Leiterplatten

M. Schneider, Forschungszentrum Karlsruhe

- 130 -

Bericht über die RT 2005 (4.-10. Juni 05, Stockholm)

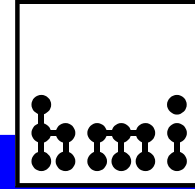
Dr. D. Notz, DESY Hamburg

- 149 -

GPS als Quelle der Normalfrequenz für das Josephson Spannungsnormal

Dr. H. Borutta, TÜV Thüringen

- 167 -



Zusammenfassung

Dr. F. Wulf, HMI Berlin

Der Bericht vom 91. Treffen der Studiengruppe für Elektronische Instrumentierung, das vom 26. bis 28. September 2005 im Hahn-Meitner-Institut Berlin stattfand, enthält 14 Beiträge. Ich danke den Vortragenden und Autoren für die ausgezeichneten Vorträge.

Diese Tagung stand unter der besonderen Überschrift "44 Jahre SEI-Tagungen". Das erste offizielle Treffen fand am 25. April 1961 in Heidelberg statt. Das Motto, unter dem sich damals die Teilnehmer trafen

"Physiker, Elektroniker und Ingenieure treffen sich - über allerlei Grenzen hinweg -, um gemeinsame Empfehlungen für austauschbare Mess- und Experimentgeräte zu erarbeiten und zu entwickeln"

hat sich bis heute als tragfähig erwiesen und ist auch mit ein Grund für das lang anhaltende Interesse an dieser Tagung und den erfolgreich stattfindenden Generationswechsel.

Von 1967 bis 1994 organisierte Herr B.-A. Brandt, unterstützt von Frau E. Völker, die Tagungen. Von 1995 bis zum Jahr 2000 übernahm Herr Dr. F. Gabriel, unterstützt von Frau H. Breitenstein, die Funktion des Sekretärs der SEI-Tagung. Zur Freude aller Teilnehmer trafen sich diese vier Personen zum ersten Mal auf einer Tagung, so dass viele Erinnerungen ausgetauscht werden konnten.

Die Beiträge aus dem HMI waren geprägt durch die Anforderungen für den Aufbau der zukünftigen und die Erneuerung der alten Neutronstreuexperimente. Insbesondere führt die Forderung, die Positions- und Amplitudenwerte der neu entwickelten PSD-Zählrohre zusammen mit den Chopper- und weiteren Messsignalen im Listmode mit time stamps (Auflösung 100 ns) zu speichern, zu neuen Lösungsansätzen. Für zukünftige Schrittmotorsteuerungen wurde ein neues Konzept vorgestellt, das ausschließlich kommerzielle Komponenten enthält. Die Möglichkeiten moderner Schrittmotorsteuerungen wurde durch den Beitrag der Firma MACCON ergänzt. Auch die Neutronenstreuexperimente, die vom FZJ am FRM II in Garching aufgebaut werden, benötigen komplexere Hard- und Softwarelösungen. Die Notwendigkeit einer sehr sorgfältigen Analyse der Funktionen kommerzieller Geräte, wie z. B. eines "einfachen" Netzteils, um sie für spezielle Applikationen einsetzen zu können, wurde in einem Beitrag wieder sehr deutlich dargestellt.

Der Beitrag über die Monitorsysteme zur Überwachung der Gebäudebewegung des Lehrter Bahnhofs zeigte auch Lösungen, die für Beschleunigertunnel relevant sind.

In dem Vortrag über alte und neue Maßeinheiten wurden die geschichtliche Entwicklung und deren Bedeutung für unsere moderne Zivilisation sehr anschaulich präsentiert. Ergänzt wurde dies durch den Vortrag über die hoch genauen Frequenzmessungen der Josephson Spannungsnormale, wie sie beim TÜV durchgeführt werden können.

Der Beitrag auf der Frühjahrstagung 2005 über den Einsatz einer transparenten Firewall wurde ergänzt und aktualisiert. Der Bericht über die Real Time Konferenz 2005 in Stockholm veranschaulichte die aktuellen Anforderungen der Großprojekte der Hochenergiephysik an die DAQ und IT-Systeme. Hierbei kommen die innovativen Entwicklungen der Industrie, wie am Beispiel der neuen Hardware und insbesondere der Software der Firma National Instruments dargestellt wurde zugute. Dies wurde auch in der Präsentation der Firmen INCAA Computers, MACCON GmbH, Schulz-Elektronik GmbH, W-ie-ne-r Plein&Baus GmbH und Farnell in One GmbH deutlich.

Die SEI-Frühjahrstagung 2006 ist vom 27. bis 29 März in Garching am FRM II geplant.

Berlin, Dezember 2005

Prof. Dr. Michael Steiner



Dr. Ulrich Nielsen



Dr. Friedrich Wulf



Sascha Dube



Lutz Rossa



Dr. Wolfgang R. Habel



Walter Goettmann



Christian Dürr



Udo Henkelmann





Dr. Gerd Nowack



Dr. Matthias Drochner



Dr. Bernhard Namaschk



Dr. Hans-Joachim Paul



Marc Schneider



Dr. Dieter Notz



Dr. Hans Borutta



Arp-Nico von Düring,
Walter Goettmann



Firmenausstellung



Volker Löffler, Martin Podehl



Auditorium



Firmenausstellung



Firmenausstellung



Firmenausstellung



Auditorium



Firmenausstellung



Firmenausstellung

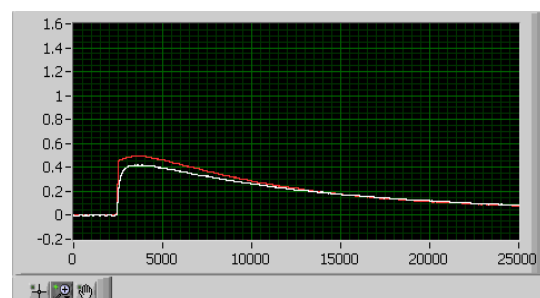
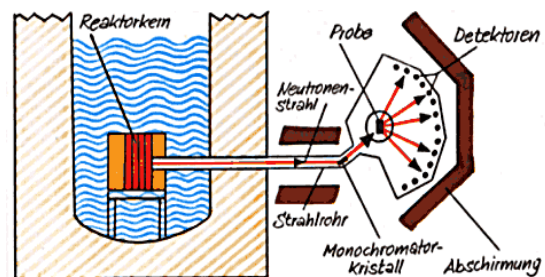
DAQ für Neutronenstreuexperimente mit Time Stamp Daten

Sascha Dube

Zentrale Wissenschaftlich-Technische Infrastruktur
Abteilung Experimentssysteme

Aufgabe und Randbedingungen

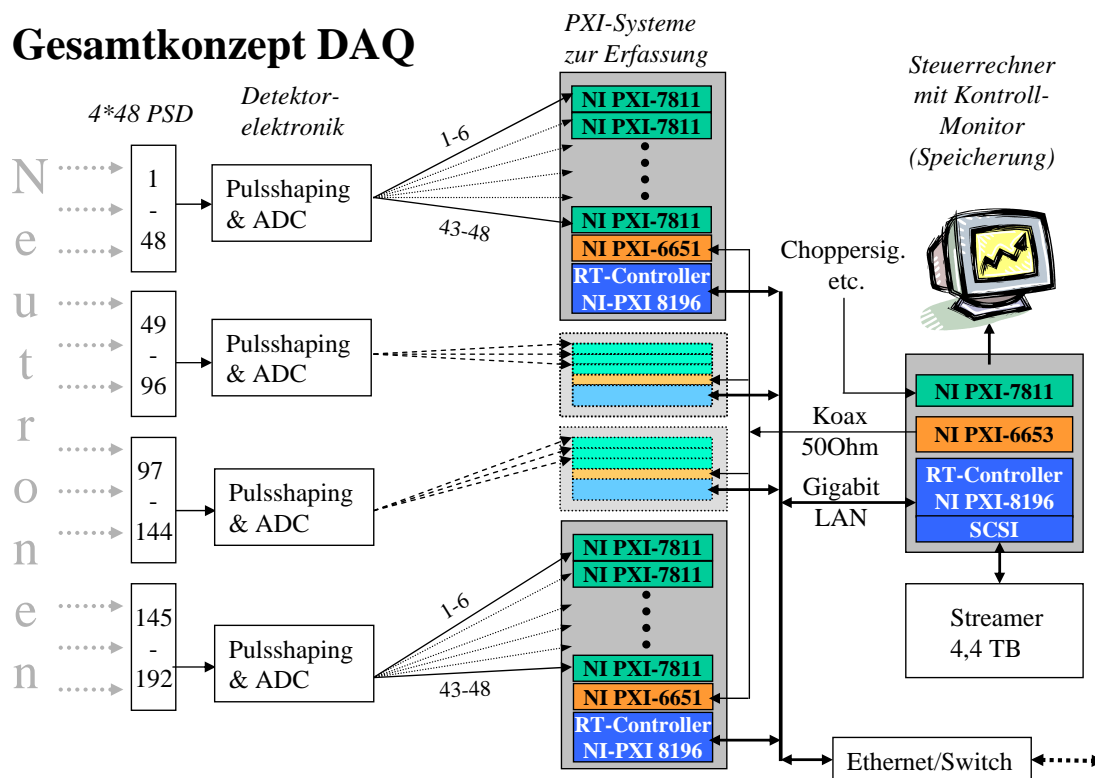
- Detektorfeld mit 192 Zählrohren (PSD, *position sensitive detector*)
- Erfassung und Speicherung der Daten
- zu entwickelnde Detektorelektronik wandelt zwei analoge Signale pro PSD in 2 x 12 Bit um (20MHz)
- Baseline- und Peeksuche
- Adressierung, 32-Bit Timestamp
- Überläufe (clock), Synchronisierung
- „Sammeln“ auch anderer Events
- Kontrollanzeige
- Langzeitmessung bis zu 30 Tage



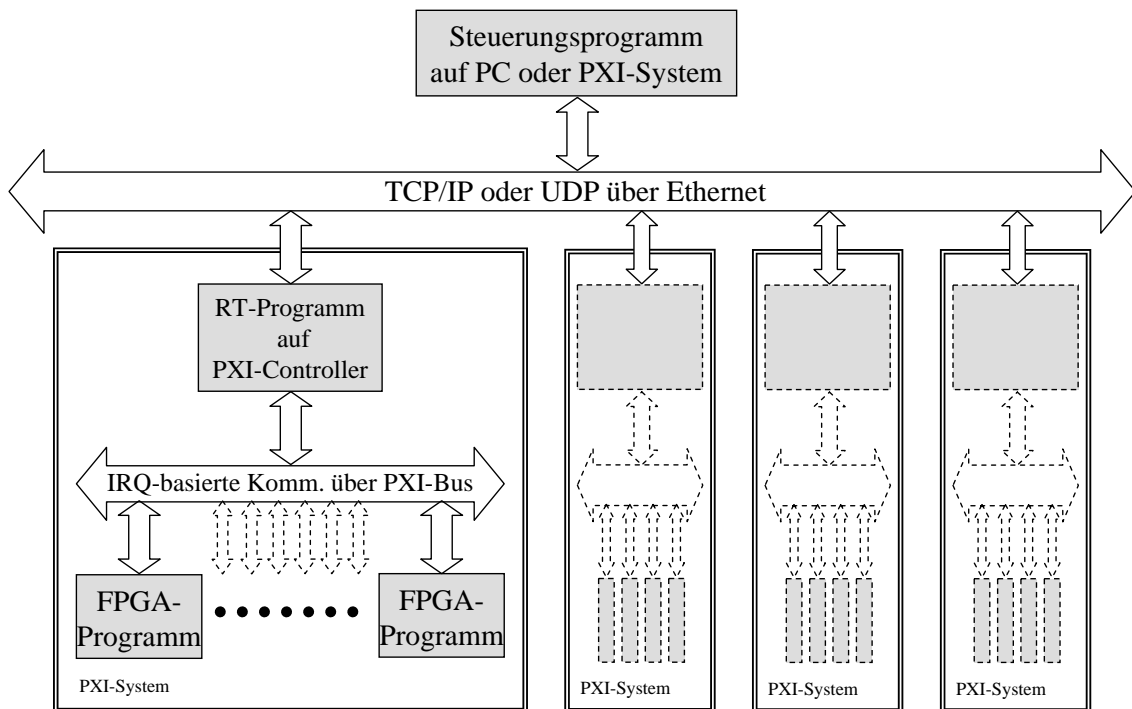
Geplante Hard- und Software

- Vorverarbeitung und Verbinden mit Timestamps??? -> FPGA-Technologie
 - NI PXI-7811R (oder Nachfolger)
 - einfache und schnelle Programmierung mit LabVIEW FPGA
 - hohe Flexibilität und Erweiterbarkeit
 - 4 – 6 PSDs pro Board
- PXI-Systeme (4 + 1)
 - 4 Systeme mit RT-Controller und je 8-12 FPGA-Module
 - ein Steuersystem für Synchronisation und Speicherung (Erfassung weiterer Ereignisse)
 - Chassissynchronisation, Umgebungsbedingungen, mind. 9 Steckplätze
 - Programmierung mit LabVIEW RT
- PC als Kontrollrechner mit Visualisierung
 - zur Bedienung des Systems (beliebiger Standort)
 - Visualisierung zur Laufzeit
 - Programmierung mit LabVIEW
- PC für Auswertung

Gesamtkonzept DAQ

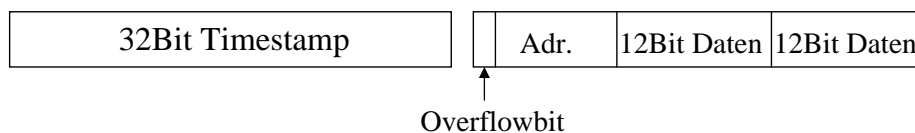


Struktur der verteilten Software



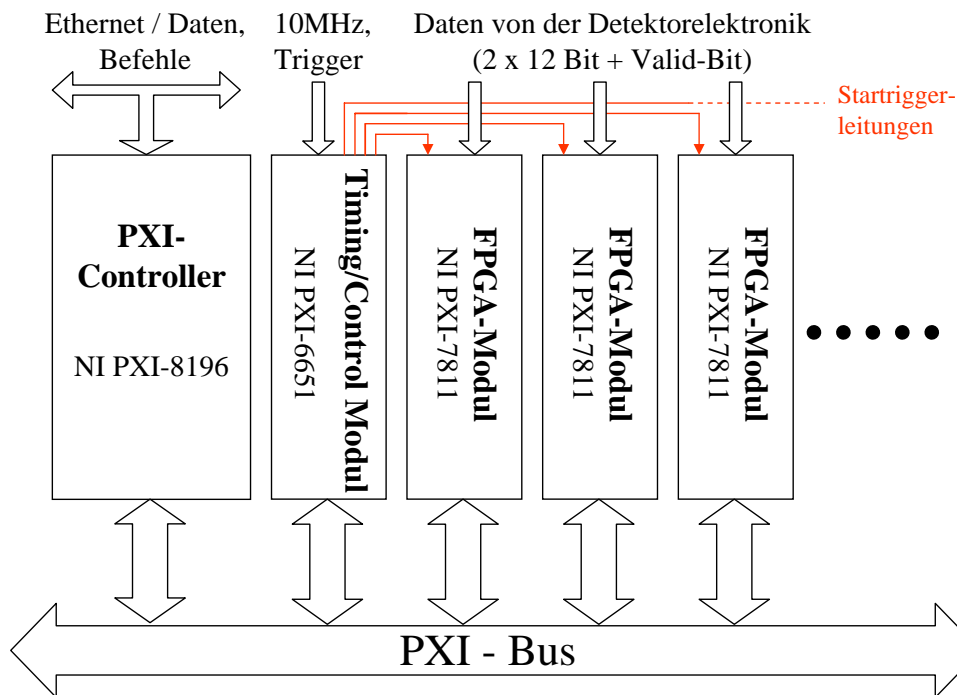
Einige Teilkonzepte

- Datenformate
 - FPGA liefert pro Ereignis zwei 32-Bit Datenworte
 - Timestamp 32 Bit und Überläufe \Rightarrow zur Auswertung 48 oder 64 Bit
 - 2 x 12 Bit Daten, Position und Summe
 - Streaming der Daten, „Sortierung“ bei Auswertung, Kontrollanzeige?



- Synchronisation
 - NI PXI-6653 als Master im Steuersystem
 - Je eine NI PXI-6651 in den Erfassungssystemen
 - 10 MHz wird durch softwaregesteuerte PLL übernommen (NI-Sync)
 - Triggerung auch über Timingmodule und Startriggerleitungen

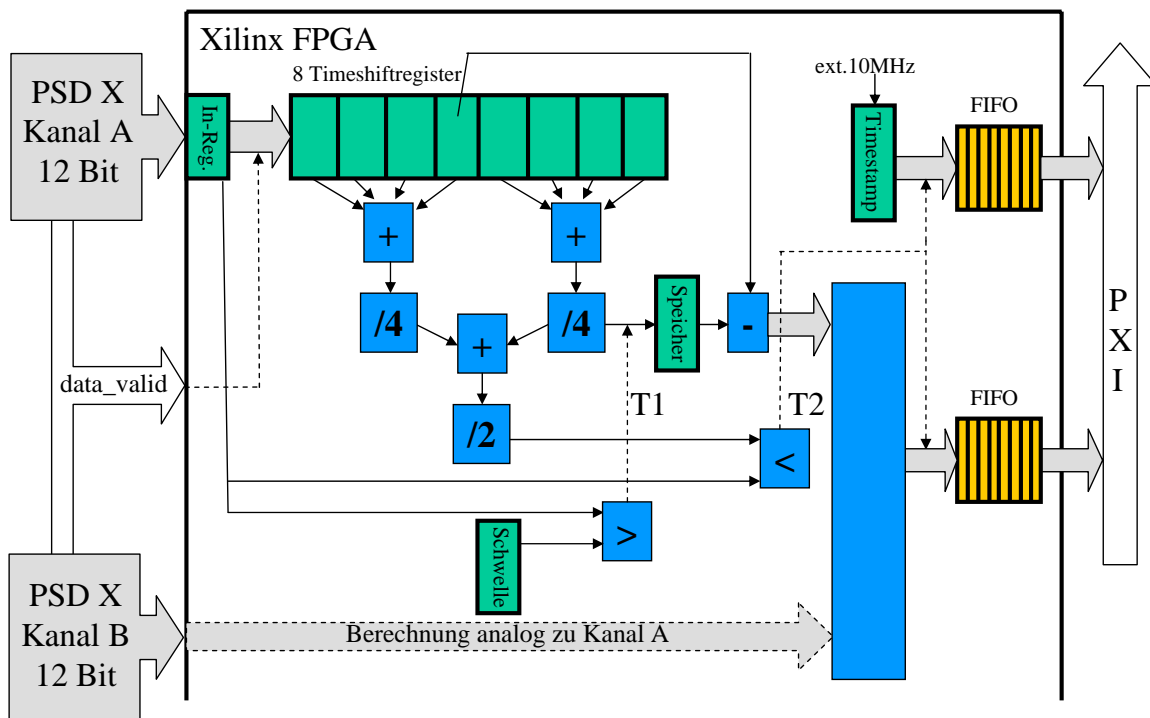
PXI-Systeme zur Datenerfassung



Die FPGA-Module

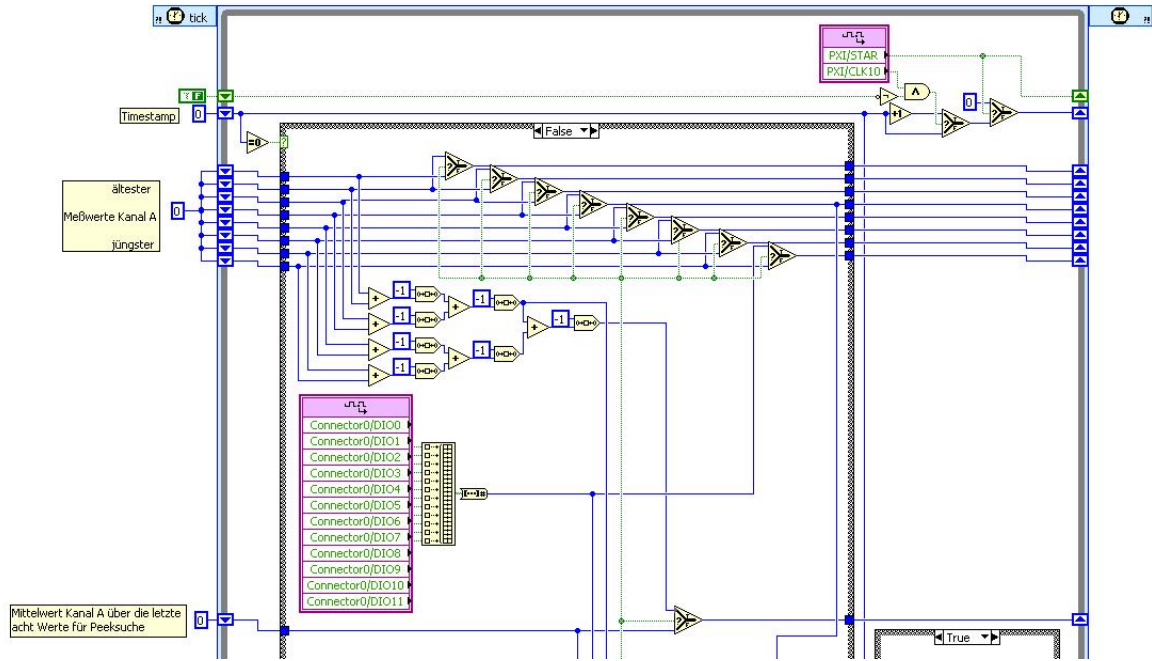
- Programmierung in LabVIEW, (fast) keine Kenntnisse in VHDL nötig
- *Single-Cycle Timed Loop* – Ausführung in jedem Takt
- „normale“ Loops – Rechenwerk in mehreren Takten (Division möglich)
- Synchronisation über FIFOs
- Zugriff auf PXI-Triggerbus möglich
- Datenaustausch mit Controller über Variablen (Polling, IRQ)

„Aufgabe“ des FPGA



Offene Fragen, Aussichten

- erwartete Datenmengen?
- Datenaustausch zwischen PXI-Controller und FPGA-Modul sehr langsam (momentan über IRQ, DMA bald verfügbar)
- größere FPGAs -> mehr Kanäle pro Karte
- vermutlich noch vorgeschaltete Rauschfilter nötig



DAQ für Neutronenstreuexperimente mit Time Stamp Daten

Sascha Dube, HMI Berlin

In diesem Projekt soll ein Neutronenstreuexperiment mit vier Detektorbänken mit je achtundvierzig Zählrohren (Position Sensitive Detector = PSD) ausgestattet werden. Zur Erfassung möglichst aller Ereignisse an den PSDs muss eine entsprechende Detektorelektronik entwickelt und die Speicherung der Messdaten sichergestellt werden.

Da es sich um ein so genanntes *time of flight experiment* handelt, wird den zu erzeugenden Zeitstempeln eine sehr große Bedeutung beigemessen. Jedes Zählrohr liefert zwei analoge Ausgangssignale. Bei einem Event entstehen Spannungsspitzen über deren Amplitude und zeitlichen Versatz eine Position bestimmt werden soll. Die Detektorelektronik soll die Signale zunächst verstärken und dann mit 20 MHz in 12Bit-Worte umwandeln. Da herkömmliche Digital-I/O-Karten (PXI o. PCI) nicht die Möglichkeit bieten, die gewünschten Zeitstempel zu generieren, wurde beschlossen die weitere Erfassung und Teile der Verarbeitung mit Hilfe von FPGAs (Field programmable gate array) zu realisieren. Das Konzept sieht vor pro Detektorbank ein PXI-Chassis mit je einem Controller (realtime) und der notwendigen Anzahl von FPGA-Modulen einzusetzen. Für die ersten Versuche wurde als Controller ein NI PXI-8196 verwendet. Die Anzahl der FPGA-Module steht noch nicht fest, da der zu implementierende Funktionsumfang noch nicht vollständig definiert ist. Außerdem sind von National Instrument Module mit „größeren“ FPGAs angekündigt. Da die Bänke parallel betrieben werden sollen, ist eine Synchronisierung der Chassis nötig, um korrekte Timestampdaten zu erzeugen. Zu diesem Zweck wird also ein fünfter Controller und Timing/Control-Module (National Instrument) für alle Chassis benötigt (s. Folie 4). Dieser übergeordnete Rechner übernimmt noch weitere Funktionen, wie das „Sammeln“ der Daten, die zentrale Steuerung und das Erfassen weiterer Ereignisse (z.B. *Shutter events* und Fehler). Die Synchronisierung und das „Verteilen“ der Triggersignale (z.B. Starten und Stoppen der Datenerfassung) erfolgt also über die Spezialmodule, die jeweils im zweiten Slot (Star trigger slot) der Chassis installiert sind. Von diesem Slot aus können zur chassisinternen Synchronisation die Signale über spezielle Leitungen (Star trigger lines) ohne Laufzeitunterschiede zu den anderen Modulen weitergeleitet werden (s. Folie 7). Da alle fünf Systeme aufgrund der Anforderungen mit einem Realtime-Betriebssystem laufen und mit diesen eine direkte Benutzerinteraktion nicht möglich ist, soll das ganze System über Netzwerk von einem „beliebigen“ PC aus gesteuert werden können. Lediglich an dem zentralen Chassis soll eine Visualisierung des Zustands erfolgen. Alle Programme des verteilten Systems (s. Folie 5) können mit LabVIEW geschrieben werden (LabVIEW RT für die PXI-Controller, LabVIEW FPGA für die FPGA-Module und das „normale“ LabVIEW für den PC). Für die Synchronisation wird das NI-Sync-Modul verwendet.

LabVIEW FPGA bietet die Möglichkeit den Code für die FPGAs in der gewohnten LabVIEW-Umgebung zu erzeugen. D.h. es werden keine Kenntnisse in VHDL benötigt, obwohl zur Optimierung ein gewisses Verständnis die Arbeit erleichtert. Die benötigte Zeit ist im Vergleich zu den „herkömmlichen“ Synthesetools sehr kurz und es bedarf nur sehr wenig Einarbeitungszeit. Problematisch ist zurzeit noch der fehlende DMA-Support der Treiber, so dass die Datenübertragung zwischen FPGA-Modul und PXI-Controller nur interruptbasiert oder mit aktivem Polling läuft. Diese Methode ist zu langsam, aber neue Treiber sollen hier bald für Abhilfe sorgen.

Zu jedem Zählrohreignis werden zwei 12Bit-Werte, die Zählrohradresse und der Timestamp(32Bit) gespeichert. Inklusiv einem Überlaufbit ergeben sich daraus zwei 32Bit-Worte, die zum Steuersystem übertragen und dort gespeichert werden müssen. Zusätzlich müssen die Überläufe in den Countern zur Timestampgenerierung (für jedes Zählrohr einzeln mit Adresse) gespeichert werden, damit eine Rekonstruktion des zeitlichen Ablaufs zur späteren Auswertung möglich ist. Die von der vorgelagerten Detektorelektronik mit 20MHz diskretisierten Daten werden für eine Maximumsuche in Register übernommen. Ist die Suche erfolgreich, so wird die Position berechnet, mit einem Timestamp versehen und zum Controller „geschickt“. Da auch unerwünschte Signale auftauchen können, die z.B. durch Gammateilchen ausgelöst werden, ist noch eine effektive Filterung zu entwickeln. Zu diesem Zweck werden Signaldifferenzen und zeitlicher Abstand der beiden Eingangssignale bereits überprüft. Die Erfassung, Maximumsuche, Mittelung, Filterung sowie das Generieren des Timestamps werden im FPGA-Programm in einem so genannten *single cycle loop* ausgeführt (s. Folien 12 und 9). Dieser wird in jedem Arbeitstakt des FPGA vollständig ausgeführt, der Ablauf ist also deterministisch. Die Ergebnisse werden über FIFOs einer asynchronen Positionsberechnung „zugeführt“. Diese ist nicht in einem Arbeitstakt zu bewältigen, da auch eine Division durchgeführt werden muss. Die Weiterleitung zum Controller wird wiederum durch einen FIFO gepuffert.

Motorserver für Experimentsteuerungen

Lutz Rossa
Abteilung I/DE
Hahn-Meitner-Institut Berlin

Übersicht

- bisherige Motorsteuerungen
 - CAMAC-Modul Y66 (HMI)
 - NIM-Modul ST180, ST169 (HMI)
 - VME-Modul EKF 44520
- Anforderungen
- Hardware
- Software
- Ausblick

Bisherige Motorsteuerungen

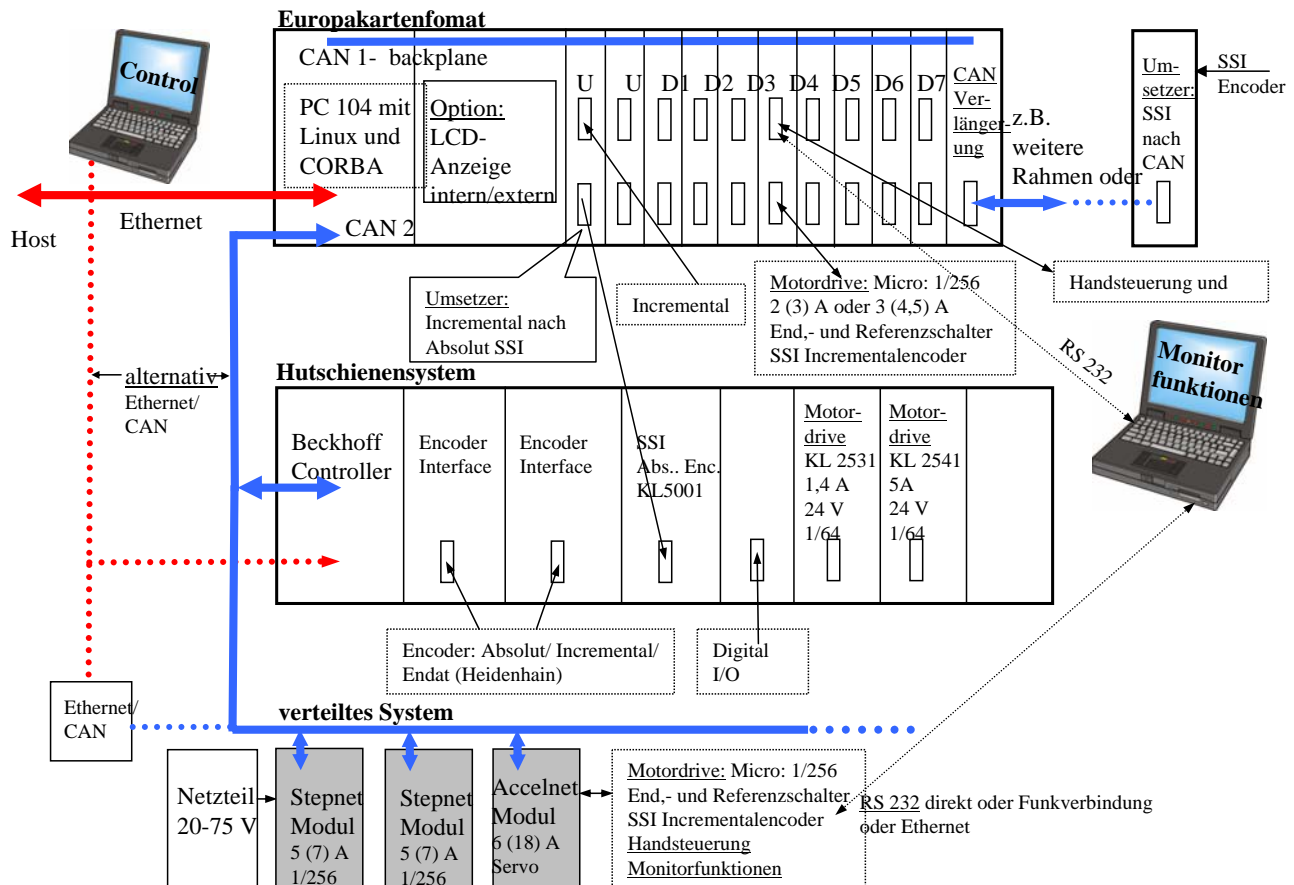
- CAMAC-Modul Y66 (HMI)
 - Zuverlässig, Mikroschrittbetrieb (ST169), kein Nachbau möglich
- NIM-Modul ST180 (HMI)
 - multiplex 16 Achsen, Halb-/Vollschrittbetrieb bzw. mit ST169 Mikroschrittbetrieb, kein Nachbau möglich
- VME-Modul EKF 44520
- Schrittmotorkarten: Conrad, Parallelport & Co.

Anforderungen

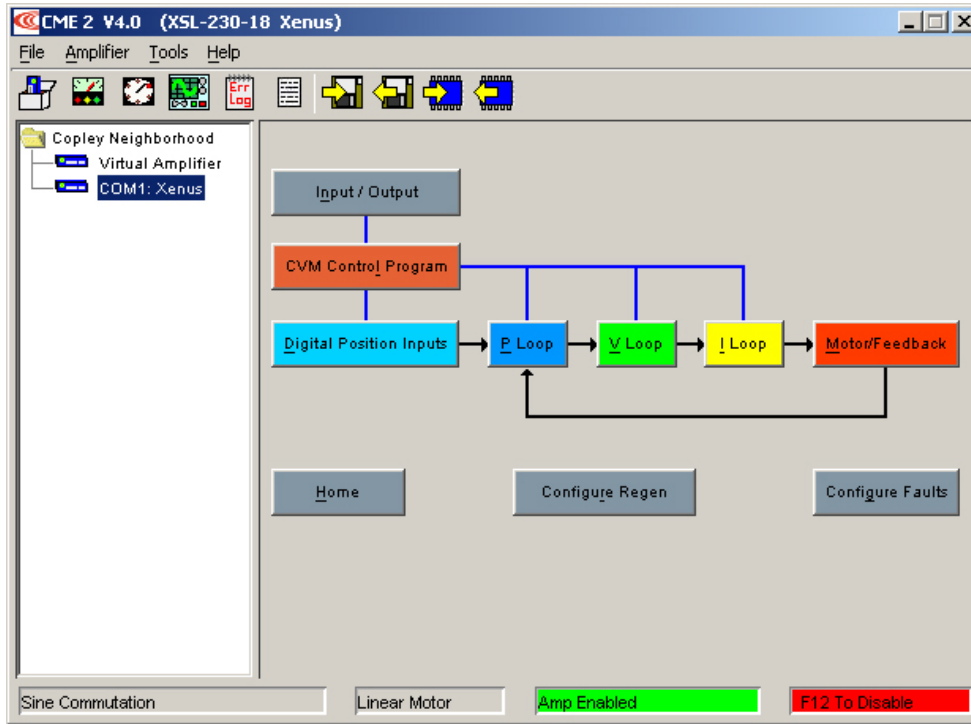
- keine eigene Entwicklung von Hardware
- gleichzeitiges Fahren vieler Motoren
- Positionierung:
 - Einfach und aus vorgegebener Richtung,
 - Nachregeln auf Sollposition,
 - Referenzfahrten (Homing)
- komfortable Handbedienung
- einfach erweiterbar

Hardware

- PC (PC/104) mit CAN-Interface und Ethernet
 - lüfterlos, Solid-State-Disk, optional Display
- 19“ Rahmen mit Einsteckkarten (Europakarten)
- Motorkarten
 - mit Controller: Copley „StepNet Micro Module“
 - Frontblende mit simpler Handbedienung (vor-/rückwärts)
- Encoderkarten mit Quadratur- und SSI-Eingang
- CAN-Anschluss für weitere Geräte
- weitere Geräte
 - Motoren: Copley, Beckhoff KL2531/2541
 - Encoder: FRABA Absolutencoder, Beckhoff KL5001

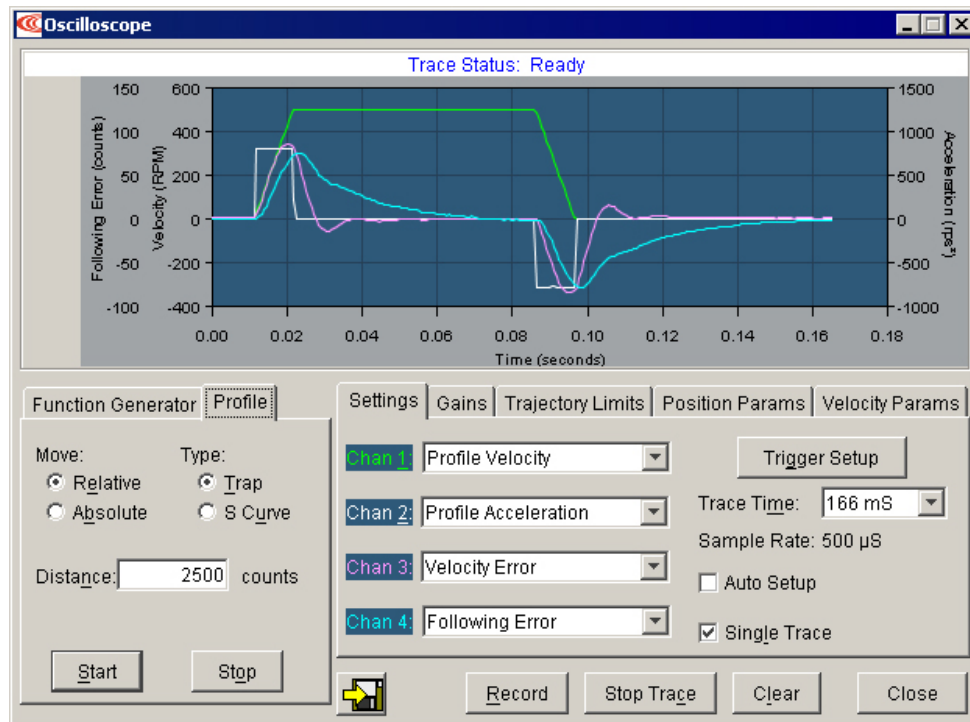


Copley Controls CME2 Main Screen



Quelle: http://www.copleycontrols.com/motion/software/Conf_Index/main.html

Copley Controls CME2 Oscilloscope

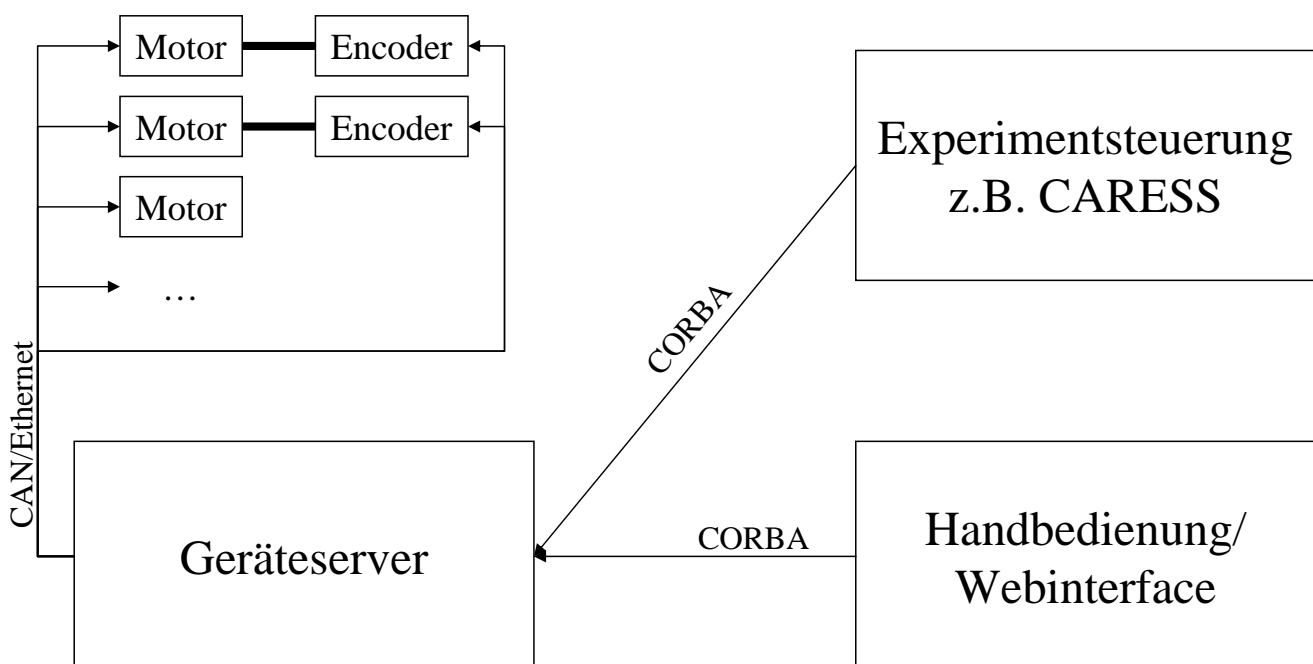


Quelle: http://www.copleycontrols.com/motion/software/Conf_Index/oscilloscope.html

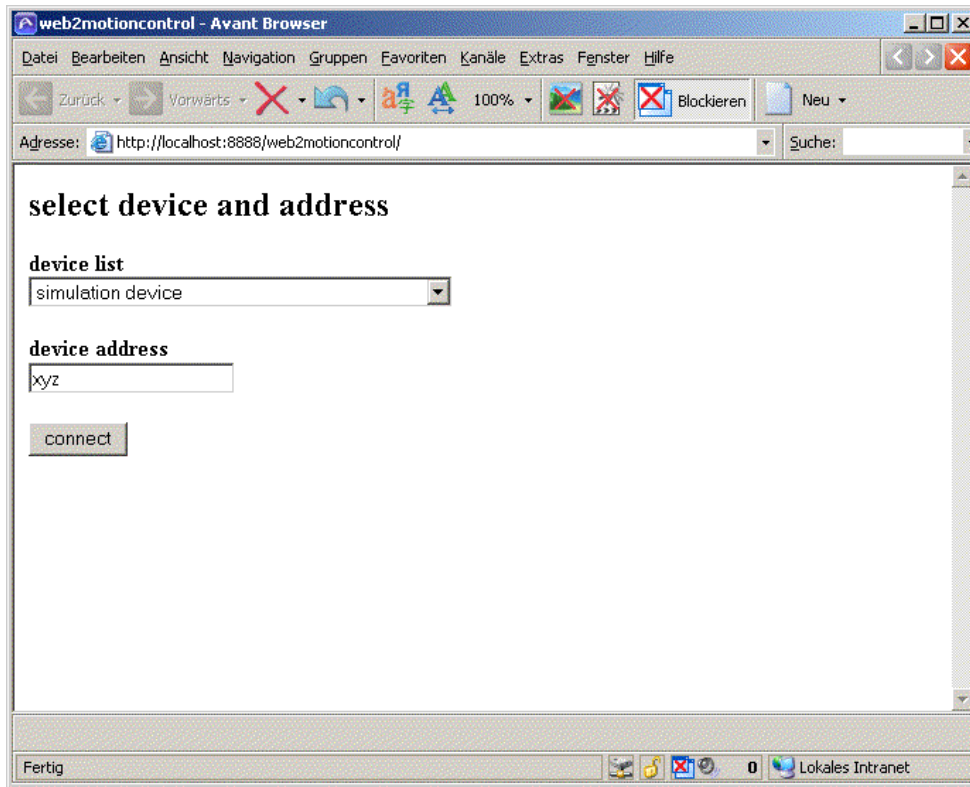
Software

- Betriebssystem Linux „Debian“
 - Ohne spezielle Anpassungen lauffähig
 - Kompetenz im HMI vorhanden
- Programmiersprache C++
- Kommunikation über CORBA
 - Verschiedene Programmiersprachen und Rechnerarchitekturen können zugreifen
- Benutzereingriff über Webinterface

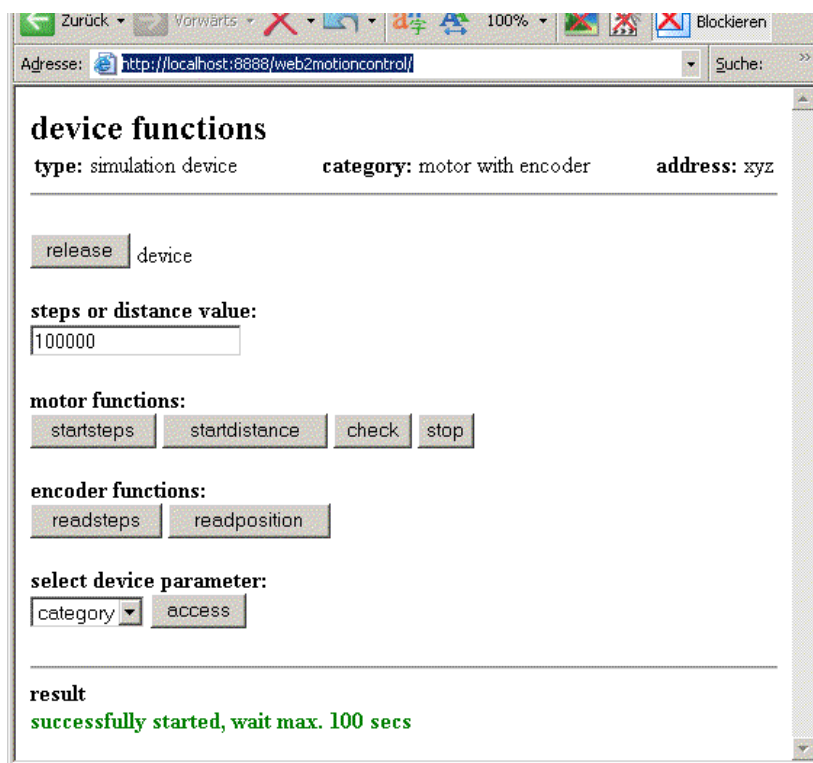
Software



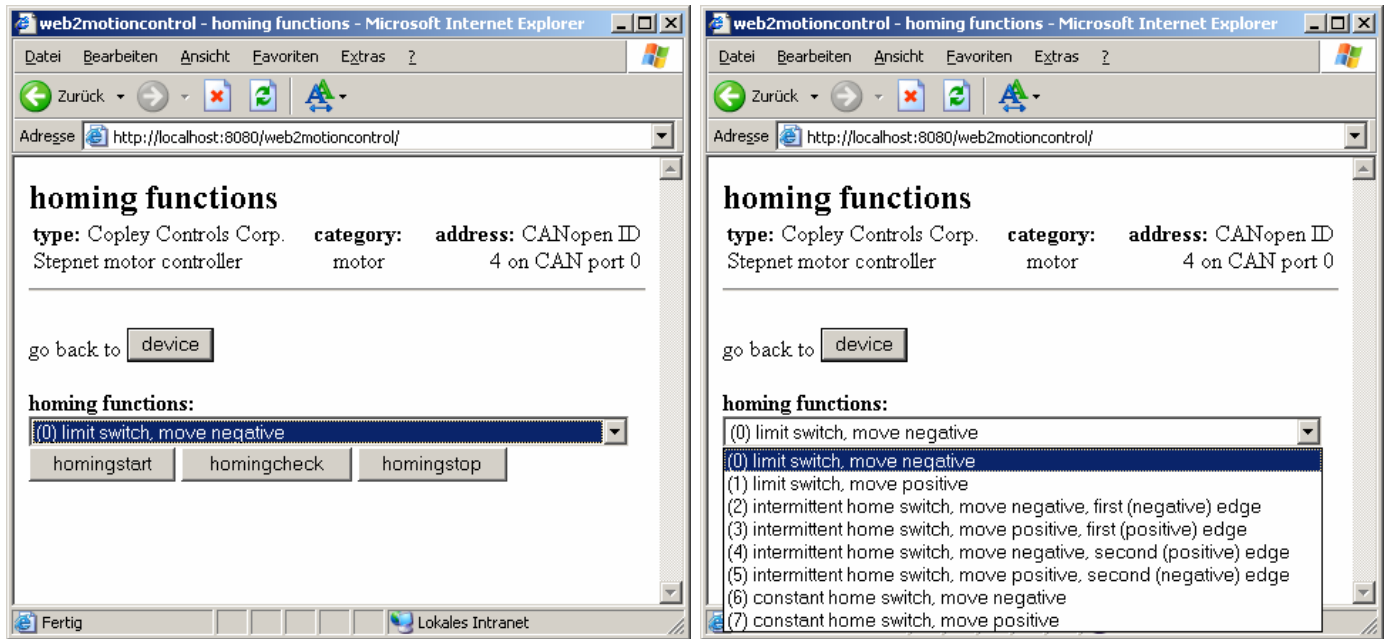
Webinterface (Start)



Webinterface (Gerät)



Webinterface (Homing)



Webinterface (Parameter)



Ausblick

- komplexe Beziehungen zwischen Geräten erlauben (nicht nur 1 Motor + 1 Encoder)
- vorhandene Geräteintelligenz nutzen
- CAN-Bus-Handterminal einbinden
- zukünftige Geräte

Motorserver für Experimentsteuerungen

Dipl.-Ing. (BA) Lutz Rossa
Abteilung I/DE
Hahn-Meitner-Institut Berlin

Im HMI werden neue Motorsteuerungen benötigt.

Verwendet wurden bisher:

- Y66: im HMI entwickeltes CAMAC-Modul (2 Stationen breit für einen Schrittmotor), das beliebt ist und zuverlässig arbeitet; zusammen mit Leistungstreiber ST169 erfüllt es noch immer die meisten Anforderungen der Experimente; leider ist kein Nachbau möglich und nur ein kleiner Vorrat vorhanden und es kann nur noch selten oder teuer mit moderner Hardware gekoppelt werden
- ST169: im HMI entwickeltes NIM-Modul (2 Stationen breit für einen Schrittmotor); Leistungstreiber für Schrittmotoren im Mikroschrittbetrieb; kann aber nur konstanten Strom liefern bzw. es ist keine Stromregelung für verschiedene Betriebsphasen (Beschleunigen, Bremsen, normaler Lauf, Halten) möglich
- ST180: im HMI entwickeltes System (Europakarten in 19-Zoll-Überrahmen); unterstützt maximal 16 Achsen im Multiplex-Betrieb; steuert die Schrittmotoren nur mit Halb-/Vollschritten an bzw. kann mit ST169 kombiniert werden; kein Nachbau mehr möglich
- EKF44520: eine käufliche Motorsteuerung von EKF Elektronik GmbH für VME-Systeme; unterstützt bis zu 4 Achsen; VME ist teuer und es wird Intelligenz im VME-Crate gebraucht; die komplexen Regelungsmöglichkeiten dieser Steuerung bleiben ungenutzt und die Karte wurde schon abgekündigt; wird im HMI nur zusammen mit ST169 benutzt
- Schrittmotorkarten von Conrad für den Parallelport eines PC oder ähnliche Karten; hat eigentlich keine Vorteile, Hardware ist billig, aber Software läuft nur auf PC mit veraltetem MS-DOS, d.h. es ist Treiberprogrammierung und harte Echtzeit nötig; unterstützen nur Halb-/Vollschrittbetrieb und es können nur Kleinleistungsmotoren angesteuert werden; oft sind keine Rampen oder Regelungen möglich bzw. End- und Referenzschalter werden nur in der Software abgefragt (falls überhaupt vorhanden); können zusammen mit ST169 betrieben werden, dann sind diese nicht preiswerter als eine „richtige“ Motorsteuerung

Motive und Anforderungen für eine neue Motorsteuerung:

- wir haben keine eigene Hardwareentwicklung mehr und wenn die Personen weggehen, ist Know-How oft weg
- kommerziell käufliche Systeme bevorzugt, auch wenn diese erst einmal mehr kosten
- ausschließlicher Multiplexbetrieb ist nicht erlaubt, d.h. alle Geräte müssen, wenn technisch möglich, gleichzeitig fahren können

- verschiedene Arten der Positionierung müssen unterstützt werden:
 - * in Schritten oder physikalischen Einheiten
 - * relativ oder absolut
 - * Zielposition nur aus bestimmter Richtung (Fehler durch Getriebespiel minimieren)
 - * Nachregeln auf Sollposition, inkl. richtungsabhängigem Anfahren
 - * Referenzfahrten auf End- oder Referenzmarken
- Handbedienung über Schalterbox, Frontblende, Handterminal oder Webinterface
- einfache Erweiterbarkeit: sowohl weitere Achsen als auch neue (bisher unbekannte) Motorsteuerungen
- wir können National Instruments Produkte sowie LabVIEW nur umständlich nutzen: steuernde Rechner laufen nicht unbedingt mit Windows, sondern mit verschiedenen Unix-Varianten, u.A. TRU64 und Linux und eine Kommunikation mit LabVIEW ist dann aufwändig → daher kein LabVIEW-System

Die neue Motorsteuerung besteht aus:

- einem PC der Firma Kontron (MOPSlcd7): PC/104-Format, lüfterloser Intel Celeron 300MHz, 256MB RAM, 256MB Flash-Festplatte, optional ein 4-Zoll-Display, Betriebssystem Linux
- CAN-Interface von Advantech (PCM-3680): 2 galvanisch getrennte CAN-Busanschlüsse
- Einsteckkarten im Europaformat in einem 19-Zoll-Überrahmen mit Schrittmotorcontroller Copley Stepnet Micro Module (3A Dauerbetrieb, 4.5A Spitze), Frontblende mit LED's, simpler Handbedienung
- Betrieb ist mit und ohne Encoder möglich: wenn Encoder, dann dann Quadratur- (inkremental), SSI-Eingang (absolut) an Encoderkarte oder externe Encoder über Ethernet oder CAN-Bus angeschlossen, z.B. FRABA Absolutencoder
- auch möglich: externe Copley Motorcontroller über CAN-Bus und Beckhoff Motorklemmen KL2531/2541 und Beckhoff SSI-Eingang KL5001

CAN-Bus mit CANopen-Protokoll ist vorteilhaft, weil schon verschiedene Motorcontroller dieses Protokoll unterstützen, ein Einbinden solcher Controller ist dann schnell & einfach erledigt. Ausserdem ist für Linux und den CAN-Bus im HMI schon Kompetenz vorhanden.

Softwareseitig läuft auf dem PC:

- die Linuxdistribution Debian mit minimalen Anpassungen (nur ein selbst konfigurierter Linuxkernel im Hinblick auf die begrenzten Ressourcen und kein Standard-Debian-Kernel), evtl. kann Linux noch um eine Echtzeitkomponente erweitert werden
- ein CAN-Treiber der Firma Port, der unter der GNU Public Licence veröffentlicht wurde
- alle Software wurde in C bzw. C++ programmiert, die Kommunikation wird mit CORBA abgewickelt (leichte Einbindung anderer Sprachen und Rechnerarchitekturen möglich)

- Geräteserver (Treiberebene)
- Webinterface mit Mini-Webserver fncord und CGI-Skripten
- Prozess zur Anbindung von CARESS an diese Motorsteuerung

Der Geräteserver:

- enthält Treiber für die unterstützten Geräte
- abstrahiert Motoren und Encoder und stellt diese allgemein zur Verfügung
- spezifische Parametrierung ist möglich, z.B. Beschleunigungsrampen, Geschwindigkeiten, Ströme, I/O-Einstellungen, ...

bisher unterstützte Geräte sind:

- Motoren
Copley Stepnet, in Arbeit: Copley Accelnet
Beckhoff KL2531/KL2541 über Buskoppler BK51xx oder BK9000
- Encoder
Fraba Posital GmbH, CANopen oder Ethernet
Encoder mit SSI-Schnittstelle über Beckhoff KL5001 über Buskoppler BK51xx oder BK9000
- Simulationsgerät

Das Webinterface (siehe Folien mit Screenshots)

- greift auf den Geräteserver zu und bietet alle Funktionen (Geräteseite und Homing) und Parameter mit allen verfügbaren Informationen zu einem Gerät auf einer Website an
- aufgrund der Schnittstelle müssen Gerätetyp und die Adresse des Gerätes bekannt sein, damit eine Verbindung zu diesem aufgebaut werden kann (Startseite → Geräteseite)

Ausblick

- im Moment kann unter CARESS nur ein Motor und ein Encoder kombiniert als Achse zur Verfügung gestellt werden, hier wird es Erweiterungen geben
- komplexere Beziehungen zwischen Geräten erlauben, z.B. Blendensteuerung mit mindestens 2 Motoren und zusätzlichen Endschaltern werden als 1 Gerät dargestellt
- wenn vorhanden und benötigt: vorhandene Intelligenz im Gerät nutzen, z.B. Zielposition aus bestimmter Richtung anfahren; fehlt eine Funktion, wird sie weiterhin vom Rechner implementiert
- CAN-Bus-Handterminal einbinden

Ein komplexes Monitoringsystem der BAM überwacht den gläsernen Bahnhof in Berlin



Foto: Werner, S.1

Eine FuE-Kooperation der BAM-Fachgruppen
„Mess- und Prüftechnik; Sensorik“ und „Ingenieurbau“
mit der DB ProjektBau GmbH

Wolfgang R. Habel
44. SEI-Tagung im HMI
Berlin. 26. September 2005

Monitoring Lehrter Bahnhof

Gläserner Bahnhof Bern



Warschau



Kyoto





Dach

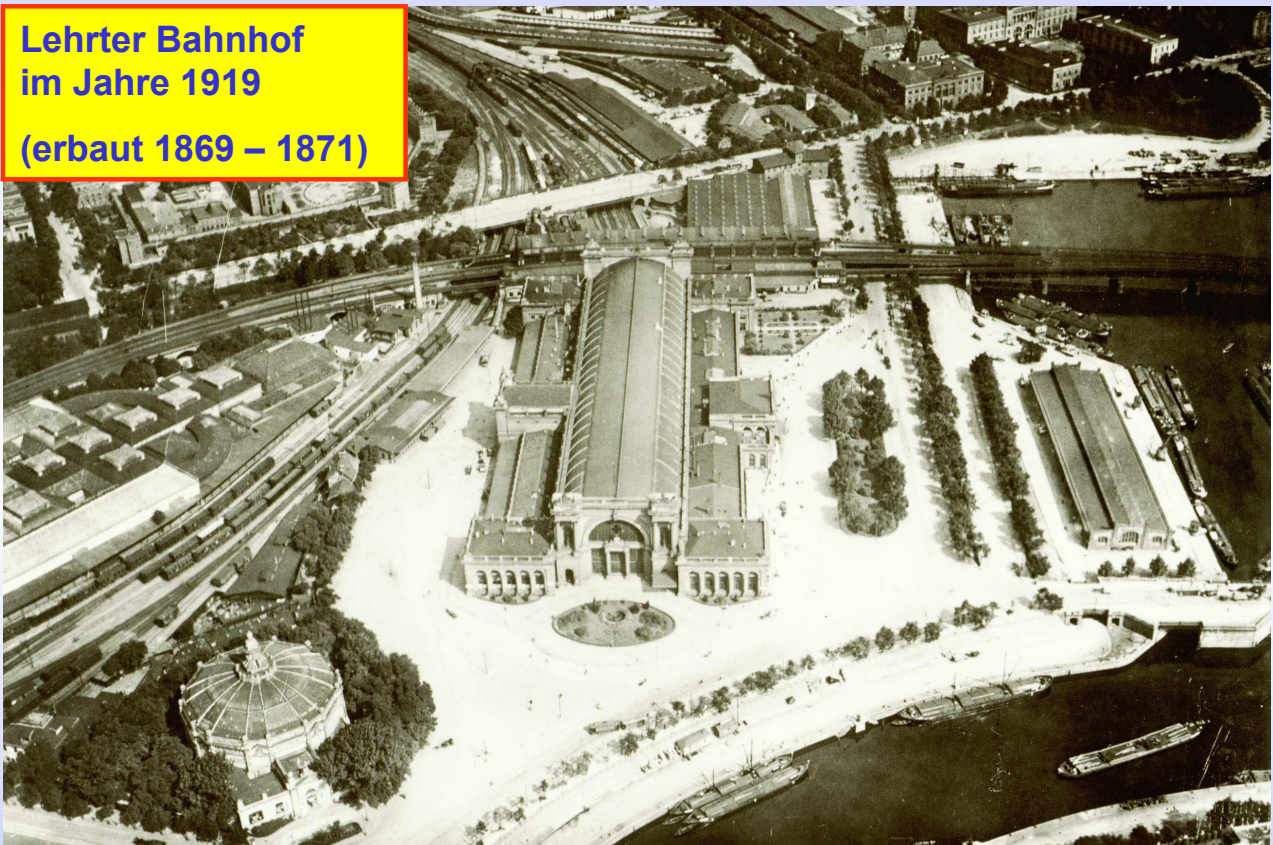
Länge: 321 m (430 m)

Spannweite: 45 m bis 65 m

Monitoring Lehrter Bahnhof

**Lehrter Bahnhof
im Jahre 1919**

(erbaut 1869 – 1871)





(Quelle: Gottwaldt, A.: Berliner Fernbahnhöfe, Alba-Verlag, Düsseldorf 1991)

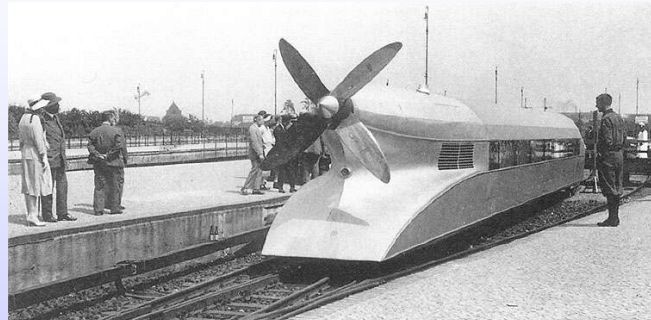
Geschichtlicher Überblick



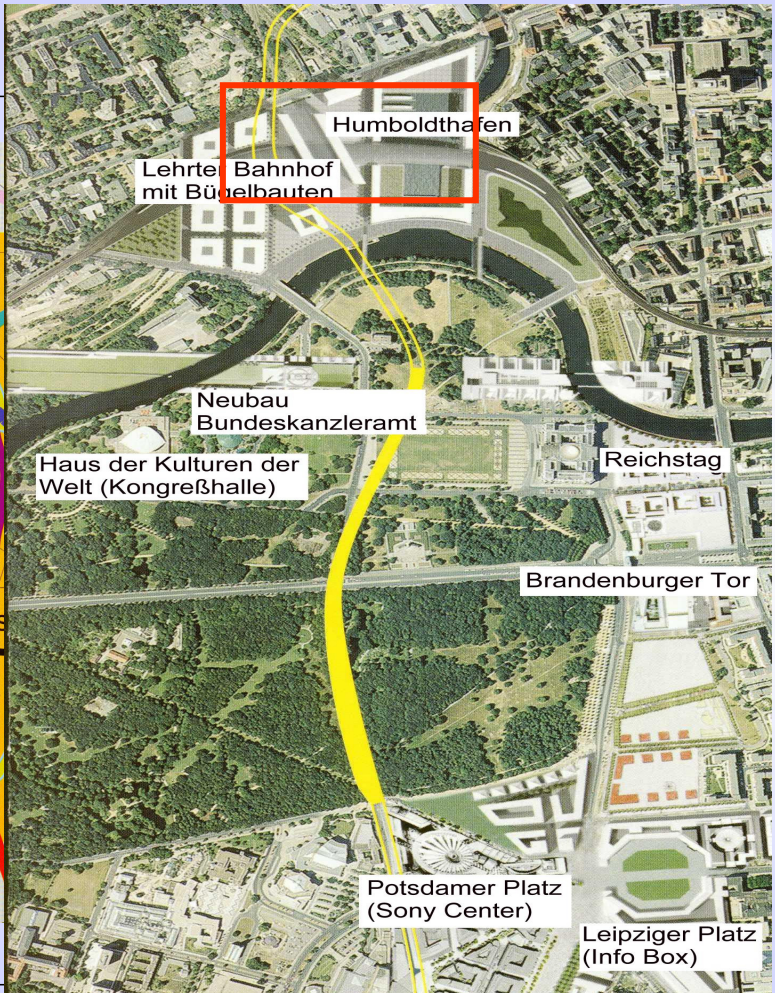
„Fliegender Hamburger“



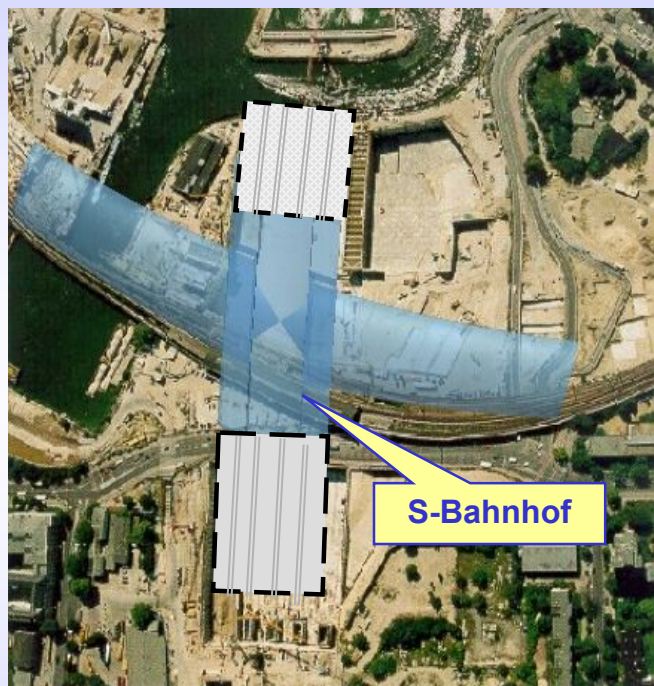
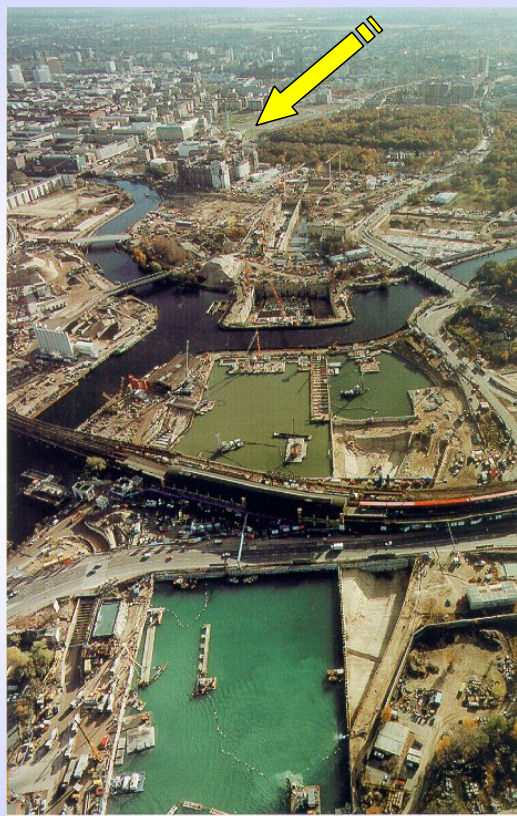
„Schienenzepelin“



Neues Verkehrskonzept



Monitoring Lehrter Bahnhof



Lage am Spreebogen

(Quelle: Drehscheibe Berlin, Lehrter Bahnhof. DB Projekt Knoten Berlin.)

Verkehrsprognose (tägl.)

760 Fernzüge
800 S-Bahnzüge
1000 U-Bahn-Züge



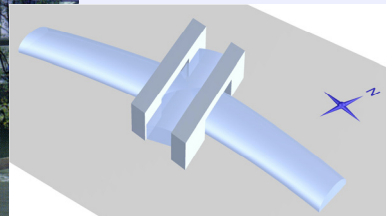
Personenbewegungen:

250.000 Menschen/Tag
53 Rolltreppen
40 Aufzüge
3-etagiges Parkhaus

Der Bahnhof der Superlative

Eingangsseite mit Biegelbauten

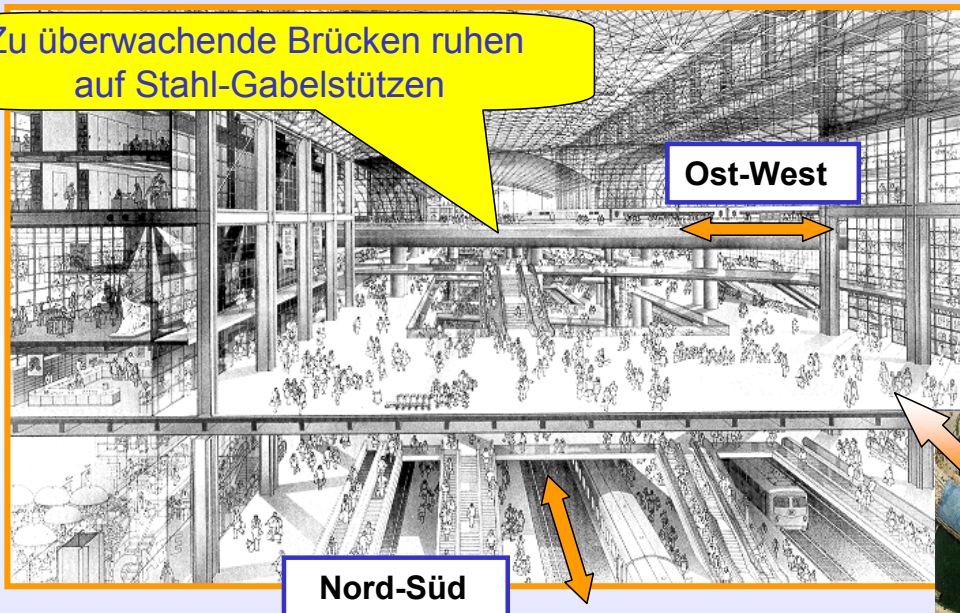
(Quelle: Drehscheibe Berlin, Lehrter Bahnhof. DB Projekt Knoten Berlin.)



Monitoring Lehrter Bahnhof

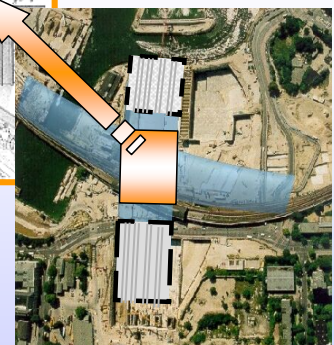
Bahnhofshalle mit fünf Ebenen auf 430 m x 430 m

Zu überwachende Brücken ruhen auf Stahl-Gabelstützen



Im **Kernbereich** (80 m x 80 m):

53 Rolltreppen
14 Aufzüge



(Ref: Drehscheibe Berlin, Lehrter Bahnhof. DB Projekt Knoten Berlin.)



**Der „neue“ Lehrter
Bahnhof**

**Oberirdische
Bahnsteige -**

**überspannt mit
einem Glasdach
aus etwa 8.500
Einzelscheiben**

**integrierte Solar-
Anlage mit einer
Größe von 1.860 m²,
Leistung: 189 KW**

**projektierte Länge : 430 m (in Ost-West-Richtung)
realisierte Länge : 321 m
Breite : 59,6 bis 67,8 m breit
Höhe : ca. 16 m**

Monitoring Lehrter Bahnhof

Problemsituation

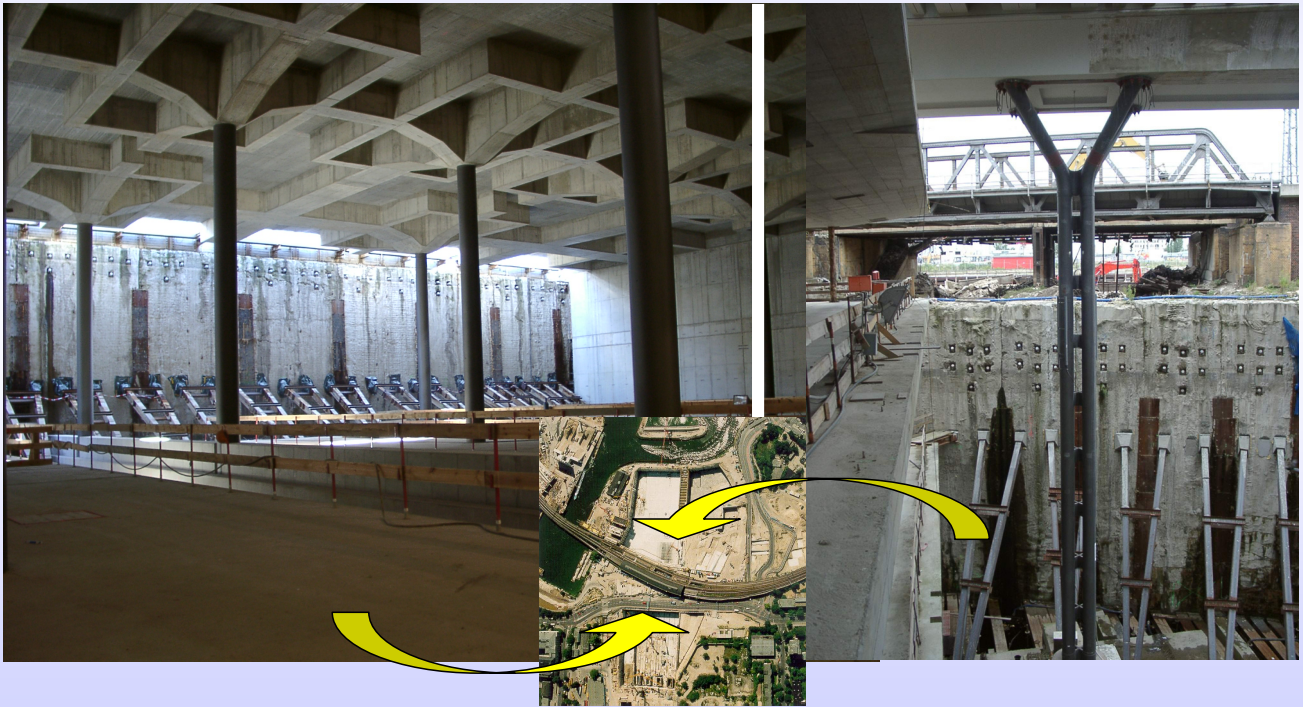
- 1. Große vertikale Auflagerverschiebungen**
 - durch Pegelschwankungen der Spree,
 - bei Verschwenken des Verkehrs auf die neue Trasse,
 - während des Rückbaus des alten S-Bahnhofs.
- 2. Empfindlich reagierende Überbauten (gläserne Halle)**
- 3. Auswirkungen von Auflagerverschiebungen auf
Betonspannungen**

Rückbau des benachbarten S-Bahnhofs (Blick von Norden)



Unterirdische Bahnhofshalle (nördlich der Lehrter Straße)

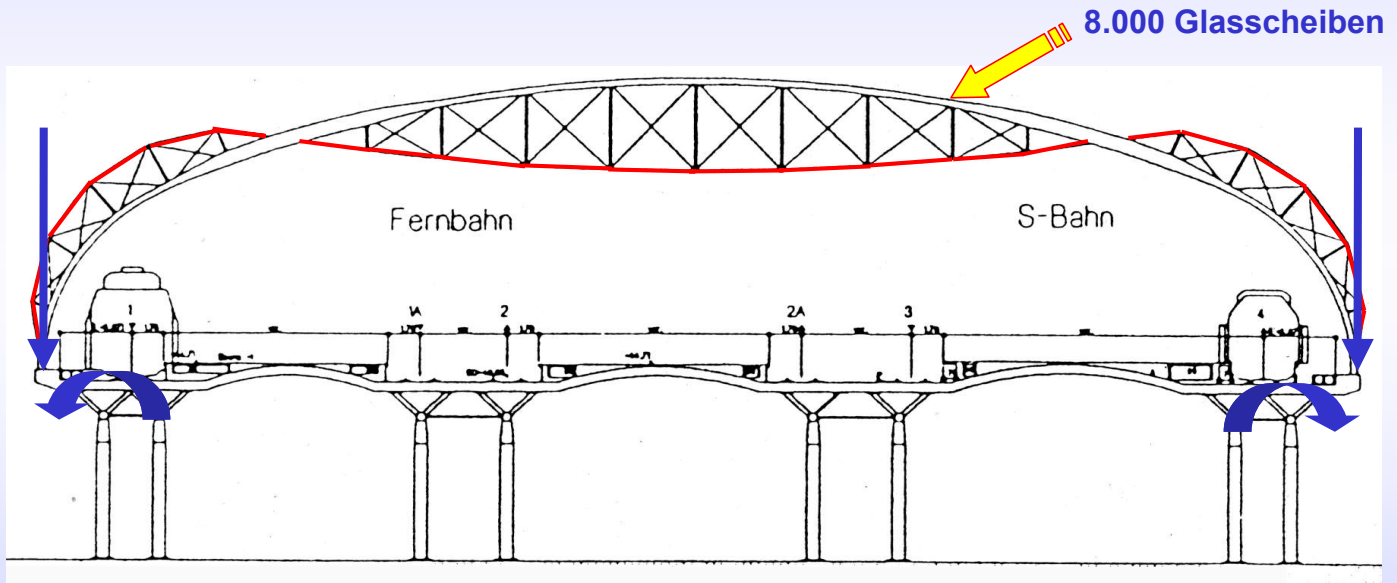
Alter S-Bahnhof (südlich der Lehrter Straße)



Monitoring Lehrter Bahnhof



Glasdach außerhalb des zentralen Bereichs liegt auf den äußeren Brücken auf



Bewegungen der Auflager (Brücken) führen zu Spannungen im Glasdach

Monitoring Lehrter Bahnhof

Am warmen Wetter lag es nicht

Ursache für den Absturz einer Glasscheibe am Europa-Center noch unklar

VON ANDREAS KOPIETZ

Die Bauaufsicht prüft zurzeit, wieso aus dem zwölften Stock des Europa-Centers ein Teil einer Glasscheibe herabstürzen konnte. Wie berichtet, war am Sonntag eine Glasscheibe herausgebrochen. Das zehn Millimeter dicke Sicherheitsglas stürzte auf den Fußweg an der Tauentzienstraße. Eine Frau erlitt einen Schock.

Mitarbeiter des Bauaufsichtsamtes untersuchten gestern die Fassade des Hochhauses. „Eine Ursache ist noch nicht erkennbar“, sagt CDU-Baustadtrat Alexander Straßmeir. „Es gibt aber keinen Anhaltspunkt dafür, dass die Scheibe wegen des warmen Wetters gesprungen ist.“ Die Scheiben der Fassade seien nicht fest eingespannt, können sich also Temperaturschwankungen anpassen. Die Kriminalpolizei untersucht außerdem, ob jemand von außen etwas gegen die Scheibe geschossen hat.

Die Glasscheibe, die sich am Sonntag gelöst hat, war neu. Von März bis November vorigen Jahres wurden an der Fassade rund 1 200 Glasscheiben ausgewechselt, denn das Haus wird modernisiert. Die vormontierten Fassadenelemente stammen von einem österreichischen Zulieferer. Mit diesem will der Besitzer des Europa-Centers, Christian Pepper, heute bei einem Vor-Ort-Termin die Lage besprechen. Pepper hat ein „unschönes

Glasbruch

1997-1999: Am Kaufhaus „Galeries Lafayette“ fallen nacheinander sechs Glasscheiben auf die Gehwege. Passanten werden keine verletzt. Auf Weisung des Bezirksamtes müssen Netze vor die Fassaden gespannt und die Fensterscheiben neuen Tests unterzogen werden.

August 2000: Am Auswärtigen Amt an der Kurstraße (Mitte) fällt eine Fensterscheibe samt Rahmen aus dem ersten Stock und zersplittert auf dem Gehweg.

Mai 2001: Am Europa-Center springt im zwölften Stock eine Scheibe. Ein rund ein Quadratmeter großes Stück fällt auf den Gehweg. Verletzt wird niemand.

Gefühl“ und sagt: „Es wäre eine Katastrophe gewesen, wenn jemand verletzt worden wäre.“ Jede Scheibe habe ein eigenes Prüfzertifikat, versichert er. Dennoch komme nur ein Materialfehler in Betracht – oder auch Fremdeinwirkung von außen.

Im August dieses Jahres will Pepper die 30 Millionen Mark teure Sanierung des Büroturms abschließen. Unter anderem lässt er die Haustechnik erneuern. Das 26 Jahre alte Europa-Center steht mit seiner Fassade unter Denkmalschutz. Deshalb musste ihr Erscheinungsbild

nach der Sanierung erhalten bleiben. Mit der Sanierung reagiert Pepper auf die neu entstandenen Gaspaläste in der Berliner Ost-City, um konkurrenzfähig zu bleiben.

Doch auch im Osten splittert mitunter mal neues Glas. Im August 2000 fiel ein Fenster aus dem Gebäude des Auswärtigen Amtes in der Kurstraße auf den Gehweg. Gleich sechsmal krachten schwere Fensterscheiben des Kaufhauses „Galeries Lafayette“ auf den Fußweg der Friedrichstraße. Mal waren Fabrikationsfehler der Grund, mal waren die Scheiben zu starr eingebaut und konnten nicht auf Temperaturänderungen reagieren.

Müssen Fußgänger, die an Fassaden vorüberkommen, jetzt immer misstrauisch nach oben schauen? Das Bezirksamt Wilmersdorf-Charlottenburg hat jedenfalls nicht vor, den Fußweg am Europa-Center abzusperrten.

„Absolute Sicherheit gibt es nirgends“, sagt der Glasexperte der Senatsbauverwaltung, Gerhard Espich. „Meistens ist die Bauausführung mangelhaft.“ Jedoch liege das vorgeschriebene Risiko im Bauwesen bei 1:1 000 000. Auch der Sprecher der Berliner Architektenkammer beschwichtigt: „Die paar kaputten Scheiben stehen in keinem Verhältnis zu den vielen Quadratkilometern Glasfassade, die in Berlin entstanden sind“, sagt er und fügt hinzu: „Früher waren es Dachziegel, die runterkamen.“

Berliner Zeitung

15. Mai 2001

Messaufgaben

1. Kontinuierliche und langfristige Messung von **Setzungen, Hebungen und Neigungen** der Brücken (neben geodätischen Messungen) während der Bauphase und im Regelbetrieb
2. Kontinuierliche Messung der **Verformungen** an ausgewählten Stellen **der äußeren Brücken**

Grundkonzept des Monitoringsystems

1. Sicherstellung von
 - **Zuverlässigkeit, Langzeitstabilität,**
 - **Referenzierbarkeit, elektromagnetische Verträglichkeit**
2. **Redundanz** durch Nutzung unterschiedlicher Sensorprinzipien für die Messung gleicher Größen
 - Kombination neuer Techniken mit etablierten Verfahren,
 - Kombination optischer, elektrischer und mechanischer Systeme
3. **Validierung** der eingesetzten Messverfahren durch Großversuche an Modellbalken



- Validierung der Messsysteme
- Verifizierung der Rechenmodelle



Monitoring Lehrter Bahnhof

Randbedingungen für die Realisierung

1. **Architektonische Gestaltung** des Bahnhofs (insbesondere des zentralen Bereichs) darf nicht beeinträchtigt werden
2. **Wartungsarme Messtechnik**
3. **Automatisierte Messung** einschl. Fern-Funktionskontrolle
4. **Installation während des Baufortschritts** (ggf. Umverlegung von Anschlussleitungen)
5. **Online-Fernabfrage** der Messinformation

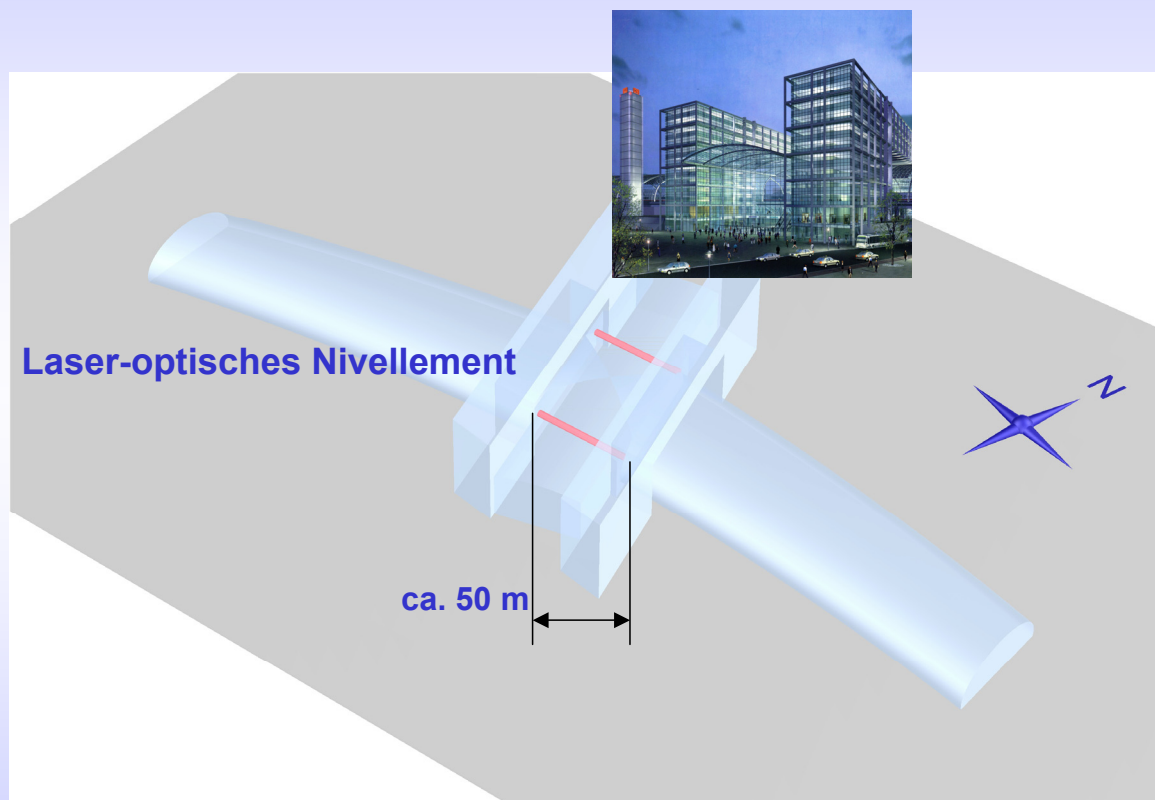
Wesentliche **Komponenten** des Monitoringsystems

1. Laseroptische „Schlauchwaage“
2. Faseroptische Dehnungssensoren
3. Dehnungsmessstreifen
4. Neigungssensoren
5. Setzdehnungsmesser

Wo werden die Komponenten installiert?

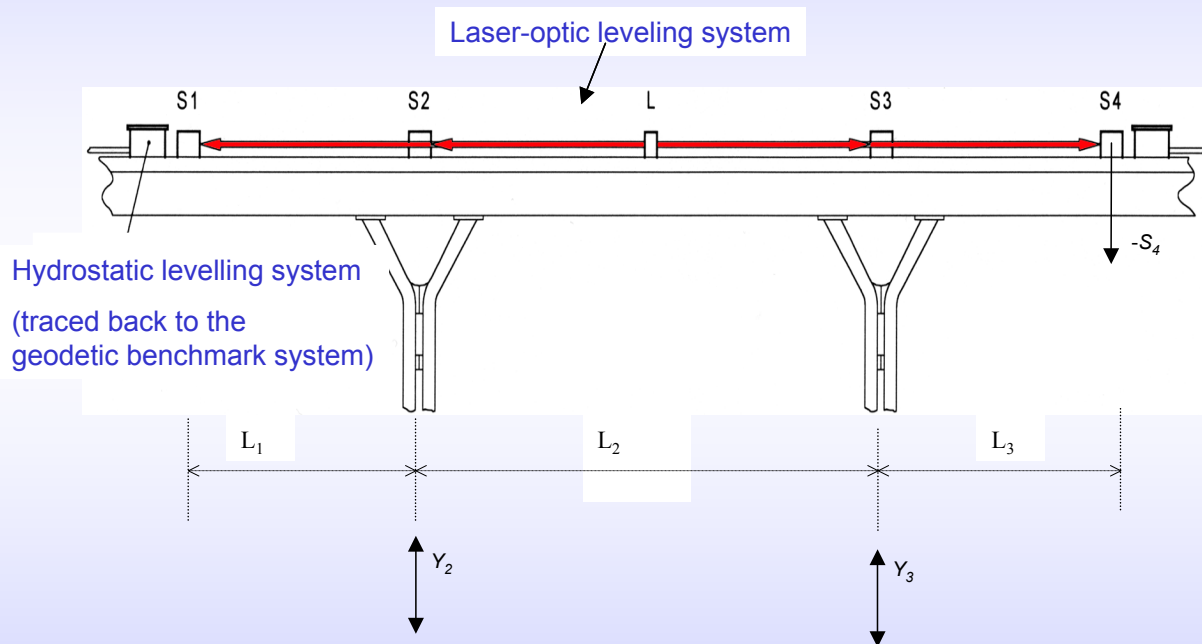
Monitoring Lehrter Bahnhof

Messung **vertikaler Verschiebungen**



Measurement of Vertical Displacements

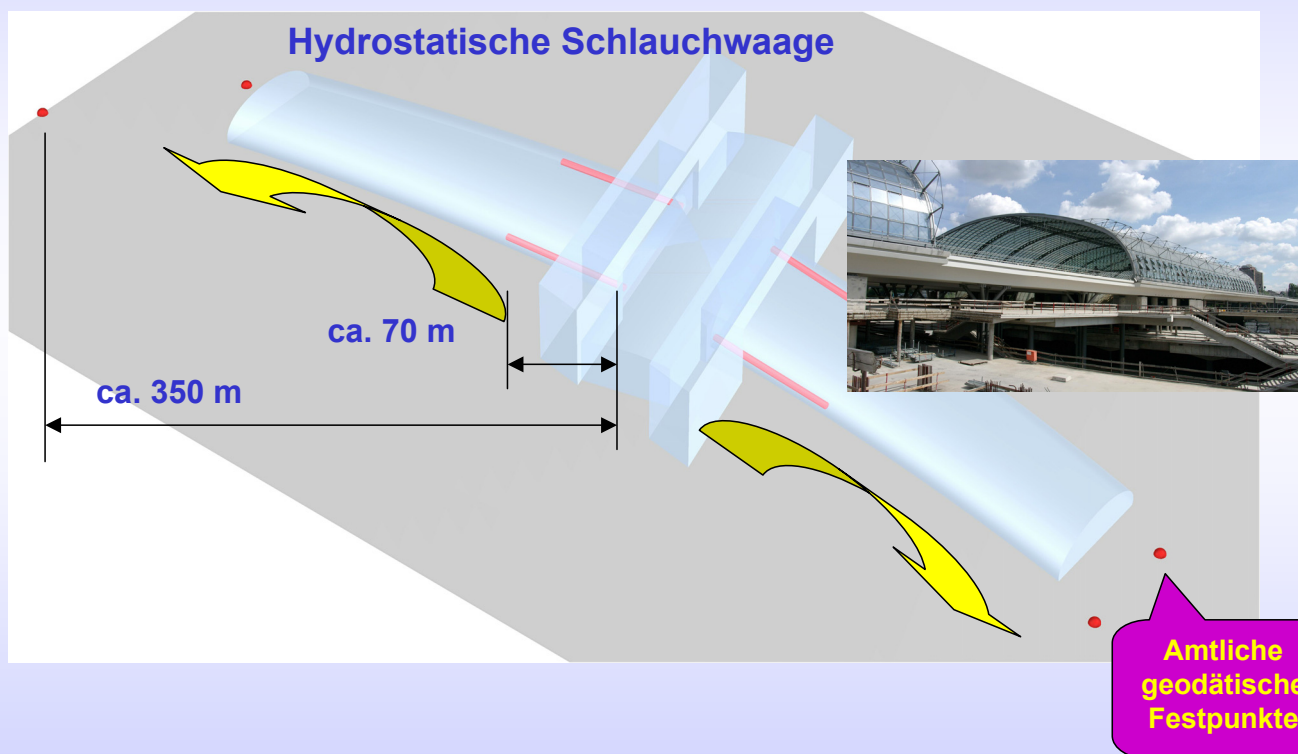
(modification of an existing BAM system)



Sensors S1 ... S4 measures the deviation from a straight reference line given by the laser beam

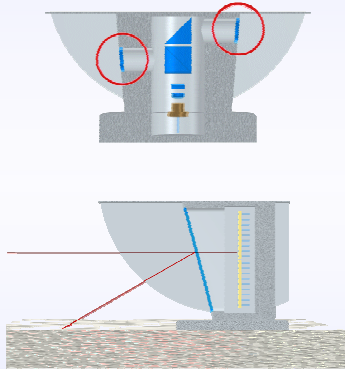
Monitoring Lehrter Bahnhof

Messung vertikaler Verschiebungen

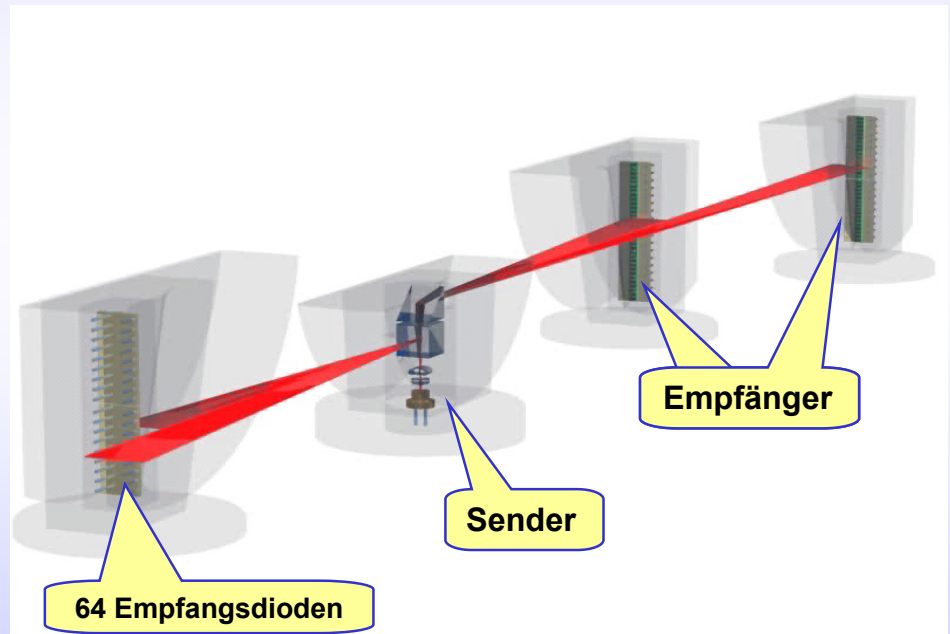


Laseroptische Messeinrichtung:

1 Sender und 4 Empfänger, bestehend aus 64 Empfangsdioden



Schräge Fenster an Sender (oben) und Empfänger (unten) verhindern störende Reflexionen



Monitoring Lehrter Bahnhof

Laseroptische Messeinrichtung

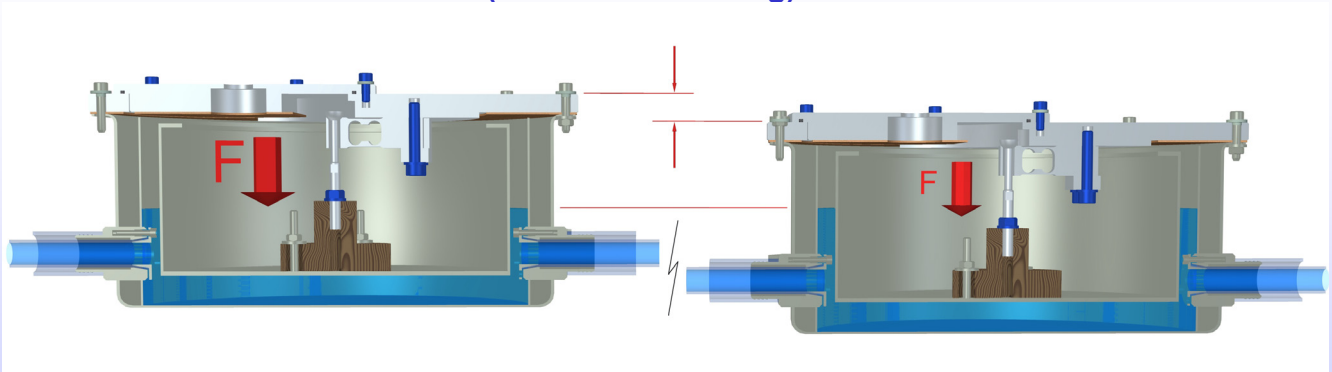


Prinzip Hydrostatische Schlauchwaage

Kommunizierende Gefäße

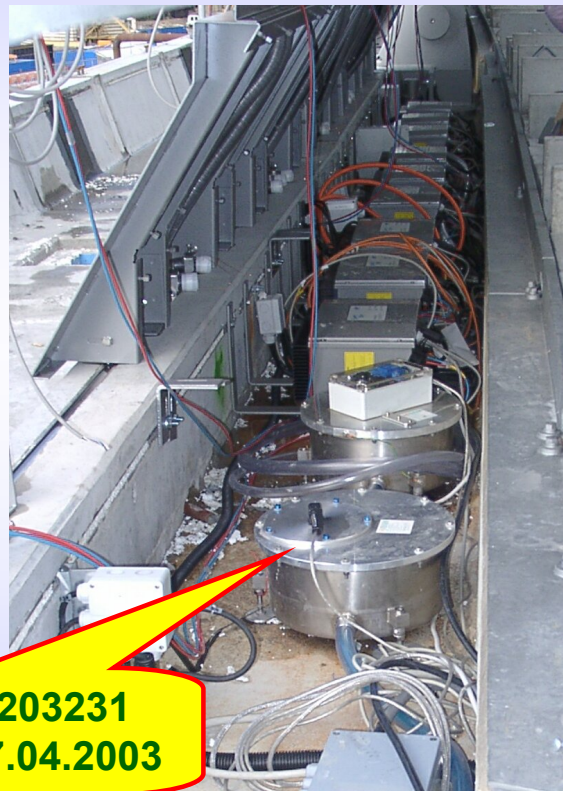
Forderung: hohe Messgenauigkeit

Gewähltes Messprinzip: Wägung der Behälterflüssigkeit
(Auftriebsänderung)



Monitoring Lehrter Bahnhof

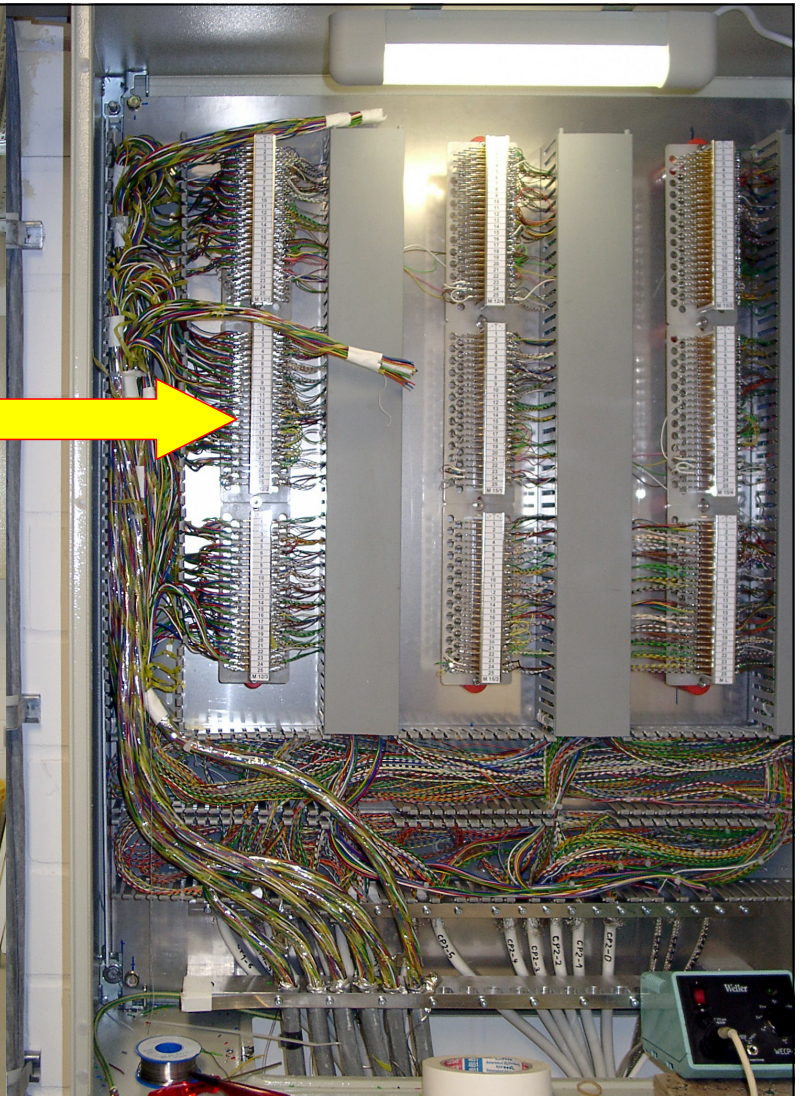
Hydrostatische Schlauchwaage im Außen- und Innenbereich



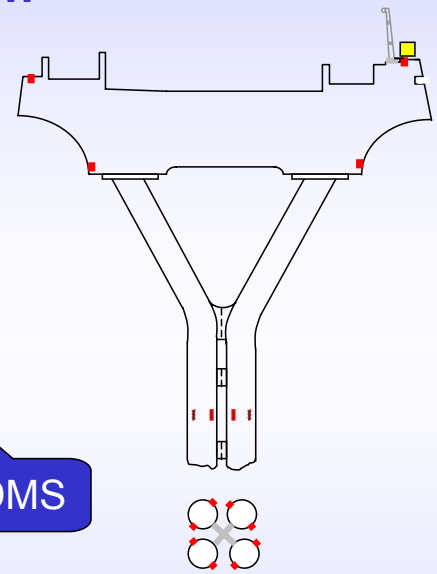
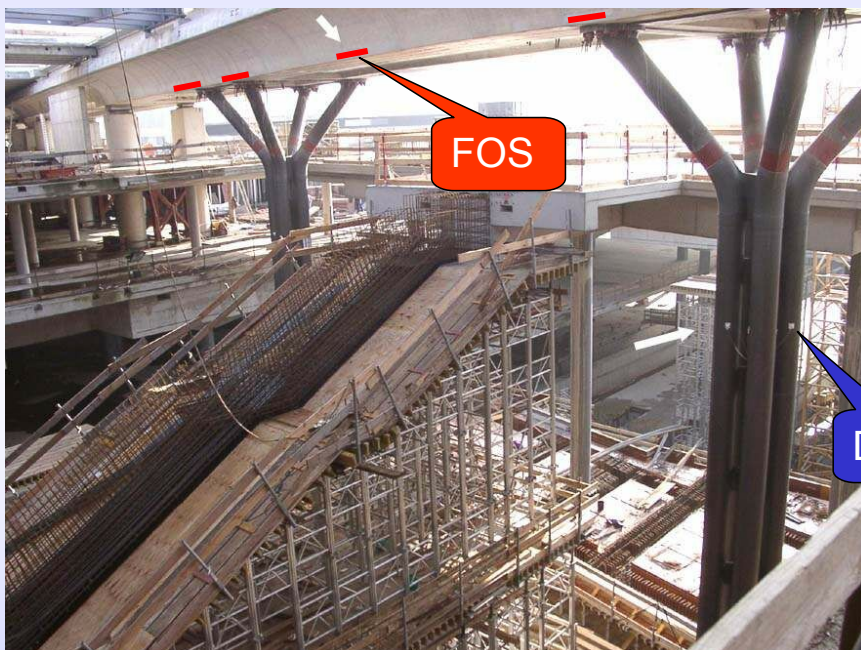
Patent- Nr. 10203231
Erteilung am 17.04.2003



Messkabine



Lage der Dehnungssensoren



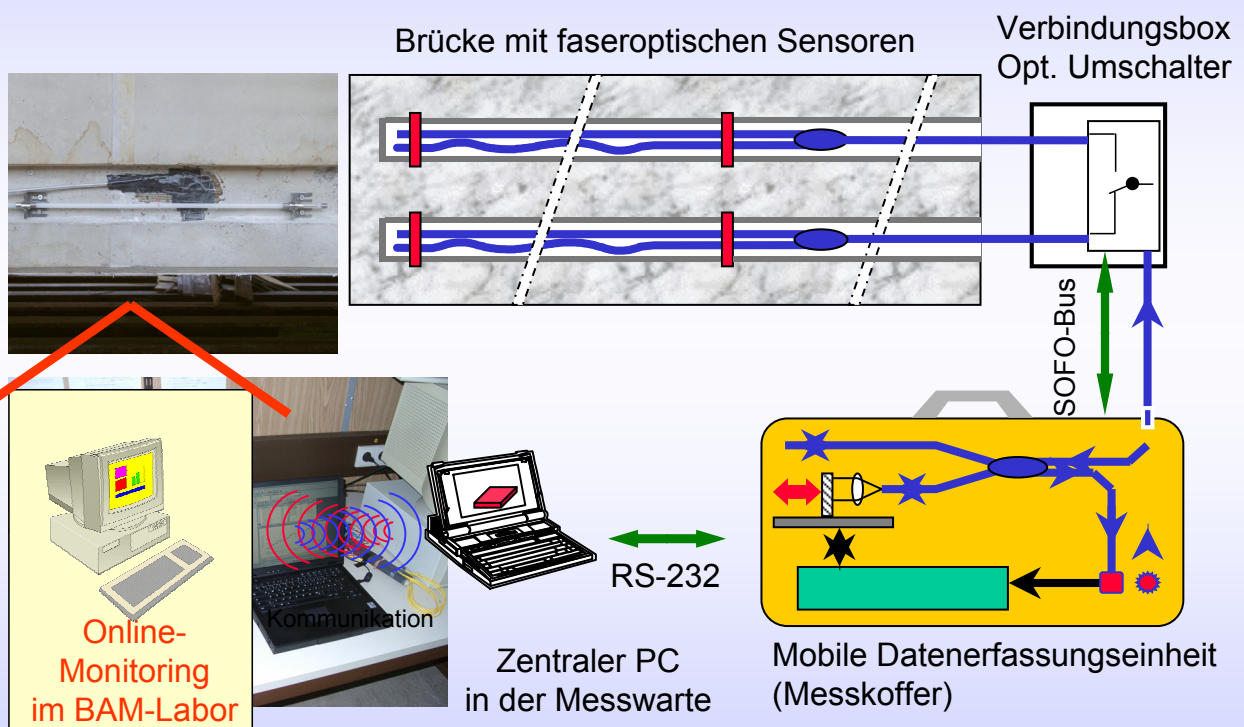
Insgesamt:
Fünf instrumentierte
Querschnitte je Brücke

Montage und Einmessen der Fasersensoren



Monitoring Lehrter Bahnhof

Prinzip Faseroptischer Dehnungssensor



Leistungscharakteristik Faseroptischer Dehnungssensor

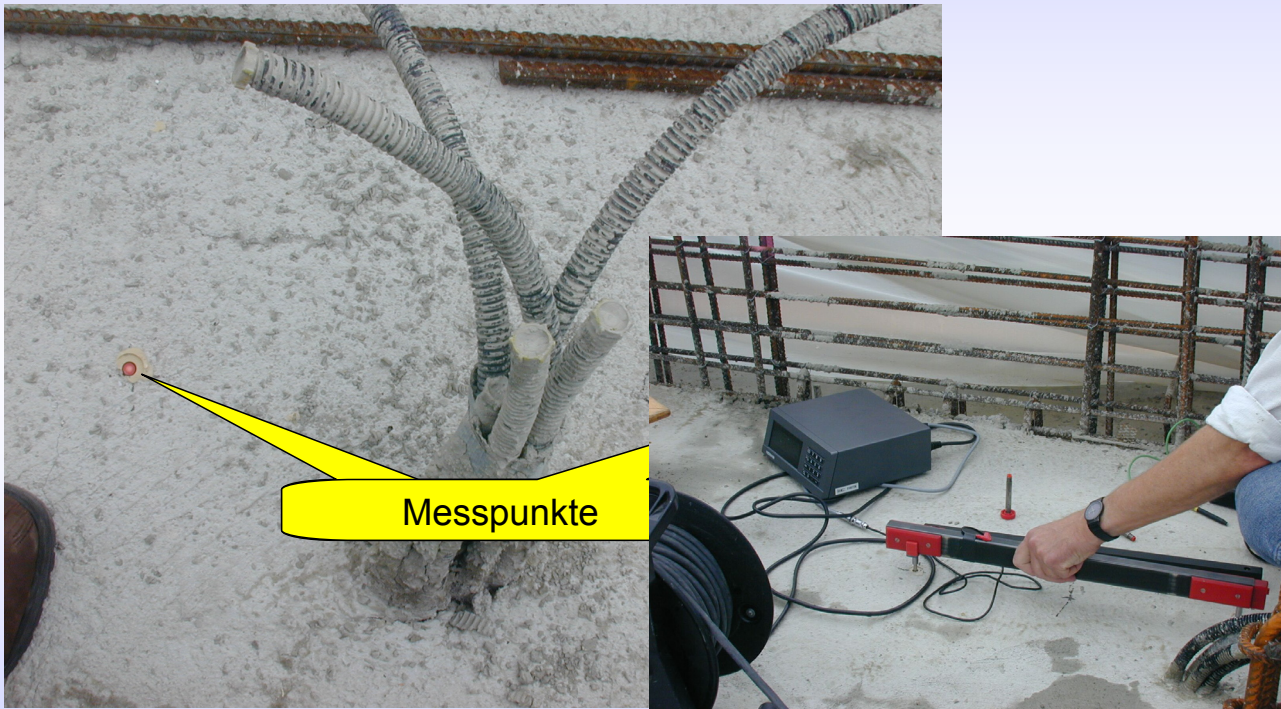
Messlängen:	0,5 m und 3,5 m
Messbereich:	- 5.000 $\mu\text{m}/\text{m}$ bis +10.000 $\mu\text{m}/\text{m}$ (0,5 % Kontraktion, 1 % Dehnung)
Metrische Auflösung:	2 μm (d. h. für L= 3,5 m gilt 0,57 $\mu\text{m}/\text{m}$)
Langzeit-Reproduzierbarkeit:	< 0,2 % der gemessenen Veränderung (Drift im Zeitraum 4 a unterhalb Auflösungsgrenze)
Temperaturempfindlichkeit:	0,5 $\mu\text{m}/\text{m} / \text{K}$ (wird kompensiert) (Sensor ist nicht selbstkompensierend wie DMS)
Messdauer:	ca. 10 sek. je Sensor (absolut messend)
Max. Zuleitungslänge:	5 km (zuleitungsneutral)

Monitoring Lehrter Bahnhof

Messtechnik in rauer Umgebung



Dehnungsmessung mit Setzdehnungsmesser



Monitoring Lehrter Bahnhof

Leistungscharakteristik Hydrostatische Schlauchwaage

- **Reichweite: ca. 500 m**
- **Messunsicherheit: $\pm 0,3$ mm**
- **unempfindlich gegenüber Temperatur- und Luftdruckschwankungen**
- **automatische Korrektur bei Drift und Kriechens der Kraftsensoren (Nullpunkt-Korrektur)**
- **kompatibel mit DMS-Gerätetechnik**

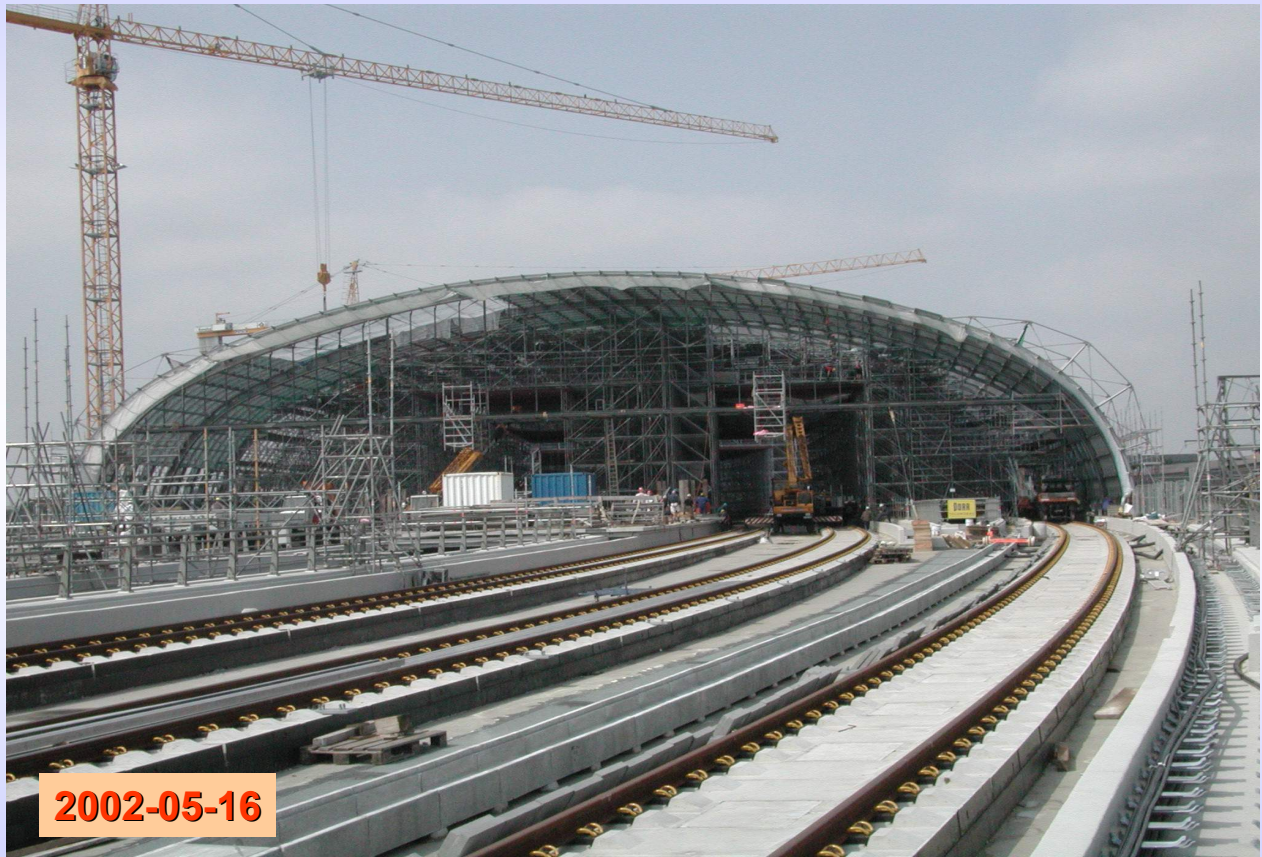
Bau des Glasdaches



170.000 m³ Gerüst

Monitoring Lehrter Bahnhof

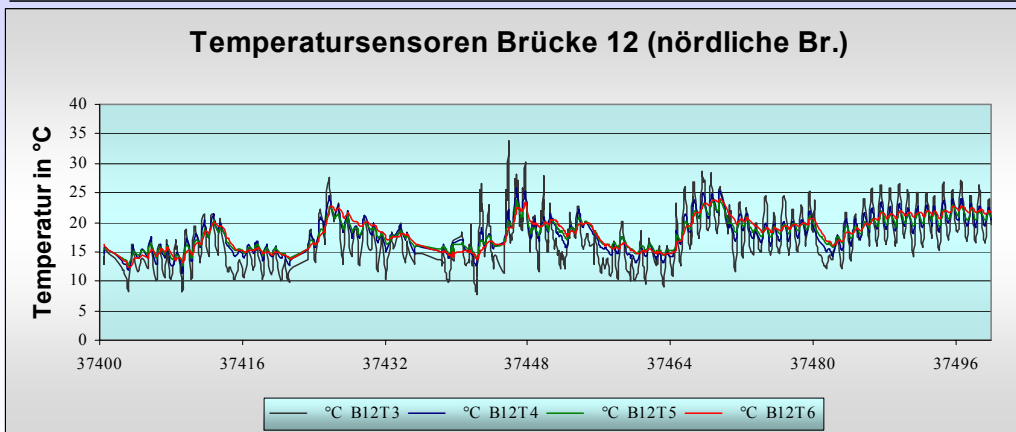




Monitoring Lehrter Bahnhof

Ergebnisse (Temperaturmessungen)

Temperatursensoren Brücke 12 (nördliche Br.)

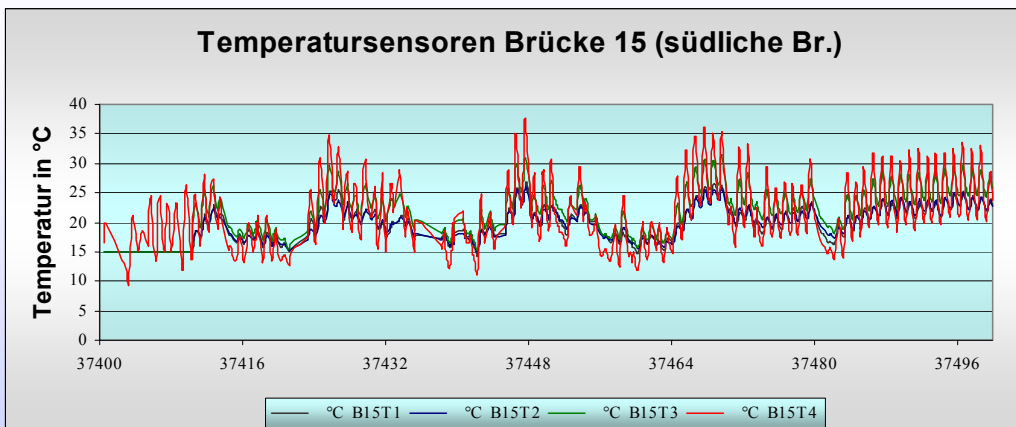


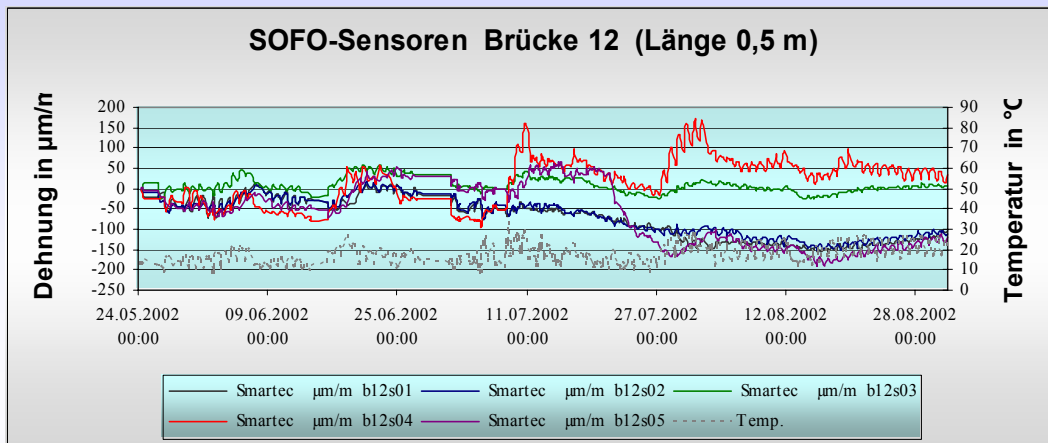
PT100

Temperaturen
an den Brücken
12 und 15

Zeitraum
25.05.2002 bis
31.08.2002

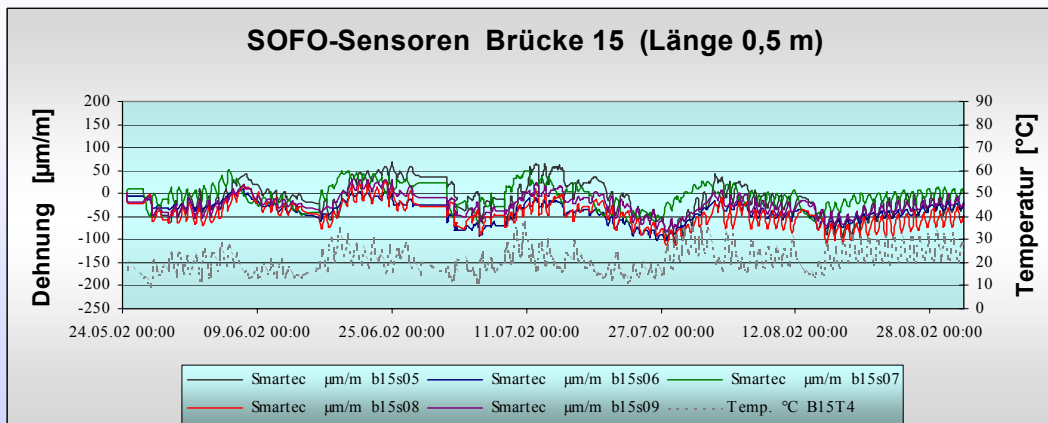
Temperatursensoren Brücke 15 (südliche Br.)





SOFO-Sensoren
(Weißlicht-
Interferometer)
an den Brücken
12 und 15

Zeitraum
25.07.2002 bis
31.08.2002



Monitoring Lehrter Bahnhof



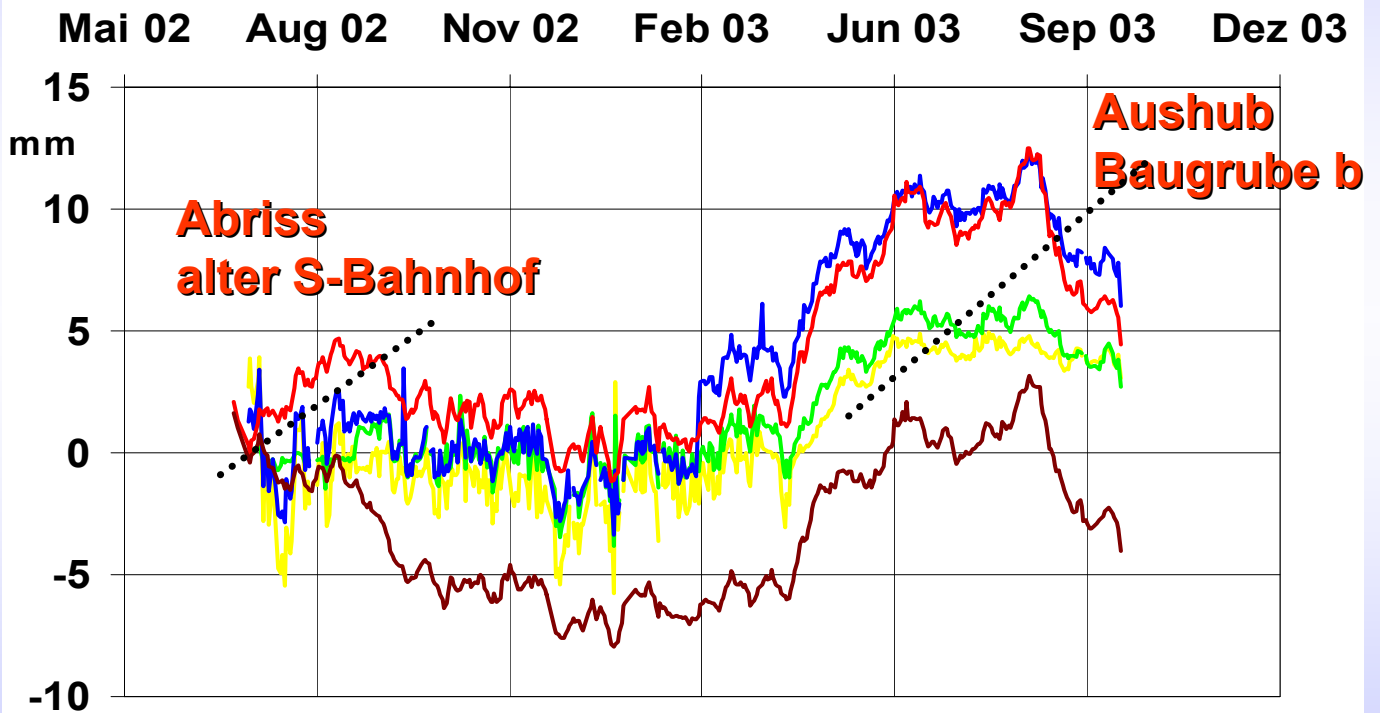
**Alter S-Bahnhof
steht noch !**

Abriss des S-Bahnhofs



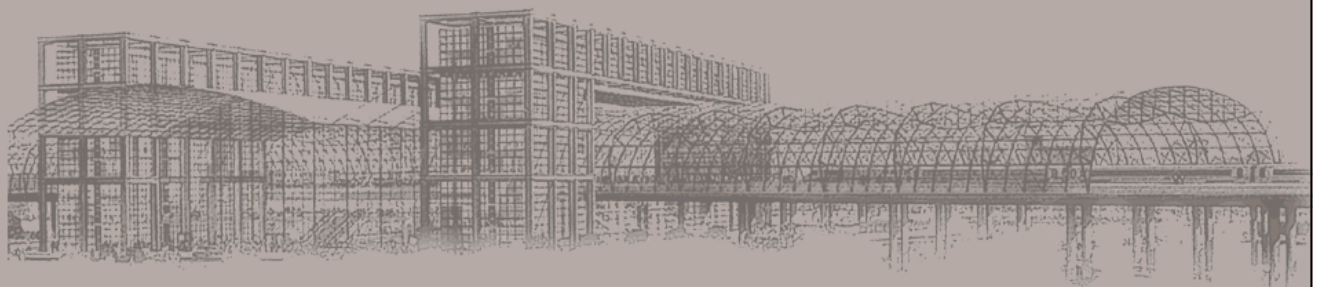
Aushub der Baugrube für die Verbindung der unterirdischen Nord-Süd-Abschnitte

— B12L7 — B12L8 — B12L9 — B12HS10 — B12HS11



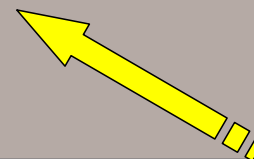
Monitoring Lehrter Bahnhof

Monitoring -Knoten Lehrter Bahnhof



Bitte wählen Sie eine der überwachten Brücken aus:

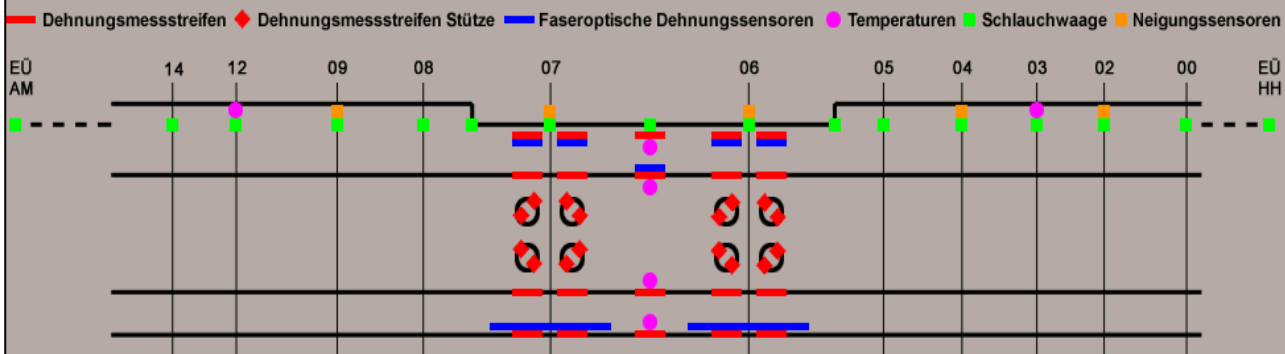
- [Brücke 12 \(Nord\)](#)
- [Brücke 15 \(Süd\)](#)



Mindestmonitorauflösung 1024*768

[Bundesanstalt für Materialforschung und -prüfung \(BAM\)](#)
 Labor S.12 - Sensoren und Messsysteme; experimentelle Spannungsanalyse
 Unter den Eichen 87
 12205 Berlin
 Projektleiter: [J.Knapp](#) Tel. (030) 8104 1912
 Idee & techn. Ausführung: [K.-D.Werner](#)

Monitoring -Knoten Lehrter Bahnhof Messstellenübersicht Brücke 12 (Nord)



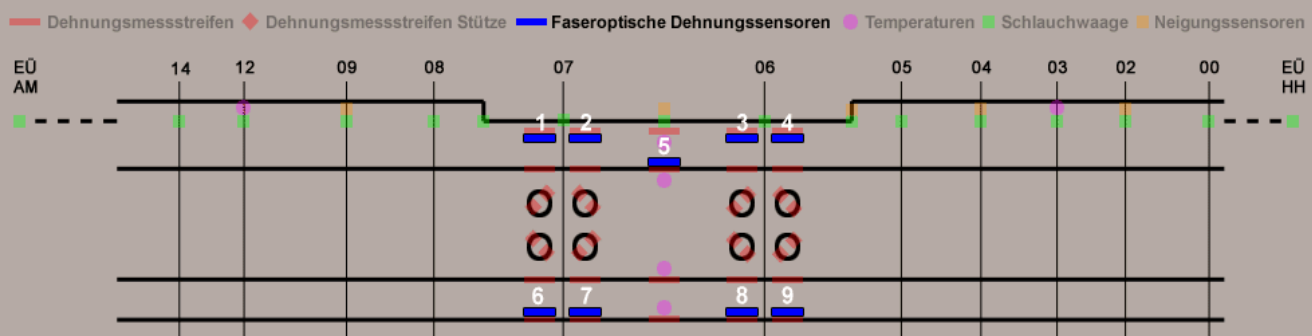
Bitte wählen Sie einen Sensortyp zur Anzeige aus:

- Dehnungsmessstreifen
- ◊ Dehnungsmessstreifen Stützen
- Faseroptische Dehnungssensoren
- Temperaturen
- Schlauchwaage
- Neigungssensoren

Grafik: Werner, S.1

Monitoring Lehrter Bahnhof

Monitoring Lehrter Bahnhof Brücke 12(Nord) Faseroptische Dehnungssensoren



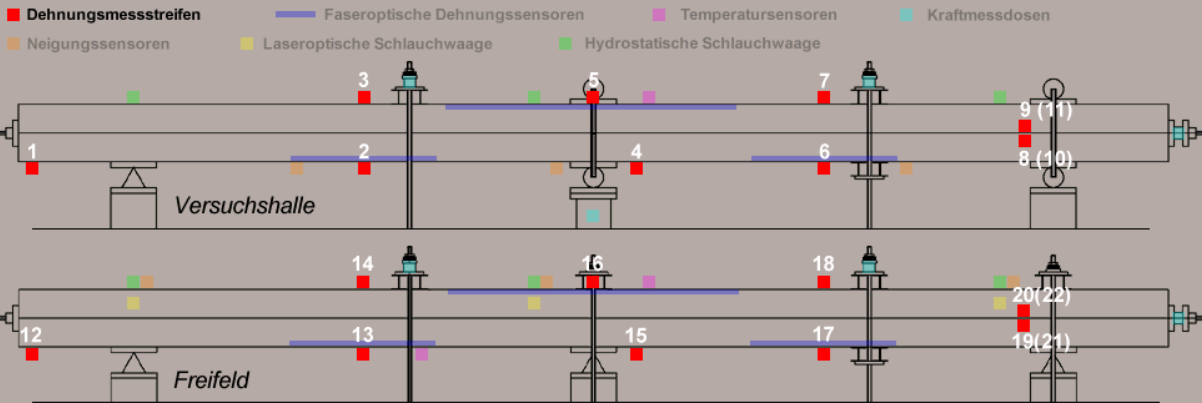
Mst.Nr.	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Dehnung [$\mu\text{m/m}$]	-85	-88	23	98	-96	58	57	66	77

letzte Aktualisierung der Messdaten: 2002-08-27, 14:35:23

[Faseroptische Dehnungssensoren Brücke 15](#)
[Übersicht Brücke 12](#) [Übersicht Brücke 15](#)

Grafik: Werner, S.1

Monitoring -Knoten - Versuchsbalcken BAM Versuchsbalcken Dehnungsmessstreifen



Mst.Nr.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Dehnung [$\mu\text{m/m}$]	-584	246	-1432	-852	86	-335	-690	-417	-111	550	473
Mst.Nr.	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22
Dehnung [$\mu\text{m/m}$]	100	-13	76	-127	401	90	100	335	529	270	304

letzte Aktualisierung der Messdaten: 2002-02-01, 09:19:47

[zurück zur Eingangsseite](#) [Übersicht Versuchsbalcken](#) [Monatsübersicht der einzelnen Dehnungsmessstellen](#)

Grafik: Werner, S.1

Monitoring Lehrter Bahnhof





Resümee

- Monitoringsystem erfüllt seine Aufgabe als **Frühwarnsystem:**
 - * bei Überschreitung vorgegebener Grenzwerte können unverzüglich weitere Untersuchungen eingeleitet werden,
 - * regelmäßige Zustandsberichte (monatlich) dienen den Fremdüberwachern (Ing.gesellschaft Krätzig & Partner Bochum) unterstützend zur Beurteilung des Bauwerksverhaltens.

Resümee

- Monitoringsystem erfüllt seine Aufgabe als **Frühwarnsystem:**
 - * bei Überschreitung vorgegebener Grenzwerte können unverzüglich weitere Untersuchungen eingeleitet werden,
 - * regelmäßige Zustandsberichte (monatlich) dienen den Fremdüberwachern (Ing.gesellschaft Krätzig & Partner Bochum) unterstützend zur Beurteilung des Bauwerksverhaltens.
- **BAM erweitert Kenntnisse** über Zuverlässigkeit und Langzeitverhalten innovativer Messverfahren im praktischen Einsatz.

Resümee

- Monitoringsystem erfüllt seine Aufgabe als **Frühwarnsystem**:
 - * bei Überschreitung vorgegebener Grenzwerte können unverzüglich weitere Untersuchungen eingeleitet werden,
 - * regelmäßige Zustandsberichte (monatlich) dienen den Fremdüberwachern (Ing.gesellschaft Krätzig & Partner Bochum) unterstützend zur Beurteilung des Bauwerksverhaltens.
- **BAM erweitert Kenntnisse** über Zuverlässigkeit und Langzeitverhalten innovativer Messverfahren im praktischen Einsatz.
- Monitoringsystem hat **Signalwirkung** für weitere Vorhaben.

Monitoring Lehrter Bahnhof



**Danke für Ihre
Aufmerksamkeit !**

Strahlverlustmessung durch Messung der Cerenkov-Strahlung in Lichtwellenleitern

Mit Bezug auf die Messtechnik die als Teil der HMI-DESY-Kollaboration am TESLA-Strahlrohr installiert wurde.

Kollaborations-Initiatoren:

Dr. U. Nielsen³; Dr. D. Trines²

Projektmitarbeiter:

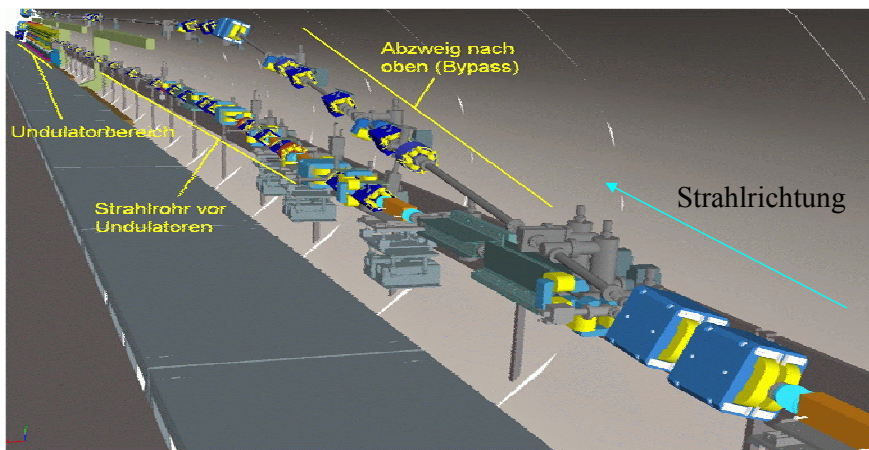
Dr. J. Kuhnenn¹; U. Weinand¹; Dr. M. Koerfer²; Dr. F. Wulf³; W. Goettmann³

¹ FHG-INT-Euskirchen; ² DESY-Hamburg; ³ HMI-Berlin

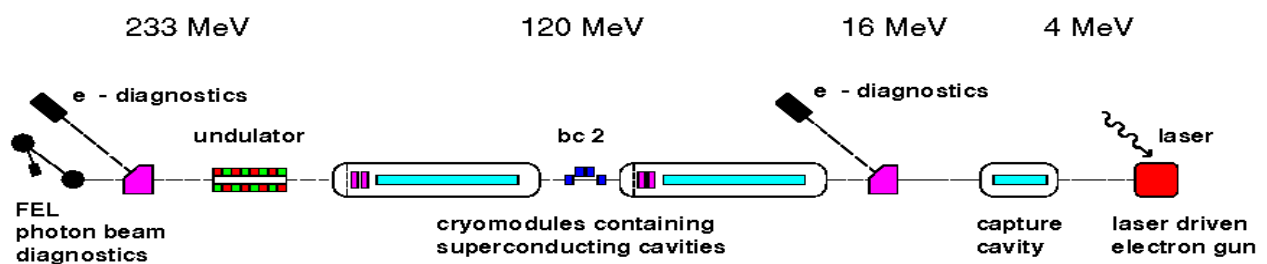
Inhalt:

- TTF 2 am DESY
- Warum Strahlverlustmessung
- Die Mess-Systematik
- Die Vorzüge der Lichtwellenleitersensorik
- Die Messanlage im Überblick
- Die Hardware
- Die Lab View Software
- Darstellung der Messwerte und Datenspeicherung
- Grafiken einiger Messergebnisse
- Die nächsten Schritte

W. Goettmann (HMI)

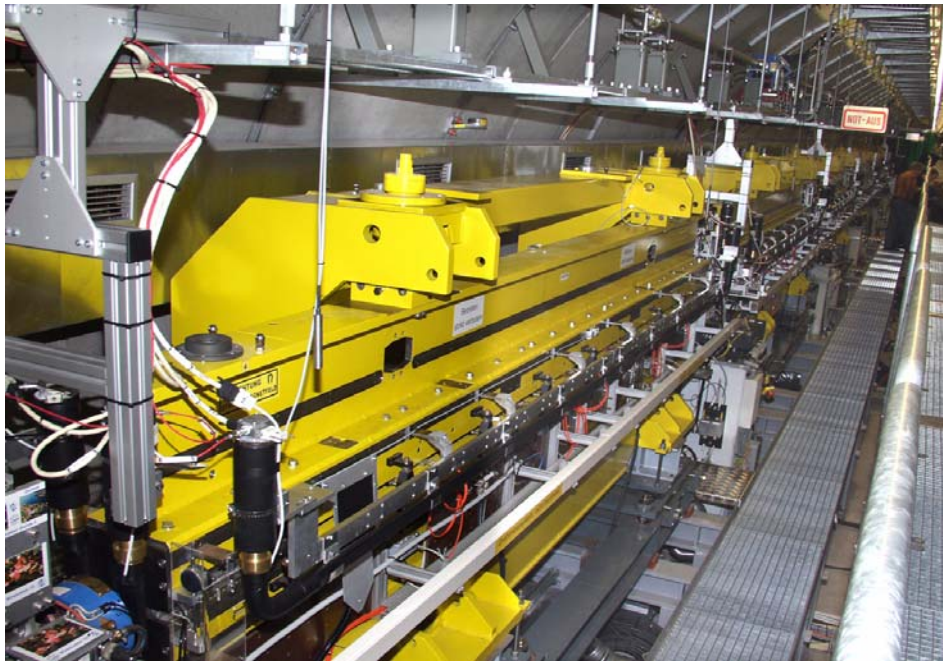


Teilansicht des DESY LINAC TTF 2



W. Goettmann (HMI)

Ansicht der Undulatoren im Tunnel



W. Goettmann (HMI)

Strahlverlustmessung durch Messung der Cerenkov-Strahlung in Lichtwellenleitern (LWL)

Warum Strahlverlustmessung ?

- Beschleunigeranlagen wie z.B. TESLA am DESY, müssen ständig auf Strahlverluste überwacht werden; einerseits zum Schutz der Maschinenteile (Strahlrohr; Undulatoren); andererseits zum Schutz der umgebenden elektronischen Messtechnik.
- Strahlverluste sind fast immer ein Zeichen dafür, dass der Strahl nicht optimal geführt wird.

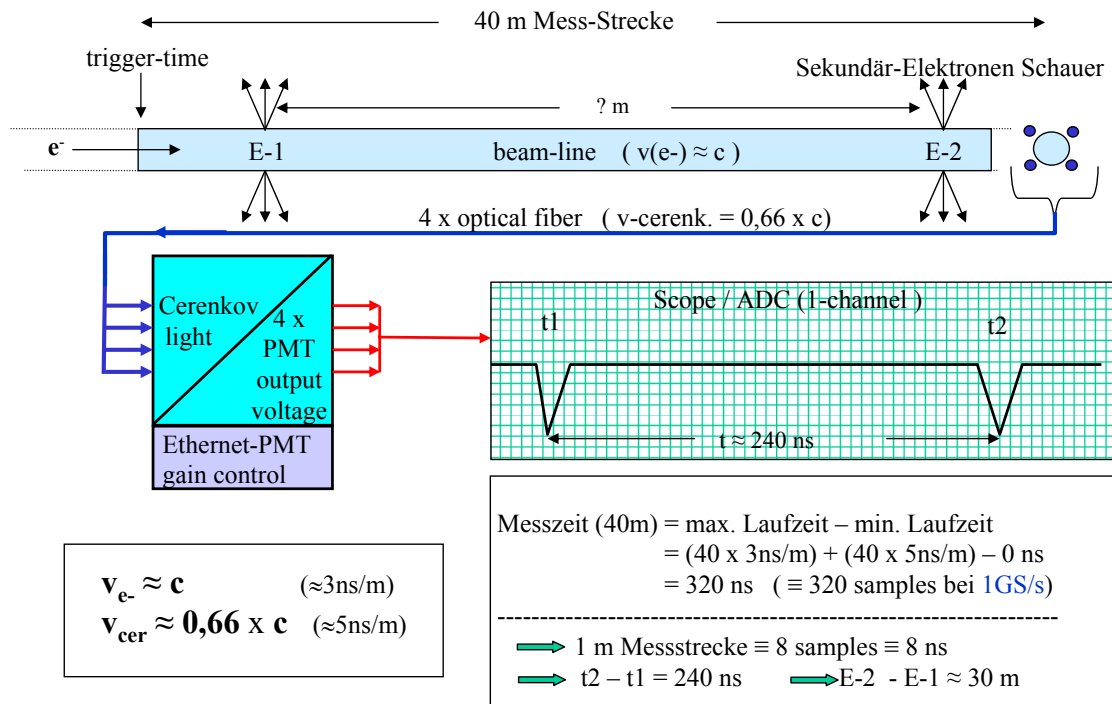
Die Mess-Systematik ist entweder :

- Beam loss monitoring (BLM)
- oder
- Beam loss position monitoring (BLPM)

Treffen Strahlelektronen mit hoher Energie ($v \approx c$; $E > 1\text{GeV}$) z.B. die Strahlrohrwandung, dann tritt ausserhalb des Strahlrohres ein Schauer von Sekundärelektronen auf. Bei hinreichend grosser Energie dieser Elektronen ($> 175\text{keV}$) erzeugen sie in einem LWL die CERENKOV-Strahlung (blaues Licht; ca 450 nm Wellenlänge), die mit einem Fotomultiplier (PMT) detektiert werden kann. Mit der bekannten Laufzeit der Elektronen im Vakuum des Strahlrohres ($v \approx c$) und der Laufzeit des Cerenkov-Lichtes im LWL ($v \approx 0,66 c$) kann der Ort der Störung bestimmt werden. Das Ausgangssignal des PMT ergibt mit seiner Amplitude ein Rechengrösse für die Intensität der Störung. Werden mehrere LWL symmetrisch um das Strahlrohr gruppiert (am TESLA sind das vier LWL) und gleichzeitig ausgewertet, dann kann auch eine Aussage über die transversale Verteilung des Elektronenschauers (der Störung) gemacht werden.

W. Goettmann (HMI)

Mess-Systematik : Elektronenschauer ausserhalb des Strahlrohres erzeugen Cerenkov Strahlung in Lichtwellenleitern. Ortsbestimmung der Ereignisse durch Auswertung der Laufzeiten im Strahlrohr und im LWL .



W. Goettmann (HMI)

Strahlverlustmessung durch Messung der Cerenkov-Strahlung in Lichtwellenleitern

Die Vorteile der Lichtwellenleitersensorik

- Lückenlose Abdeckung der Mess-Strecke von z. Z. 40 m
- Ortsbestimmung der Störung durch Auswertung der Laufzeiten der Signale;
- Hohe örtliche Auflösung (ca. 0,12 m bei 1GS/s Abtastrate)
- Messungen auch an schlecht zugänglichen Stellen möglich
- Die Grösse der Verluste lässt sich aus der Amplitude des Signals bestimmen
- Mit mehreren LWL symmetrisch am Strahlrohr ist eine räumliche Darstellung des Verlustschauers möglich

W. Goettmann (HMI)

Die Messanlage im Überblick

Vier räumliche Bereiche:

- TTF Tunnel
- Tunnel Kontrollraum
- DESY TTF control center (remote control via Ethernet)
- HMI-Berlin (remote control via Ethernet)

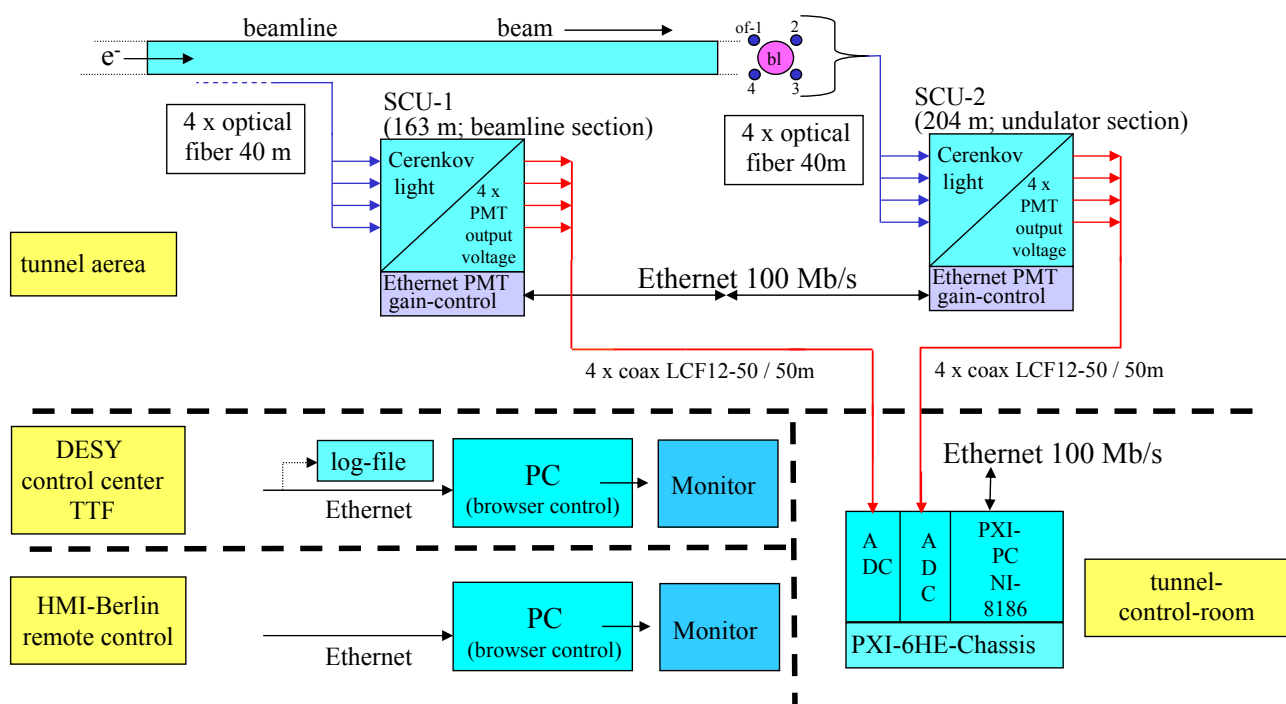
Im TTF-Tunnel befinden sich die am Strahlrohr und am Undulator installierten Lichtwellenleiter (zwei Vierergruppen mit jeweils 40 m Länge), und auch (strahlengeschützt eingebaut) die zwei Signalkonditionierungseinheiten (SCU), mit jeweils 4 Eingängen für die Lichtwellenleiter.

Die analogen Ausgangssignale der SCU werden mit besonders verlustarmen Koaxkabeln in den Tunnelkontrollraum übertragen. Hier befindet sich der Steuer-PC (NI-PXI-Controller) mit zwei Acqiris AD-Wandlerkarten (jeweils 4 Kanäle, mit max. 1 GS/s). Auf dem PC läuft Win-XP und Lab View.

Vom DESY- TTF- control center und vom HMI-Berlin aus besteht ein remote browser-control Zugriff auf den Controller im Tunnel Kontrollraum.

W. Goettmann (HMI)

Cerenkov facility at TESLA / DESY



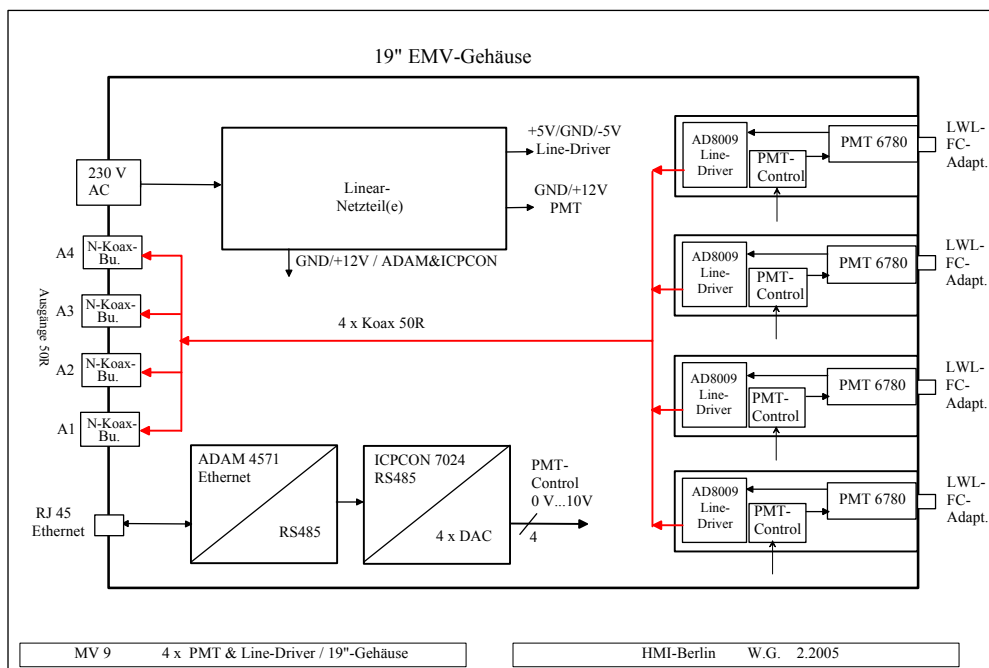
W. Goettmann (HMI)

Die Hardware

- Strahlungssensoren: Cerenkov-optimierte Lichtwellenleiter; strahlenhart; optimal geeignet für den Einsatz an schwer zugänglichen Stellen; gleichzeitig Sensoren und Übertragungsmedium.
- Fotomultiplier mit Linedriver kombiniert um eine störungsarme Übertragung über ca. 50 m Koax-Kabel zu erreichen.
- Einsatz von besonders verlustarmen Koax Kabeln (LCF12-50; ca. 2,2,dB/100m bei 100 MHz gegenüber ca. 20 dB bei RG58)
- ADC : Acqiris DC271; 8 bit; 4 Kanäle mit 1 GS/s
- NI 8186 PXI Controller; mit Lab View RT Option
- Remote Steuerung der PMT–Verstärkung über Ethernet und DAC
- Remote Darstellung der Messwerte und remote control des NI-PXI Controller im Tunnel-Kontrollraum

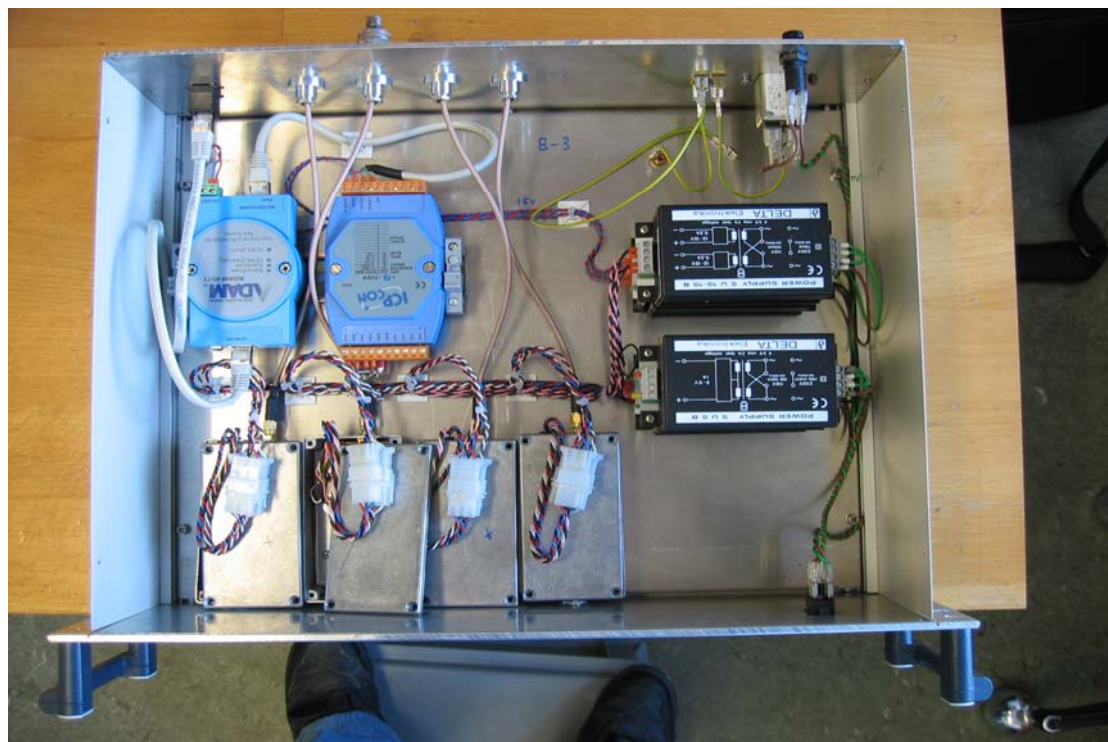
W. Goettmann (HMI)

4 channel cerenkov signal conditioning unit (SCU; im Tunnel)



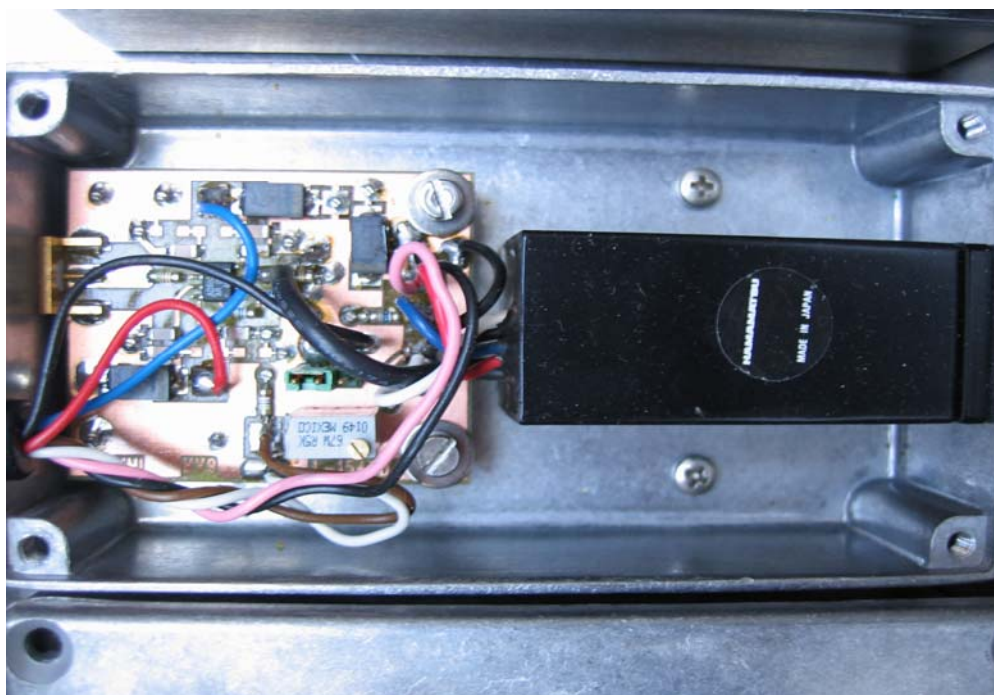
W. Goettmann (HMI)

Signalaufbereitung (SCU), 19“ Einheit, im Tunnel installiert



W. Goettmann (HMI)

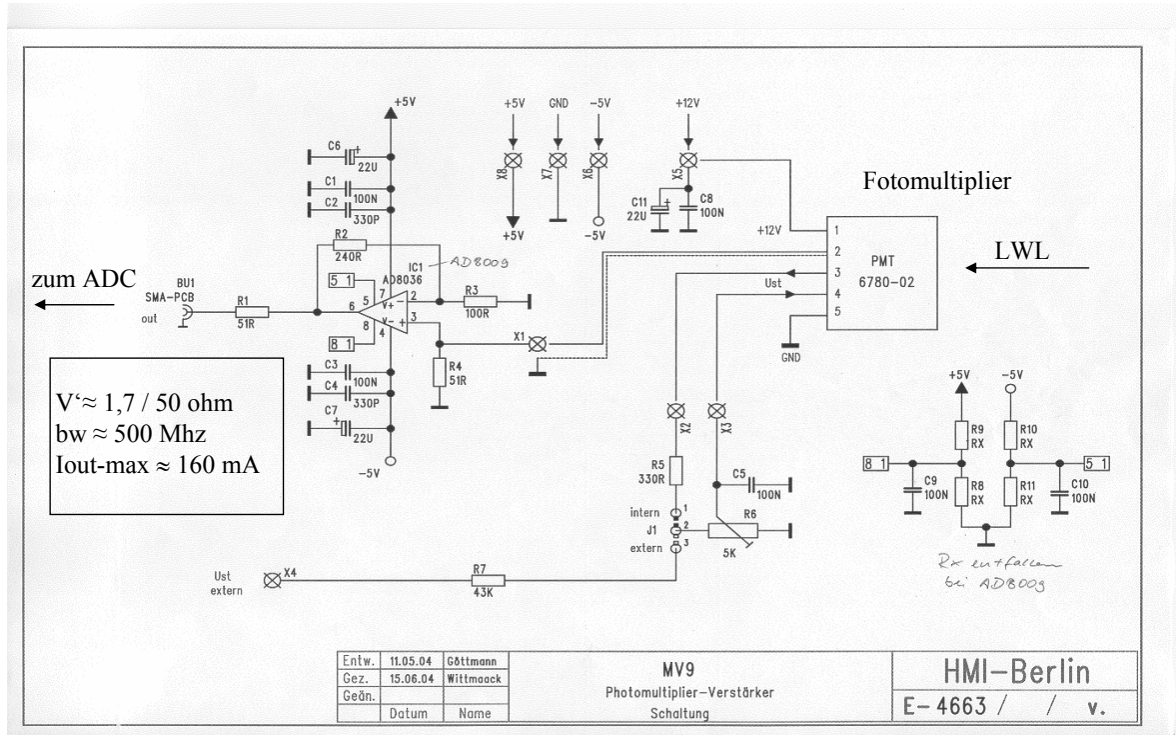
Line driver und photomultiplier Hamamatsu H6780-02



Photomultiplier
Hamamatsu
H6780-02 :
 $tr \approx 0,78ns$
 $tf \approx 1,2 ns$
gain adjust $\approx 1:1000$

W. Goettmann (HMI)

Verstärker / line driver für das PMT-Signal



W. Goettmann (HMI)

NI-Controller mit 2 x Acqiris DC271 ADC im Tunnel-Kontrollraum



Der Acqiris AD-Wandler DC271 :

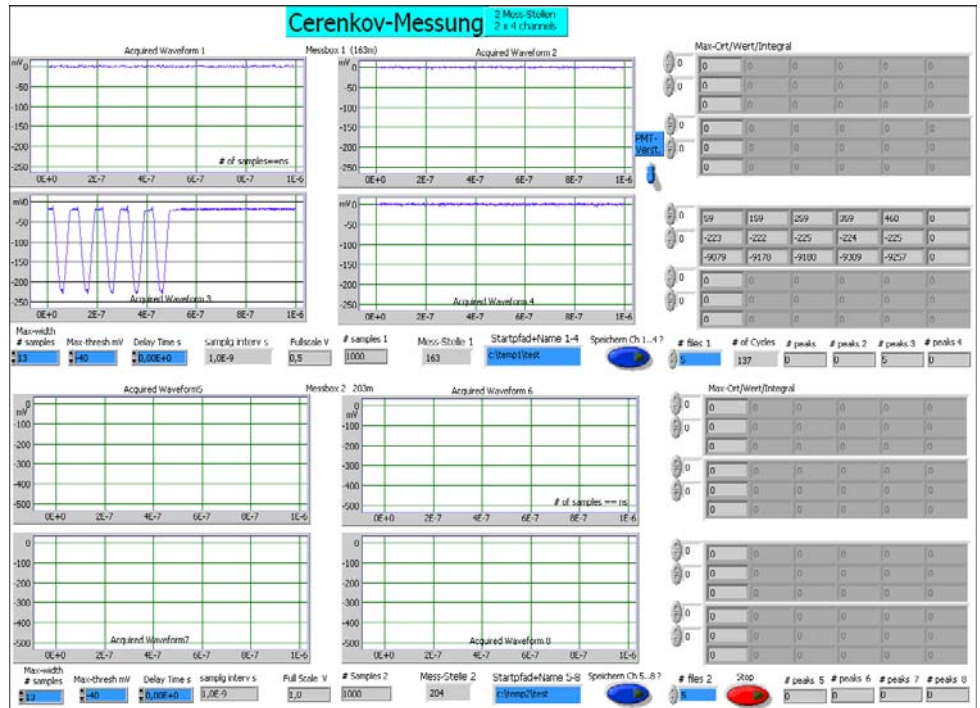
- 6 HE-Karte cPCI / PXI
- 8 Bit Auflösung
- 4 Kanäle 50 Ohm / 1 MOhm
- intern / extern triggerbar
- Max. 1GS/s sample rate (jeder Kanal)
- Onboard Zirkularspeicher für 2 x 10⁶ Daten/Kanal
- Multisession-Messung möglich (multi segments)
- Lab View programmierbar

W. Goettmann (HMI)

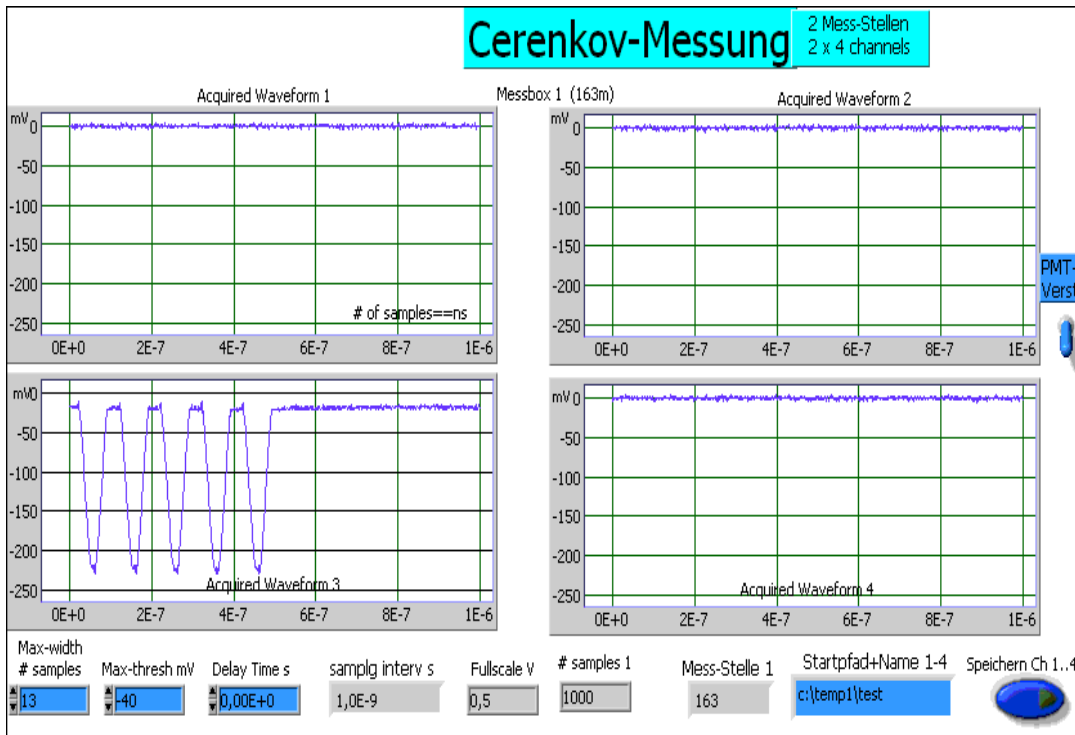
Die Software

- Programmierung mit Lab View
- Grafische Darstellung von 2 Cerenkov-Systemen mit je 4 Kanälen
- Numerische Darstellung :
 - Ort der Peakwerte
 - Betrag der Peakwerte
 - Integral der Peakbereiche
- Steuerung der Verstärkung der Fotomultiplier
- Post- und Pretrigger Einstellung der ADC
- Speicherung der Messwerte kontinuierlich oder manuell ausgelöst
- Speicherung der Messwerte mit Zeitmarken und den aktuellen Messparametern

Grafische Darstellung von 2 x 4 Kanälen (2 Mess-Stellen)



W. Goettmann (HMI)



Testweise Darstellung von 5 negativen Impulsen aus einem Agilent Pulser

$f = 10 \text{ Mhz}$
 $tr/tf \approx 30 \text{ ns}$
 $pw \approx 65 \text{ ns}$

W. Goettmann (HMI)

Auswahl der Verstärkung der Fotomultiplier (2 x 4 Kanäle)

Gruppierung der Fotomultiplier

Werden die gain control Eingänge mehrerer PMT mit der gleichen Steuerspannung beaufschlagt, dann zeigen diese PMT mitnichten die gleiche Verstärkung.

Soll die Verstärkung gruppenweise gleichlaufend einstellbar sein, dann muss von jedem PMT die Verstärkungscharakteristik ermittelt werden.

Mit entsprechender Software und Auswertung der einzelnen Verstärkungstabellen lässt sich die Verstärkung einer PMT-Vierergruppe im Bereich von 2....1000 gleichlaufend einstellen.

Die zweite PMT-Vierergruppe in der zweiten SCU wird prinzipiell genauso behandelt, allerdings mit der Erweiterung, dass die Verstärkung der Gruppe insgesamt gleichlaufend zur ersten PMT-Gruppe arbeitet.

Als Ergebnis können die Messwerte aller Kanäle direkt miteinander verglichen werden.

W. Goettmann (HMI)

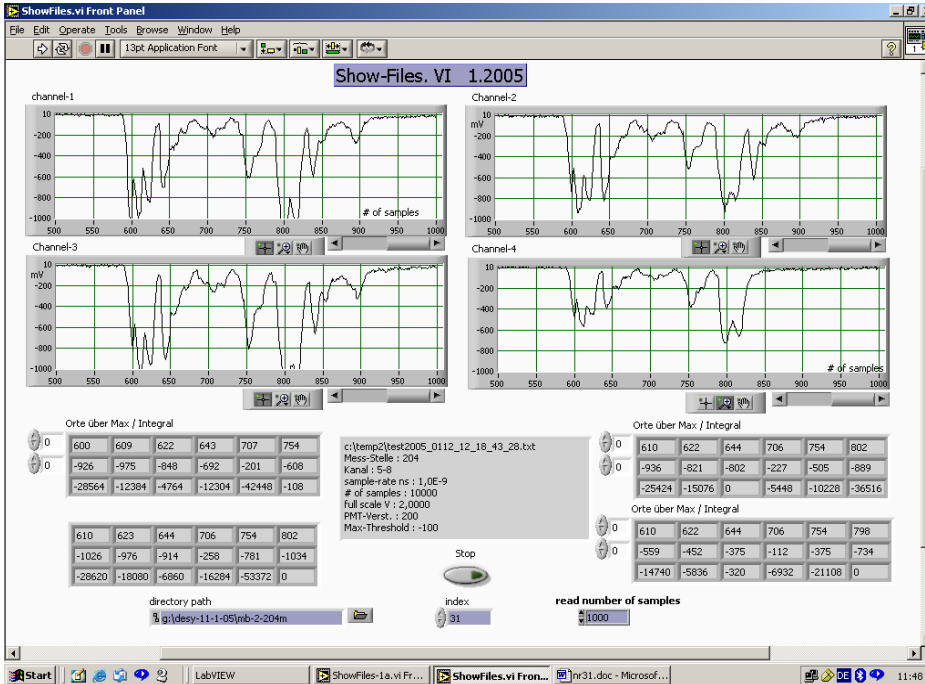
Auswahl der Messparameter

Mit diesem Teil der Software wird die Grundeinstellung der AD-Wandlerkarten und die Anpassung an die Messumgebung (z.B. Länge der Mess-Strecke) vorgenommen.

Einige Parameter können auch während der Messung (on the fly) angepasst werden.

W. Goettmann (HMI)

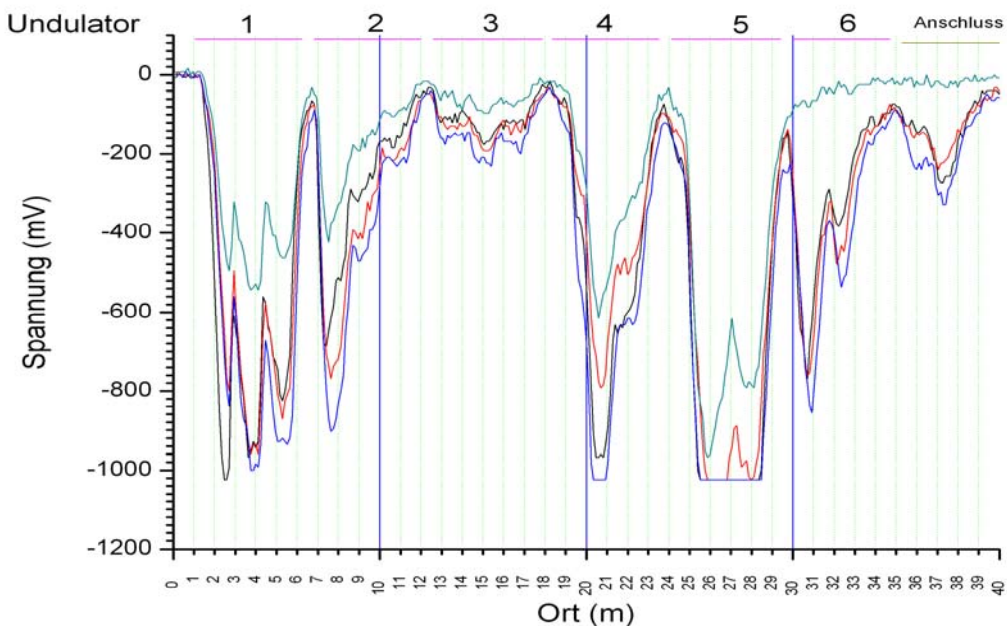
Messwerte an den Undulatoren



Die Länge der Mess-Strecke beträgt 30 m (6 Undulatoren).
 Die Messzeit beträgt damit ca. 250 ns, entsprechend 250 Samples.
 Die Lage der einzelnen Undulatoren ist gut erkennbar; wobei zu sehen ist, dass die einzelnen Undulatoren unterschiedliche Strahlverluste verursachen (siehe auch folgende Seite).

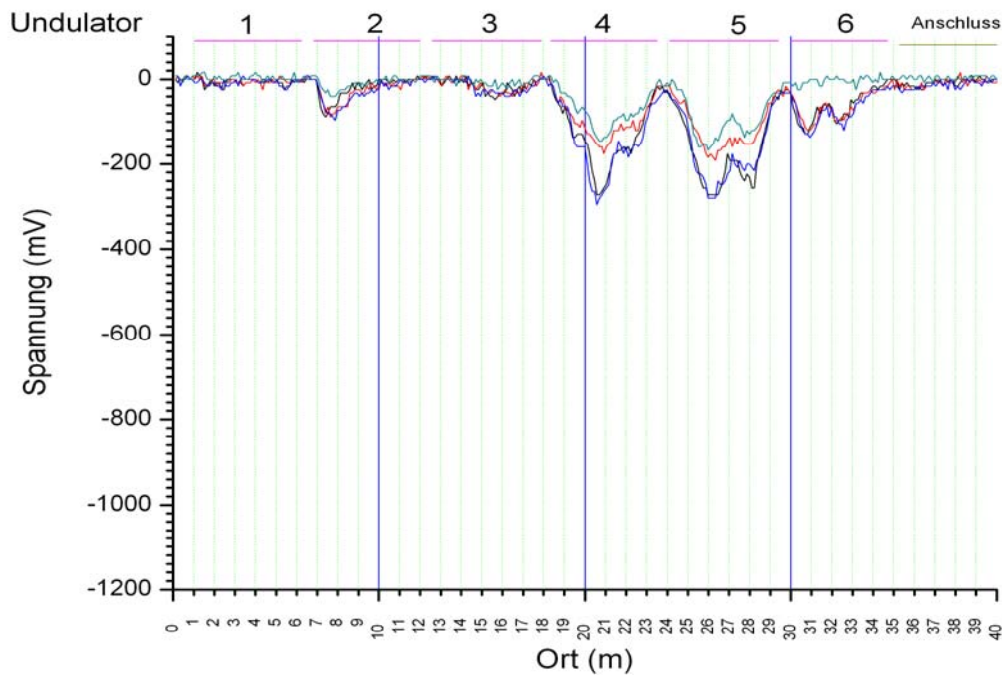
W. Goettmann (HMI)

Signale an den Undulatoren, 4 Kanäle, wenig optimal, aber keineswegs bedrohlich.



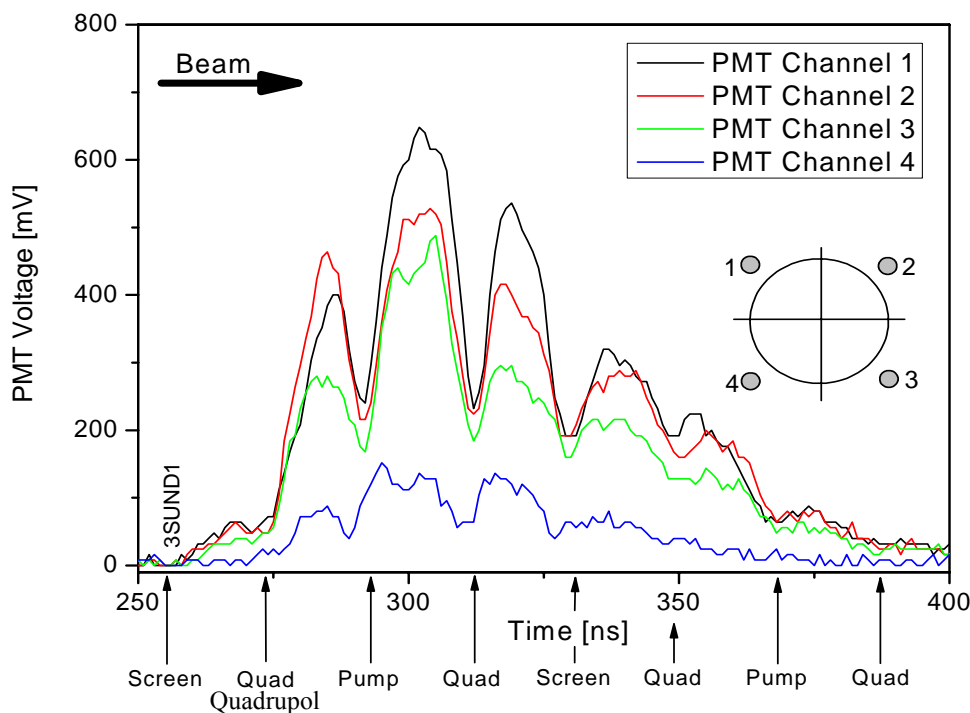
W. Goettmann (HMI)

Die Strahlage ist schon deutlich besser



W. Goettmann (HMI)

FODO Structure



Gemessen im Undulator-Bereich :

Die räumliche Verteilung des Elektronenschauers. Dargestellt durch die Ausgangssignale der 4 Lichtwellenleiter.

Die vier gut ausgeprägten rel. Minima erklären sich aus den grösseren Abständen der LWL vom Strahlrohr, an den unten angezeigten Stellen (Pump, Quad. etc.)

Die Signale sind rein rechnerisch im positiven Bereich dargestellt.

W. Goettmann (HMI)

Die nächsten Schritte

- Messanlage für den Wire-Scanner Betrieb zur Optimierung des Strahlprofiles mit höchster Präzision.
- Fertigstellung und Optimierung der portablen Messtechnik
- Umstellung der Software auf Lab View RT
- Optimierung der Regeneration der Fasern durch Ausheizen
- Optimierung der SCU (Verstärkung +25 dB; zur Darstellung kleinster Signale)
- Einsatz bei der Dunkelstrommessung
- Einsatz im Bereich der Schnellabschaltung
- Super-portable Anlage (SCU kleiner, leichter, netzunabhängig; Funk-Ethernet (?))

W. Goettmann (HMI)

Optimierung des Rauschverhaltens von Breitbandkleinsignalverstärkern im Frequenzbereich von 100 kHz bis 350 MHz

SEI-Tagung in Berlin 2005

Christian Dürr
Dr.-Ing. Sven Bönisch
Hahn-Meitner-Institut Berlin

Inhalt

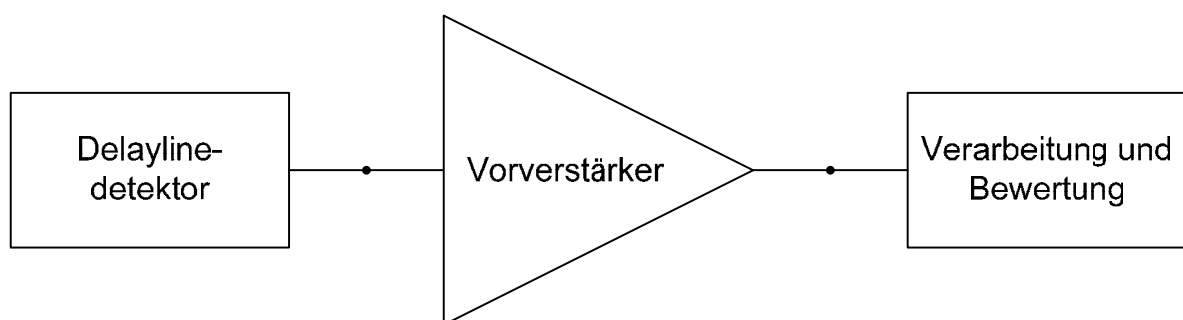
- Einleitung
- Theorie des Rauschens
- Messungen und Ergebnisse
- Zusammenfassung

Ziele

Optimierung vorhandener Kleinsignalvorverstärker auf minimales Rauschen

- Rauschmaß (Noise Figure) $< 1,8$ dB
- Eingangsanpassung ≤ -16 dB
- Verstärkung > 20 dB

Einleitung



Ortsempfindliche
Detektion von
Neutronen

Verstärkung des
Detektorausgangs-
signals

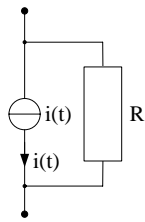
Analyse und Visuali-
sierung der Mess-
daten

Rauschursachen

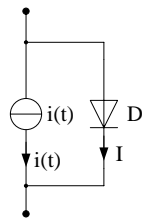
thermisches Rauschen

Schrotrauschen

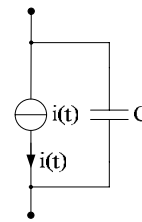
1/f Funkelrauschen



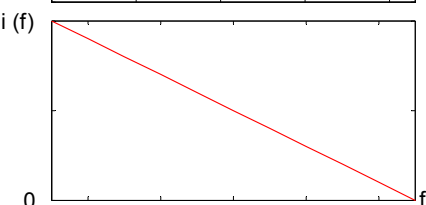
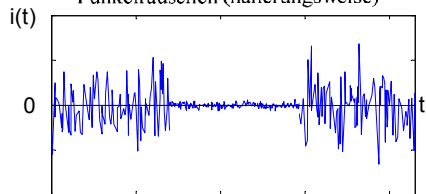
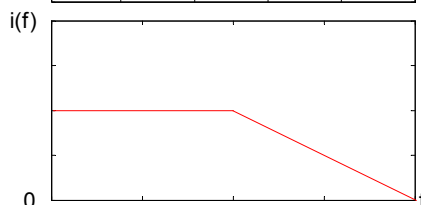
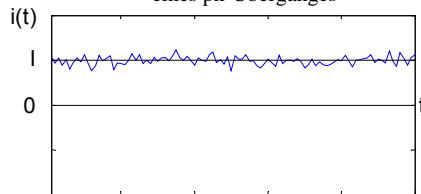
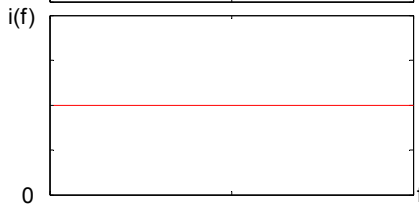
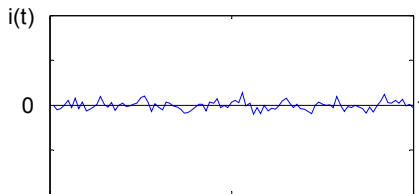
Rauschstromquelle



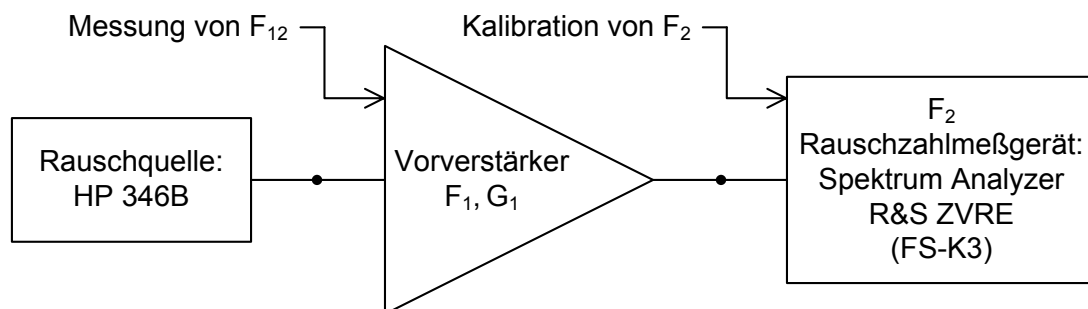
Rauschersatzschaltbild eines pn-Überganges



Schaltbild zur Erläuterung Funkelrauschen (näherungsweise)



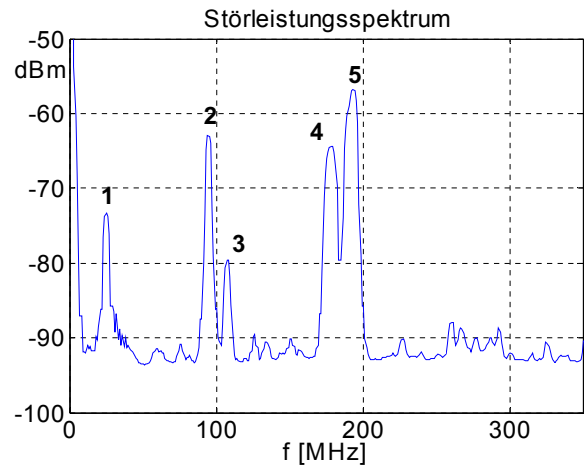
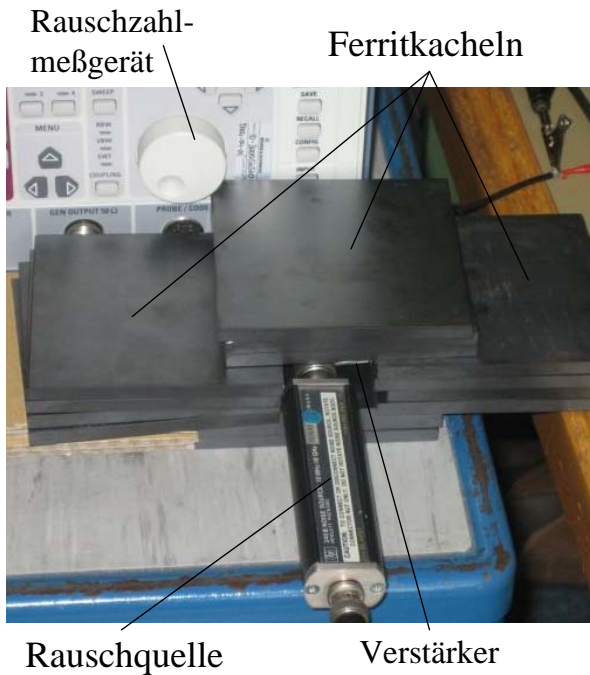
Messung der Rauschzahl (Noise Figure) mittels Y-Faktor Methode



$$F_1 = F_{12} + \frac{F_2 + 1}{G_1}$$

- F_1 Rauschzahl des Vorverstärkers
- F_{12} Gesamtrauschzahl von Vorverstärker und Rauschzahlmeßgerät
- F_2 Rauschzahl des Rauschzahlmeßgerätes
- G_1 Verstärkung des Vorverstärkers

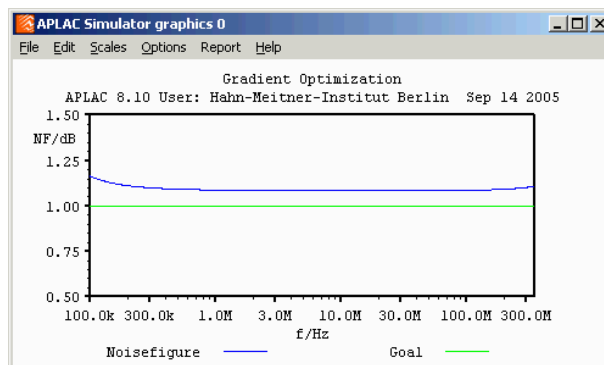
Messaufbau



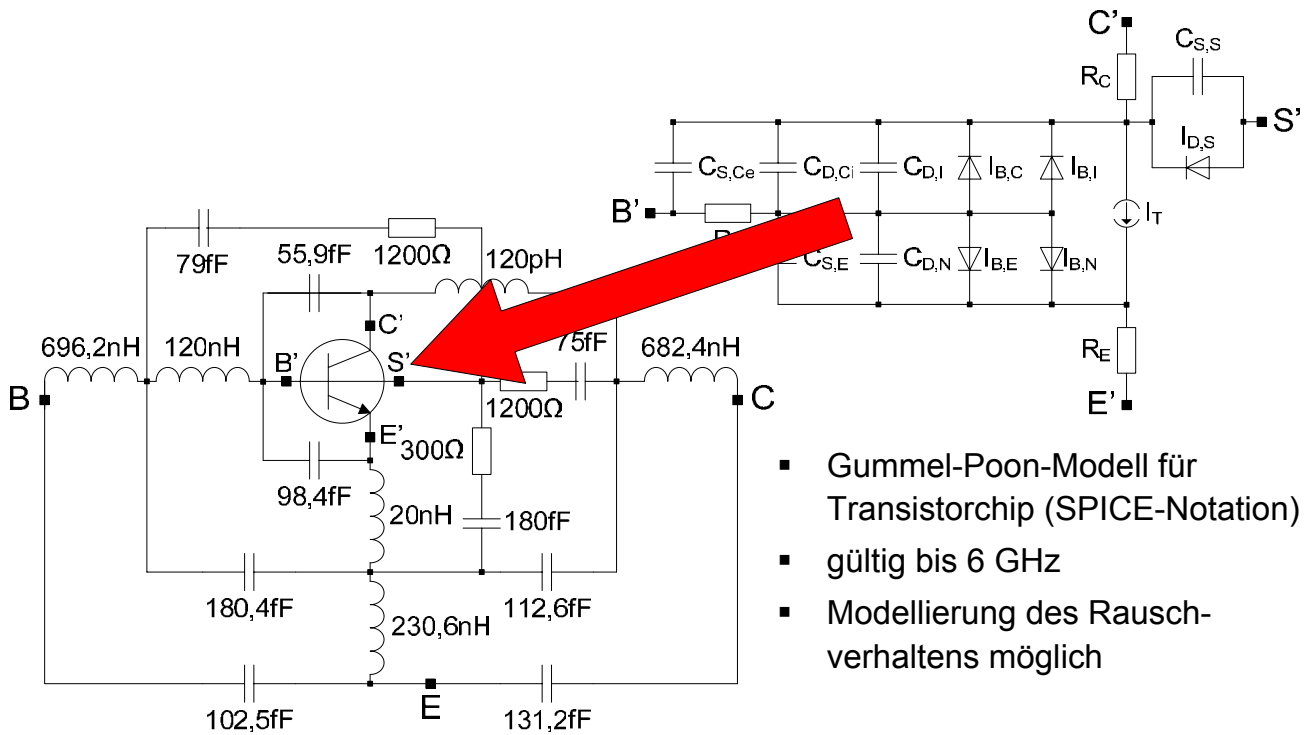
- SMA-Verbindungstechnik
- 10x Mittelung zur Störsignalunterdrückung
- Elektromagnetische Abschirmung mit Ferritkacheln

Schaltungssimulation unter APLAC

- S-Parameter-Simulation
- Rauschsimulation
- Schaltungsoptimierung



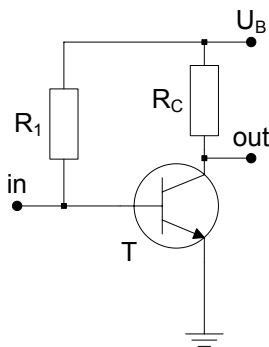
Transistormodell BFP640 (Infineon)



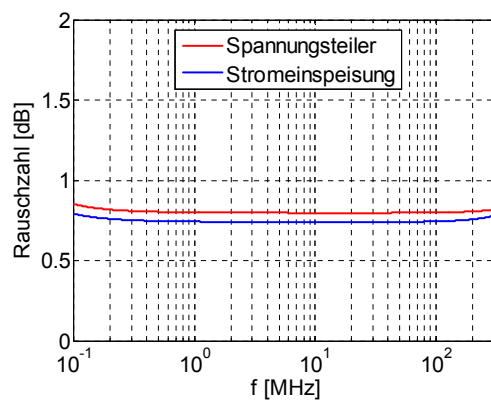
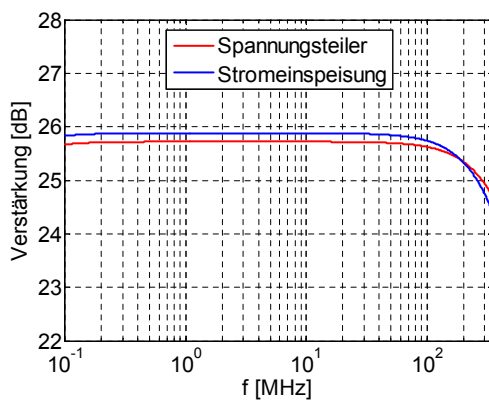
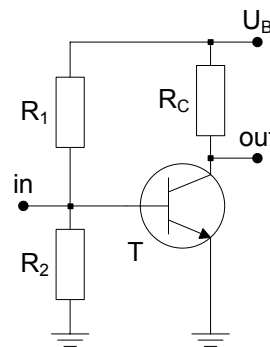
- Gummel-Poon-Modell für Transistorchip (SPICE-Notation)
- gültig bis 6 GHz
- Modellierung des Rauschverhaltens möglich

Vergleich von Schaltkonzepten

Stromeinspeisung

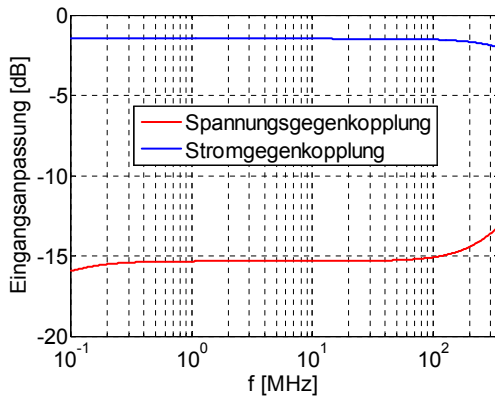
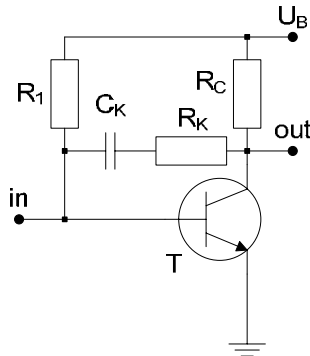


Spannungsteiler

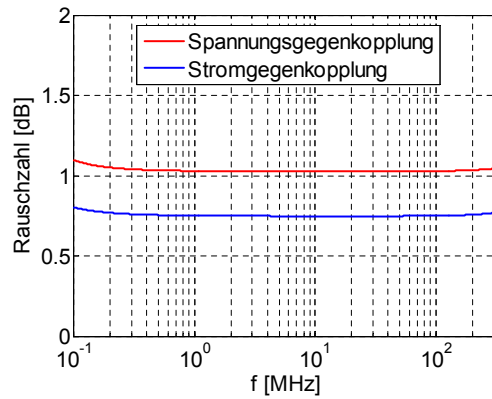
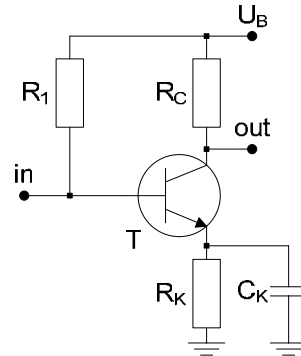


Vergleich von Gegenkopplungsarten

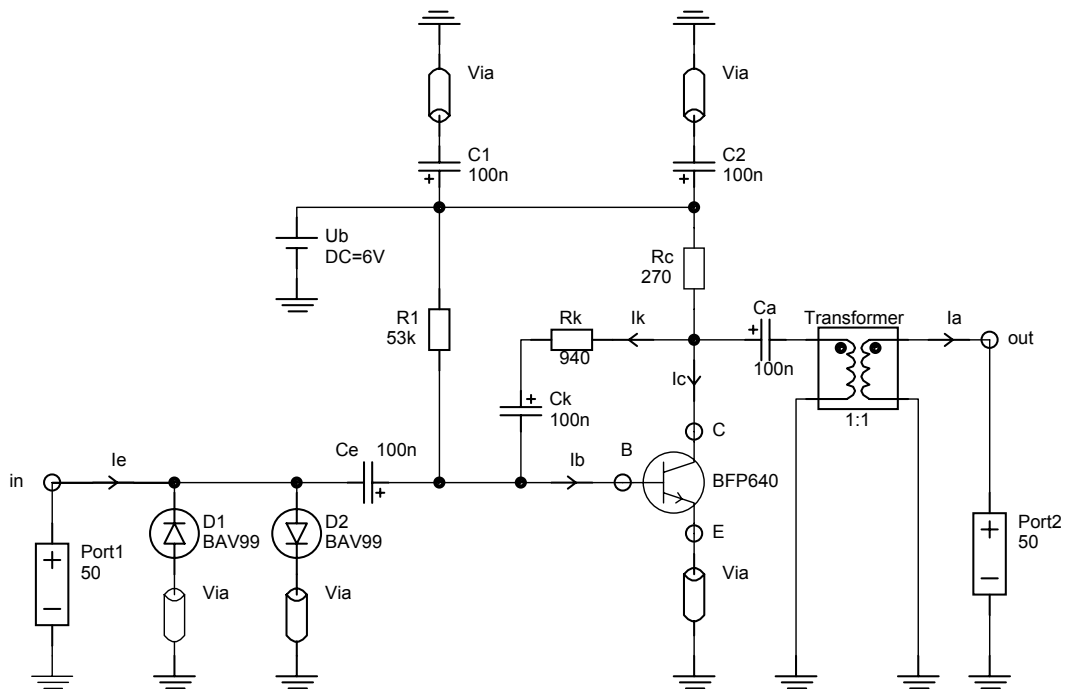
Spannungsgegenkopplung



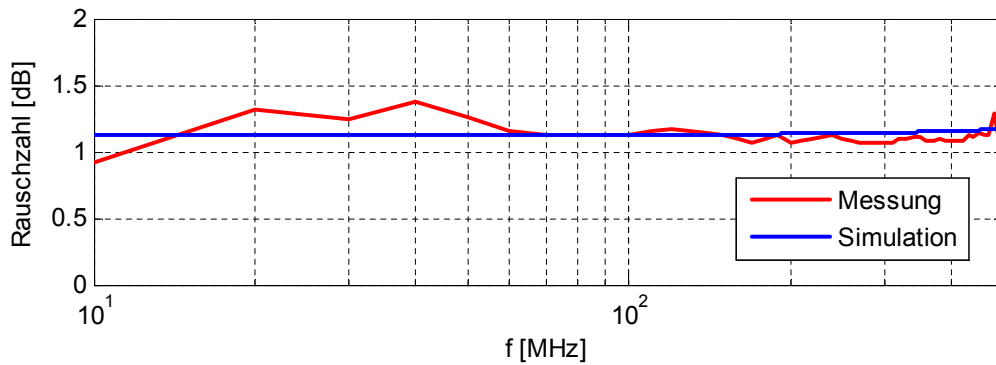
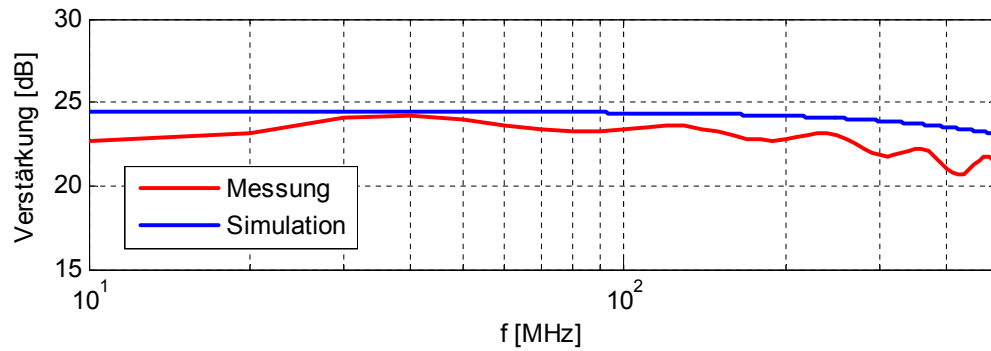
Stromgegenkopplung



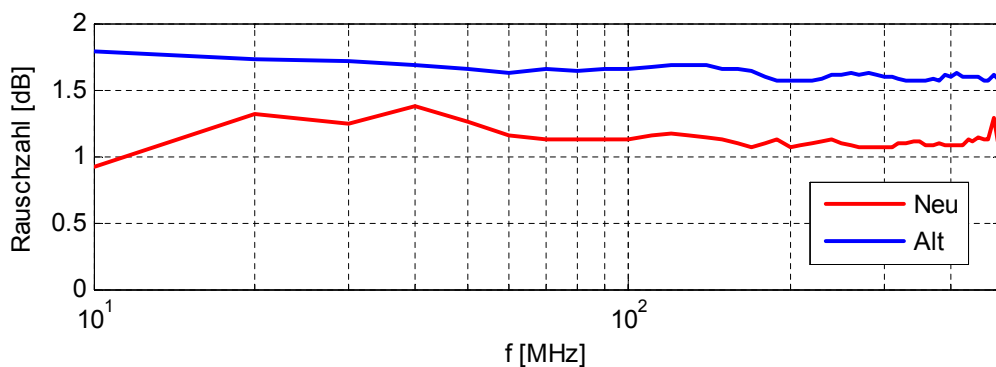
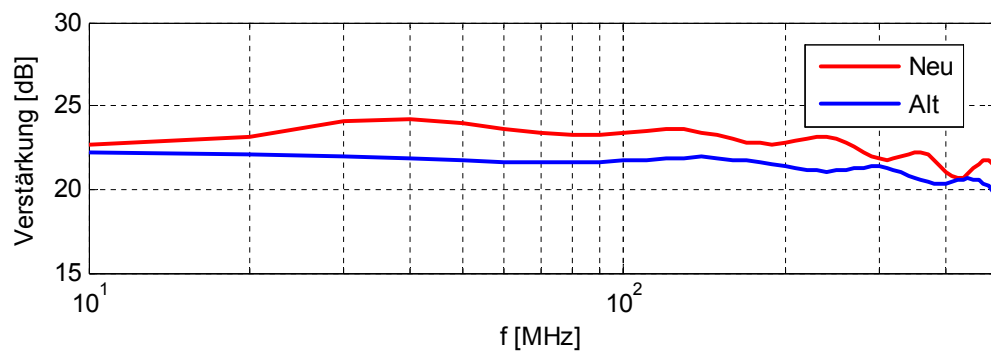
Schaltungsdesign des Verstärkers



Vergleich Messung - Simulation



Vergleich Alt – Neu



Ergebnisse

	Alt	Neu
Rauschzahl (Noise Figure)	$\approx 1,6 \text{ dB}$	$\approx 1,1 \text{ dB}$
Eingangsanpassung	$\approx -15 \text{ dB} \pm 0,2 \text{ dB}$	$\approx -20 \text{ dB} \pm 0,2 \text{ dB}$
Ausgangsanpassung	$\approx -15 \text{ dB} \pm 0,2 \text{ dB}$	$\approx -23 \pm 0,2 \text{ dB}$
Verstärkung	$\approx 22 \text{ dB}$	$\approx 23 \text{ dB}$
Effektive Eingangsausspannung (350 MHz, 50 Ω , 290 K)	$\approx 10,1 \mu\text{V} \pm 0,2 \mu\text{V}$	$\approx 9,5 \mu\text{V} \pm 0,2 \mu\text{V}$

Zusammenfassung

- Rauschzahl um 0,5 dB verringert
- Verstärkung um 1 dB erhöht
- Eingangsanpassung um 5 dB und Ausgangsanpassung um 8 dB verbessert
- Verbesserung der Detektionsempfindlichkeit um ca. 5,7%

Optimierung des Rauschverhaltens von Breitbandkleinsignalvorverstärkern im Frequenzbereich von 100 kHz bis 350 MHz

Zusammenfassung

Christian Dürr, Dr. Sven Bönisch (HMI-Berlin)

Der hier untersuchte Breitbandkleinsignalvorverstärker verstärkt transiente Spannungsimpulse in einem Neutronendetektorsystem. Die Nachweisempfindlichkeit wird dabei durch die physikalische Größe Rauschen begrenzt. Rauschen ist praktisch allgegenwärtig und es vereitelt das Vorhaben, durch immer höhere Verstärkung beliebig kleine Signale messbar zu machen. Zum Nachweis von Neutronen mit hoher Empfindlichkeit, wird daher ein Vorverstärker mit einer kleinen Rauschzahl benötigt. In nachfolgenden werden verschiedene Arten von Rauschen und deren Charakteristik kurz erläutert.

Thermisches Rauschen tritt infolge der Brownschen Bewegung der Ladungsträger in allen Wirkwiderständen bereits im stromlosen Zustand auf. Die Rauschleistungsdichte ist über den gesamten Frequenzbereich konstant. Schrotrauschen tritt nur dort auf, wo Strom fließt. Die Ursache des Schrotrauschens ist die Quantisierung des Stromflusses. Einzelne Ladungsträger müssen eine Potentialschwelle (z.B. einen pn-Übergang) überwinden. Dies bewirkt eine Schwankung des Stromes um einen Mittelwert. Das $1/f$ Rauschen ist bevorzugt in tieferen Frequenzbereichen (Hz bis kHz) anzutreffen und entsteht zusätzlich zum thermischen Rauschen im stromdurchflossenen Leiter. Das Leistungsspektrum des $1/f$ Rauschens sinkt mit steigender Frequenz.

Ziel der Arbeit war die Reduzierung der Rauschzahl eines bereits vorhandenen Vorverstärkers mit einer Rauschzahl von 1,6 dB. Eine wesentliche Aufgabe war dabei die Erarbeitung von Grundlagen, die es ermöglichen das Rauschverhalten von Verstärkerstufen besser zu verstehen. Dazu sollten Rauschmessmethoden untersucht und optimales Schaltungsdesign für kleine Rauschzahlen angewendet werden.

Für Optimierungen des Vorverstärkers in einer Simulationsumgebung (APLAC) wurde ein SPICE – kompatibles Transistormodell für den Transistor (BFP640) eingesetzt. Damit war es möglich, eine Vielzahl von praxisnahen Schaltungskonzepten zu simulieren und zu optimieren. Eine vergleichende Auswertung der gesammelten Simulationsdaten erfolgte unter Matlab.

Mit dem Einsatz der Simulationssoftware konnten die Einflüsse wichtiger Parameter der Vorverstärkerstufe, wie z.B. die Wahl des Kollektorarbeitspunktstroms, Schaltungsdesign, Stabilitätskriterien, Anpassungsnetzwerk und Optimierungsprozess untersucht werden. Ein wichtiges Ergebnis war, dass ein minimaler Kollektorarbeitsstrom, für minimales Rauschen des Transistors, unter bestimmten schaltungstechnischen Vorgaben (z.B. $50\ \Omega$ Anpassungsnetzwerk) nicht automatisch zur geringsten Rauschzahl am Vorverstärker führt. Die Rauschzahl steigt mit höherem Gegenkopplungsstrom, der für die ein- und ausgangsseitige Anpassung benötigt wird. Es musste ein Optimum aus Kollektorarbeitsstrom und Gegenkopplungsstrom gefunden werden, welches mit Hilfe einer Optimierung bestimmt wurde. Eine weitere Verringerung der Rauschzahl ist nur dann möglich, wenn die Schaltung bezüglich der Quellenimpedanz in Rauschanpassung gebracht wird. Dieses war jedoch aufgrund der festgelegten Quellenimpedanz nicht möglich.

In einem Vergleich mit einem Messaufbau konnten die Ergebnisse verifiziert werden. Mit Hilfe der S-Parameter konnte eine Aussage über die Stabilität (μ -Faktor) des Vorverstärkers getroffen werden. Die Messung der Rauschzahl erfolgte nach der Y-Faktor Methode. Aufgrund eines sehr hohen Eigenrauschbeitrags des Rauschzahlmessgerätes (ca. 30 dB) musste ein zusätzlicher Vorverstärker in den Messaufbau integriert werden. Dadurch konnte die Empfindlichkeit verbessert und die Messgenauigkeit erhöht werden. Aufgrund von standortbedingten Störungen musste zusätzlich zur klassischen Gehäuseabschirmung, der Messaufbau mit Ferritkacheln ummantelt werden. Dadurch konnte der Einfluss von Störungen deutlich reduziert und bei der Rauschzahlmessung eine Genauigkeit von $\pm 0,2$ dB erreicht werden.

Der Vorverstärker konnte erfolgreich optimiert werden. So konnte die Rauschzahl um 0,5 dB auf 1,1 dB reduziert und die Verstärkung um 1 dB auf 23 dB gesteigert werden. Die Detektionsempfindlichkeit verbesserte sich durch die Optimierung um ca. 6%. Für die Zukunft sind weitere Optimierungen mit besseren Transistoren und anderen Schaltungskonzepten vorgesehen.

„The World in Motion“

MACON
MOTION UNDER CONTROL

MACCON



DSM - Digital ServoModul

MACCON Antriebskomponenten GmbH
MACCON Elektronik-Entwicklungs GmbH
MACCON Vertriebs GmbH

MACCON
The Mechatronics Company



„The World in Motion“

MACON
MOTION UNDER CONTROL

Unser Leitbild

Unser Ansatz ist es, unsere Kunden bei der Lösung Ihrer antriebs- und regelungstechnischen Probleme in Maschinen, Fertigungsprozessen und Experimentalaufbauten zu unterstützen. Unser Spezialgebiet ist:

MOTION UNDER CONTROL

- Ein großes Sortiment an qualifizierten antriebstechnischen Produkten
- Präzision, Dynamik und koordinierte Bewegungen in Mehrachssystemen
- Anpassung an übergeordnete Steuerungen
- Adaption unserer Produkte an spezielle Schnittstellen und Umgebungen
- Unser umfassendes technisches Wissen und unsere Erfahrung auf dem Gebiet der Mechatronik

„The World in Motion“

Produkte

Antriebskomponenten GmbH

Servomotoren & Sensoren



Elektromechanik

Motoren & Steuerungen



Vertriebs GmbH

DC/DC-Wandler



Elektronik

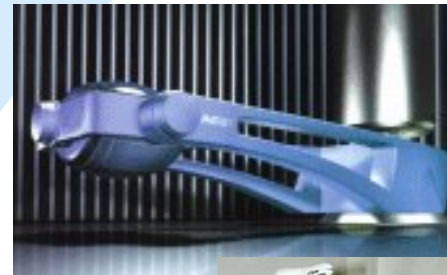
Entwicklungs GmbH

Software/CAE
Werkzeuge

Elektromotoren

Weltraumanwendungen

„The World in Motion“



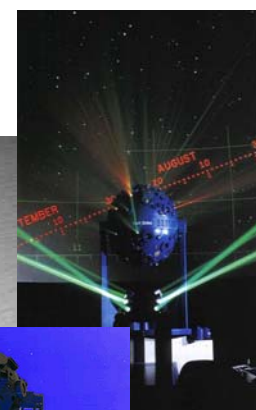
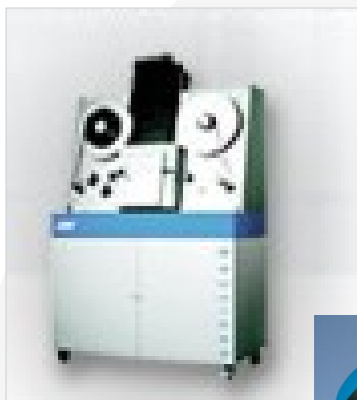
„The World in Motion“

Luftfahrt



„The World in Motion“

Unterhaltungsindustrie



„The World in Motion“

Optische Geräte



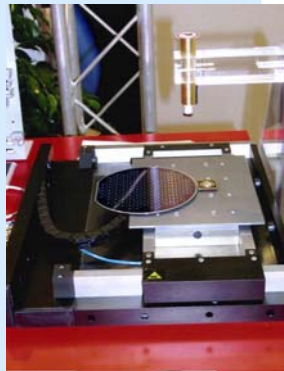
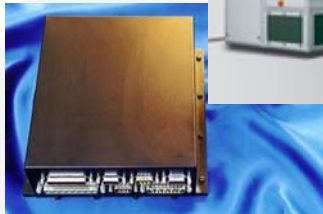
„The World in Motion“

Medizintechnik



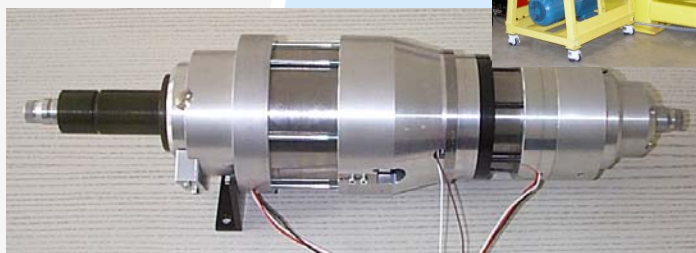
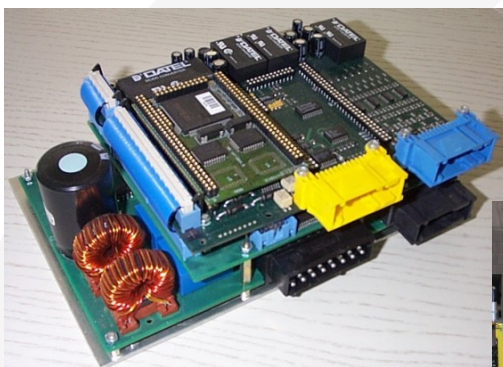
„The World in Motion“

Halbleiterindustrie



„The World in Motion“

Automobilindustrie



Wissenschaft und Forschung



Technologie - Direktantrieb

- Hohe Beschleunigungen
- Große dynamische Steifigkeit
- Hohe Präzision und Wiederholbarkeit
- Große Zuverlässigkeit
- Gleichmäßige Leistung über einen breiten Temperaturbereich
- Lange Lebensdauer – keine Verschleißteile
- Niedrige Geräusentwicklung
- Hohlwellenausführung möglich
- Niedriges oder kein magnetisches Rastmoment
- Verschiedenste Größenausführungen



Technologie - Elektromechanik

- Elektromagnete
hohe Anzugskräfte
- Linear- und Drehmagnete
schnelle Bewegung zwischen
mechanischen Begrenzungen
- Voice-coil Motoren
für hochdynamische Anwendungen
- Schrittmotoren
- Dosen- und Hybridmotoren
- Schlingfederkupplungen
kompakt und schnell
- Schleifringe
viele verschiedene Ausführungen



Technologie – zentrale Steuerung

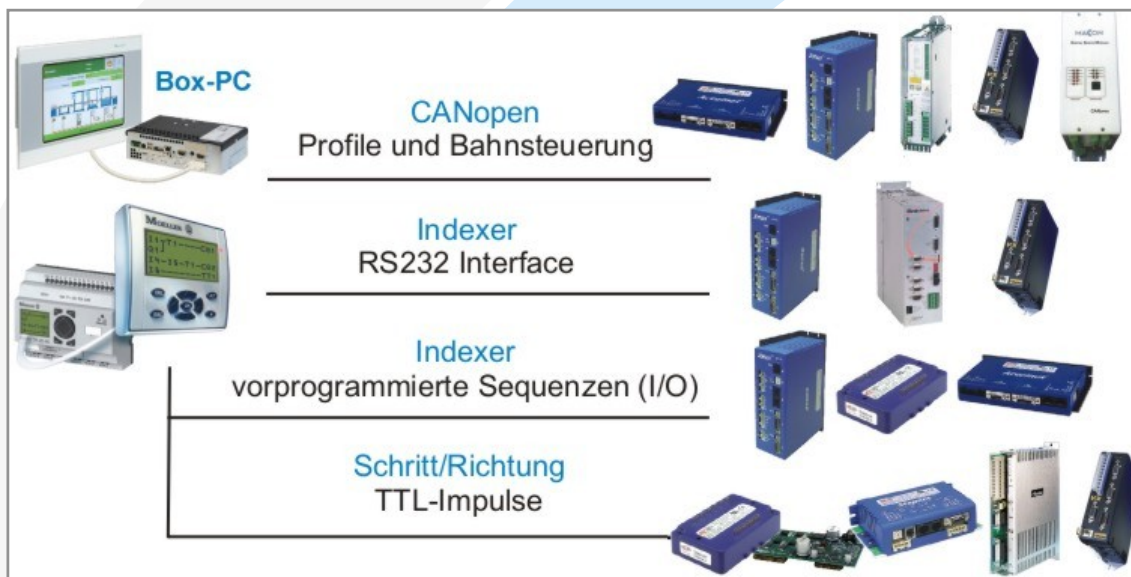
+/-10V Sollwert
analoger Sollwert für Strom
oder Geschwindigkeit

PWM Sollwert
digitaler Sollwert für Strom
oder Geschwindigkeit

UV-Schnittstelle
analoger Sollwert für
kommutierte Phaseströme

The image displays a variety of motion control hardware. On the left, there is a large grey rack-mounted unit and a smaller control panel with a screen. On the right, there are several blue and black rack-mounted units of different sizes, along with a yellow and black unit at the bottom. The text boxes describe the different types of control signals and interfaces supported by these units.

Technologie – dezentrale Automatisierung



Digitale CAN-Servoverstärker von Copley Controls

- **Modellreihen**
 - ◆ Xenus Servoverstärker
 - ◆ Accelnet Servoverstärker
 - ◆ Stepnet Schrittmotorverstärker
- **Spannungsbereich**
 - ◆ Xenus: 100 - 240 VAC
 - ◆ Accelnet: 20 - 180 VDC
 - ◆ Stepnet: 20 - 75 VDC
- **Strombereich (Spitzenstrom)**
 - ◆ Xenus: 6 - 40 A
 - ◆ Accelnet: 6 - 36 A
 - ◆ Stepnet: 2 - 5 A



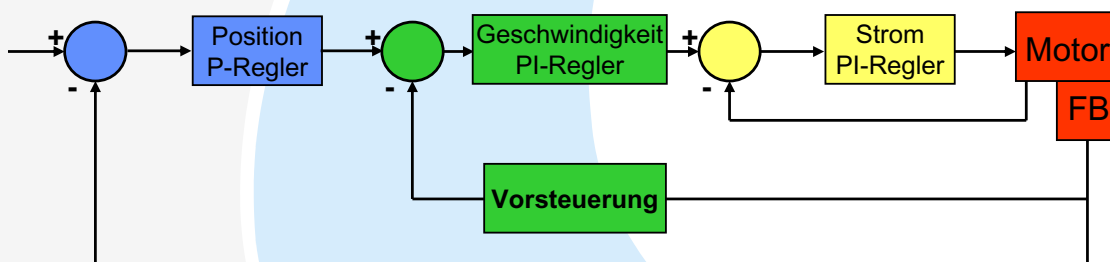
Betriebsarten, Sollwertvorgabe & Rückführung

- **Betriebsarten**
 - ◆ Positionsregelung
 - ◆ Geschwindigkeitsregelung
 - ◆ Drehmomentregelung (Stromregelung)
- **Sollwertvorgabe**
 - ◆ Via CANbus
 - ◆ $\pm 10V$ Geschwindigkeits/Drehmomentsollwert
 - ◆ PWM Geschwindigkeits/Drehmomentsollwert
 - ◆ Schritt/Richtung Positionssollwert
 - ◆ Serielle Sollwertvorgabe via RS232 (ASCII)
- **Rückführung**
 - ◆ Inkrementalenkoder mit Halls
 - ◆ Sinus/Cosinus-Encoder
 - ◆ Schrittmotoren in *open-loop*-Konfiguration
 - ◆ Resolver

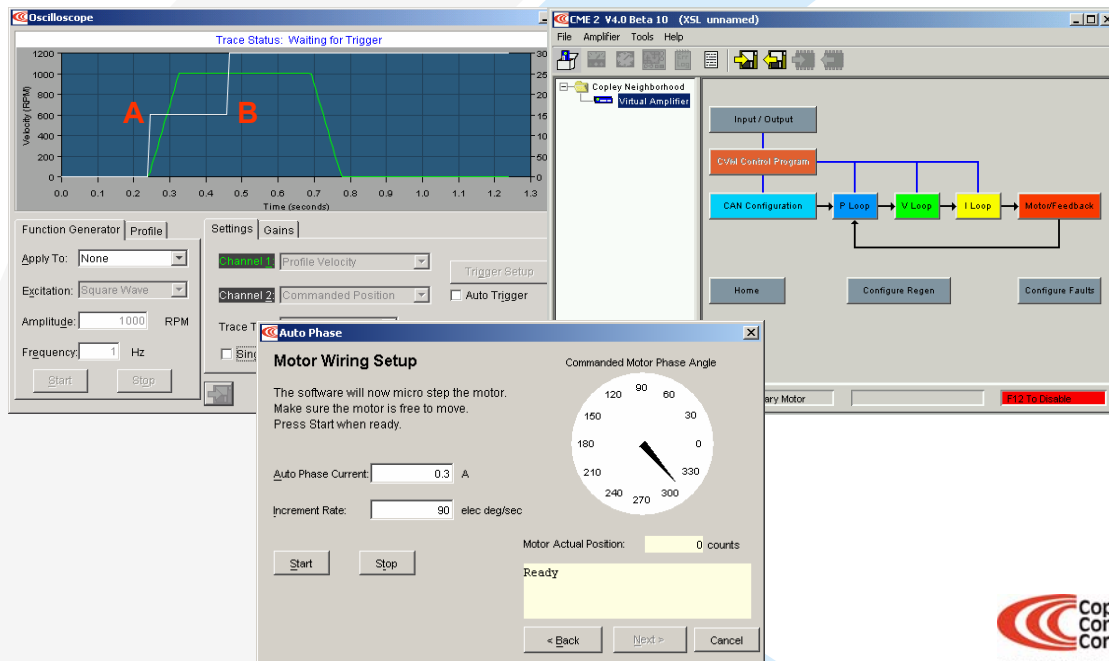


Regelungsstruktur

- Kaskadenregelung (Strom, Drehzahl, Position)
- Zwei unabhängige PI-Regler für die Strom-/Drehzahlregelung
- Positionsregelung ist als P-Regler ausgeführt
- Geschwindigkeits- und Beschleunigungsvorsteuerung
- Einfache, selbsterklärende Parametrierung

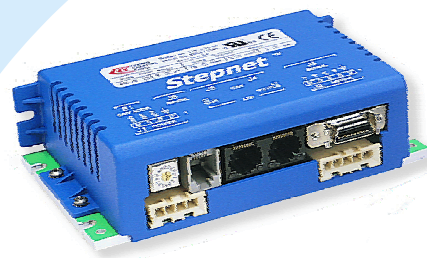


Inbetriebnahmesoftware CME2



Schrittmotoransteuerung

- **Betriebsarten**
 - ◆ Stand-Alone-Betrieb
 - ◆ Indexerfunktionalität (RS232, I/O)
 - ◆ Mikroschrittbetrieb
 - ◆ Servobetrieb (mit Encoder)
 - ◆ Puls/Richtungsvorgabe
- **Regelungseigenschaften (Servobetrieb)**
 - ◆ Strom-, Geschwindigkeits- und Positionsregelung
 - ◆ Feldorientierte Vektorregelung



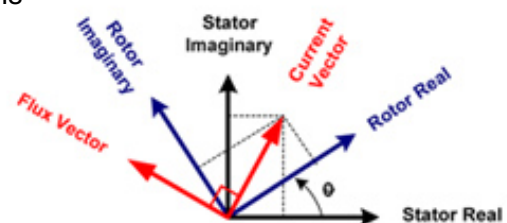
Schrittmotor im Open-Loop-Betrieb

- **Vorteile**
 - ◆ Keine Regelungselektronik nötig
 - ◆ Kein Feedback-System nötig
 - ◆ Stabile Position im Stillstand
- **Nachteile**
 - ◆ Steuerung statt Regelung
 - ◆ Nicht benötigter Strom wird in Wärme und Reibung umgewandelt
 - ◆ Kein Einfluss auf den Motorlauf

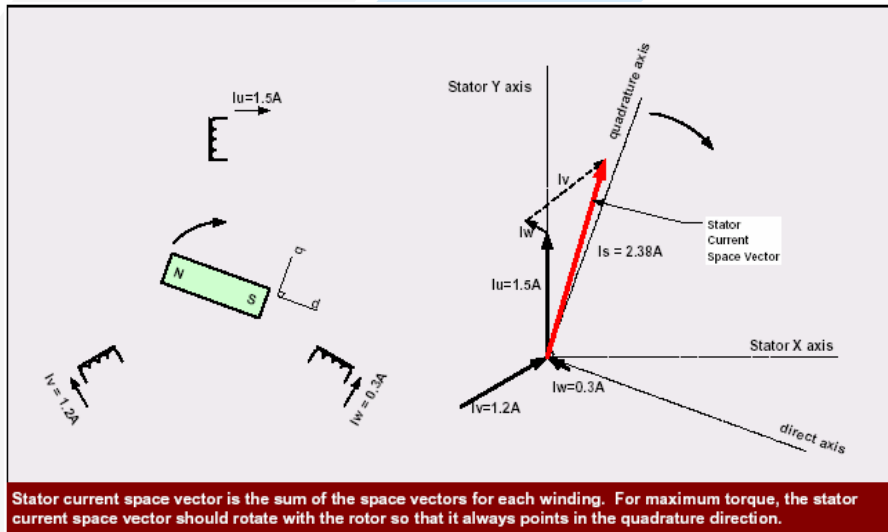


Feldorientierte Vektorregelung - Anwendungsgebiete und Regelungsziele

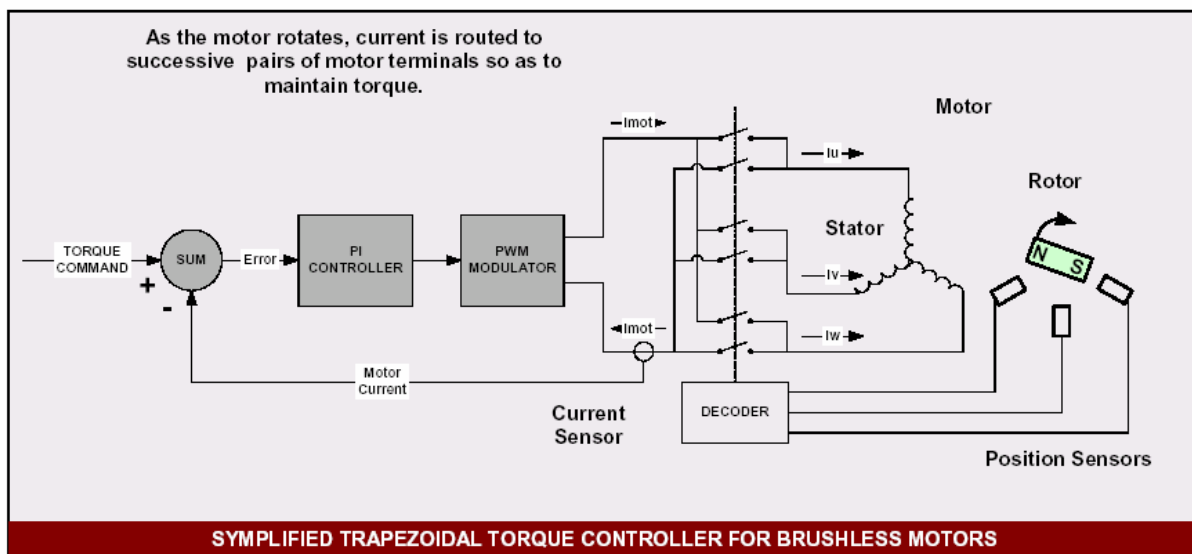
- **Anwendungsgebiete**
 - ◆ 3-phasige bürstenlose permanenterregte Servomotoren
 - ◆ Schrittmotoren im Servobetrieb
- **Regelungsziele**
 - ◆ Maximierung des Drehmoments bei Minimierung des dafür benötigten Stroms
 - ◆ Eliminierung der Direktkomponente des Stromvektors
 - ◆ Großer Drehzahlbereich
 - ◆ Rippelfreies Drehmoment



Feldorientierte Vektorregelung



Feldorientierte Vektorregelung - Block-Kommutierung



„The World in Motion“

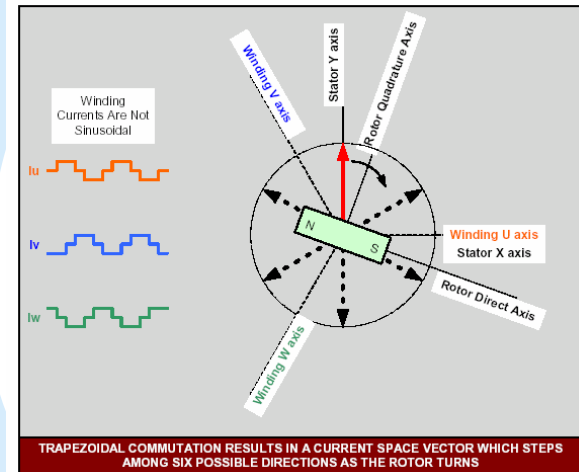
Feldorientierte Vektorregelung - Block-Kommutierung

■ Vorteile

- ◆ Kostengünstige Lösung
- ◆ Nur Hall-Sensoren als Feedback benötigt

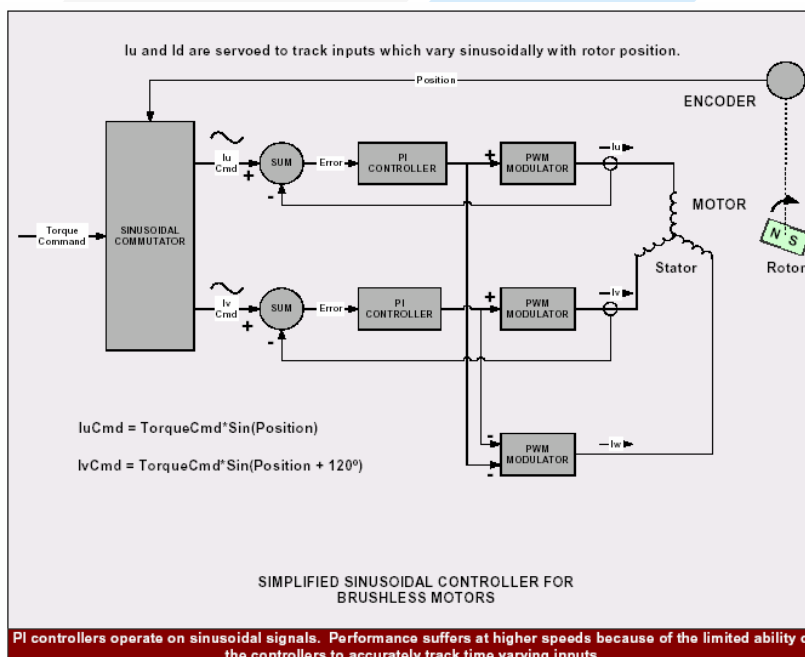
■ Nachteile

- ◆ Schlecht regelbar bei kleinen Geschwindigkeiten ($< 10\% n_{max}$)
- ◆ Drehmomentrippel



„The World in Motion“

Feldorientierte Vektorregelung - Sinus-Kommutierung



„The World in Motion“

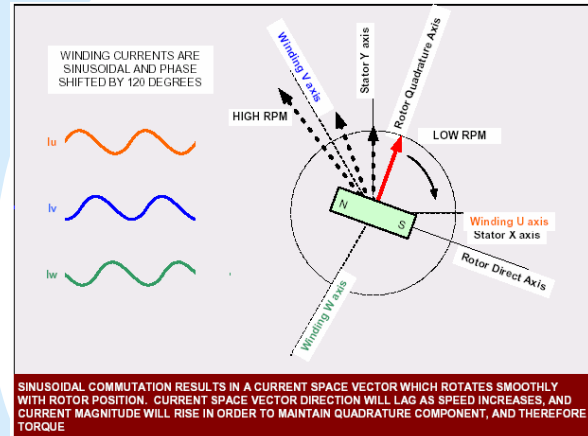
Feldorientierte Vektorregelung - Sinus-Kommutierung

Vorteile

- ◆ Wenig Drehmomentrippel
- ◆ Höhere Effizienz
- ◆ Ruhiger Motorlauf

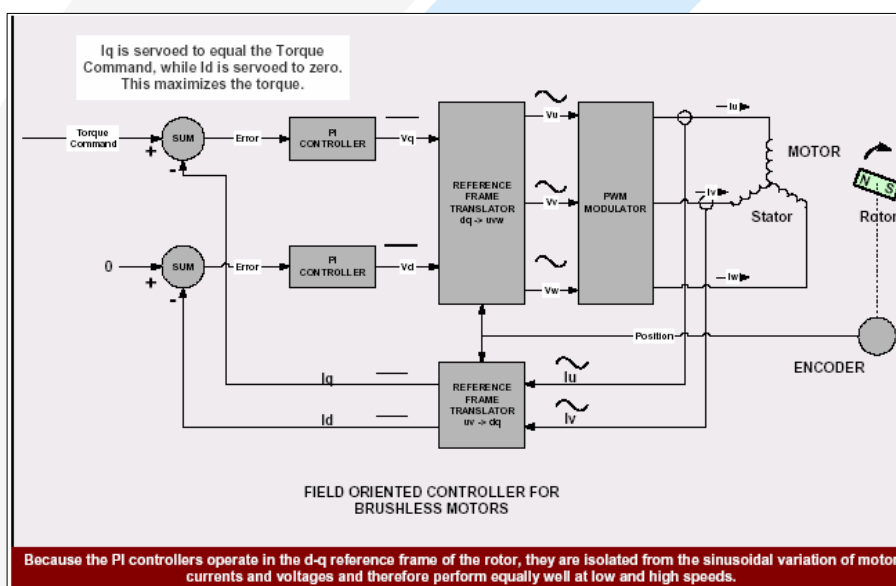
Nachteile

- ◆ Teureres Feedback-System (Resolver, Encoder)
- ◆ Begrenzter Geschwindigkeitsbereich
- ◆ Begrenzte Bandbreite
- ◆ Probleme mit Phasenvorlauf



„The World in Motion“

Feldorientierte Vektorregelung



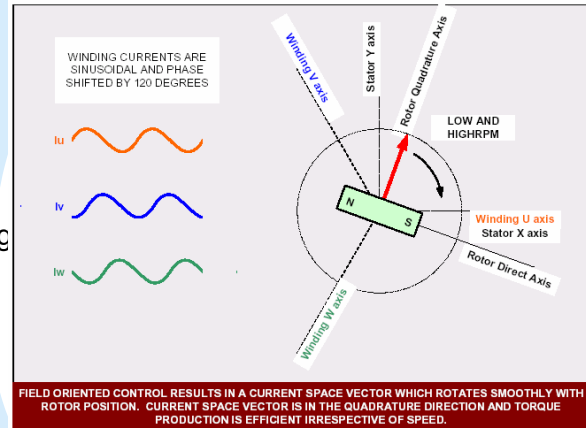
Feldorientierte Vektorregelung

■ Vorteile

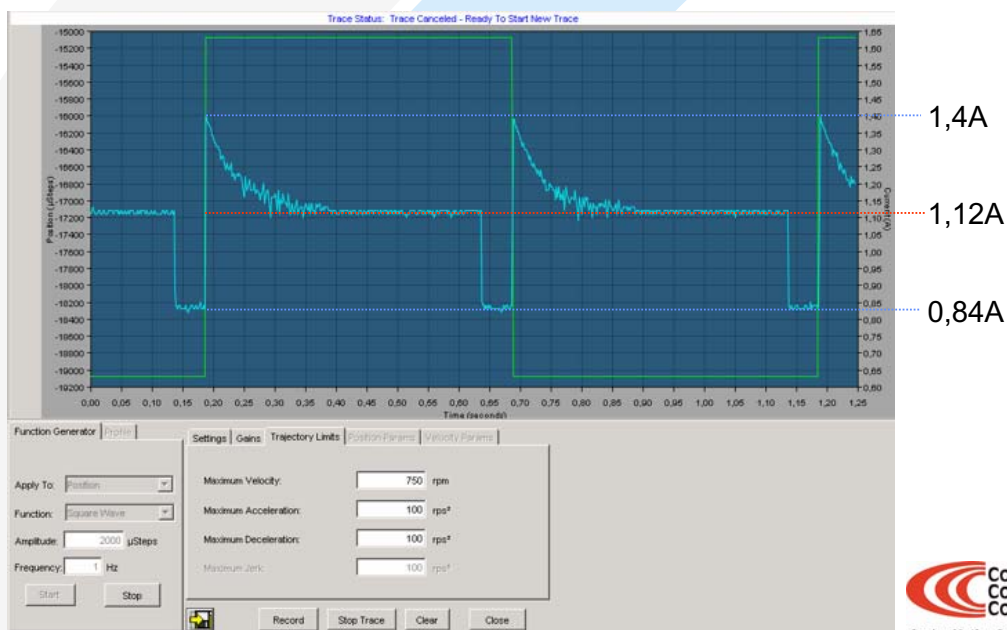
- ◆ Regelung unabhängig von Geschwindigkeiten, Phasenverlauf oder Bandbreiten
- ◆ Wenig Drehmomentrippel
- ◆ Effektive Stromausnutzung
- ◆ Maximale Drehmomenterzeugung

■ Nachteile

- ◆ Teureres Feedback-System (Resolver, Encoder)
- ◆ Hohe Anforderung an Rechenzeit (DSP)

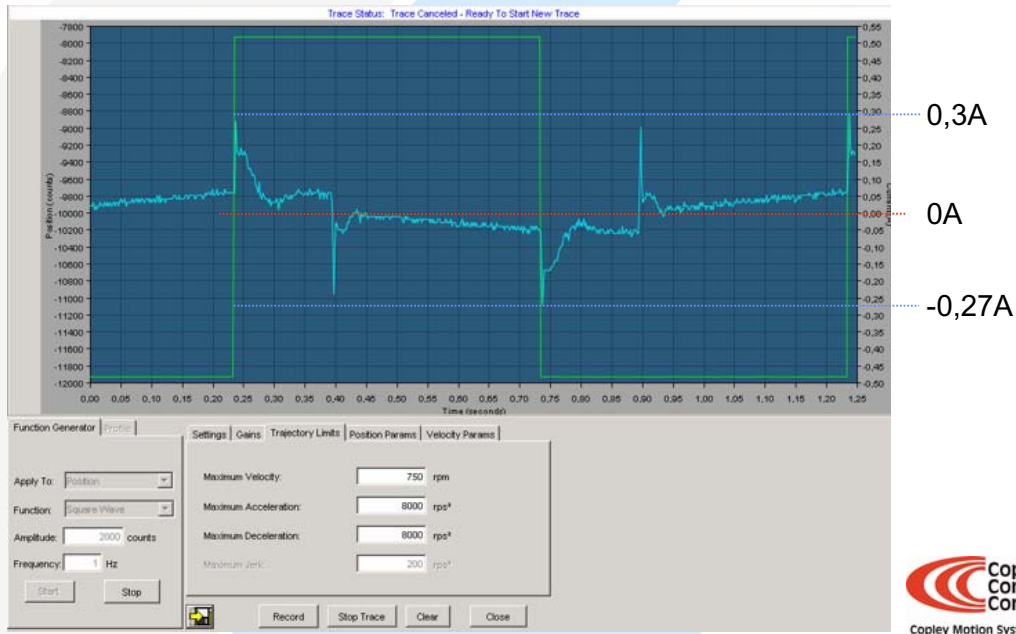


Feldorientierte Vektorregelung - Stromaufnahme Open-Loop-Betrieb



„The World in Motion“

Feldorientierte Vektorregelung - Stromaufnahme Servomode



Mit Volldampf in die Zukunft

- Innovationen aus dem Hause NI -

Dipl.- Ing. (FH) Thomas Rönpage
Dipl.- Ing. (FH) Udo Henkelmann

ni.com



Inhalt

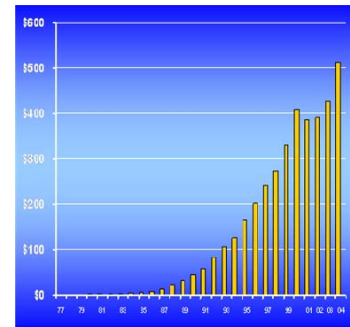
- Vorstellung National Instruments
- PCI-Express
- Express-Link
- PXI Neuheiten
- Neue Instrumente
- USB
- Ausblick LabVIEW 8

ni.com



National Instruments

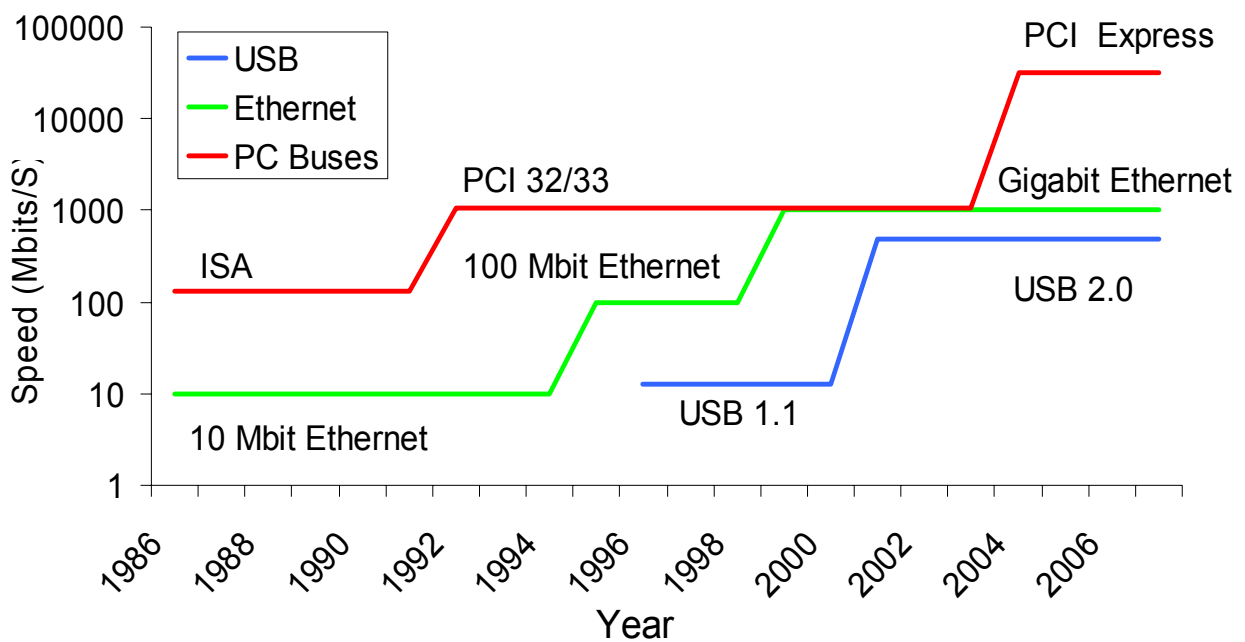
- Führender Anbieter PC-gestützter Mess-, Prüf- und Automatisierungstechnik
- Kunden in mehr als 25000 Unternehmen in über 90 Ländern der Welt
- Portfolio von über 1000 Produkten
- Ausgezeichnete Support- und Serviceleistungen
- National Instruments Germany GmbH gehört zu den 50 besten Arbeitgebern Deutschlands
- Systemlösungen mit mehr als 600 Alliance-Partnern
- Umsatzrekord in 2004 mit 514 Mio. USD um 21 % höher als 2003



ni.com



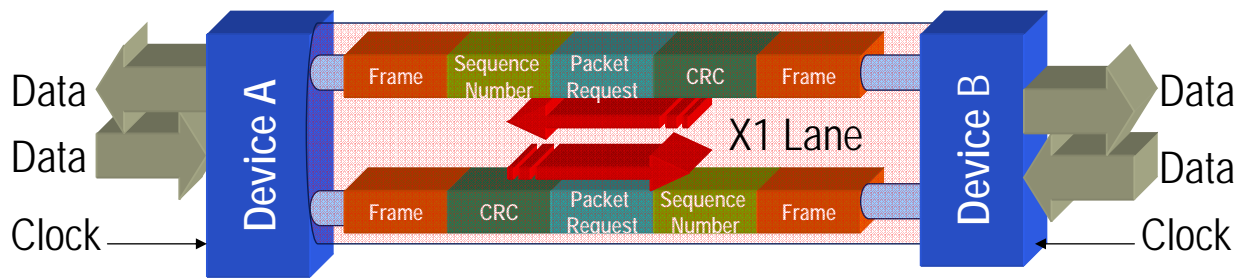
Die Entwicklung der Übertragungsgeschwindigkeit



ni.com



PCI Express Physical Layer



- Differentielle Punkt zu Punkt Verbindung mit zwei Endpunkten.
- Kleine Spannungspegel, AC gekoppelt (800mV to 505mV).
- Zwei unidirektionale Verbindungen.
- Bit Rate: $\geq 2.5\text{Gb/s/Pin/Richtung}$.
- Interface Breite: Pro Richtung: x1, x2, x4, x8, x12, x16, x32.
- Hot add/remove electrical support.

ni.com

NATIONAL INSTRUMENTS

PCI Express Desktop Cards



PCIe-GPIB
(x1)



PCIe-DAQ
(x1)



PCIe-1429
(x4)

ni.com

NATIONAL INSTRUMENTS

MXI-Express

- Vorgestellt auf der NI-Week 2005
- PCI Express (x1) control of PXI
- Zwei Kits verfügbar:
 - PXI-PCIe8361 has one PCIe over cable link (\$995)
 - PXI-PCIe8362 has two PCIe over cable link (\$1295)
- Sustainable throughput
 - 110 MB/s (one chassis)
 - 160 MB/s (two chassis)
- Maximale Kabellänge 7m



ni.com



Laptop Control of PXI – ExpressCard

- Verfügbar seit September 2005
- ExpressCard control of PXI
- Basiert auf PCI Express
- 110 MB/s maximum throughput
- Maximale Kabellänge 7m



ni.com



Laptop Control of PXI – PCMCIA CardBus

- Verfügbar seit September 2005
- CardBus control of PXI
- 50 MB/s maximum throughput
- Maximale Kabellänge 14m
- Notebook Kompatibilität prüfen



ni.com

 NATIONAL
INSTRUMENTS

Ausblick PXI Express

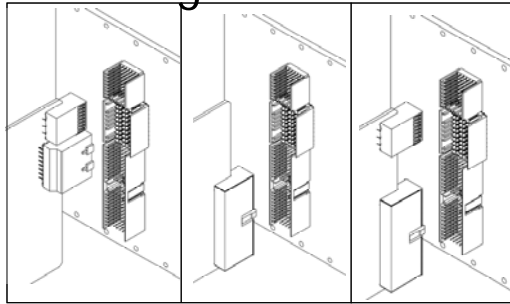
- Erweiterung der PXI-Spezifikation durch die PXI-System Alliance
- Bandbreite
 - Controller to backplane bandwidth of 6 GBytes/s per direction
 - 45X the bandwidth of PXI today
 - Backplane to module bandwidth of 2 GBytes/s per direction
- Hardware und Software kompatibel
- Mehr Leistung
 - 30W/Slot
 - 140W für Controller
- Chassis/Umgebung Überwachung
 - Temperaturen, Spannungen, Lüftergeschwindigkeiten, etc.
- Detektion der Slotbelegung

ni.com

 NATIONAL
INSTRUMENTS

Kompatibilität von PXI Express

- Vollständige Software-Kompatibilität wird durch die PCI-Express Spezifikation sichergestellt.
- PXI Express Chassis werden sowohl Standard-PXI-Slots als auch PXI Hybrid Slots anbieten um die Investition der bisherigen PXI-Module zu sichern.



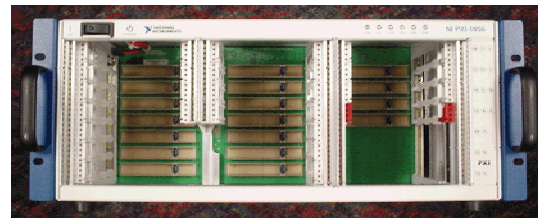
ni.com

 NATIONAL
INSTRUMENTS

Neue PXI-Chassies



PXI-1036
Preiswertes 6-Slot Chassis

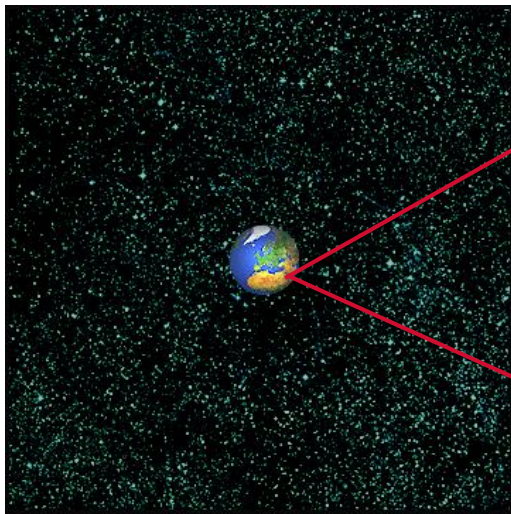


PXI-1056
3U/6U Flexibles Chassis

ni.com

 NATIONAL
INSTRUMENTS

Was bedeutet ein Dynamikbereich von 160 dB?



100,000,000 Meter



1 Meter

ni.com

NATIONAL INSTRUMENTS

NI PXI-5922 Flexible Resolution Digitizer

Industry Leading Analog Performance

- Flexible Auflösung von 24 bits bei 500 kS/s bis 16 bits bei 15 MS/s
 - 22 bits bei 1 MS/s, 20 bits bei 5 MS/s, 18 bits bei 10 MS/s
- 120 dB SFDR*, -170 dBfs/Hz Noise Density
- Integrierte Anti-Alias Filter
- SE, unbalanced differential, or balanced differential

Wide Range of Measurement Functionality

- Kompatibel mit Toolkits für Modulation-, Spectral Measurements und Sound & Vibration

Viel Speicher und präzise Synchronization

- Bis 256 MB pro Kanal
- Fasst mehr als 1 million getriggerte waveforms
- <100 ps module-to-module skew*



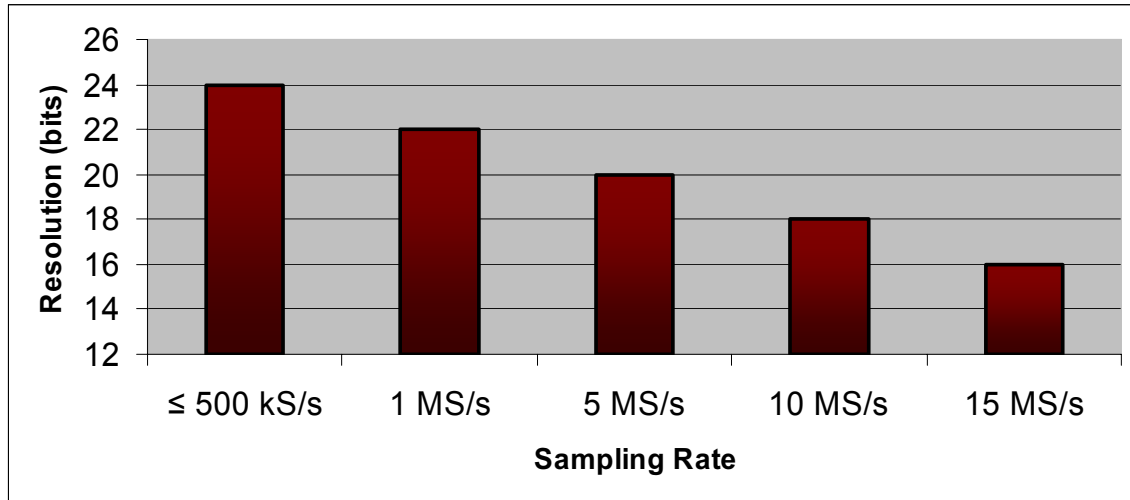
ni.com

NATIONAL INSTRUMENTS

NI 5922 Flexible Resolution Digitizer

Highest Resolution and Highest Dynamic Range Digitizer

– Flexible Auflösung von 24 bits bis zu 500 kS/s zu 16 bits bei 15 MS/s

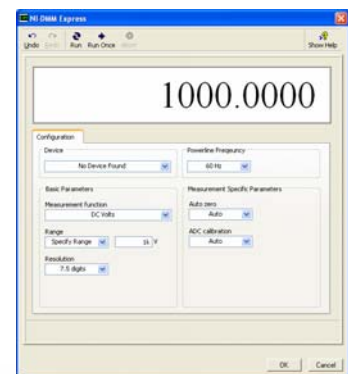


ni.com

NATIONAL INSTRUMENTS

NEU: NI PXI-4071 7 ½-Digit (26-bit) FlexDMM

- “Industry’s most accurate 7 ½-Digit DMM”
- Große Messbereiche
 - ±10nV bis 1000 DCV (700 ACV)
 - ±1pA bis 3 A
 - 10 μΩ bis 5 GΩ
- 1.8 MS/s Isolated, High Voltage Digitizer
 - Flexible Auflösung: 1.8 MS/s bei 10 bits bis 5 S/s bei 23 bits
 - Erfassen von Strom und Spannungsverläufen
 - Isoliert bis ±500 VDC/Vrms common mode
- Integration in NI Software und Switching
 - Deterministisches Arbeiten mit LabVIEW Real-Time
 - Erstellen von DMM-Scannern z.B. mit 1000 Messpunkten

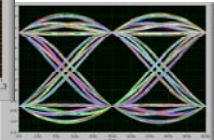
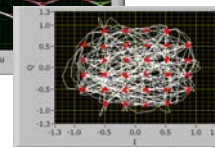
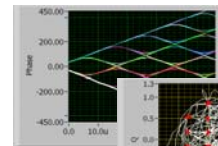


ni.com

NATIONAL INSTRUMENTS

Vector-Signal Generator & Analyzer

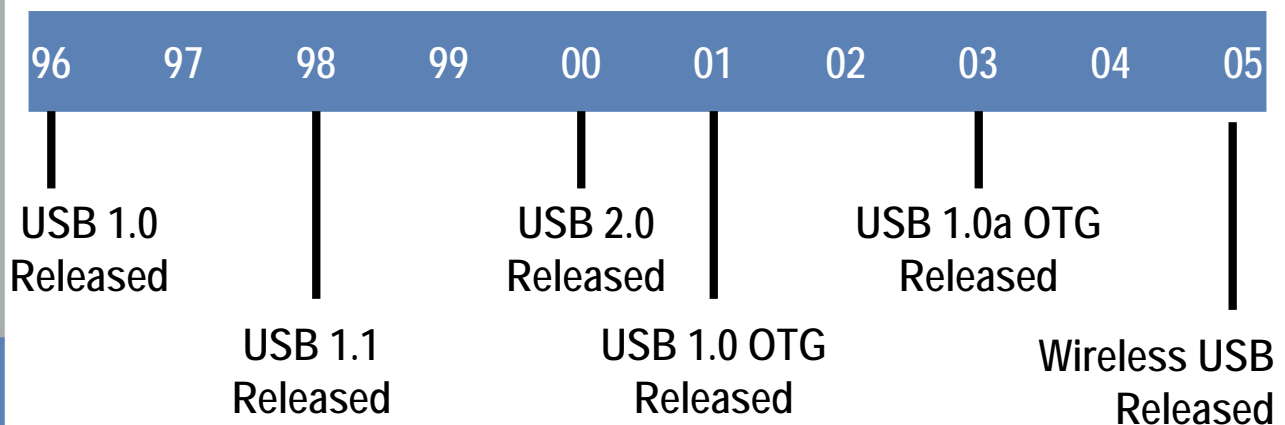
- Erzeugung und Analyse von HF-Signalen
 - Bis 2,7 GHz in einem Fenster mit bis zu 22MHz Bandbreite
 - Erfassen von Amplitude und Phase
- Großer Speicher
 - bis 512 MB
- Umfangreiche Softwareausstattung
 - Modulation Toolkit
 - Analoge und digitale Modulationsverfahren
 - Analysen wie EVM, MER, phase error, frequency deviation, IQ imbalance, etc
 - Spectral Measurements Toolkit



ni.com



USB Entwicklung



Low-Speed = 1.5 Mbit/sec
 Full-Speed = 12 Mbit/sec
 High-Speed = 480 Mbit/sec

ni.com





10 KS/s, 12 Bit



200 KS/s, 16 Bit



Thermoelemente, 24 Bit



60V, 800KS/s, 12 Bit



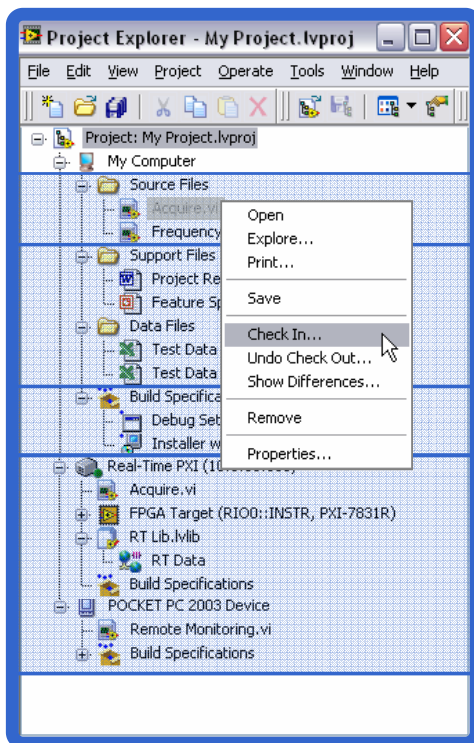
200 KS/s, 16 Bit



ICP, 24 Bit

Weitere Optionen für Relais, digital In, digital Out, simultan, galvanisch getrennt...

ni.com



Das LabVIEW Projekt Fenster

Alle Ressourcen der LabVIEW Applikation auf einen Blick und im Zugriff.

Direktes Erzeugen oder Laden von VI's.

Dateiorganisation von externen Code, Dokumenten, Datendateien, usw.

Speichern der Application Builder Einstellungen.

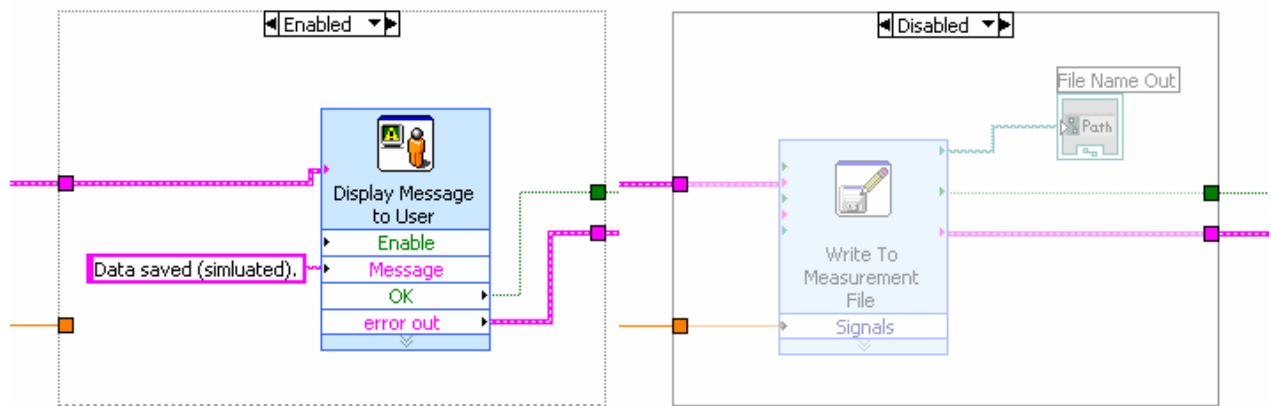
Interface zu Source Code Control Software

Verwaltung von Real-Time, FPGA and PDA Zielen

ni.com



Auskommentieren von Code



ni.com

 NATIONAL INSTRUMENTS

Alte und neue Maßeinheiten (vom Maßband bis zum Quantenmaß)

Gerd Nowack

Arbeitsgruppe Digitale Signalverarbeitung
c/o Lehr- und Forschungsbereich Kommunikationstechnik
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Ruhr-Universität Bochum, IC 5/51, D-44780 Bochum
Gerd.Nowack@rub.de

Abstracts

Viele Größen in der Natur sind konstant, z. B. die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum, die Ladung des Elektrons/Protons, die Dielektrizitäts- und Permeabilitätszahl des freien Raumes, das Planck'sche Wirkungsquantum, die Boltzmannkonstante, usw. ihnen allen ist gemeinsam, dass sie von Umwelteinflüssen (weitestgehend) unabhängig sind und deshalb als Maßeinheiten genutzt werden könnten. Viele Größen in der Natur sind aber andererseits nicht konstant genug, um als Maßeinheiten in der Präzisionsmesstechnik weiterhin Verwendung zu finden. Es gibt zwar klare Definitionen, z. B. für den Tag oder das Jahr, aber nicht jeder Tag oder jedes Jahr sind gleichlang. Definieren wir die Sekunde über den Tag als seinen $(24 \cdot 60 \cdot 60)$ sten Teil, dann übertragen sich die Schwankungen auf die Länge der Sekunde. Die Einheit aber muss eine Konstante sein.

„Eine neue Dimension“ erhält man durch die möglichst intensive Anwendung der Quantenmaße. Max Planck hatte die Erkenntnis, dass alle Wechselwirkungen, also Energieübertragungen, nur gequantelt vonstatten gehen. Diese Vorstellung ist zur Erklärung diskreter Elektronenbahnen um Atomkerne entwickelt worden. Im Makrokosmos ist die Energiequantelung ohne Bedeutung, da das Planck'sche Wirkungsquantum mit $6,63 \cdot 10^{-34}$ Js sehr klein ist.

Selbst definierte Maße wie z. B. das Urmeter sind keine konstanten Größen. Selbst unter Vernachlässigung der Temperatur abhängigen Längendehnung wird die Länge verrauscht sein, also keinen konstanten Momentanwert besitzen.

Präzisionsmessungen erfordern mehr als handwerkliches Geschick. Die Kunst des Messens verlangt ein hohes Können.

1. Einleitung

Über die Art des Messens und die vielen vorhandenen Maße kann man nicht ohne einen historischen Überblick sprechen.

Seit uralten Zeiten werden Längenmaße verwendet. Die alten Ägypter verwendeten Seile mit Knoten in definierten Abständen. Diese Längeneinheit war jedoch ziemlich unsicher, denn sie war ja von der Zugspannung auf dem Seil abhängig. Besser waren die Holzplatten mit Skala. Allerdings reichte die Gesamtlänge oft nicht aus. Vor dem 19. Jahrhundert waren die Längeneinheiten am Menschen definiert, wie Fuß, Elle, Schritt. Leider gibt es keinen Einheitsmenschen, d. h. die Größen variieren von Mensch zu Mensch. Da konnten große Differenzen entstehen, z. B. bei der römischen Meile, die als 1000 Doppelschritte definiert war. Die Längeneinheiten änderten sich von Ort zu Ort. Deshalb wurden sie an öffentlichen Gebäuden wie Rathäusern oder Kirchen aufgehängt. Im Großherzogtum Baden gab es 112 verschieden lange Ellen! Trotzdem ist die Entwicklung von Längenmessgeräten die älteste überhaupt. 1631 erfand Nonius die Schieblehre, James Watt 1785 das Mikrometer.

Ebenfalls bestand elementares Interesse an der Zeitmessung. Die Sonnenuhr war vorwiegend eine Tagesuhr, die allerdings bei Wolken am Himmel nicht mehr funktionierte. Besser war da

schon die Wasseruhr. Sie wurde im 3. Jh. v. Chr. von Ktesibios in Alexandria erfunden. Dabei fließt Wasser Tröpfchenweise in einen Behälter. Der Wasserstand gibt die vergangene Zeit an. Dazu ist es notwendig, den Wasserzulauf in seiner Stärke zu regeln. Dazu wird das Wasser aus einem Vorratsbehälter zunächst in ein Zwischengefäß geleitet, in dem durch einen Schwimmer der Zulauf so geregelt wird, dass sich ein konstanter Pegel im Zwischengefäß ergibt.

Die Masse (das Gewicht) wurde schon im alten Ägypten mit Waagen gemessen. Berühmt wurde Archimedes durch die Erfindung des Aräometers, mit dem Dichtewerte einer Flüssigkeit bestimmt werden konnten. Als man erkannte, dass der Luftdruck wetterbestimmend ist, erfand Torricelli 1643 das Barometer. Das war noch vor der Erfindung des Thermometers. 1650 wurde in Florenz das Weingeistthermometer entwickelt, wobei der Höhenstand in einem dünnen Röhrchen als Anzeige diente. Es hatte noch keine Gradeinteilung und war nur in einem kleinen Temperaturbereich einsetzbar. Fahrenheit erfand dann 1720 das Quecksilberthermometer und definierte eine Temperaturskala, die noch heute in den USA angewendet wird. Erst mit Beginn des 19. Jh.'s untersuchte man elektrische Erscheinungen. Das Prinzip von Ursache und Wirkung wurde auf Spannung und Strom übertragen. Georg Simon Ohm definierte 1827 den Widerstand, und Biot zu etwa gleicher Zeit die magnetische Induktion. Die Messgeräte waren allerdings äußerst mangelhaft. 1880 wurde dann von F. Weston das Drehspulinstrument erfunden, anfangs reine Strommessinstrumente, da der Innenwiderstand nicht groß genug war. Wird der Drahtdurchmesser der Drehspule verkleinert, steigen die Empfindlichkeit und der Innenwiderstand. Das Ergebnis ist ein empfindliches und genaues (analoges) Messinstrument. Am Ende des 19. Jh.'s war die Optik von großem Interesse. Im 20. Jh. ging es um die Erforschung atomarer Prozesse wie die Röntgen- und Kernstrahlung. Die Erfindung der Ionisationskammer ist das Verdienst von Madame Curie. Dabei wird der Ionisationsstrom gemessen, der dadurch entsteht, dass Kernstrahlung die Luft ionisiert.

Die zweite Hälfte des 20. Jh.'s gehört der digitalen Messtechnik. Da hierbei die Genauigkeit nur linear mit dem Aufwand steigt, konnten in der elektrischen Messtechnik Genauigkeiten erreicht werden, die in der Analogtechnik nur mit einer exponentiellen Aufwandssteigerung erzielt worden wären. In den 60er und 70er Jahren erscheinen sehr viele Bücher über Messtechnik, so dass exakte quantitative Angaben heute zum Standard gehören. Die Definition der Einheit einer Messgröße verlangt größte Konzentration. Nur dann wird sie zur weltweiten Anwendung kommen. Die für Kalibrierung zuständige Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB, Braunschweig) ist Partner einer internationalen Zusammenarbeit (vor allem mit den USA, also mit NIST in Washington, dem National Institute for Standards and Technology). Es kann vorkommen, dass ein Gerätebauer zur Kalibrierung weit reisen muss, dahin, wo die „Einheit der Messgröße“ durch einen zugehörigen Experimentaufbau „dargestellt“ wird. Die Grundgrößen: Länge, Zeit, Masse, Gewicht, Temperatur, Lautstärke, Beleuchtungsstärke, etc. stehen allerdings national zur Verfügung.

Es liegt nahe, Naturkonstanten zur Kalibrierung zu verwenden. Das ist nicht so leicht. Die folgenden Überlegungen beziehen sich auf den Versuch, die Ladungseinheit ($1\text{C} = 1\text{As}$) über die Elementarladung eines Elektrons zu definieren.

Selbst, wenn man Naturkonstanten wie die Elementarladung als Ladungseinheit benutzen wollte, so gelingt das nur im atomaren Bereich. So kann man die Ladung eines Atomkerns als ganzes Vielfaches der Elementarladung angeben.

Ein Beispiel aus dem makroskopischen Bereich: Lädt man eine Kapazität von 1 pF mit 1 V auf, so ist die gespeicherte Ladung 1 pC oder 6 241 807, 627 Elementarladungen. Aus physikalischer Sicht ist das erstaunlicherweise keine ganze Zahl. Es könnte aber die Unsicherheit noch viel größer sein! Das hängt davon ab, wie genau man die Größe der Elementarladung in der Einheit Coulomb kennt. Diese Unsicherheit beträgt $\pm 7\text{E}-5$ (absoluter Fehler), d.h. der wahre Wert der Elementarladung liegt zwischen $1,602\ 030\text{E}-19\text{C}$ und $1,602\ 170\text{E}-19\text{C}$. Daraus folgt, dass der wahre Wert für die Anzahl der Elementarladungen auf dem Kondensator zwischen 6 241 534,918 und 6 242 080,361 liegt. Der Mittelwert ist 6 241 807, 639. Die Dif-

ferenz beträgt 545,443. Das Ergebnis könnte man so schreiben: Die Anzahl der Elektronen auf dem Kondensator beträgt $6\,241\,807,639 \pm 272,72$. Das entspricht einer relativen Genauigkeit von $\pm 4,3692711E-5$. Rundet man die Ladungszahl auf $6\,241\,808$, so macht man einen relativen Fehler von $5,8E-8$. Rundet man auf Hunderter, also $6\,241\,800$, so entsteht ein Fehler von $-1,2E-6$. Der Einfluss ist immer noch mehr als ein Faktor 10 (exakt: 35,7) kleiner. Daraus ergibt sich als sinnvolle Angabe für die Elektronenzahl auf dem Kondensator: (ca.) $6\,241\,800$ mit dem relativen Fehler $\pm 4,7E-5$.

Ein gutes Beispiel für die Probleme der Messtechnik ist die Kalibrierung. Hier gezeigt am Beispiel der Temperaturmessung. Grundsätzlich hat man zwei Möglichkeiten: Kalibrierung mit einem genaueren Gerät (als das zu kalibrierende) oder direkte Herstellung (Darstellung) der Einheit (hier der Temperatureinheit). Kalibriert man hochgenaue Thermometer bleibt einem nur die zweite Möglichkeit: 1 °C ist definiert als ein Hundertstel der Temperaturdifferenz zwischen gefrierendem und siedendem Wasser. Die Temperatur von 0 °C wird im ständig bewegten Eiswasser erzeugt (mind. $\pm 1E-3\text{ °C}$ genau) und die Temperatur von 100 °C durch siedendes Wasser. Da die Siedetemperatur vom Luftdruck abhängt, ist eine Korrektur zu berücksichtigen, um auf den gleichen Fehler von $\pm 1E-3\text{ °C}$ zu kommen. Diese Zweipunktkalibrierung reicht aus, wenn die Nichtlinearität des Gerätes klein genug ist. Um 100 °C auf $\pm 1E-3\text{ °C}$ genau zu messen, muss die (relative) Nichtlinearität kleiner als $\pm 1E-5$ sein. Dabei ist der Temperatursensor eingeschlossen. Selbst ein PT100-Sensor erfüllt diese hohen Forderungen nicht.

2. Natürliche Maße

2.1. Natürliche Maße der Zeit

Am Beispiel der Zeit soll gezeigt werden, wie problematisch es sein kann, physikalische Einheiten aus der Natur abzuleiten. Durch die scheinbar ideal gleichförmigen Bewegungen von Sonne, Mond und Erde lag es nahe, die Einheit der Zeit aus der Zeitdifferenz gleicher Ereignisse abzuleiten. Historisch galt der Tag als Grundeinheit der Zeitmessung. Die Länge des Jahres wurde für den Kalender benötigt; die (wechselnde) Länge des Monats ist eine Folge uralter Traditionen. Monat und Jahr sind durch die Grundeinheit Tag auszudrücken.

2.1.1. Der Tag

Der Tag ist definiert als die Dauer einer vollen Erddrehung. Diesen Tag nennt man Sterntag, gemessen zwischen zwei Höchstständen eines Fixsternes. Der Sterntag ist allerdings kürzer als der Sonnentag, gemessen zwischen zwei Höchstständen der Sonne. Dummerweise aber sind die Sonnentage nicht gleich lang. Da die Erde auf ihrem Weg um die Sonne ihre Geschwindigkeit verändert: In Sonnennähe erhöht sie ihre Bahngeschwindigkeit, in der Ferne erniedrigt sie sie. Deshalb war es notwendig einen mittleren Sonnentag einzuführen:

$$\text{Mittlerer Sonnentag} = \frac{\sum_{i=1}^{365} \text{Sonnentag}_i}{365}$$

Die Zeitdifferenz (wahre Sonnenzeit – mittlere Sonnenzeit) nennt man Zeitgleichung. Die über mehrere Jahre gemittelten Werte (in min.) sind:

1.1.	- 3,2	1.2.	-13,6	1.3.	-12,6	1.4.	-4,2
1.5.	2,9	1.6.	2,5	1.7.	- 3,5	1.8.	- 6,3
1.9.	- 0,3	1.10.	10,0	1.11.	16,3	1.9.	11,2

(Die Summe dieser Werte ergibt nicht Null, da nur die Werte für den jeweils Monatsersten angegeben sind.) Die Anzahl der Sterntage in einem Jahr ist selbstverständlich um 1 größer als die Anzahl der Sonnentage.

2.1.2 Das Jahr

Das Mondjahr (Babylonier, Araber) umfasst die Summe von 12 Mondumläufen zu abwechselnd 29 und 30 Tagen, gerechnet von Vollmond zu Vollmond. Dieses Jahr hätte dann 354 Tage, wäre also um 11 Tage zu kurz. Der Jahresbeginn durchliefe schnell alle Jahreszeiten. Eine Korrektur durch die Einfügung eines 30 Tagemonats (alle drei Jahre) wird in der jüdischen Kalenderrechnung angewendet.

Das Kalenderjahr ist ein Vielfaches von ganzen Tagen, das möglichst die Länge des Sonnenjahres haben sollte. (Das Sonnenjahr ist der Zeitraum, in dem die Erde einmal um die Sonne läuft.) Das Kalenderjahr mit 365 Tagen ist um etwa 6 Stunden zu kurz. Dies wird durch den Schalttag ausgeglichen. Alle vier Jahre (durch 4 teilbare Jahreszahlen) hat das Jahr 366 Tage. Diese Korrektur ergibt zu lange Jahre, d.h. wenn die Jahreszahl durch 100 teilbar ist, wird deshalb auf den Schalttag verzichtet. Diese Korrektur ergibt wiederum zu kurze Jahre, d.h. wenn die Jahreszahl durch 400 teilbar ist, wird der Schalttag doch eingefügt.

Das sog. Tropische Jahr ist die Grundlage unserer Zeitrechnung. Es ist die Zeit zwischen zwei aufeinander folgenden Durchgängen der Sonne durch den Frühlingspunkt (Tag- und Nachtgleiche). Die Dauer dieses Jahres beträgt: 365d 5h 48m 46s oder 365,242 Tage.

Die historische Entwicklung der Jahreslänge zeigt die zunehmende Präzision: Jahreslänge der Ägypter = 365d. Seit 238 v. Chr. fügten sie den 4-jährigen Schalttag ein. Cäsar übernahm diesen Kalender als „Julianischen Kalender“, der allerdings 11m zu lang ist. Im 16. Jahrhundert war dieser Fehler auf 10 Tage angewachsen. Seit 1582 gilt der „Gregorianische Kalender“ mit den oben beschriebenen zusätzlichen Korrekturen. Daraus ergibt sich eine mittlere Jahreslänge von: 365d 5h 49m 12s. Sie ist 26s zu lang. Das bedeutet einen Fehler von einem Tag nach mehr als 3000 Jahren.

2.1.3. Der Monat

Es lag nahe, die Mondphasen als Zeiteinheit für das Jahr zu nehmen. So taten es die Babylonier und Araber. Sie verwendeten die Zeit zwischen zwei Vollmonden (synodischer Monat)= 29d 12h 44m 3s. Nachteilig ist bei dieser Definition, dass die Erddrehung um die Sonne mit eingeht. Die reine Umlaufzeit um die Erde beträgt deshalb nur: 27d 7h 43m 11s. Definiert man den Monat als 1/12 des Sonnenjahres, so ergibt sich: 30d 10h 29m 4s. Diese Definition ist vom Mond unabhängig.

2.1.4. Der Kalender

Diese Zahl (1 Monat = etwa 30Tage) veranlasste den französischen Nationalkonvent am 21.9.1792 ab dem nächsten Tag (dem ersten Tag der französischen Republik) die neue republikanische Zeitrechnung einzuführen. Der 22.9.1792 ist also der 1.1.1. Die Jahre bestehen aus 12 Monaten zu 30 Tagen (= 3 Dekaden zu je 10 Tagen). Ihre Namen lauten:

Vendémiaire (Weinlesemonat) (Sept/Okt), Brumaire (Nebelmonat), Frimaire (Frostmonat), Nivose (Schneemonat), Pluviôse (Regenmonat), Ventôse (Windmonat), Germinal (Keimmonat), Floréal (Blütenmonat), Plairial (Wiesenmonat), Messidor (Erntemonat), Thermidor (Hitze-monat), Fructidor (Fruchtmonat)

Wegen des erheblichen Fehlers bei der Jahreslänge schaffte Napoleon den republikanischen Kalender wieder ab. Ab 1.1.1806 gilt wieder der gregorianische Kalender. (Politik hat in der Messtechnik nichts zu suchen!)

Der ewige Kalender erlaubt die Bestimmung des Wochentages bei gegebenem Datum. Als Beispiel wird der Wochentag des 27.9.1942 (Geburtsdatum des Verfassers) bestimmt. Es ist ein Sonntag, der 270ste Tag des Jahres, dann sind (etwa) 3 Vierteljahre um.

2.2. Natürliche Maße der Länge

2.2.1. Der Fuß

Der Fuß ist ein altes europäisches Längenmaß, abgeleitet von der Länge des Fußes. Es war allerdings nicht einheitlich definiert: 1 (Pariser) Fuß = 1 pied = 32,5cm; 1 Fuß (Preußen) = 31,4cm; 1 (engl.) Foot = 30,48 cm. Die Länge für ein Zoll variierte ebenfalls, da 1 Fuß = 12 Zoll = 144 Linien lang war.

Neben dem Längenmaß gab es noch Wegemaße. Ein Beispiel ist die Meile. In Preußen war sie 24000 Fuß lang (4000 Klafter oder 2000 Ruten), d.h. 7532,48 m lang. Die (englische) Meile betrug 1,524 km und die nautische Meile 1,853 km, nicht zu verwechseln mit der (amerikanischen) Meile = 1,61 km. Die russische Meile beträgt dagegen 7,47 km (ähnlich der preußischen Meile).

2.2.2. Die Elle

Die Elle ist ein altes, vom Ellenbogen abgeleitetes Längenmaß: die (preußische) Elle = 66,69cm. Nach Einführung des Meters wurde 1 Elle = 50,0 cm definiert. (Meine „persönliche“ Elle hat die Länge 46,6 cm). Die Elle gab es auch sowohl bei den Römern 1 cubitus = 1,5 pedes = 44,2 cm als auch bei den Griechen 1 pechys = 1,5 pus (Fuß) = 16 daktyloi (Fingerbreite) = 46 cm.

2.2.3. Der Schritt

Der Schritt ist ein altes „Naturmaß“ mit der Länge von 75,3248 cm, so dass 10 000 S = 1 (preußische) Meile betragen. Auch die Römer kannten den Schritt: 1 passus (Doppelschritt) = 5 pedes (Fuß) = 1,48 m.

3. Definierte Maße

Die Unbrauchbarkeit natürlicher Maße liegt auf der Hand. Die frühen definierten Maße gehen auf hoheitliche Bestimmungen zurück. Karl der Große definierte das „Karlsfund“, das etwa 360/370 g wog. 1215 definierte in England die Magna Charta ein einheitliches Maß- und Gewichtssystem. 1664 schlägt Huygens vor, die Längeneinheit aus der Zeiteinheit abzuleiten: Die Länge des Pendels, das 1s Zeit zwischen zwei gleichen Zuständen benötigt, sei 1m. Dummerweise würde diese Länge dann von der geographischen Breite abhängen. 1747 stellt der Petersburger Münzhoft eine definierte Gewichtseinheit her: das goldene Pfund = 409,516g. 1824 wird durch Parlamentsakte die englische Einheit der Länge definiert aus der Länge des Sekundenpendels, gemessen auf der geographischen Breite von London bei 62 °F reduziert auf Meereshöhe im luftleeren Raum. 1827 wird durch J. Babinet die Wellenlänge des Lichtes als Grundlage der Längeneinheit vorgeschlagen. 1867 schlägt die internationale wissenschaftliche Vereinigung der mitteleuropäischen Gradmessung die Gründung eines europäischen internationalen Büros für Maß und Gewicht vor. Es soll das Normalmeter für alle verbindlich definieren. Das geschieht 1869. 1872 wird das metrische System in ganz Deutschland eingeführt. 1875 wird das Internationale Büro für Maß und Gewicht gegründet. 1889 treffen die Normale für Länge und Masse in Berlin ein.

3.1. Das Urmeter

Die Maßeinheit der Länge ist das Urmeter. Eine Kommission der französischen Nationalversammlung bestimmt den 40 Millionsten Teil des über die Pole gemessenen Erdumfangs als 1m. Das Ergebnis ist ein Platin-Iridium-Stab, der im Internationalen Büro für Maß und Gewicht (Bureau International des Poids et Mesures) in Breteuil/Sèvres bei Paris aufbewahrt wird. Der Abstand zwischen zwei Marken auf dem Mittelsteg des x-förmigen Profils beträgt bei 0 °C genau ein Meter. Gleichartige Prototypen sind an alle Mitglieder der Meterkonvention verteilt worden. Das deutsche Normalmaß der Länge ist die Kopie Nr. 18 des Urmeters, das bis zur Wiedervereinigung im Zentralinstitut des Deutschen Amtes für Maß und Gewicht

stand. Das Urmeter ist nach neueren Messungen um 0,2 mm zu kurz. Heute wird die Längeneinheit aus der Lichtwellenlänge der Kadmiulinie bestimmt: Danach ist $1\text{m}=1553164,13\lambda_{\text{Cd}}$.

3.2. Das Urkilogramm

Die Maßeinheit der Masse ist das Kilogramm, ursprünglich definiert durch 1000 cm³ reinem Wasser bei 4 °C (größte Dichte). Jetzt ist ein Kilogramm durch das Urkilogramm definiert. Das ist ein Platin-Iridium-Zylinder, der im Internationalen Büro für Maß und Gewicht (Bureau International des Poids et Mesures) in Breteuil bei Paris aufbewahrt wird. Gleichartige Prototypen sind an alle Mitglieder der Meterkonvention verteilt worden. Das deutsche Normalmaß der Masse ist die Kopie Nr. 22 des Urkilogramms. Es befindet sich unter zwei gläsernen Schutzglocken. Bis zur Wiedervereinigung stand es im Zentralinstitut des Deutschen Amtes für Maß und Gewicht. Das Gewicht des Urkilogramms ist an verschiedenen Orten verschieden groß. Gleiche Massen lassen sich mit einer Waage bestimmen. Das Kilopond aber ist die Kraft, die das Urkilogramm bei 45° geographischer Breite in Meeresniveau auf die Unterlage ausübt.

4. Quantenmaße: Elektronenladung, magnetischer Flussquant, Klitzing Konstante

Bisher wurden Maße und Einheiten vorgestellt, die etwa seit 5000 Jahren gebraucht werden. Sie haben den Nachteil, dass sie von Raum und Zeit abhängig sind. Das Urmeter ist in der Länge temperaturabhängig, und die Längenmarkierung für ein Meter hat eine physikalische Breite. Außerdem werden die Markierungen nicht vollkommen parallel sein. Urmeter und Urmasse wurden dann noch vervielfältigt. Doch bei aller Exaktheit der Herstellungsmethode, „genau gleich“, das ist nicht möglich. Die Quantennormale sind ausschließlich eine Funktion von Fundamentalkonstanten. Mikroskopische Quanteneffekte, wie sie im Atommodell eine große Rolle spielen, sind für die Messtechnik ungeeignet. Makroskopische Quanteneffekte lassen sich dagegen nutzen, um Präzisionsmessnormale herzustellen. Diese Geräte sind alle sehr teuer, da sie mit flüssigem Helium bei 4,2 K arbeiten. Man wird sie nur dort einsetzen, wo traditionelle Maßeinheiten nicht mehr ausreichen. Die wichtigsten makroskopischen Phänomene und die zugehörigen Messinstrumente sind in der Tabelle wiedergegeben:

<u>Quantenphänomen</u>	<u>Präzisionsgeräte/-normale</u>
Supraleitung	Kryo-Stromkomparator
Josephson-Effekt (D. Josephson)	Kryo-Spannungsquelle
Quanteninterferenzen	SQUID-Magnetometer (<u>S</u> uperconducting <u>Q</u> uantum <u>I</u> nterference <u>D</u> evice)
Quanten-Hall-Effekt (Kl. v. Klitzing)	Quantenwiderstandsnormale

In der jetzt diskutierten Genauigkeitsklasse kommt man an die Grenzen der erreichbaren Auflösung. Da jede Messung den Energiezustand des Messobjektes verändert, sind die Grenzen durch die Heisenberg'sche Unschärferelation bestimmt. Die kleinste nachweisbare Wirkung ist das Plancksche Wirkungsquantum, die so genannte Planck-Konstante: $h \approx 6,625\text{E}-34 \text{ Js}$. Da „Wirkung=Energie·Zeit=Energie/Frequenz ist, ist die kleinste messbare Energie von der Messzeit bzw. Frequenz abhängig.

Die Grenzauflösung eines sehr empfindlichen Empfängers beträgt $E_{\text{min}}/\Delta f \approx h$.

Die Grenze der Energieauflösung (h/τ) führt auf Auflösungsgrenzen abgeleiteter Messgrößen. Aus der Minimalenergie einer Induktivität: $\frac{1}{2} L I_{\text{min}}^2 \approx h/\tau$ folgt, dass bei gegebener Induktivität der kleinste „Stromquant“ bestimmt werden kann: Bei $L = 1\text{H}$ und $\tau = 1\text{s}$ folgt: $I_{\text{min}} \approx 3,5\text{E}-17\text{A}$. Nimmt man als kleinsten Strom $I_{\text{min}0} = e/\tau$ an, dann folgt daraus die Grenzauflösung der Induktivität mit: $L_{\text{min}0} = 2 \tau h / e^2$.

Diese Gedanken, übertragen auf eine Kapazität, führen auf eine kleinste Ladungsmenge, die noch aufgelöst werden kann, bzw. auf die kleinste Auflösung einer Kapazitätsmessung: aus: $\frac{1}{2} Q_{\min}^2 / C \approx h/\tau$ folgt mit : $Q_{\min 0} = e$ für die Kapazität: $C_{\min 0} = (\tau e^2)/(2 h)$.

Die Formeln für die Grenzauflösungen:
Messungen an einer idealen Induktivität:

$$\text{Elektr. Stromstärke: } I_{\min} \approx \sqrt{\frac{2 h}{\tau L}} \quad I_{\min 0} = \frac{e}{\tau} \quad L_{\min 0} = \frac{2 \tau h}{e^2}$$

$$\text{Magnetischer Fluß: } \Phi_{\min} \approx \sqrt{\frac{2 h L}{\tau}} \quad \Phi_{\min 0} = \frac{h}{2 e} \quad L_{\min 0} = \frac{\tau h}{8 e^2}$$

Messungen an einer idealen Kapazität:

$$\text{Elektr. Ladung: } Q_{\min} \approx \sqrt{\frac{2 h C}{\tau}} \quad Q_{\min 0} = e \quad C_{\min 0} = \frac{\tau e^2}{2 h}$$

$$\text{Elektr. Spannung: } U_{\min} \approx \sqrt{\frac{2 h}{\tau C}} \quad U_{\min 0} = \frac{h}{2 e \tau} \quad C_{\min 0} = \frac{8 \tau e^2}{h}$$

Messungen an einem idealen Widerstand:

$$\text{Elektr. Stromstärke: } I_{\min} \approx \frac{1}{\tau} \sqrt{\frac{h}{R}} \quad I_{\min 0} = \frac{e}{\tau} \quad R_{\min 0} = \frac{h}{e^2}$$

$$\text{Elektr. Spannung: } U_{\min} \approx \frac{1}{\tau} \sqrt{h R} \quad U_{\min 0} = \frac{h}{2 e \tau} \quad R_{\min 0} = \frac{h}{4 e^2}$$

Einige Grenzauflösungen sind mit Fundamentalkonstanten identisch: Die kleinste Ladung ist die Elementarladung e . Außer dem Wirkungsquantum h geht dann noch die Messzeit τ ein. Sie muss geschickt gewählt werden. Zur Erreichung einer kleinen Grenzauflösung für den Strom $I_{\min 0}$ muss die Messzeit τ groß gewählt werden. Einheiten, die nur von Fundamentalkonstanten abhängen, sind als Maßeinheiten sehr geeignet, so das Flussquant: $\Delta\Phi = h/(2e)$ oder die Ladungseinheit: $\Delta Q = e$ oder der Quantenwiderstand: $\Delta R = h/e^2$, der durch Klaus von Klitzing entdeckt wurde und ihm zu Ehren R_K genannt wird.

4.1. Rauschen bei Verwendung von Quantenmaßen

Rauschen bezieht sich auf die statistische Schwankung einer Messgröße. Ein Anteil ist thermisch bedingt und wird gut durch eine konstante Rauschleistungsdichte beschrieben. Zusätzlich tritt ein Anteil hinzu, der durch die Quantelung selbst hervorgerufen wird. Da die Energie der Quanten ($h \cdot f$) mit der Frequenz zunimmt, ist das Quantenrauschen frequenzproportional. Die beiden Anteile ergeben folgende Dichtefunktion:

$$p(T, f) = \frac{d}{df} P(T, f) = h f + \frac{h f}{e^{kT} - 1} \quad \text{mit } k = 1,38E-23 \text{ J/K (Boltzmann Konstante)}$$

Es treten zwei Grenzfälle auf:

(1) Das thermische Rauschen überwiegt: $k T \gg h f$, dann folgt: $p = k T \cdot f$

(2) Das Quantenrauschen überwiegt: $k T \ll h f$, dann folgt: $p = h f \cdot f(T)$

Der Übergang vom niederfrequenten, thermischen Rauschen zum hochfrequenten Quanten-

rauschen kann man durch eine Übergangsfrequenz f_C charakterisieren: $f_C = \frac{k T \ln 2}{h}$

Die folgende Tabelle zeigt Werte von f_c bei wichtigen Temperaturen:

Raumtemperatur: 300 K	4,3 THz
Flüssiger Stickstoff: 77 K	1,1 THz
Flüssiges Helium: 4,2 K	61 GHz

Es ist leicht zu erkennen, dass das thermische Rauschen in der Regel überwiegt. Angewendet auf einen Widerstand kann man Effektivwerte des Rauschens bestimmen, je nachdem ob er

hoch- oder niederohmig beschaltet ist: $U_{r,eff} = \sqrt{4 k T R}$ bzw. $I_{r,eff} = \sqrt{\frac{4 k T}{R}}$

Gegen das thermische Rauschen hilft nur die Temperaturerniedrigung. (Die Rauschleistung erniedrigt sich um den Faktor 70, wenn man bei 4,2 K statt 300 K misst.) Beide Rauscharten werden bei längeren Messzeiten (Benutzung einer kleineren Bandbreite) verkleinert. Das setzt aber voraus, dass sich die Messgrößen in der Messzeit nicht verändern. Auch bei konstantem Signal zeigt dieser Effekt einen Grenzwert: eine maximal sinnvolle Integrationszeit τ_c . Der Grund dafür liegt im niederfrequenten $1/f^\beta$ -Rauschen ($0,5 < \beta < 2$), das umgekehrt proportional mit der Frequenz ist. Es ist auch als Stromrauschen bei hochohmigen Widerständen oder als Funkelrauschen bei Halbleitern bekannt. Bisher konnte noch nicht gemessen werden, dass die Leistungsdichte des $1/f$ -Rauschens beschränkt ist.

4.2. Spannungsnormale

4.2.1. Konventionelle Spannungsnormale

Normalelemente sind Primärelemente, also Batterien, deren Ausgangsspannung möglichst lange konstant bleiben soll. Das **Weston-Element** erfüllt diese Bedingung am besten. Es hat bei 20 °C eine Ausgangs-Leerlauf-Spannung von 1,01865 V. Die äußere Form ist ein H-förmiges Glasgefäß. Außen liegen die Pole und auf dem „Querbalken“ wirkt das elektrochemische Potential einer Kette von Atomen und Molekülen. Am Minuspol liegt Cadmium mit dem Normalpotential: $\Phi_{Cd} = -0,403V$ und am Pluspol Quecksilber mit dem Normalpotential: $\Phi_{Hg} = +0,854V$. Die Lebensdauer des Weston-Elementes beträgt Jahrzehnte, wenn keine Erschütterungen durch Transporte und keine Temperaturdriften auftreten. Haben diese Einflüsse trotzdem eingewirkt, bedarf es einer wochenlangen Ruhezeit, bis die alten Werte wieder erreicht sind. Auch der Kurzschlussbetrieb (unbeabsichtigt) erfordert eine Erholzeit von 1Tg/1s Kurzschluss.

4.2.2. Elektronisches Spannungsnormale

Elektronische Spannungsnormale nutzen den von Zener entdeckten Effekt einer konstanten Diodenspannung in einem weiten Bereich des Diodenstromes. Durch geeignete Kombination verschiedener Z-Dioden (intern) kann ein Temperaturkoeffizient von $E-7/K$ erreicht werden. Elektronische Referenzelemente sind den Normalelementen in allen Punkten überlegen, außer beim Rauschen: Rauschleistungsdichte: $p_{Weston} = 4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ bzw.: $p_{Referenz} = 40 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Außer diesem Nachteil, der eine 100-fache Messzeit gegenüber dem Weston-Element erfordert, kommt noch die Notwendigkeit einer Spannungsversorgung hinzu, z.B. in Form einer Batterie, falls das Gerät transportabel sein soll.

4.2.3. Spannungsnormale unter Ausnutzung von Fundamentalkonstanten

Ein Quantenmaß für die elektrische Spannung konnte über den Josephson-Effekt gewonnen werden. Dabei hängt die Konstanz der Ausgangsspannung von der Frequenzkonstanz des eingestrahlten Mikrowellenfeldes ab.

Zunächst müssen wir den unterschiedlichen Zustand von Elektronen im normalen Leiter bzw. im Supraleiter verstehen. Das Pauliprinzip besagt über den Normalleiter, dass nur maximal zwei Elektronen den gleichen Energiezustand haben können. Beim Supraleiter (bei 0K) treten

die Elektronen nur noch paarweise auf (Cooperpaare). Nach Bardeen, Cooper und Schrieffer (BCS-Theorie) befinden sich alle Elektronenpaare auf gleichem Energieniveau. Damit ist eine makroskopische Beschreibung durch ein einzige Wellenfunktion möglich:

$$\Psi = \sqrt{\rho} e^{i\varphi} \quad \text{mit } \rho = \Psi \Psi^* \quad (\text{Dichte der Cooperpaare}) \quad \text{und } \varphi \quad (\text{Phase der quantenmech. Wellenfkt.})$$

Die Phase φ der quantenmechanischen Wellenfunktion ist dabei eine Funktion von Ort und Zeit. An einem bestimmten Ort gilt für die Wellenfunktion die Schrödinger-Gleichung:

$$i \frac{\hbar}{2\pi} \frac{\delta}{\delta t} \Psi(t) = E \Psi(t) \quad \text{mit} \quad \Psi = |\Psi| e^{i\varphi}$$

In der Gleichung ist E eine Energie: die Selbstenergie des Cooperpaar-Systems. Aus zwei Supraleitern (z.B. Niob) im Abstand weniger Atomlagen (z.B. 2 nm) kann man ein Josephson-Tunnelement realisieren. Durch die Kopplung der Wellenfunktionen muss die Schrödinger-Gleichung erweitert werden:

$$i \frac{\hbar}{2\pi} \frac{\delta}{\delta t} \Psi_{R,L}(t) = E \Psi_{R,L}(t) + K \Psi_{L,R}(t) \quad \text{mit } R = \text{rechts}, L = \text{links}$$

Legt man eine Gleichspannung U an, dann erhalten die Cooperpaare die Energie: $2 e U$. Verteilt man diese Energie auf die beiden Supraleiter, so folgt:

$$i \frac{\hbar}{2\pi} \frac{\delta}{\delta t} \Psi_{R,L}(t) = \pm e U \Psi_{R,L}(t) + K \Psi_{L,R}(t)$$

Setzt man die komplexe Wellenfunktion ein, so folgt eine Lösung für die Phasendifferenz der beiden Wellenfunktionen als Funktion der angelegten Spannung U :

$$\frac{d}{dt} \Delta\varphi(t) = \frac{2e}{\hbar(2\pi)} U$$

Die zeitliche Änderung der Dichte der Cooperpaare bedeutet eine Cooperpaarstromdichte:

$$j_s(t) = \frac{2K\rho \sin[\Delta\varphi(t)]}{\hbar(2\pi)}$$

Die beiden letzten Gleichungen gelten nicht nur für eine Gleichspannung U , sondern auch für Wechselspannungen $u(t)$. Aus der Stromdichte kann der Strom (Suprastromstärke) nach folgender Gleichung bestimmt werden:

$$i_s(t) = I_0 \sin[\Delta\varphi(t)] = I_0 \sin \left[\frac{2e}{\hbar(2\pi)} \int_0^t u(t) dt + \varphi_{\text{Int.-Konst.}} \right]$$

I_0 wird „kritische Stromstärke“ genannt. Alle Größen beziehen sich auf den Tunnelübergang.

Man unterscheidet zwei Grenzfälle:

Angenommen $u(t) = U$ sei eine Gleichspannung, dann muss $\Delta\varphi(t) = \text{konst.} \cdot t = \omega t$ sein, d.h. der Tunnelstrom ist sinusförmig und hat die Kreisfrequenz ω . Dieser Wechselstrom-Josephson-Effekt liefert einen Suprastrom mit der Frequenz:

$$f_J = \frac{2eU}{h} \quad \text{z.B.} \quad U = 2 \mu\text{V} \text{ erzeugen } f_J \approx 1 \text{ GHz}$$

Kleine Spannungen können also mit hoher Genauigkeit gemessen werden. Der Suprastrom hat keinen DC-Wert.

Beim Gleichstrom-Josephson-Effekt fließt ein DC-Tunnelstrom, der aber keine DC-Spannung hervorruft. (Diese würde ja einen Wechselstromanteil im Tunnelstrom erzwingen!).

Legt man eine aus Gleich- und Wechselspannung überlagerte Spannung an das Tunnelement, so ist das Ergebnis kein frequenzmodulierter Suprastrom, sondern ein Linienspektrum (gequantelte Frequenz). Dementsprechend ist auch die Spannung gequantelt:

$$U_n = \frac{h}{2e} f_M n \quad \text{wobei } f_M \text{ die Mikrowellenfrequenz ist}$$

Es ist wie bei den gequantelten Energiezuständen der Elektronen im Feld des Atomkerns. Der Gleichanteil erzeugt über der Tunnelstrecke ein elektrisches Feld, so dass sich die Energie der Cooperpaare nicht mehr kontinuierlich ändern kann.

Soweit die Theorie. In den großen Kalibrierlaboren (z.B. DKD) sind Spannungsnormale vonnöten. Reale Supraleiter wie z.B. Niob (Nb) müssen unterhalb der Übergangstemperatur ($T_{C,Niob} = 9K$) betrieben werden, z.B. bei flüssigem Helium ($T=4,2K$). Die maximale Spannung, mit der das Tunnelement supraleitend betrieben werden kann, kann aus der Energielücke (besser: Energieabstand) berechnet werden:

$$\Delta(0) = 1,76 k_B T_C = \text{Maximalwert der Energielücke}; \quad \Delta(T) \approx \Delta(0) \sqrt{\cos \left[\frac{\pi}{2} \left\{ \frac{T}{T_C} \right\}^2 \right]}; \quad U_{\max} = \frac{2 \Delta(0)}{e}$$

Für Niob, betrieben bei 0 K, folgt: $U_{\max, Niob} = 2,73 \text{ mV}$.

Außerdem ist die Supraleitung stromabhängig. Der maximale Strom beträgt: $I_{\max, Niob} = 0,5 \text{ mA}$. In der Praxis wird der Tunnel aus Al_2O_3 -Keramik mit den Dimensionen $25 \cdot 50 \mu m^2$ hergestellt, damit die Kapazität klein bleibt (50pF). Bei einer Mikrowellenstromquelle ($I_M < 0,35 \text{ mA}$) mit einer Frequenz von 70 GHz entsteht eine quantisierte Gleichspannung von etwa 1 mV. (Höhere Werte lassen sich nicht erreichen, weil sonst die Supraleitung verschwindet.

In der Praxis ist mehr als ein Spannungsreferenzwert erwünscht. Alle sollen eine gleich gute Qualität haben. (Abschwächer/Verstärker kommen also nicht infrage!) Zur Erlangung höherer Spannungen schaltet man die Josephson-Tunnelemente hintereinander. Bis 1V benutzt man 1000, bis 10V 10 000 Tunnelemente, was zu 6000 bis 60 000 quantisierten Gleichspannungsniveaus führt. Dazu realisiert man eine supraleitende Streifenleitung (Niemeyer et al. 1985), in die die Josephson-Tunnelemente integriert sind. Es ist notwendig, die Wirkung von parasitären Leitungs-Induktivitäten und Kapazitäten durch eine geeignete Wahl der Mikrowellenfrequenz zu unterdrücken. Am Ende muss die Streifenleitung natürlich korrekt abgeschlossen werden:

$$R_L = \sqrt{L_{\text{par}} / C_{\text{par}}}$$

Die tunnelnden Cooperpaare stellen einen fließenden Strom dar, so dass der Tunnelzone eine Induktivität zugeordnet werden kann. Sie hat etwa die Größe $L_{\text{par}} = 3E-23 \text{ H}$. Zusammen mit der Elementkapazität C_{par} ergibt sich eine so genannte Plasmafrequenz von 29 GHz. Die Mikrowellenfrequenz wird nun so gewählt, dass sie einen maximalen Abstand zu den Resonanzfrequenzen und der Plasmafrequenz hat.

Die Genauigkeit der Spannungsnormale entspricht der Genauigkeit der Frequenzmessung. Die Frequenzunsicherheit liegt bei einer Messzeit von 1s bei E-12. Das ist der Wert für die Normalfrequenz des DCF 77. Die elektrische Messtechnik ist mit der Einführung der Quantenmaße in ungeahnte Genauigkeitsklassen vorgerückt. Die Voraussetzung sind Messapparaturen, die quantisierte Größen makroskopisch verfügbar macht.

5. Danksagung

Mein großer Dank gilt den Verfassern: Volkmar Kose und Friedmund Melchert des Buches (siehe Lit. /4/). Aus dem 1962 nur theoretisch vorausgesagten Josephson-Effekt entwickelten sie die Quantennormale der PTB. Die Fertigstellung gelang in den 70er Jahren mit Unterstützung des NBS (=National Bureau of Standards, Boulder, Colorado). Ich wäre gerne nach mei-

ner Promotion mit dabei gewesen. Meine Dissertation behandelt einen Beitrag zur hochauflösenden Messung von Kernspektren. Viele Probleme sind ähnlich, aber die Quantelung spielt dabei leider keine Rolle.

6. Literatur

/1/ David Cahan: Meister der Messung: Die Physikalisch-Technische Reichsanstalt im Deutschen Kaiserreich, 1992, VCH, Weinheim, N.Y., Basel, Cambridge

/2/ Ulrich Kern: Forschung und Präzisionsmessung: Die Physikalisch-Technische Reichsanstalt zwischen 1918 und 1948, 1994, VCH, Weinheim, N.Y., Basel, Cambridge

/3/ Bernhard Kramer, Editor: The Art of Measurement: Metrology in Fundamental and Applied Physics, 1988, VCH, Weinheim, N.Y., Basel, Cambridge

/4/ Volkmar Kose und Friedmund Melchert: Quantenmaße in der elektrischen Messtechnik: Josephson-Effekt, Quanten-Hall-Effekt, Fundamentalkonstanten, Maße der klassischen Physik, 1991, VCH, Weinheim, N.Y., Basel, Cambridge

Datenaufnahme für Münchener Rückstreuспекrometer

SEI-Tagung Herbst 2005

Matthias Drochner

FZ Jülich / ZEL

Beteiligte

- M. Drochner, F.-J. Kayser, H. Kleines (FZ Jülich / ZEL)
- T. Kozielowski, M. Prager, P. Rottländer (FZ Jülich / IFF)
- M. Kirsch (SIS GmbH, Hamburg)

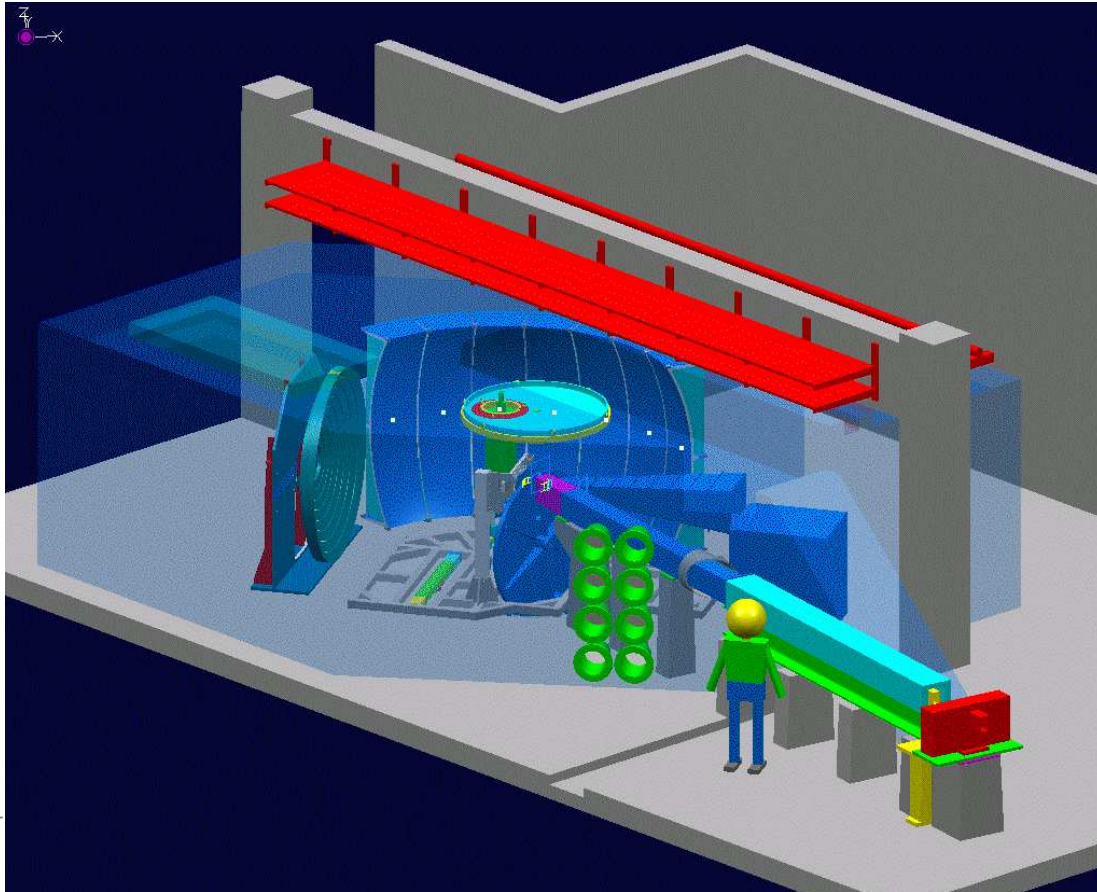
Allgemeines zu RSSM

- Neues Instrument für FRM-2 Garching, im Aufbau
- Rückstreutechnik erlaubt kleinste Winkelabhängigkeit, also höchste Energieauflösung
- Energiemodulation durch beweglichen Spiegel (ebenfalls senkrecht getroffen) → “DOPPLER-Spiegel”
- “indirekte Geometrie”: Energievariation vor Probe, Nachweis nur einer festen Energie
- (Gegensatz: “direkte Geometrie”: Energiedefinition vor Probe, Messung nach – inelastischer – Streuung)

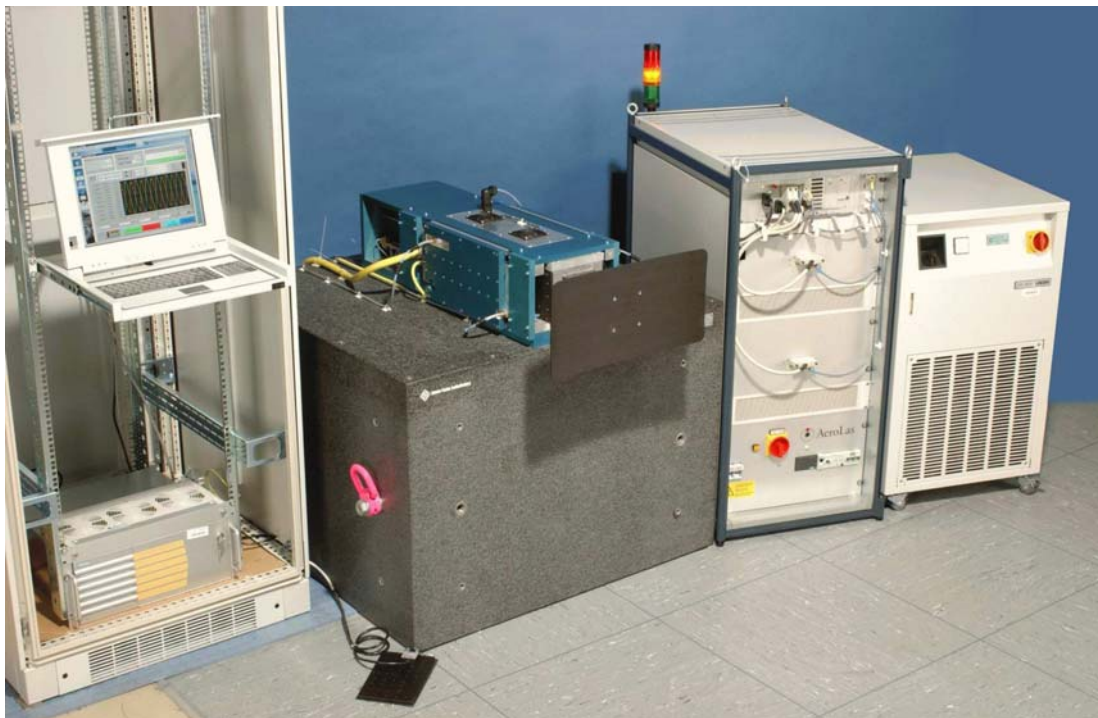
Mehr Allgemeines zu RSSM

- Herausforderungen
 - Antrieb für Doppler-Spiegel (max. 4.7 m/s), Halterung für Kristalle – Genauigkeit der Geschwindigkeit, Vermeidung unerwünschter Schwingungen
 - PST-Chopper – ca. 1.3m Durchmesser, Rotation 4800 min^{-1}
 - Sicherheitstechnik, Argon
- vergleichbare Rückstreupektrometer
 - HFBS am NIST Gaithersburg (Kurbeltrieb für Doppler-Spiegel)
 - ILL (Duplikat des Jülicher Antriebs)

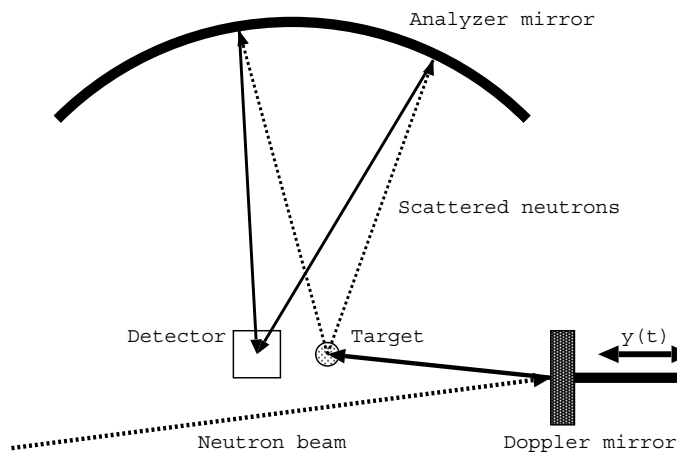
Das Rückstreuungsspektrometer



Linearantrieb für den Doppler-Spiegel

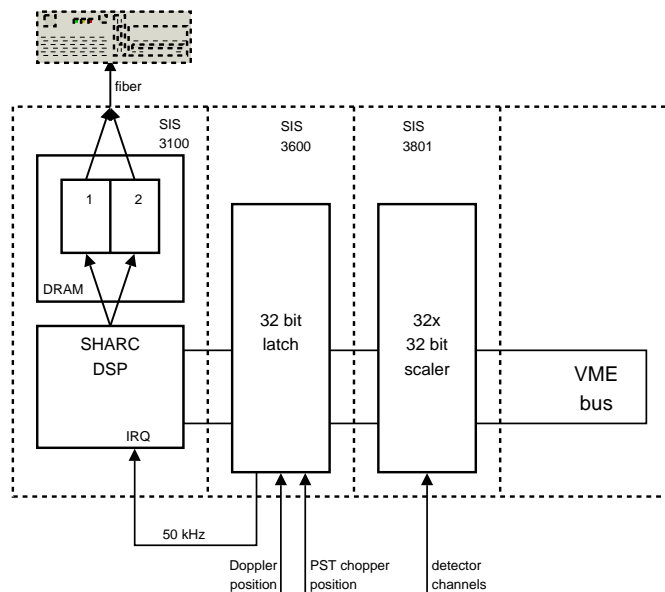


The backscattering spectrometer



- Need velocity and position of Doppler mirror some ms before the detector is hit
- Existing solution (NIST): ringbuffer, lookup tables in DSP
- We want flexibility to study raw data and modify algorithms easily

Data acquisition hardware

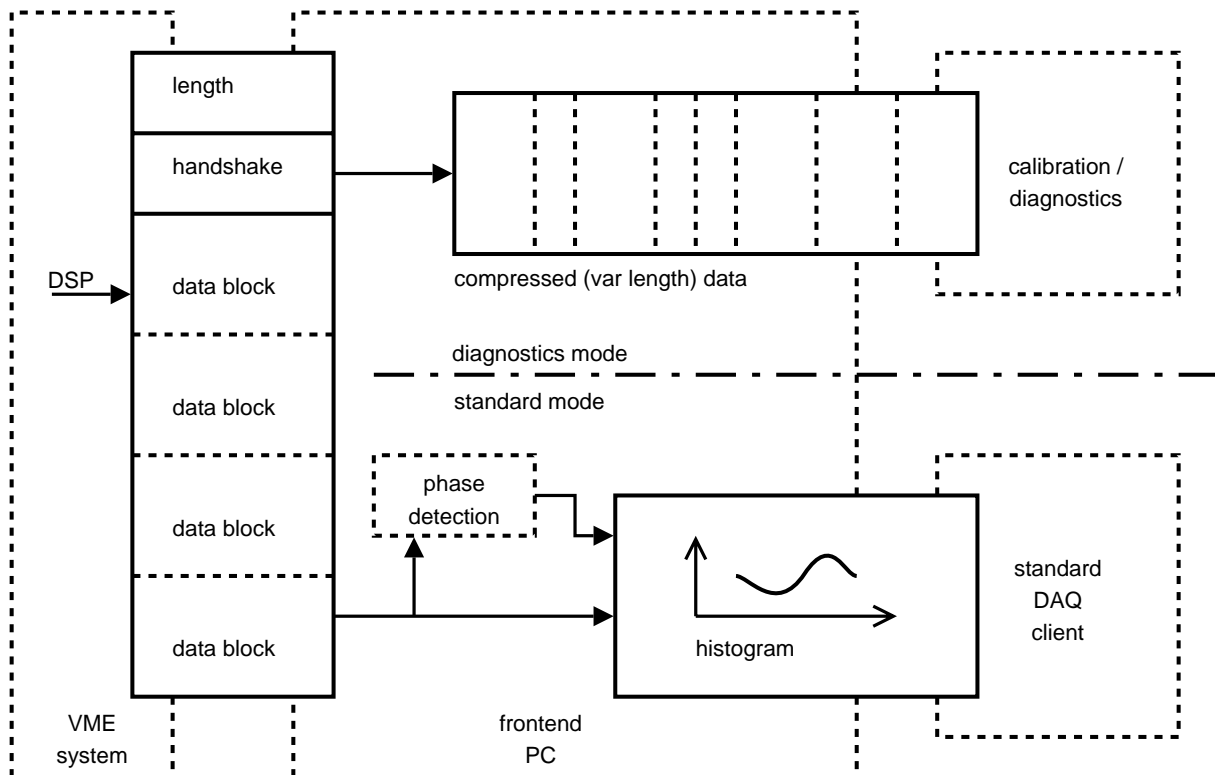


- DSP reads out latch (position) and scalers (detector) periodically
- 20 words per $20 \mu s \rightarrow 4 \text{ MByte / s}$
- 2 buffers in DRAM, alternating
- Data link to PC (PCI): SIS 3100/1100

Hardware



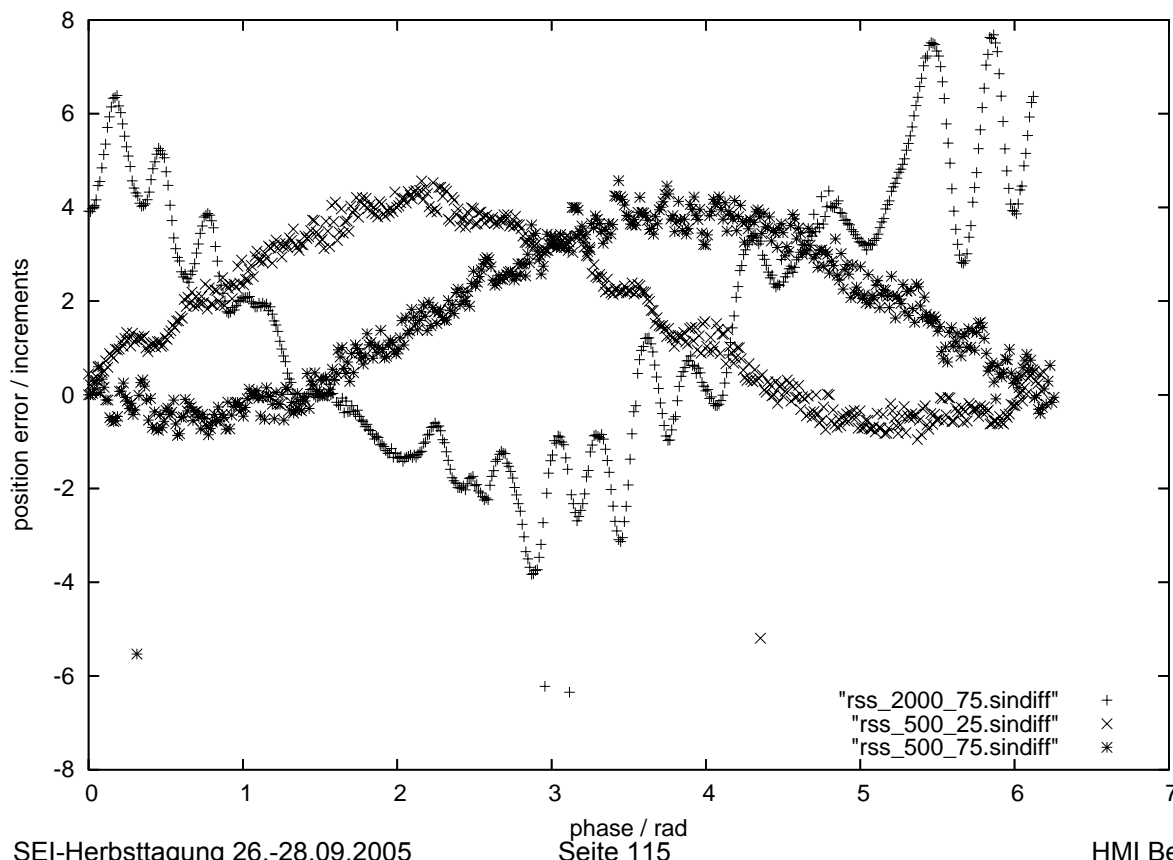
Data processing



Histogrammierung und Fit im PC

- Histogrammierung ueber Zeitscheiben ($20\mu s$, $10\mu s$ angestrebt)
- Eigentlich nötig: Geschwindigkeit, aber
 - nicht direkt meßbar mit vertretbarem Aufwand
 - Differenzenbildung zu ungenau wegen Quantisierung
 - kein Verlust von Information → Problem auf offline-Analyse verlagert
- Online: Rekonstruktion des Nulldurchgangs (Phaseninformation)
- P3 mit 1.x GHz ist Engpaß, Dual-Opteron angeschafft
- zweite Dimension: PST-Chopper (Untergrundunterdrückung)

Abweichungen Messung - Sinus-Fit



Ausblick

- Interpretation der Daten: echte Fehler oder Digitalisierungsartefakte?
- stationärer Zustand? (hoffentlich!)
- Zeitauflösung durch DSP-Zyklus bestimmt
- ergänzende Messungen mit hochauflösendem TDC (F1)

Kondensatorbox ST 212

1. Das physikalische Experiment
2. Schaltungsidee
3. Spezifikationen
4. Blockschaltbild
5. Schaltungsdetails
6. Entwicklungsschritte
7. Ergebnis
8. Ausblick

Vortragender: Dr. Bernhard Namaschk, Abt. DE

1. Das physikalische Experiment

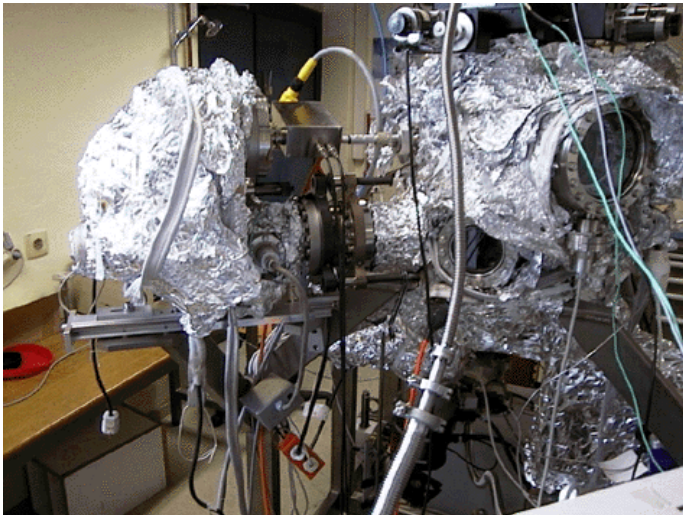
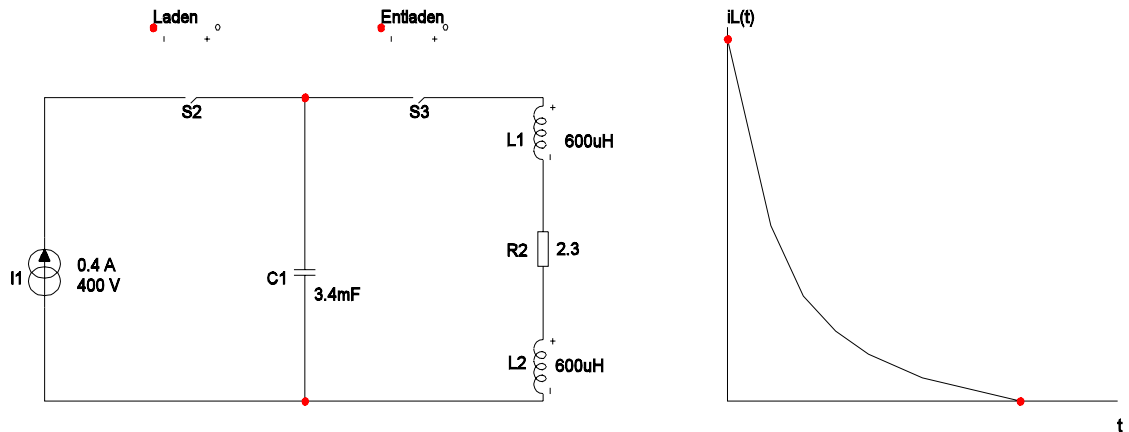


Abb. 1: Foto der Spektroskopiekammer.

Diese UHV-Experimentierkammer (Abb. 1) ist für Untersuchungen in-situ präparierter, ultradünner magnetischer Filme mit verschiedenen Spektroskopien ausgelegt. Die Kammer hat einen Basisdruck von 10-10 mbar und ermöglicht Probertemperaturen von 65 K bis 1200 K. Die maximale Magnetfeldstärke in horizontaler Richtung beträgt kontinuierlich 0,007 T und gepulst 0,3 T. Als Messmethoden stehen die Röntgenabsorptionsspektroskopie, gemessen mit der Elektronenausbeute, die winkelaufgelöste Photoelektronenspektroskopie und die Reflexion zur Auswahl.

(Quelle: Bereichsinformation SF2 auf HMI-Website hmi.de)

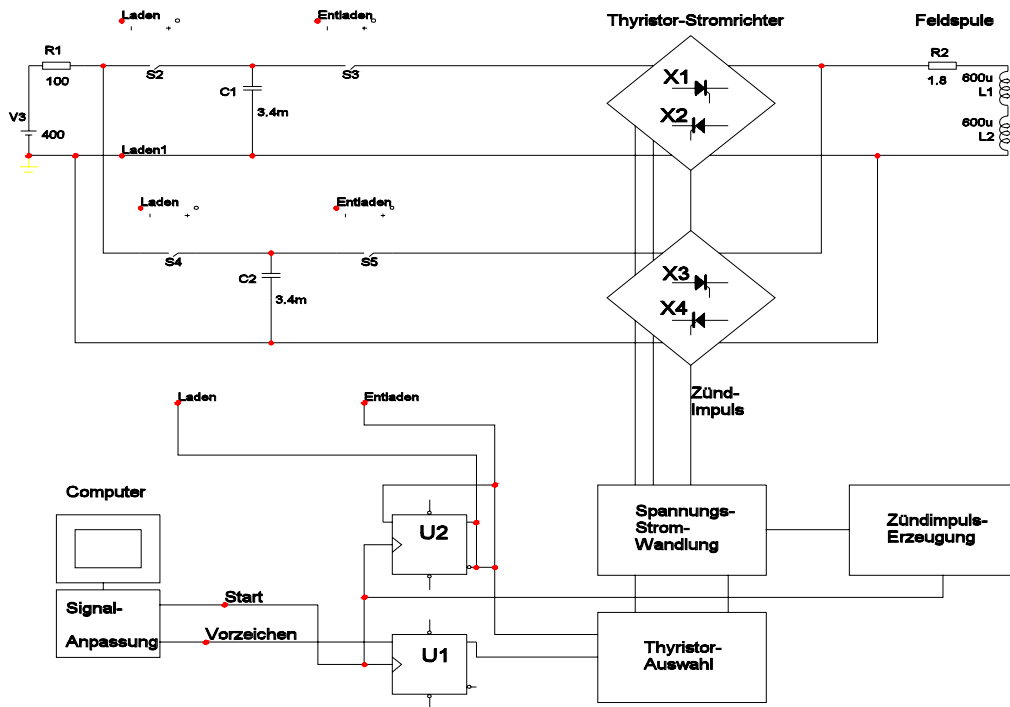
2. Schaltungsidee



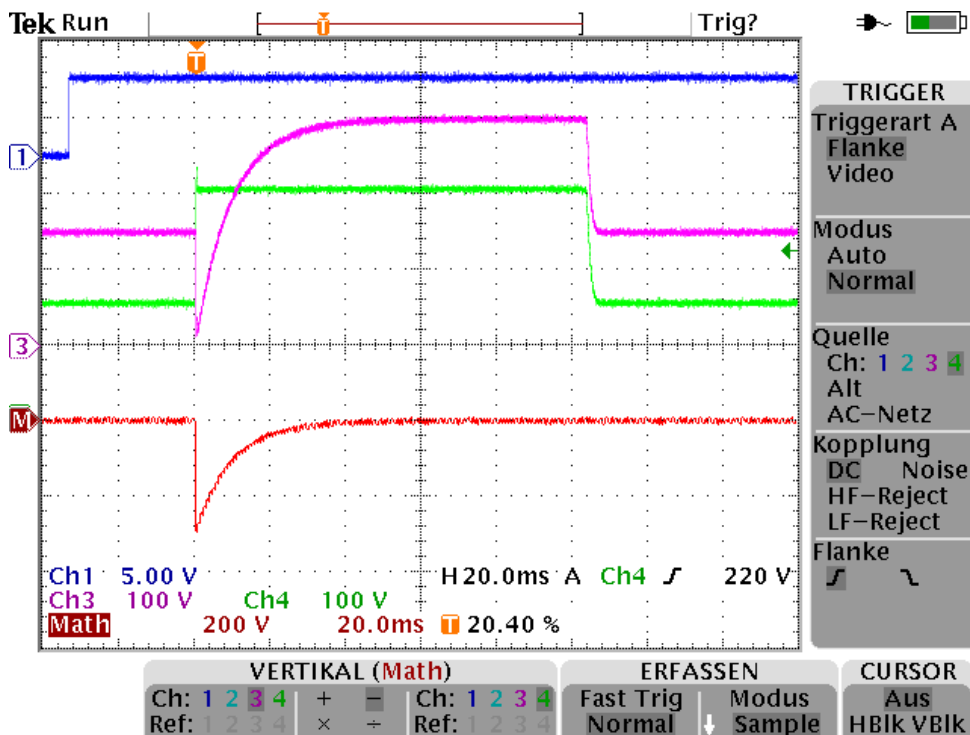
3. Spezifikationen

- * Energieversorgung : Netzgerät FUG 750-1500 zur Bereitstellung der Ladeenergie
Netzspannung 220 Volt ~, 30 Watt
- * Lade-Spannungsbereich ca. 20 ... 400 Volt Gleichspannung, Ladestrom 0.4 A
- * Last: Helmholtz – Spulenpaar mit 1.2 mH Gesamtinduktivität
Verlustwiderstand der Last ca. 2 Ohm
- * Entladestrom maximal 200 A
- * Entladung alle 5 Sekunden, Dauer der Entladung ca. 15 ms
- * Kapazität der Kondensatoren 3.4 mF, 400 V=
- * PC-Steuerung: TTL-Eingangssignale für Vorzeichen der Stromrichtung und
Start der Entladung, potentialgetrennt

4. Blockschaltbild

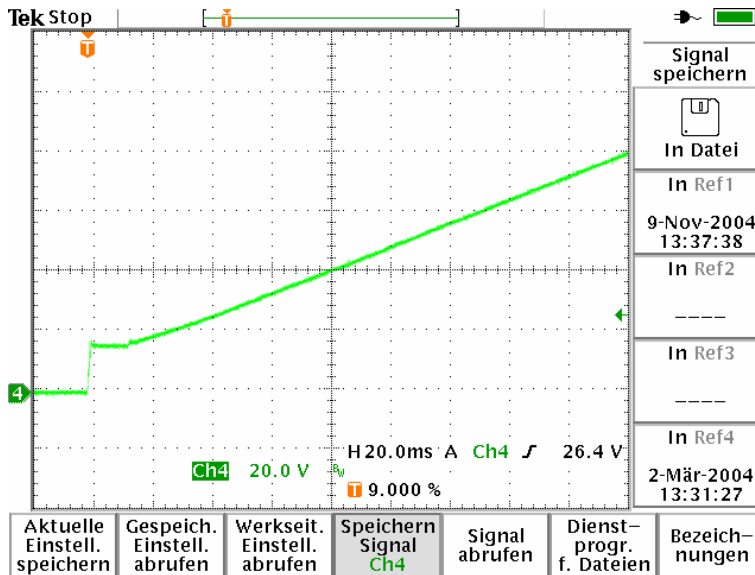


5. Schaltungsdetails



1: Startsignal Entladevorgang 3,4: Spannung am Kondensator M: Entladestrom (Spule)

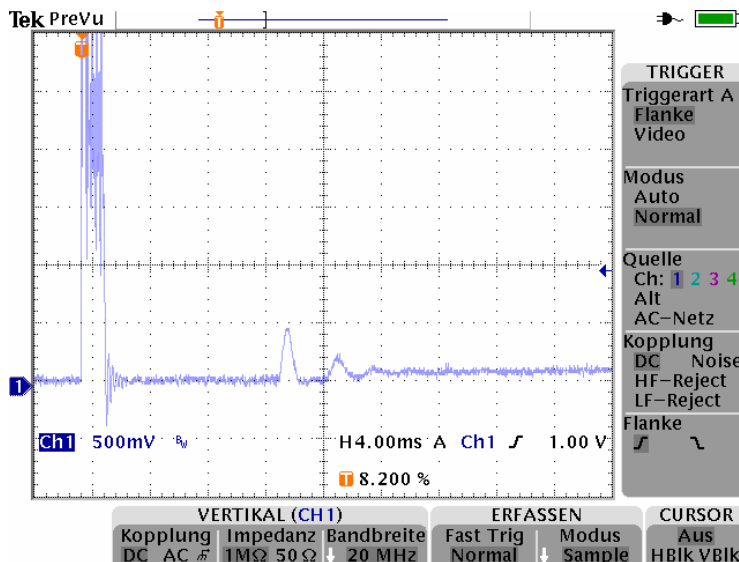
6. Entwicklungsschritte



Netzgerät FUG 750-1500

Spannungssprung ist abhängig von der programmierten Spannung

nach etwa 20 ms ist die Regelung auf den programmierten Strom eingeschwungen.



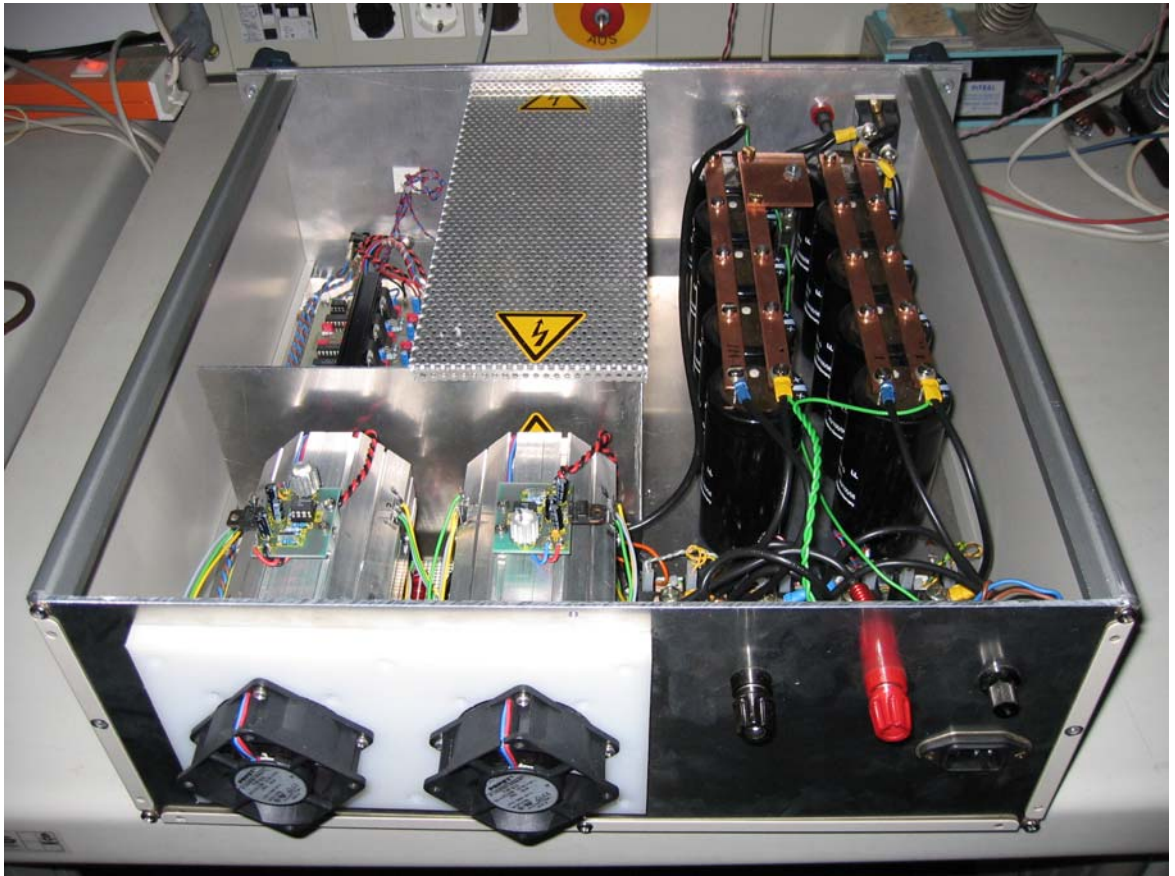
Netzgerät FUG 750-1500

30 bis 50-facher Überstrom zu Beginn des Ladevorgangs

nach ca. 20 ms ist der eingestellte Endwert erreicht

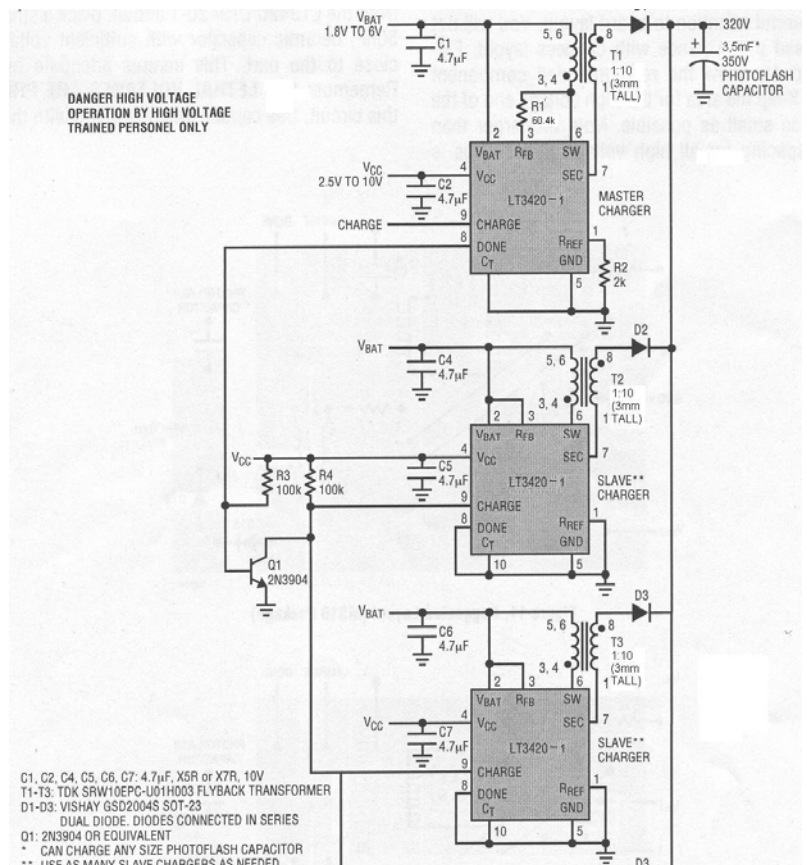
Das Problem ist prinzipbedingt. Andere Firmen (z.B. delta) sind auch nicht besser.

7. Ergebnis



8. Ausblick

- * Sichere und einfach steuerbare Ladetechnik
- * Keine hohen Spannungen zum Laden notwendig
- * Einstellbare Ladeendspannung ist zu konstruieren
- * Etwa 30 IC sind notwendig für vergleichbare Ladezeiten
- * Ladepinzip ist vielleicht auf Schaltregler IC mit externen Leistungstransistor zu übertragen



Ein transparenter Firewall im unsicheren Internet

Hans-Joachim Paul
Fakultät für Mathematik und Physik
Universität Hannover
30167 Hannover, Appelstrasse 2
paul@physik.uni-hannover.de

Ein Firewall zum Schutz des lokalen Internets ist mittlerweile zwingend notwendig. Der Schutz des lokalen Netzes ist aber nur so gut, wie seine schwächste Stelle. Ich möchte dies am Bild einer Wand in der Nordsee verdeutlichen:



Die Sicherheit soll durch die Höhe der Wand dargestellt sein, es zählt daher nur die niedrigste Stelle der Wand. Es dürfen keine Löcher in der Wand sein. Weiterhin darf im o.g. Bild kein Wasser um die Wand herumfließen, d.h. es darf nicht die Möglichkeit von ungefilterten Dial-In's oder VPN's hinter dem Firewall geben. Der Schutz ist nur so hoch wie die niedrigste Stelle des Netzschutzes ist.

Die Einstellung: "Keiner interessiert sich für meinen kleinen Rechner und meine Daten, ich bin ja nur ein Sandkorn im Internet" ist definitiv falsch. Das gesamte

Internet wird regelmäßig "sinn und planlos" abgescannt nach Rechnern und deren Eigenschaften. Welche Szenarien bzw. Typen von Angriffen gibt es? Es wird immer nur von Hackern, Viren und Trojanern gesprochen.

- Die Idealisten.

Sie wollen Fehler finden und Sicherheitsschwächen aufzeigen. Sie sind gegen ein bestimmtes Betriebssystem oder Hersteller und wollen es wenn möglich mit den eigenen Mitteln oder nach der Devise „Alle gegen Einen“ in die Knie zwingen.

- Script Kiddies.

Die so genannten Script Kiddies besorgen sich die Informationen der Idealisten und führen mehr oder weniger ziel- und planlos Scripte aus.

In meiner Domain erkenne ich sie daran, dass sie auf allen Rechnern dasselbe Muster von Versuchen durchführen. Es sind meistens Brute Force Angriffe. Aus diesen so erhaltenen Informationen werden Datenbanken erstellt, welche Rechner was für welche Schwächen haben und mit welchen Benutzernamen und Passwörtern unter welchen Diensten es möglich ist, in bestimmte Rechner eindringen zu können.

- Die Kriminellen.

Sie arbeiten mehr im Verborgenen und wollen nicht erwischt werden. In einem Pool von Rechnern wird nur ein Rechner möglichst unauffällig überprüft. Den Weg hierfür liefern die Idealisten mit ihren Programmen und die Script Kiddies mit ihren Datenbanken. Ziel ist nicht primär das Eindringen in fremde Rechner, sondern die Entnahme sensibler Daten aus dem Rechner, um diese dann der Konkurrenz verkaufen zu können bzw. im eigenen Betrieb erfolgreich positiv zu nutzen. Seltener kommt die Modifikation von Daten vor, aber auch dies ist möglich um die Arbeiten dort zu schädigen.

- Sinn und Zweck von Trojanern und Würmern.

Ziel von manchen Viren und Würmern ist es, von möglichst vielen verschiedenen Rechnern Angriffe auf eine Institution bzw. deren Server möglichst zur gleichen Zeit zu starten. Dadurch wird das Internet oder der Server wegen Überlastung in die Knie gezwungen. Dies sind die so genannten DOS (Denial of Service) Angriffe. Eine andere Art des Zweckes von Trojanern ist es so genannte Backdoors (Hintertürchen) in den Rechnern zu installieren, um dort jederzeit einen unbemerkten Zugang zu diesem Rechner zu haben und dort Daten zu entwenden oder zu verändern oder auch nur um Rechenzeit zu verkaufen. Letzteres sind BOT-Netze, d.h. ein Roboter Netzwerk, welches andere Rechner als Roboter für die eigene zu geringe Rechenkapazität arbeiten lassen.

Ein kleiner Blick in einige ausgewählte Log-Files zeigt das eben erwähnte, wie versucht wird, an bestimmte Dateien zu gelangen und User/Passwort Paare auszuprobieren oder andere Schwachstellen zu finden:

- Apache Web-Server Log

```

"GET //cgi-bin/awstats/awstats.pl HTTP/1.1" 404 315 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 6.0; Windows 98)"
"GET //cgi-bin/awstats.pl HTTP/1.1" 404 307 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 6.0; Windows 98)"
"GET //cgi/awstats.pl HTTP/1.1" 404 303 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 6.0; Windows 98)"
"GET //awstats/awstats.pl HTTP/1.1" 404 307 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 6.0; Windows 98)"
"GET //cgi-bin/stats/awstats.pl HTTP/1.1" 404 313 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 6.0; Windows 98)"
"GET //stats/awstats.pl HTTP/1.1" 404 305 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 6.0; Windows 98)"
"GET //awstats.pl HTTP/1.1" 404 299 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 6.0; Windows 98)"
"GET //cgi/stats/awstats.pl HTTP/1.1" 404 309 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 6.0; Windows 98)"
"GET //bin/awstats.pl HTTP/1.1" 404 303 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 6.0; Windows 98)"
"GET //cgi-bin/awstats/awstats.pl HTTP/1.1" 404 315 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 6.0; Windows 98)"
"GET //cgi-bin/awstats.pl HTTP/1.1" 404 307 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 6.0; Windows 98)"
"GET //cgi/awstats.pl HTTP/1.1" 404 303 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 6.0; Windows 98)"
"GET //awstats/awstats.pl HTTP/1.1" 404 307 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 6.0; Windows 98)"
"GET //cgi-bin/stats/awstats.pl HTTP/1.1" 404 313 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 6.0; Windows 98)"
"GET //stats/awstats.pl HTTP/1.1" 404 305 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 6.0; Windows 98)"
"GET //awstats.pl HTTP/1.1" 404 299 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 6.0; Windows 98)"
"GET //cgi/stats/awstats.pl HTTP/1.1" 404 309 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 6.0; Windows 98)"
"GET //bin/awstats.pl HTTP/1.1" 404 303 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 6.0; Windows 98)"
"GET /cgi-bin/includer.cgi HTTP/1.0" 404 296 "-" "-"
"HEAD / HTTP/1.0" 200 0 "-" "-"
"GET /phpmyadmin/index.php HTTP/1.0" 404 296 "-" "-"
"POST /_vti_bin/_vti_aut/fp30reg.dll HTTP/1.1" 404 317 "-" "-"
"SEARCH ^\x90\x04H[1066*(\x04H)4368*(\x90)\x90" 414 353 "-" "-"
"GET http://www.hitopee.com/cgi/proxyck.cgi HTTP/1.1" 404 303 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 4.01; Windows 98)"
"GET /phpmyadmin/index.php HTTP/1.0" 404 296 "-" "-"
"GET / HTTP/1.0" 200 4110 "-" "-"
"GET / HTTP/1.1" 200 4110 "-" "Mozilla/5.0 (compatible; Konqueror/3.3; Linux) KHTML/3.3.2 (like Gecko)"
"GET /icons/apache_pb.gif HTTP/1.1" 200 2326 "http://130.75.75.13/" "Mozilla/5.0 (compatible; Konqueror/3.3; Linux) KHTML/3.3.2 (like Gecko)"
"GET /favicon.ico HTTP/1.1" 404 299 "-" "Mozilla/5.0 (compatible; Konqueror/3.3; Linux) KHTML/3.3.2 (like Gecko)"
"GET /pub HTTP/1.1" 404 291 "-" "Mozilla/5.0 (compatible; Konqueror/3.3; Linux) KHTML/3.3.2 (like Gecko)"
"GET / HTTP/1.1" 304 - "-" "Mozilla/5.0 (compatible; Konqueror/3.3; Linux) KHTML/3.3.2 (like Gecko)"
"GET / HTTP/1.1" 304 - "-" "Mozilla/5.0 (compatible; Konqueror/3.3; Linux) KHTML/3.3.2 (like Gecko)"
"GET /pub/main HTTP/1.1" 404 296 "-" "Mozilla/5.0 (compatible; Konqueror/3.3; Linux) KHTML/3.3.2 (like Gecko)"
"GET / HTTP/1.1" 200 4110 "-" "Mozilla/5.0 (compatible; Konqueror/3.4; Linux) KHTML/3.4.0 (like Gecko)"
"GET /icons/jhe061.gif HTTP/1.1" 200 17175 "http://130.75.75.13/" "Mozilla/5.0 (compatible; Konqueror/3.4; Linux) KHTML/3.4.0 (like Gecko)"
"GET /icons/apache_pb.gif HTTP/1.1" 200 2326 "http://130.75.75.13/" "Mozilla/5.0 (compatible; Konqueror/3.4; Linux) KHTML/3.4.0 (like Gecko)"
"GET http://www.yahoo.com/ HTTP/1.1" 200 4110 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 4.01; Windows 98)"
"GET http://www.yahoo.com/ HTTP/1.1" 200 4110 "-" "Mozilla/4.0 (compatible; MSIE 4.01; Windows 98)"
"GET / HTTP/1.1" 200 4110 "-" "Mozilla/5.0 (Windows; U; Windows NT 5.1; pl-PL; rv:1.7.8) Gecko/20050511 Firefox/1.0.4"
"GET /icons/apache_pb.gif HTTP/1.1" 200 2326 "http://130.75.75.13/" "Mozilla/5.0 (Windows; U; Windows NT 5.1; pl-PL; rv:1.7.8) Gecko/20050511 Firefox/1.0.4"
"GET /icons/jhe061.gif HTTP/1.1" 200 17175 "http://130.75.75.13/" "Mozilla/5.0 (Windows; U; Windows NT 5.1; pl-PL; rv:1.7.8) Gecko/20050511 Firefox/1.0.4"
"GET /favicon.ico HTTP/1.1" 404 299 "-" "Mozilla/5.0 (Windows; U; Windows NT 5.1; pl-PL; rv:1.7.8) Gecko/20050511 Firefox/1.0.4"
"GET /phpmyadmin/index.php HTTP/1.0" 404 296 "-" "-"
"GET /scripts/..%255c%255c../winnt/system32/cmd.exe?/c+dir"

```

- Log-Check

Possible Security Violations

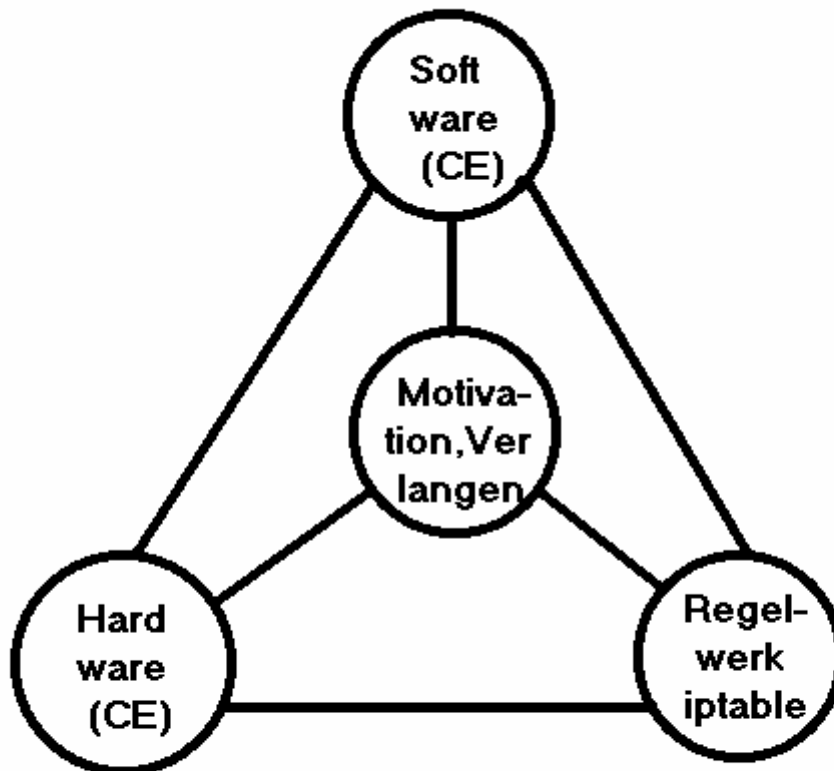
=====

```
PAM_unix[19698]: authentication failure; (uid=0) -> nobody for ssh service
sshd[19698]: Failed password for nobody from 130.234.189.75 port 33122 ssh2
sshd[16243]: input_userauth_request: illegal user patrick
sshd[16243]: Failed password for illegal user patrick from 130.234.189.75
port 33205 ssh2
sshd[18324]: input_userauth_request: illegal user patrick
sshd[18324]: Failed password for illegal user patrick from 130.234.189.75
port 33220 ssh2
PAM_unix[8738]: authentication failure; (uid=0) -> root for ssh service
sshd[8738]: Failed password for root from 130.234.189.75 port 33239 ssh2
PAM_unix[20866]: authentication failure; (uid=0) -> root for ssh service
sshd[20866]: Failed password for root from 130.234.189.75 port 33354 ssh2
PAM_unix[21505]: authentication failure; (uid=0) -> root for ssh service
sshd[21505]: Failed password for root from 130.234.189.75 port 33452 ssh2
PAM_unix[19249]: authentication failure; (uid=0) -> root for ssh service
PAM_unix[1527]: authentication failure; (uid=0) -> root for ssh service
sshd[1527]: Failed password for root from 130.234.189.75 port 33604 ssh2
sshd[22999]: input_userauth_request: illegal user rolo
sshd[22999]: Failed password for illegal user rolo from 130.234.189.75 port
33694 ssh2
sshd[23264]: input_userauth_request: illegal user iceuser
sshd[23264]: Failed password for illegal user iceuser from 130.234.189.75
port 33711 ssh2
sshd[19692]: input_userauth_request: illegal user horde
sshd[19692]: Failed password for illegal user horde from 130.234.189.75
port 33733 ssh2
sshd[28268]: input_userauth_request: illegal user cyrus
sshd[28268]: Failed password for illegal user cyrus from 130.234.189.75
port 33745 ssh2
sshd[21839]: input_userauth_request: illegal user www
sshd[21839]: Failed password for illegal user www from 130.234.189.75 port
33760 ssh2
sshd[6304]: input_userauth_request: illegal user wwwrun
sshd[6304]: Failed password for illegal user wwwrun from 130.234.189.75
port 33782 ssh2
sshd[20863]: input_userauth_request: illegal user matt
sshd[20863]: Failed password for illegal user matt from 130.234.189.75 port
33801 ssh2
sshd[12112]: input_userauth_request: illegal user test
sshd[12112]: Failed password for illegal user test from 130.234.189.75 port
33819 ssh2
```

Diese Liste von einer Stunde geht weiter mit 40 Versuchen als root und folgenden Benutzernamen: mysql, operator, apache, adm, jane, pamela, cip52, cip51, noc, webmaster, data, user, web, oracle, sybase, master, account, backup, server, adam, alan, frank, george, henry, paul, ...

Diese beiden Auszüge sind nur jeweils ein kleiner Ausschnitt der entsprechenden Log-Files. Die Analyse von Log-Files sollte jeden genügend motivieren, sich mit dem Problem des Schutzes des eigenen Netzes auseinanderzusetzen.

Die Grundlage eines Firewall Konzeptes muss wie folgt aussehen



Es gibt viele Firewall Konzepte, die aber manchmal die Bezeichnung Firewall nicht verdienen.

- Ein Router ist und bleibt ein Router, auch wenn er durch die Routing Tabellen einen gewissen Netzschutz erzeugt.
- Der Windows Standard Firewall ist in meinen Augen kein Firewall, da er als Fensterprogramm von „Außen“ zu manipulieren ist ohne dass es der Benutzer unbedingt bemerkt und auf einmal schutzlos ist. Eine Provider Hotline: „ Wenn Sie unser Update herunterladen, sollten Sie gegebenenfalls den Firewall abschalten, da er sich mit unserem download nicht unbedingt verträgt“. Nachher wurde vergessen, den Firewall wieder zu aktivieren und kurze Zeit später war der Rechner verseucht!
- Selbstlernende Firewalls haben erstens das Problem mit der Fensterprogrammierung und zweitens will der Benutzer seine Ruhe haben und sagt zu allen Fragen des Firewalls „ja, mach auf“ bis nahezu alles auf ist und ein Schutz durch den Firewall nicht mehr vorhanden ist.
- ...

Die einzige „saubere“ Lösung eines Firewalls ist ein Filtersystem auf der Ebene eines Hubs bzw. einer Bridge ohne eigene IP-Adresse. Er ist dann transparent, da er als aktive Netzwerkkomponente auf Level 2 in dem Datenverkehr nicht lokalisierbar und adressierbar ist. Er muss die Möglichkeit bieten, die einzelnen Datenpakete nach Quell- bzw. Zieladresse (IP), nach Protokoll (tcp, icmp und udp), nach Services (WWW, Mail, Ftp,...), nach Flags (Urgent, Synchronize, Acknowledge,..) und gegebenenfalls nach Inhaltsteilen (Get ..command.com) zu filtern. Letzteres können Proxy-Server eigentlich wesentlich besser, aber wegen trivialer Angriffe auf den eigenen Server auch gleich noch einen Proxy-Server aufsetzen?!

Ein Beispiel für ein kleines wirkungsvolles Regelwerk:

Angenommen, unser Netz liegt im Bereich von 192.168.75.1 bis 192.168.75.254 am Interface eth1 (LAN) und die restliche Welt am Interface eth0 (WAN). Wir sollen alles dürfen und der Welt erlauben wir nur Secure Shell Zugriffe auf unser Netz sowie Zugriffe auf einen Webserver.

Die Regeln hierfür sind:

```
#Voreinstellung: alles verboten
iptables -t filter -P FORWARD DROP
# laufende Verbindungen akzeptieren 95% catch all Regel
iptables -A FORWARD -m state --state ESTABLISHED,RELATED -j
ACCEPT
# Wir dürfen alles
iptables -A FORWARD -m physdev --physdev-in eth1 -j ACCEPT
# ssh von außen auf die ersten 128 Rechner erlauben
iptables -A FORWARD -m physdev --physdev-in eth0 -p tcp --dport 22 -d
192.168.75.0/25 -j ACCEPT
# Ad-on für demilitarisierte Zone
iptables -A FORWARD -m physdev --physdev-out eth2 -p tcp --dport 80 -j
ACCEPT
iptables -A FORWARD -m physdev --physdev-in eth2 -m state --state
ESTABLISHED -j ACCEPT
#nicht nötig, da Voreinstellung DROP
iptables -A FORWARD -m physdev --physdev-in eth2 -j DROP
```

Die vierte Zeile erlaubt von außen nur den Zugriff über ssh auf die ersten 128 Adressen und die fünfte Zeile den Zugriff auf Webserver am Interface eth2. Damit haben wir einen perfekten Netzschutz! Aber wehe ein Hacker kennt eine Username/Password Kombination von einem unserer Rechner und schon ist er

ganz legal illegal bei uns drin (Dies ist schon passiert!!!). Von nun an kann der Hacker das Netz von innen angreifen!

Dies ist im Wesentlichen alles, der Rest ist Feinarbeit und Kombinatorik. Mit dem Befehl iptables -h bzw. iptables -m modul -h bekommt man Hilfe, auch zu den einzelnen Modulen.

Man darf die Sicherheitsvorschriften allerdings auch nicht zu hoch schrauben, denn dann passiert folgendes:

Um in ein SAP Buchungssystem auch nur lesend zuzugreifen muss die Sekretärin ihre persönliche Key Card einlesen, dann User/Passwort eingeben und so weiter... Da sie die Einzige ist, die das an diesem PC macht, lässt sie ihre Key Card gleich für immer in dem Leser. Dieser sieht auf dem Schreibtisch aber unschön aus. Also nehme frau doppelseitiges Klebeband und klebe den Key Card Leser mit eingelegter Key Card unter der Schreibtischplatte fest. Voilà, das dazu. Es ist wirklich bei mir vorgekommen.

Nachtrag zum Vortrag:

Während des Schreibens dieses Textes habe ich eine neue Firewall Live CD erstellt. Sie basiert auf dem Linux Kernel 2.6.14 und kann neben der Unterstützung moderner Hardware die Datenpakete unter anderem auch nach Inhalt (Modul string) filtern. Weiterhin gibt es Features wie:

time : Datenpakete nur zu bestimmten Zeiten erlauben
tarpit : Message Size auf Null setzen, um Verbindung auszubremsen
psd : Port-Scan Erkennung
ipv4option : Vergleich von Optionen
conn_limit : Anzahl von Verbindungen begrenzen

Es gibt frei herunterladbare Regelwerke für die Einbruchserkennung (fwsnort). Der mir bekannte Satz besteht aus ci. 3200 Regeln. Daraus können 2460 Regeln für Iptables erstellt werden, von denen 2416 das Modul „string“ nutzen. Nur 44 Regeln sind Standard Iptables Regeln. Der Standard Linux Kernel unterstützt aber erst seit Version 2.6.14 (Okt. 2005) das Modul string ohne besondere Patches. Dafür müssen aber die fwsnort string Regeln um den Parameter algo (Algorithmus) erweitert werden. Auch diese fwsnort Regeln sind auf der CD enthalten.

Die CD ist auch zur Installation eines Firewalls auf Festplatte geeignet und enthält einige Firewall Regelwerke als Vorlage für den eigenen Firewall. Ein Iso-Image (ci. 670MB) steht bei mir zum Download zur Verfügung.

Ein detailliertes Firewall Regelwerk als Vorlage und weitere Informationen finden Sie unter <https://cip13.amp.uni-hannover.de/FWKurs>.

Literatur:

iptables-tutorial.frozentux.net/iptables-tutorial.html

www.spotwood-computer.net/present/iptables2.html

stud.fh-wedel.de/~ii4820/studium/rechnernetze/index.html

archiv.tu-chemnitz.de/pub/2000/0051/data/

www.it-secure-x.de/index/php?option=content&task=view&id=37

www.teamlinux.de/howto/iptables-howto.php

www.debian.org/doc/manuals/securing-debian-howto Anhang D

www.netfilter.org/documentation/index.html#documentation-howto

ebtables.netfilter.org

www.cipherdyne.org/fwsnort

www.snort.org

Optische Übertragung in Leiterplatten

Dipl.-Phys. Marc Schneider

SEI-Herbsttagung 2005, Berlin, 26.-28.9.2005



Institut für Prozessdatenverarbeitung und Elektronik

Diese Präsentation zeigt den aktuellen Stand der Aktivitäten im Institut für Prozessdatenverarbeitung und Elektronik (IPE) des Forschungszentrums Karlsruhe (FZK) zum Thema „Optische Übertragung in Leiterplatten“.

Zunächst sollen einige Argumente für die Verwendung einer optischen Übertragungsstrecke gegenüber einer elektrischen aufgezeigt werden:

Warum optische Übertragung?

Optische Übertragungstrecken mit Glasfasern:

- Hohe Störfestigkeit
- Hohe Übertragungssicherheit
- Kein Übersprechen zwischen Fasern
- Hohe Geschwindigkeit
- Geringe Dämpfung
- Geringes Gewicht des Übertragungsmediums
- Elektrische Isolation
- Keine Erdschleifen
- Keine Funkenbildung
- Großer Arbeitstemperaturbereich

2005-09-28

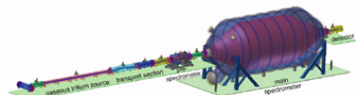
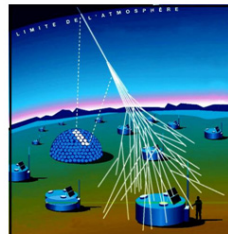
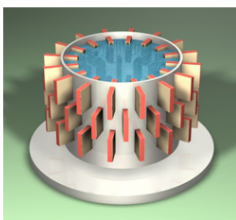
Institut für Prozessdatenverarbeitung und Elektronik

2

Warum optische Übertragung?

Anwendungen: *Ultraschalluntersuchung (Ultraschall Computer Tomograph, Pipeline-Molch)*

Teilchenphysik (Pierre Auger Observatorium: Auger North, KATRIN - Karlsruhe Tritium Neutrino Experiment)



Anforderungen: *Integration von hochauflösender Analog- und Hochgeschwindigkeits-Digitalelektronik*

Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV)

Potentialtrennung

Hohe Datenraten

2005-09-28

Institut für Prozessdatenverarbeitung und Elektronik

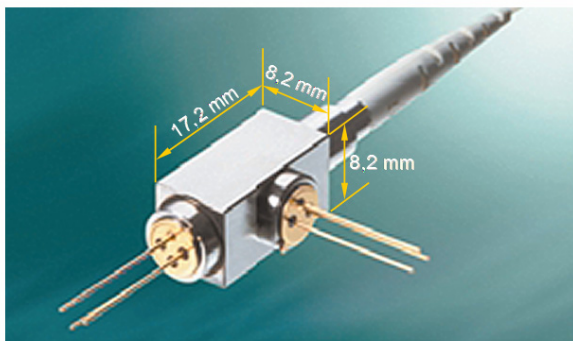
3

Das IPE beschäftigt sich mit optischer Übertragung für den Einsatz in einer Vielzahl von Projekten. Anwendungen für optische Übertragungsstrecken werden in den Projekten zu Ultraschalluntersuchungen (Ultraschall Computer Tomograph und Pipeline-Molch) und zur Teilchenphysik (Auger North und KATRIN) gesehen. Bei diesen Projekten wird einerseits hochauflösende Analogelektronik (Messwerterfassung) und andererseits Hochgeschwindigkeits-Digitalelektronik (Messdatenauswertung und -speicherung) auf einer einzigen Leiterplatte eingesetzt. Dabei kann der Digitalteil den Analogteil stören und die Genauigkeit beeinträchtigen. Mit einer optischen Verbindung zwischen beiden soll die elektromagnetische Verträglichkeit erhöht werden, da keine elektrische (Bus-)Verbindung mehr zwischen beiden Teilen besteht. Auf der Analogseite befindet sich nur noch ein Analog-Digital-Wandler und die Treiberelektronik für den elektrooptischen Wandler (Laserdiode). Die optische Übertragungsstrecke erzeugt ferner eine galvanische Trennung zwischen den Baugruppen und ist für hohe Datenraten geeignet.

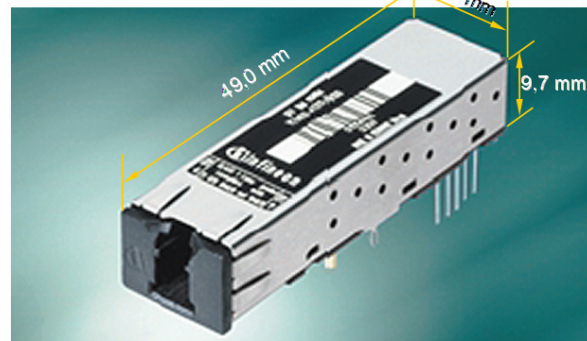
Forschungszentrum Karlsruhe
in der Helmholtz-Gemeinschaft

Aktuelle Komponenten

z.B. Transceiver-Module von Infineon:



Standard Classic BIDI®
Classic Bi-Directional
Optical Component



BIDI®-TRX: Bi-Directional Transceivers for
Full-duplex Two-way Communication
over a Single Fiber

Zu groß für optische „On-Board“ Übertragungsstrecken

2005-09-28

Institut für Prozessdatenverarbeitung und Elektronik

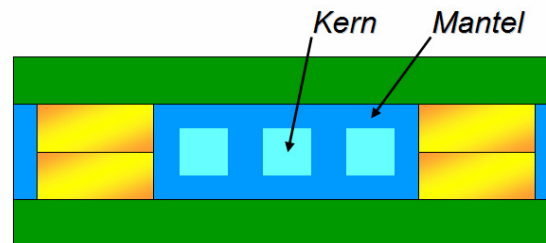
4

Zunächst wurden aktuell verfügbare optoelektronische Wandler aus der Kommunikationstechnik auf ihre Eignung untersucht. Diese Komponenten, von denen zwei der Firma Infineon beispielhaft in der vorhergehenden Abbildung gezeigt sind, haben entweder eine Glasfaser mit Knickschutz oder eine optische Steckverbindung als Ankopplung. Für eine optische „On-Board“-Übertragungsstrecke sind diese Komponenten jedoch zu groß.

Aus diesem Grund sollten die optischen Wellenleiter in die Leiterplatte integriert werden. Passende Koppellemente mit integrierten optoelektronischen Wandlern sollen für Umsetzung der elektrischen in optische Signale und zurück sowie die Ein- und Auskopplung der Lichtsignale in den und aus dem Wellenleiter sorgen.

Integration optischer Wellenleiter in Leiterplatten

Polymer-Wellenleiter



Vorteil:

- Einfache Herstellung der integrierten Wellenleiter mit strukturierten Polymerfolien

Nachteile:

- Hohe Dämpfung
- Keine passive Kopplung
- Komplizierte Montage der Koppelemente
- Integration in Standard-Leiterplatten schwierig
- Keine Koppelemente kommerziell verfügbar!

Ein Ansatz zur Integration von Wellenleitern in Leiterplatten besteht in der Integration von Polymerwellenleitern. Diese werden durch Präge- oder Gussverfahren in Form von strukturierten Polymerfolien hergestellt. Sie besitzen jedoch eine Reihe von Nachteilen, wie z.B. eine hohe Dämpfung. Auch ist eine passive Ankopplung, bei der ein Koppelement ohne aktive Justage und Videoinspektion montiert wird, nicht möglich. Dadurch wird die Montage der Koppelemente kompliziert. Ein weiterer Nachteil ist die meist mangelnde thermische und mechanische Stabilität der eingesetzten Polymere, so dass sie nicht kompatibel zu den Standard-Herstellungsprozessen der Leiterplatten sind.

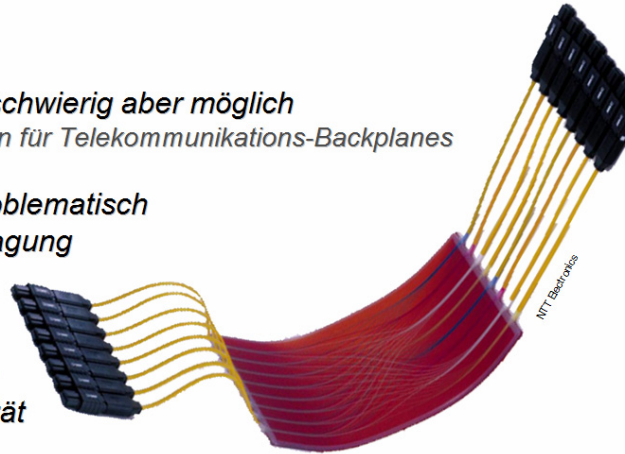
Für eine Eigenentwicklung ausschlaggebend ist jedoch die Tatsache, dass es keine kommerziell verfügbaren Koppelemente gibt, die sofort eingesetzt werden könnten.

Integration optischer Wellenleiter in Leiterplatten

Glasfasern

- Nachteile:**
- Automatische Verlegung schwierig aber möglich
(für faseroptische Schaltungen für Telekommunikations-Backplanes verwendet)
 - Passive Komponenten problematisch
⇒ Punkt-zu-Punkt-Übertragung

- Vorteile:**
- Geringe Dämpfung
 - Gute thermische Stabilität
 - Gute mechanische Stabilität
 - Hohe Präzision
 - Geeignet für die Verwendung in Standard-Leiterplatten-Herstellung



Ein anderer Ansatz zur Integration von optischen Wellenleitern besteht in der Integration von Glasfasern in eine Leiterplatte. Nachteilig ist die schwierige Verlegung, da Glasfasern sehr steif sind. Allerdings werden bereits seit einiger Zeit faseroptische Schaltungen für Telekommunikations-Backplanes maschinell hergestellt, so dass auch die automatisierte Verlegung der Glasfasern in Leiterplatten vor dem Verpressen der Einzellagen möglich sein sollte. Ein anderer Nachteil ist, dass Integration von passiven Komponenten wie Splittern, Kopplern oder Kreuzungen problematisch ist und somit vorwiegend Punkt-zu-Punkt-Verbindungen eingesetzt würden. Da jedoch auch in der Elektronik immer häufiger von einem Bus-Konzept zu geschalteten Punkt-zu-Punkt-Verbindungen übergegangen wird, erscheint dieser Nachteil als nicht besonders wichtig.

Dem gegenüber stehen eine Reihe von Vorteilen. Glasfasern besitzen eine sehr geringe Dämpfung, so dass die auf der Übertragungsstrecke erlaubte Dämpfung (ca. 20dB) nahezu vollständig bei der Ein- und Auskopplung auftreten darf. Ferner sind Glasfasern thermisch und mechanisch sehr stabil, so dass sie sich für die Verwendung in der Standard-Leiterplatten-Herstellung eignen. Zusätzlich weisen Standard-Telekommunikations-Glasfasern eine hohe Präzision auf. Der Durchmesser ist auf beispielsweise auf $125\mu\text{m}\pm 2\mu\text{m}$ festgelegt und die Kern-Mantel-Exzentrizität ist besser als $1\mu\text{m}$. Diese Präzision kommt einer passiven Ausrichtung von Koppelement und Glasfaser zugute, wie später noch erläutert wird.

Zunächst sollen noch einmal die Anforderungen an die Wellenleiter und die Koppelemente zusammengefasst werden:

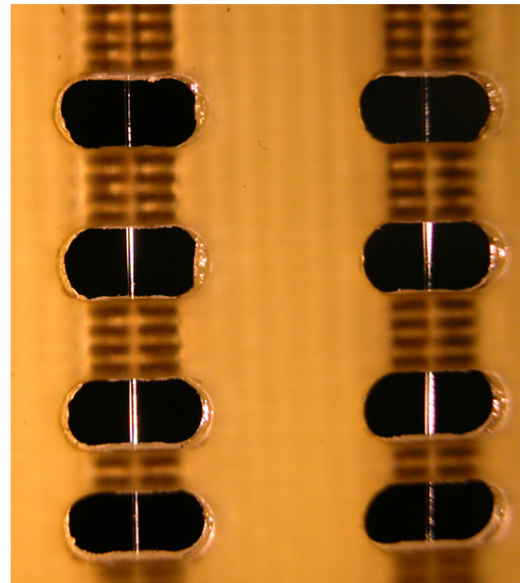
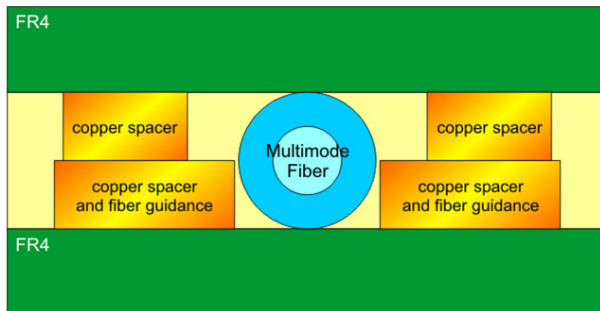
Randbedingungen

- *Einfache, passive Justage der Koppelemente für automatische Betückung mit herkömmlichen Bestückungsautomaten*
- *Integration der optischen Wellenleiter kompatibel zur Standardleiterplattenherstellung*
- *Datenrate: zunächst 1 – 2,5 Gb/s über max. 2 m*
- ➔ *Standard Multimode-Faser:*
 - *Kerndurchmesser: 62,5 µm*
 - *Manteldurchmesser: 125 µm*

Die Datenrate soll dabei nicht durch das Prinzip begrenzt werden, sondern ausschließlich durch günstig verfügbare Elektronikkomponenten.

Bei einer maximalen Übertragungslänge von zwei Metern sind bei einer Multimode-Glasfaser auch wesentlich höhere Datenraten als die angestrebten 2,5Gb/s möglich.

Integration von Glasfasern in Leiterplatten



In den Schichtaufbau einer Multilayer-Leiterplatte integrierte Glasfaser

Kupfer-Abstandshalter zur Führung und zum Schutz während des Verpressens der Leiterplatte

Nur Standard-Leiterplattenprozesse verwendet !

2005-09-28

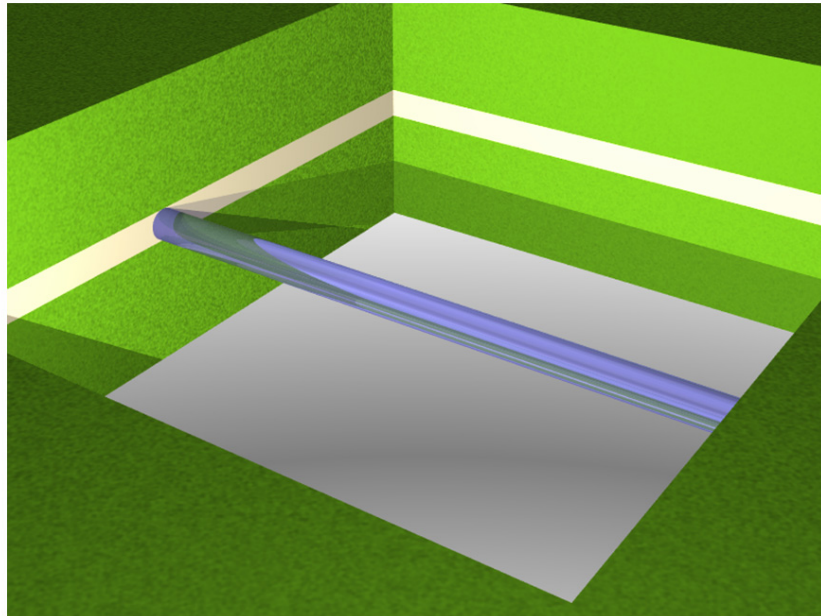
Institut für Prozessdatenverarbeitung und Elektronik

8

Zur Integration von Glasfasern in eine Leiterplatte wird eine Glasfaser auf einem Leiterplattensubstrat (z.B. FR4) fixiert. Um die Faser zu führen und zu schützen, sind auf dem Substrat Führungen und Abstandshalter aus Kupfer aufgebracht. Ein weiteres Leiterplattensubstrat mit weiteren Abstandhaltern aus Kupfer wird anschließend mit dem ersten verpresst. Hierfür werden nur Standard Leiterplattenprozesse verwendet.

Für die Ankopplung der optoelektronischen Wandler an die Glasfasern sind Öffnungen in den Leiterplattensubstraten vorhanden, in denen die Glasfasern offen liegen.

Öffnung in Leiterplatte mit Glasfaser



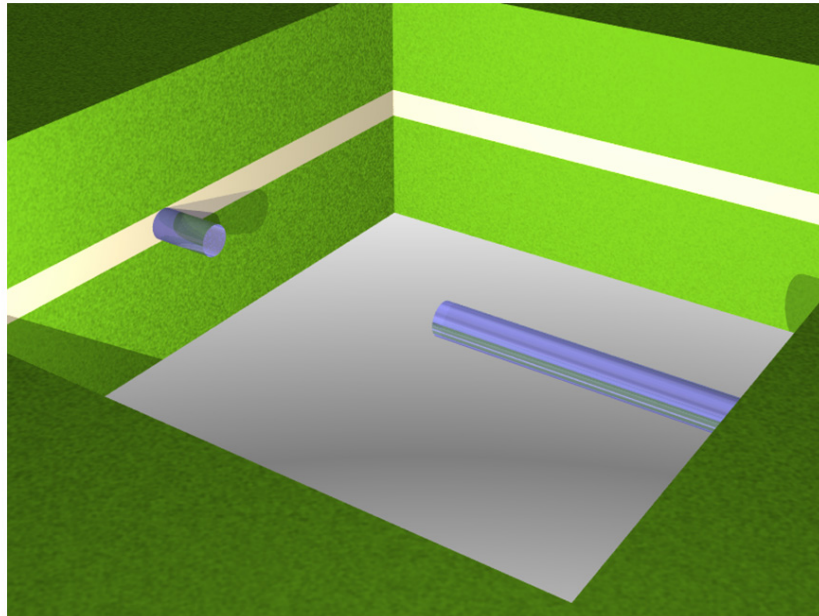
2005-09-28

Institut für Prozessdatenverarbeitung und Elektronik

9

Diese Abbildung zeigt noch einmal schematisch eine offen liegende Glasfaser in einer Öffnung der Leiterplatte.

Öffnung in Leiterplatte mit Glasfaser



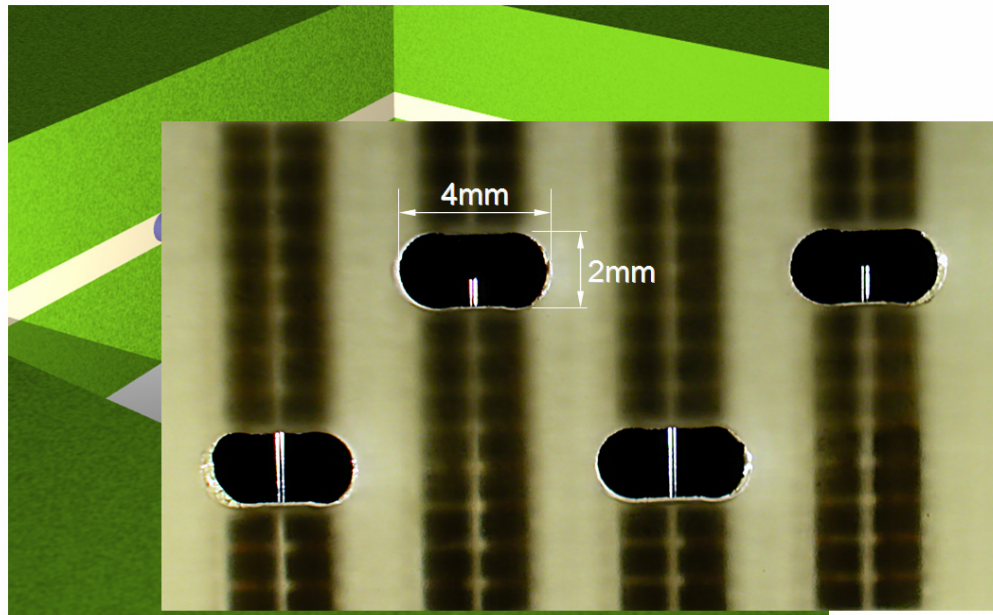
2005-09-28

Institut für Prozessdatenverarbeitung und Elektronik

10

Um einen optoelektronischen Wandler an die Glasfaser anzukoppeln, muss die Glasfaser eine Stirnfläche mit optischer Qualität erhalten. Eine Möglichkeit besteht darin, ein Stück aus der Glasfaser her auszutrennen. Jedoch sind in der Praxis die Ergebnisse nicht sicher reproduzierbar.

Öffnung in Leiterplatte mit Glasfaser



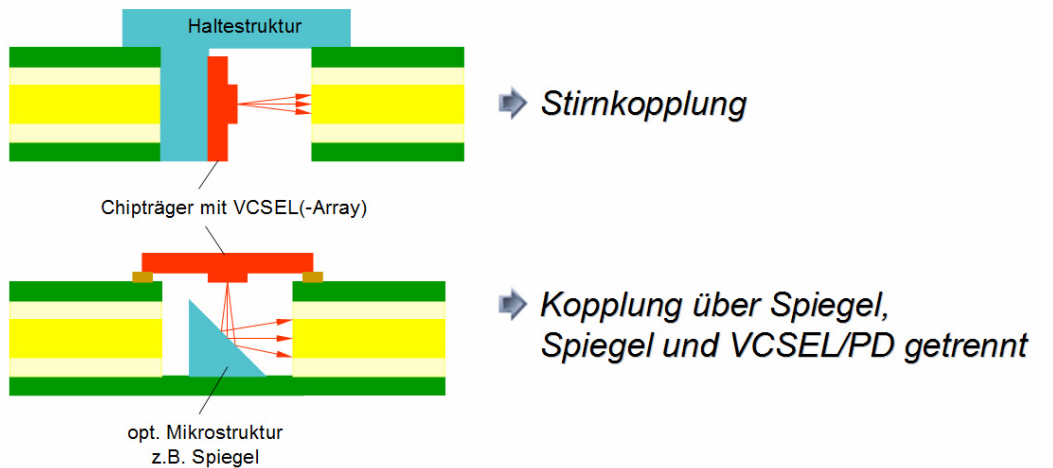
2005-09-28

Institut für Prozessdatenverarbeitung und Elektronik

11

Eine andere Möglichkeit, eine Faserstirnfläche bereitzustellen, ist, die Glasfaser bereits bei der Verlegung auf die notwendige Länge zu bringen und mit optischen Stirnflächen zu versehen. Dabei muss nur beim Verpressen der Einzellagen dafür gesorgt werden, dass die Stirnflächen nicht verschmutzen oder beschädigt werden.

Kopplungsmethoden *Ausrichtung an Leiterplatte*

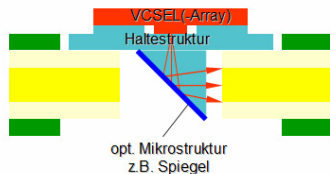


***Position der Faser in der Leiterplatte ist nicht exakt definiert
Zusätzlicher Justageaufwand \Rightarrow größere Toleranzen \Rightarrow ungünstig***

Für die Ankopplung eines optoelektronischen Wandlers (Laser- oder Photodiode) gibt es verschiedene Möglichkeiten. Dabei ist der Wandler immer auf einer Haltestruktur montiert. Die erste Gruppe von Möglichkeiten besteht in der Ausrichtung der Haltestruktur an der Leiterplatte bzw. an der Öffnung in der Leiterplatte. Dabei kann der Wandler so auf der Haltestruktur montiert sein, dass es zu einer Stirnkopplung kommt oder dass das Licht noch über einen Mikrospiegel umgelenkt wird. Da die Position der Glasfaser in der Leiterplatte nicht exakt im Bereich weniger Mikrometer definiert ist, entsteht zusätzlicher Justageaufwand, um Wandler und Wellenleiter zueinander auszurichten.

Kopplungsmethoden *Ausrichtung an Wellenleiter*

präzise äußere Form notwendig!
(→ Standard Glasfasern)



- ➔ *Kopplung über Spiegel:*
- *Teilmetallisierung schwierig*
 - *kompliziertes Bauteil*



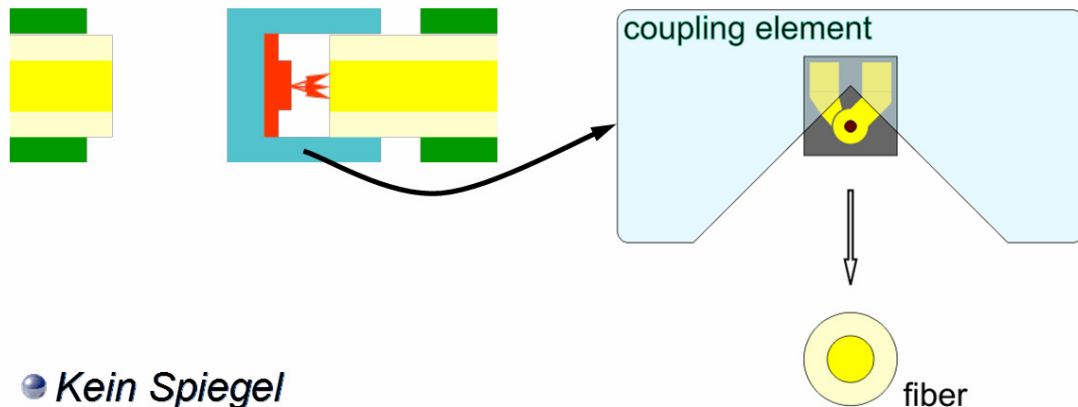
- ➔ *Stirnkopplung mit Sicherungsclip:*
- *Ausrichtung an optischer Faser sehr gut*
 - *einfaches Bauteil*

Um dem entgegenzuwirken, wird eine Ausrichtung des optoelektronischen Wändlers mit der Haltestruktur an dem Wellenleiter selbst angestrebt. Zu diesem Zweck ist eine genau definierte äußere Form des Wellenleiters mit präzisiertem Aufbau notwendig. Das ist bei Standard Glasfasern, wie sie in der Telekommunikationstechnik verwendet werden, gegeben. Wie bereits angegeben, beträgt der Außendurchmesser z.B. $125\mu\text{m} \pm 2\mu\text{m}$ und die Kern-Mantel-Exzentrizität weniger als $1\mu\text{m}$.

Auch hier gibt es wieder verschiedene Kopplungsmethoden. Einerseits ist die Kopplung über einen Spiegel möglich, wobei der optoelektronische Chip waagrecht liegt. Diese Orientierung hätte den Vorteil einer einfachen elektrischen Kontaktierung des Chips. Allerdings wird die Haltestruktur geometrisch sehr kompliziert. Eine andere Möglichkeit ist wieder die Stirnkopplung. Hier lässt sich eine gute Ausrichtung an der Glasfaser mit einer einfachen Bauteilgeometrie verbinden.

Diese Möglichkeit wird im IPE weiterverfolgt. Es wurde ein Koppelkonzept entwickelt, mit dem eine passive Ausrichtung des Koppellements mit dem optoelektronischen Wandler an der Glasfaser möglich ist.

Koppelement

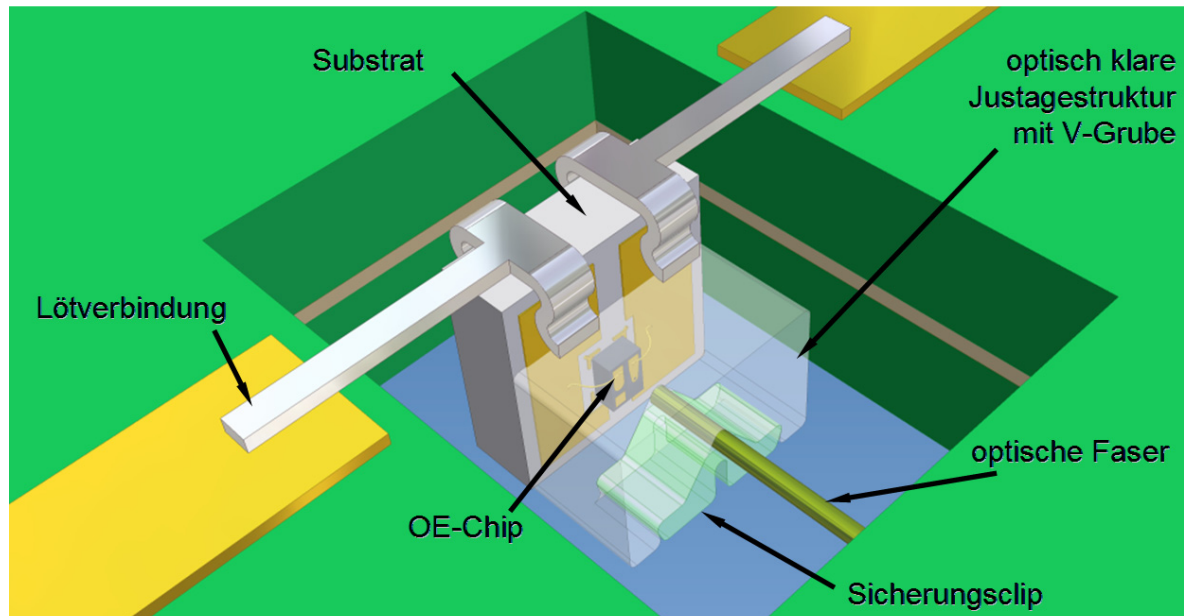


- *Kein Spiegel*
- *Keine Fokusoptik*
- *Passive Justage an optischer Glasfaser*
- *Herstellbar mit LIGA, Spritzgießen oder Heißprägen*

Das Koppelement besteht aus einer Justagestruktur mit einer großen präzisen V-Grube. Mit dieser Justagestruktur ist der optoelektronische Wandlerchip verbunden. Die optisch aktive Fläche des Chips ist so positioniert, dass sie zentrisch zum Kern der Glasfaser ausgerichtet ist, wenn das Koppelement auf der Glasfaser aufsitzt. Die V-Grube hat die Aufgabe, sowohl die Grob- als auch die Feinpositionierung während des Aufsetzens des Koppelements auf die Glasfaser zu übernehmen. So kann die Glasfaser in einem sehr großen Toleranzbereich gefangen und auf wenige Mikrometer genau relativ zum optoelektronischen Chip positioniert werden.

Für dieses Koppelement sind keine Spiegel oder Fokusoptiken notwendig. Die Justagestruktur lässt sich für Prototypen mittels LIGA-Verfahren herstellen, später ist die Herstellung mittels Spritzgießen oder Heißprägen geplant.

Koppelement auf Glasfaser



2005-09-28

Institut für Prozessdatenverarbeitung und Elektronik

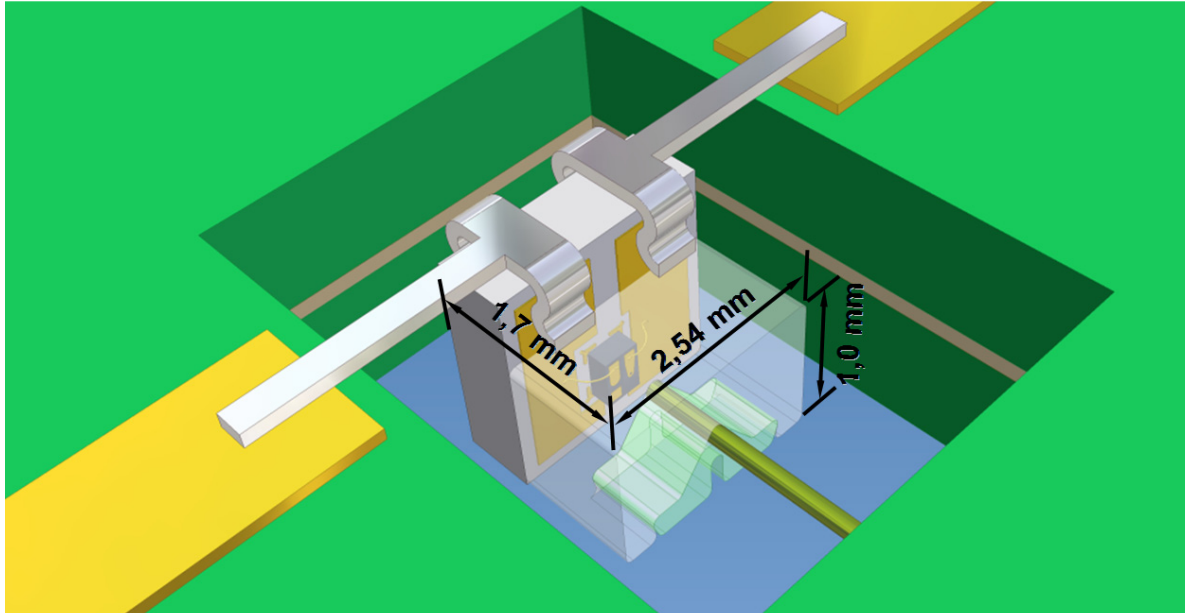
15

Hier ist das Koppelement in einer graphischen Darstellung zu sehen. Der optoelektronische Chip ist auf ein Substrat mit elektrischen Leiterbahnen gebondet. Mit den Leiterbahnen sind Metallbeinchen für die elektrische Kontaktierung des Koppelements verbunden. Der Chip ist von einer optisch klaren Justagestruktur mit der großen V-Grube umschlossen. Die Justagestruktur dient nicht nur der passiven Positionierung des Koppelements auf der Glasfaser, sondern zusätzlich der Verkapselung des Chips.

Das Koppelement wird bei der Montage von oben auf die Glasfaser aufgesetzt. Ein zusätzlicher Sicherungsclip, der in entsprechende Haltestrukturen in der V-Grube einrastet, klemmt die Glasfaser und stellt ihre korrekte Lage in der V-Grube sicher.

Die Abmessungen der Justagestruktur betragen $2,54\text{mm} \times 1,0\text{mm}$, die Tiefe mit Substrat beträgt $1,7\text{mm}$. Daneben gibt es auch eine schmalere Variante, die nur $1,5\text{mm}$ breit ist. Die Justagetoleranzen, die beim Bonden des Chips und dem Verkleben der Justagestruktur auf dem Substrat eingehalten werden müssen betragen jeweils $5\mu\text{m}$.

Koppelement auf Glasfaser

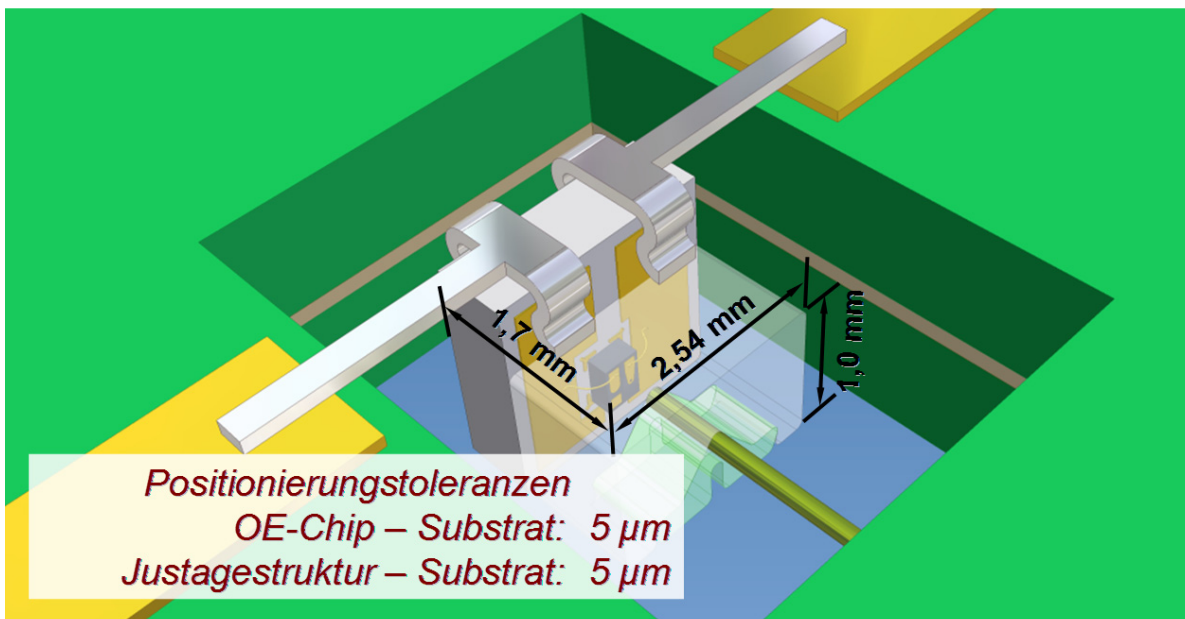


2005-09-28

Institut für Prozessdatenverarbeitung und Elektronik

15

Koppelement auf Glasfaser

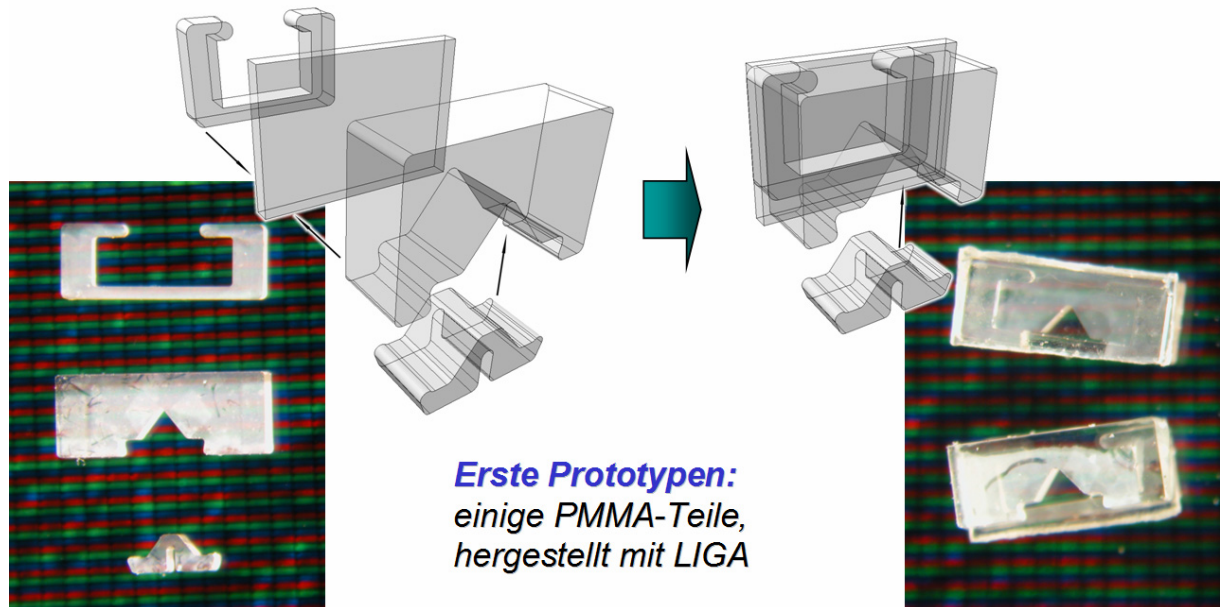


2005-09-28

Institut für Prozessdatenverarbeitung und Elektronik

15

Koppelement: Justagestruktur



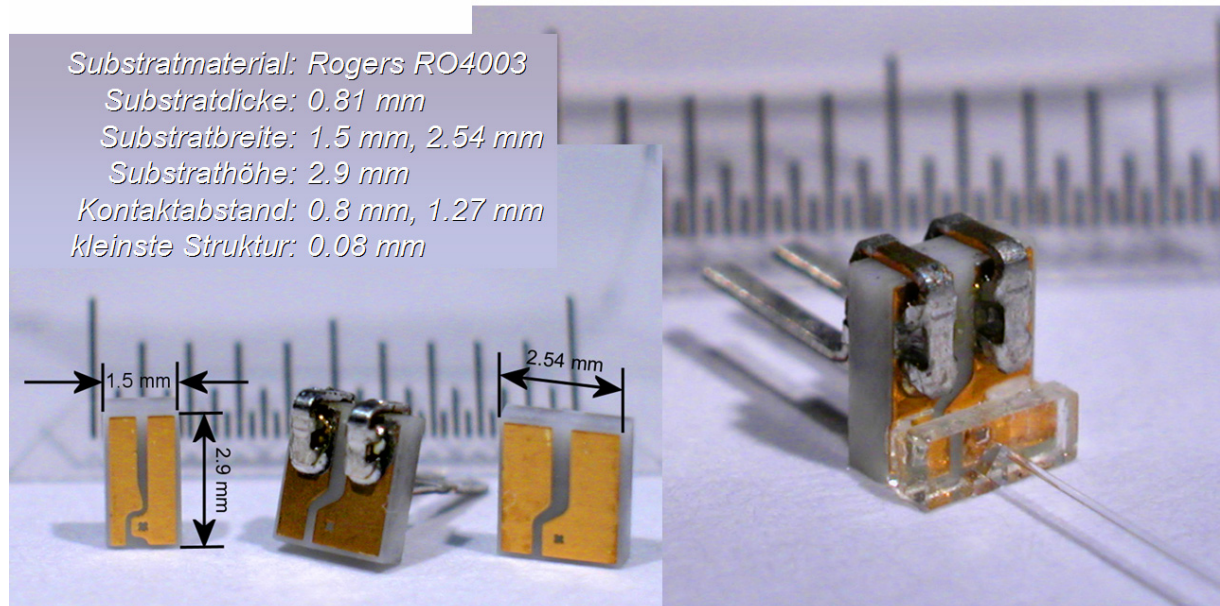
2005-09-28

Institut für Prozessdatenverarbeitung und Elektronik

16

Die Justagestruktur des Prototyp-Koppelements besteht aus drei Teilen: einem Rahmen, der den Chip umschließt, einer Folie, die den Chip vor der Glasfaserstirnfläche schützt und dem Justageblock mit der V-Grube. Diese Teile werden aufeinander geklebt und bilden so eine Einheit. Rahmen und Justageblock sind mit dem LIGA-Verfahren aus PMMA vom Institut für Mikrostrukturtechnik am Forschungszentrum Karlsruhe hergestellt worden. Die Folie besteht ebenfalls aus PMMA und wurde aus einem größeren Folienstück ausgeschnitten.

Koppelement



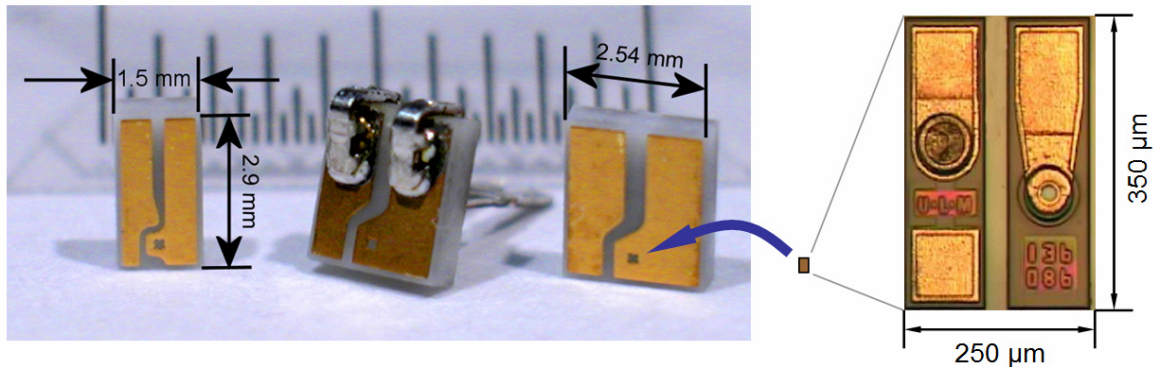
2005-09-28

Institut für Prozessdatenverarbeitung und Elektronik

17

Die Substrate bestehen aus dem Leiterplattenmaterial Rogers RO4003. Die Substratbreite beträgt 2,54mm oder 1,5mm, die Höhe und Dicke ist einheitlich 2,9mm bzw. 0,81mm. Auf dieses Substrat wird der Chip aufgebondet und die Justagestruktur aufgeklebt. Auf der rechten Seite ist ein Muster des Koppelements zu sehen, bei dem eine lose Glasfaser mit dem Sicherungsclip in der V-Grube gehalten wird. Bei diesem Muster ist jedoch noch kein Chip eingebaut.

Weitere Schritte



- Präzisions-Die-Bonden des OE-Chips auf das Substrat
- Optisches Demoboard mit Koppelementen und Ansteuer- bzw. Ausleseelektronik
- Optische und elektronische Charakterisierung
- Nachweis der automatischen Bestückbarkeit

Als nächstes müssen die Chips präzise auf die Substrate gebondet werden. Zum Größenvergleich ist ein Laserchip (rechts) in der Mitte ungefähr im richtigen Größenverhältnis zu den Substraten auf dem Foto links dargestellt.

Wenn die Koppelemente fertig gestellt sind, wird damit ein Demonstrationsboard aufgebaut, auf dem sich neben den optischen Elementen auch die notwendigen Ansteuer- und Ausleseelektronikmodule für die Sender- und Empfängerelemente befinden.

Dieses System wird anschließend optisch und elektronisch charakterisiert und optimiert.

Zum Abschluss muss noch die Eignung der Koppelemente für die automatische Bestückung nachgewiesen werden. Dazu soll der institutseigene SMD-Bestückungsautomat verwendet und möglichst nicht modifiziert werden.

Vielen Dank für Ihre Aufmerksamkeit!



Ich möchte mich beim Institut für Mikrostrukturtechnik für die Fertigung der LIGA-Teile bedanken, insbesondere bei Herrn Uwe Hollenbach.

Diese Arbeit wird im Rahmen des NEMO-Projekts (Network of Excellence in Micro-Optics) durchgeführt, das von der Europäischen Gemeinschaft im 6. Rahmenprogramm gefördert wird.

AlbaNova University Centre
Stockholm, Sweden

June 4-10, 2005

Interdisciplinary conference on the latest real time computing applications in plasma physics, nuclear physics, particle physics, astrophysics, space science, accelerators, and in medicine and biology.

Conference
Information

Conference
Record

Authors

Guest Editor and Technical Contact:
Dora Merelli

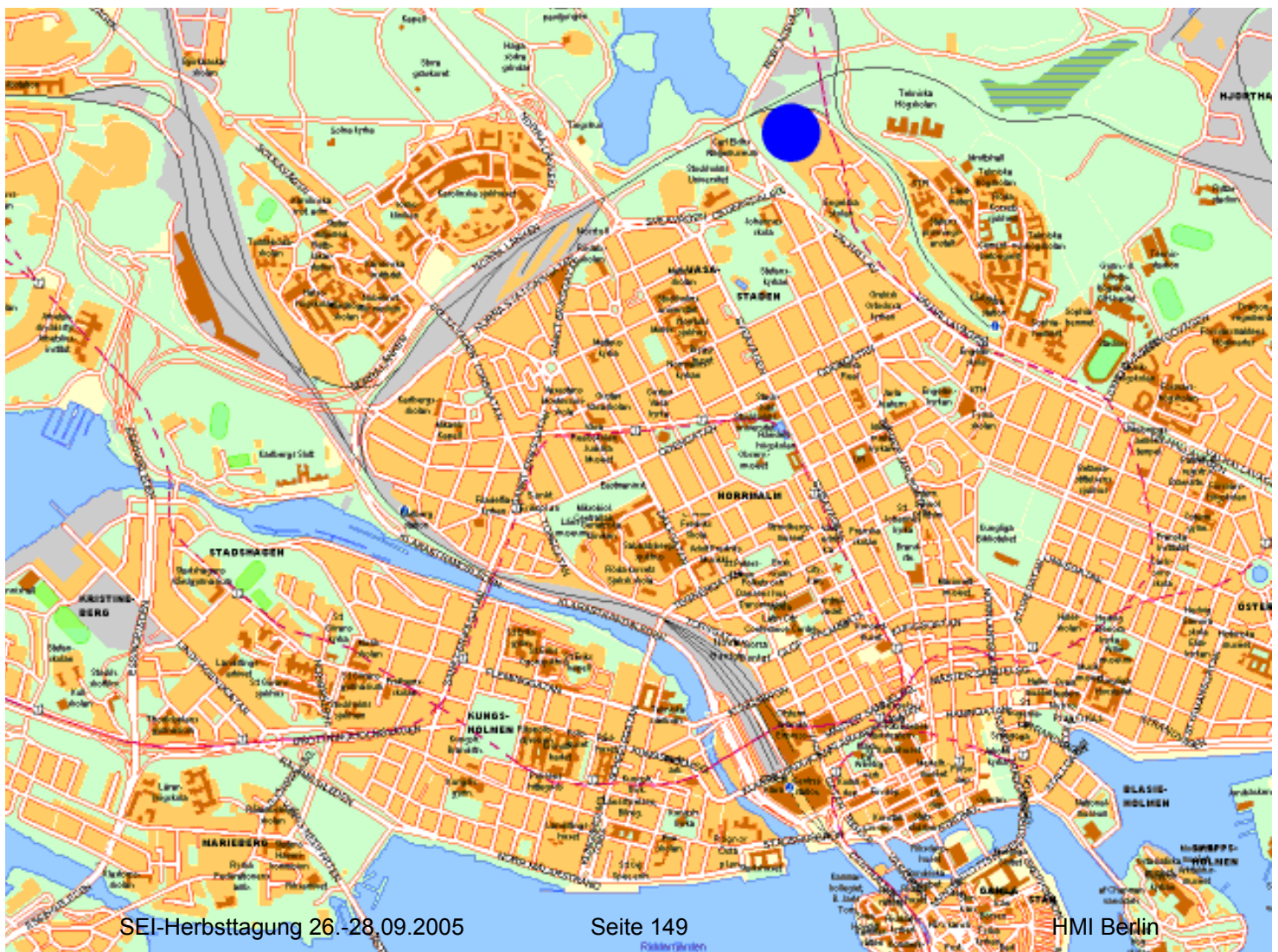
dora_merelli@cea.fr
Tel: +33 1 6908 5852
Fax: +33 1 6908 3147

IEEE Catalog Number: 05EX1084C
ISBN: 0-7803-9184-5

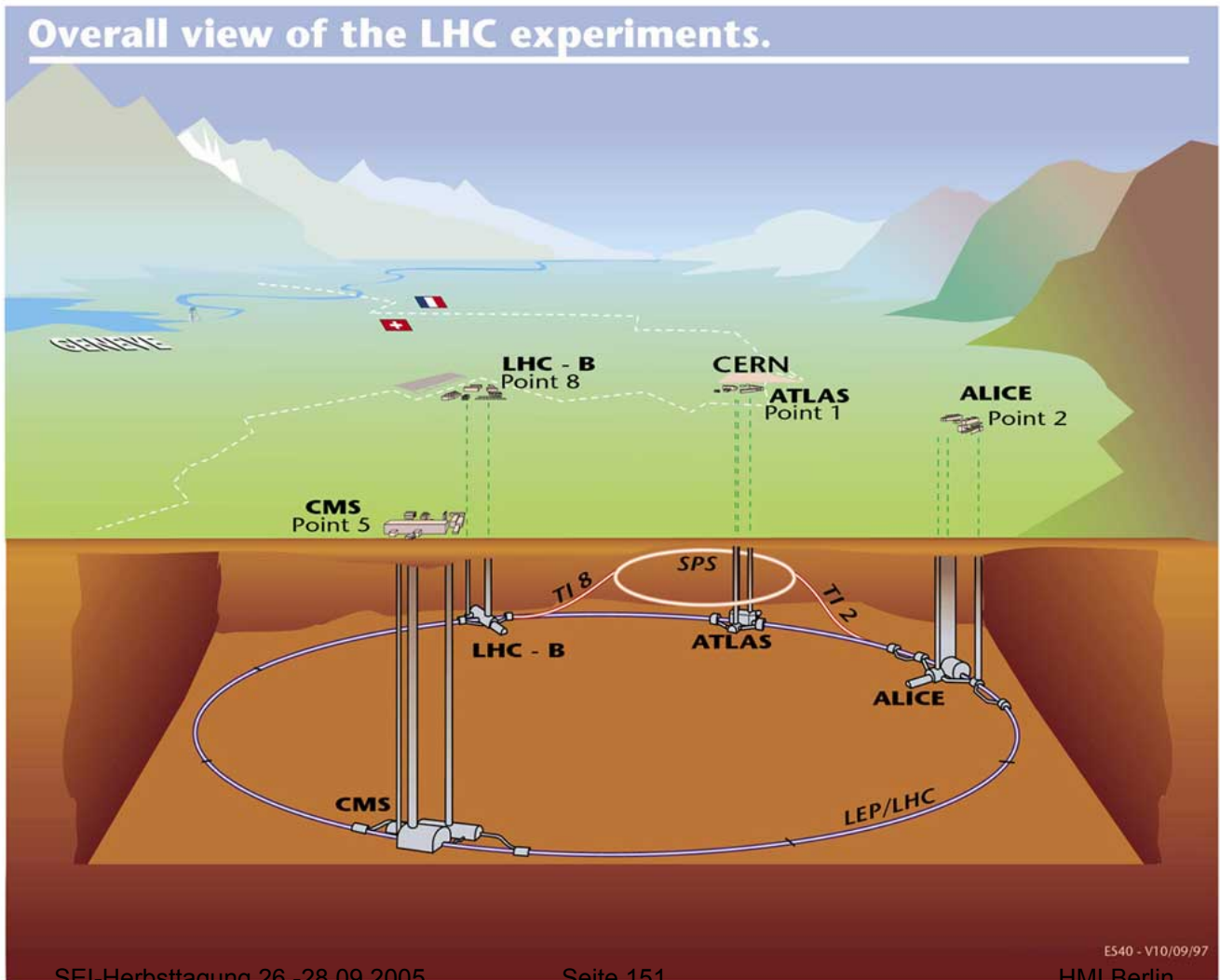
www.physto.se/RT2005



© 2005 IEEE. Personal use of this material is permitted. However, permission to reprint/republish this material for advertising or promotional purposes or for creating new collective works for resale or redistribution to servers or lists, or to reuse any copyrighted component of this work in other works must be obtained from the IEEE.







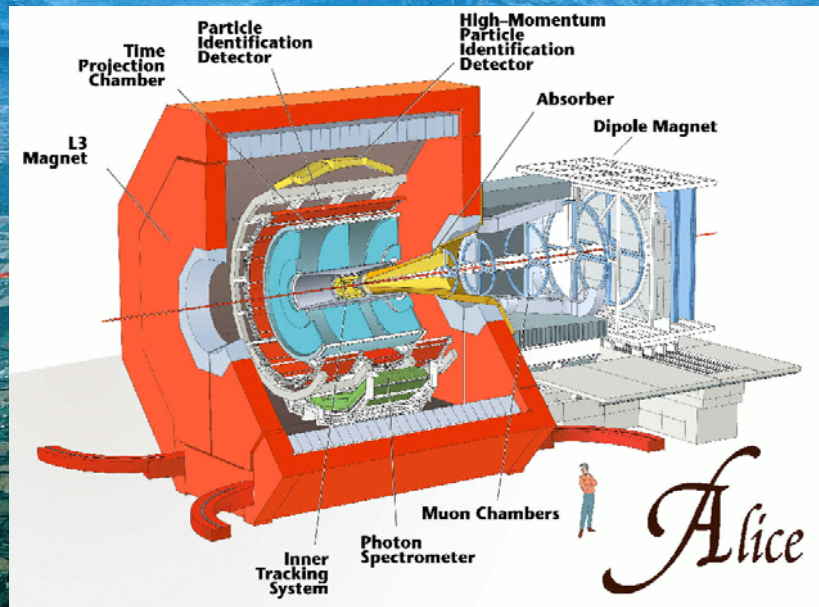
The ALICE experiment at LHC

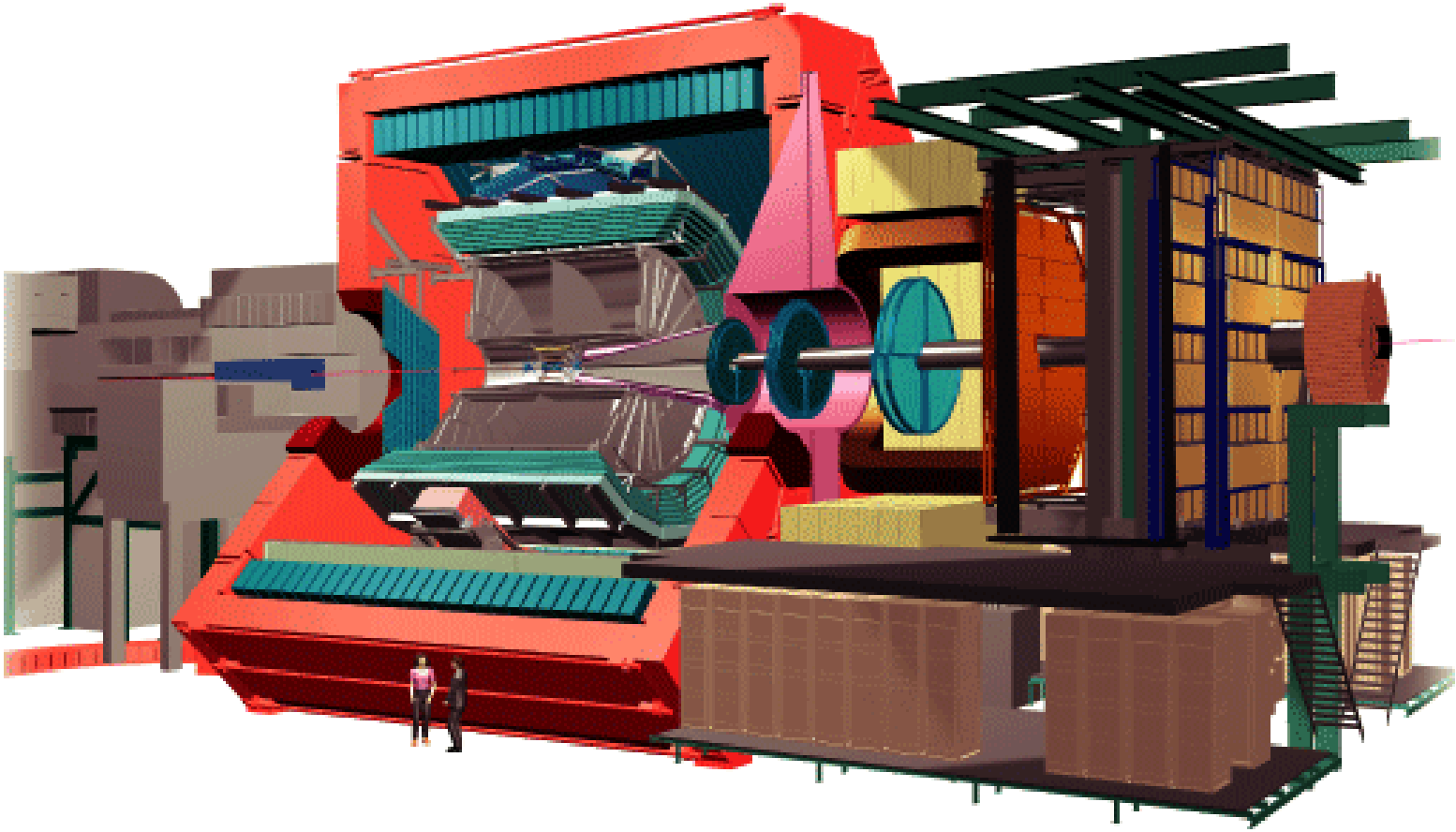
- one of four experiments at the Large Hadron Collider (LHC) currently built at CERN, Geneva
- dedicated heavy ion collision experiment: *A Large Ion Collider Experiment*



The ALICE experiment at LHC

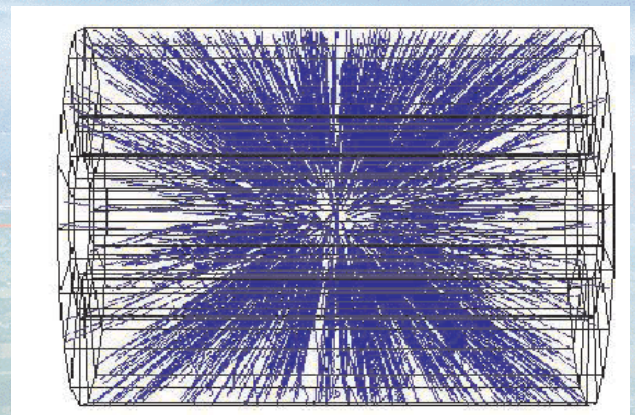
- Pb-Pb collisions
- proton-proton collisions
- study non-perturbative QCD, phase transition, deconfinement, ...
- approx. 1000 members from 29 countries





Time Projection Chamber

- main tracking detector
- provides particle id and momentum
- detection of charged particles by ionization of the gas volume
- 2-dimensional read-out at end-caps, drift time gives 3rd coordinate
- 2 x 18 sectors
- 4356 Front-End Cards, serving roughly 560000 channels



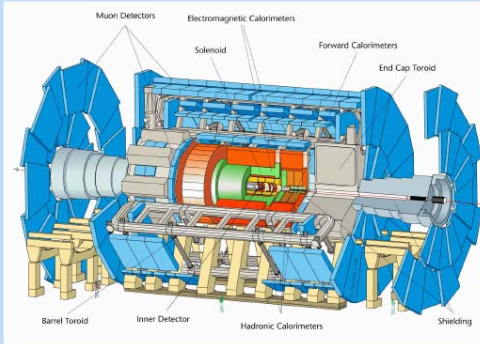
- simulated low multiplicity event
- designed for $dN_{ch}/d\eta=8000$: **20000** tracks

Configuration of the ATLAS Trigger

The ATLAS detector at the LHC

Large Hadron Collider (LHC)

The Large Hadron Collider is currently being built at the European Organization for Nuclear Research (CERN) in Geneva. It will collide proton beams at a centre-of-mass of 14 TeV with luminosities of up to $10^{34} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$ allowing an extensive physics programme to be carried out.



ATLAS experiment

ATLAS is one of the LHC detectors being built to record the pp interactions starting in mid 2007. Its design is similar to that of past and present collider experiments. The inner detector allows the identification and momentum measurement of charged particles in a magnetic field of 2T provided by a superconducting solenoid. Calorimetry is provided by liquid-argon and scintillator-tile sampling calorimeters. These are surrounded by the muon

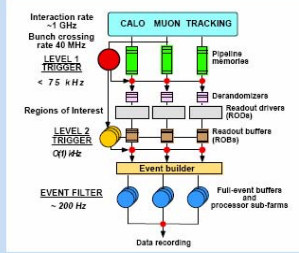
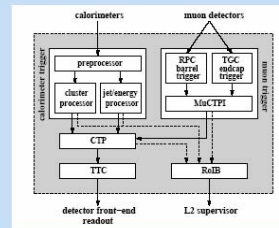
spectrometer consisting of monitored drift tube chambers (MDT) and dedicated fast muon chambers for triggering - resistive-plate chambers (RPC) in the barrel region and thin gap-chambers (TGC) in the forward region. The magnetic field in the muon system is delivered by external air-core toroids. The ATLAS detector has a diameter of 22 m and a length of 46 m. The weight of the detector is about 7000 tons.

Overview of the ATLAS trigger system

At the LHC proton bunches will cross with a rate of 40 MHz. An efficient and selective trigger system is needed to reduce the amount of data and to select the relevant physics events from the large background. The ATLAS trigger is a multi-level system that reduces the event rate to about 200 Hz.

Level-1 (LVL1)

The first-trigger level is a hardware-based system which reduces the event rate to below 75 kHz within a latency of 2.5 microseconds. LVL1 makes its decision based on comparatively coarse information and can be viewed in three parts: the calorimeter trigger, which receives and prepares calorimeter information, the muon trigger, which does the same for the information from the muon trigger chambers, and the LVL1 event-decision part implemented in the central trigger processor.

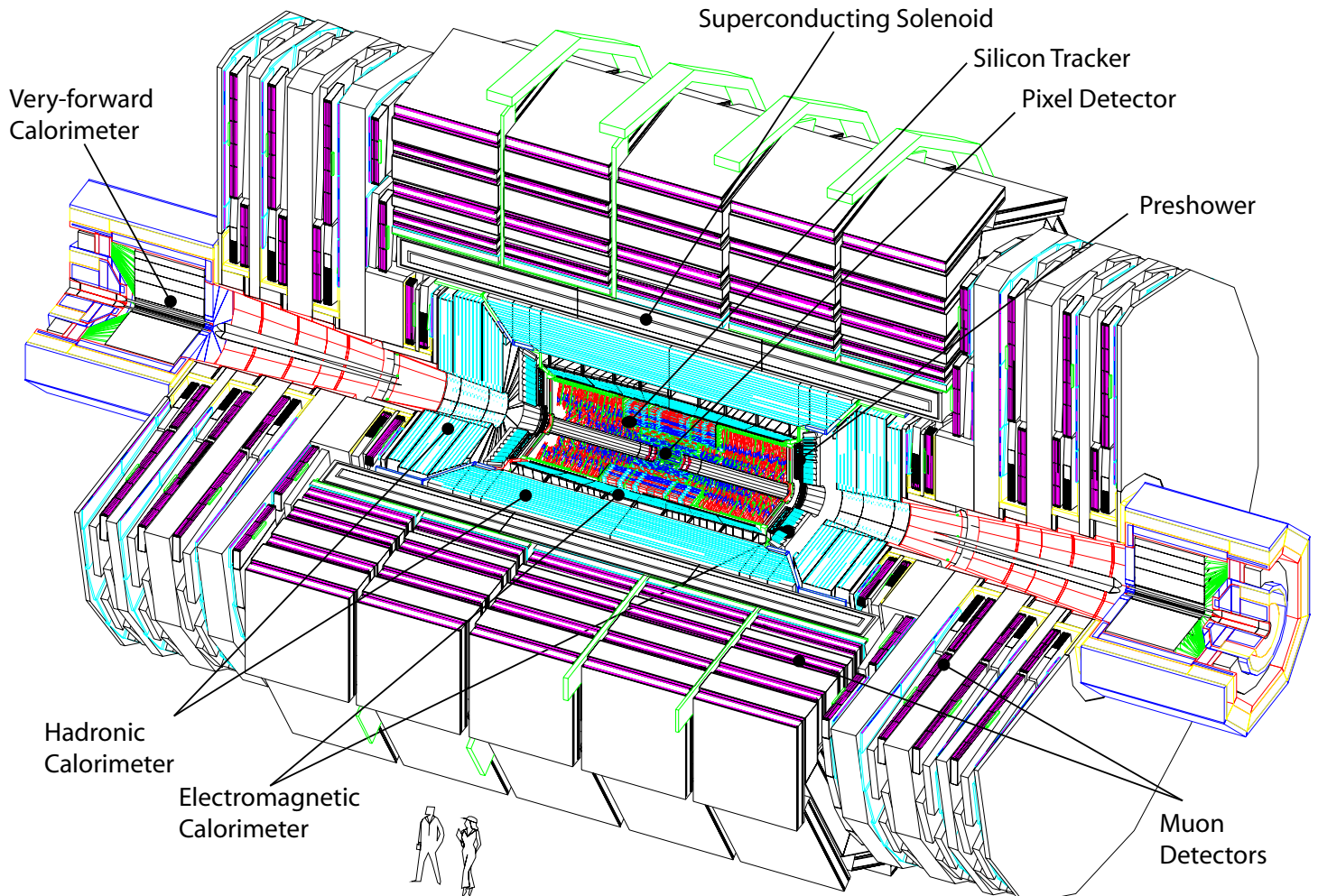


Level-2 (LVL2)

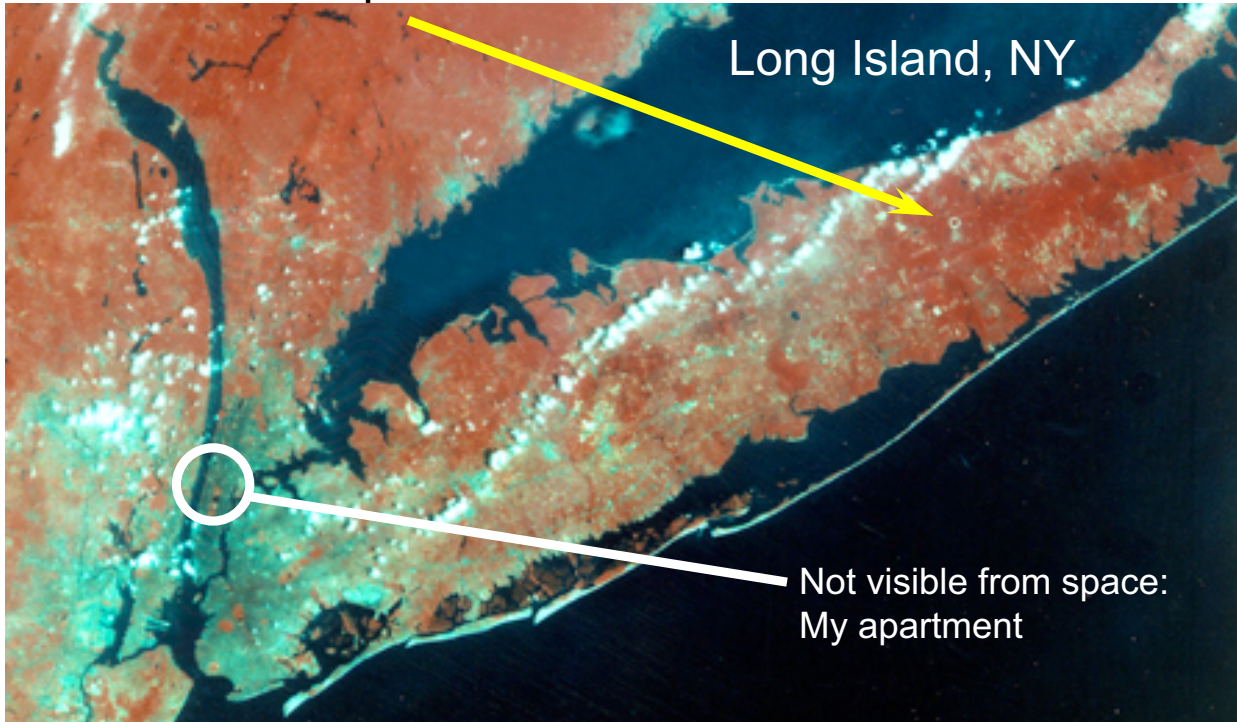
The second-level trigger is based on software selection algorithms running in processor farms. LVL2 can access data from all subdetectors of ATLAS in so-called 'Regions-of-Interest' (RoI) that were identified by LVL1. The average LVL2 time budget is about 10 microseconds.

Event Filter (EF)

The Event Filter is also based on software selection algorithms. In contrast to LVL2 it runs after the event building, such that the complete event information is available to the EF. Event selection and classification will be done within a few seconds. Events accepted by the EF are written to mass storage. LVL2 and EF are collectively referred to as the high-level trigger (HLT).



- RHIC == Relativistic Heavy-Ion Collider
- At Brookhaven National Laboratory, 70 miles from NYC
- Is visible from space

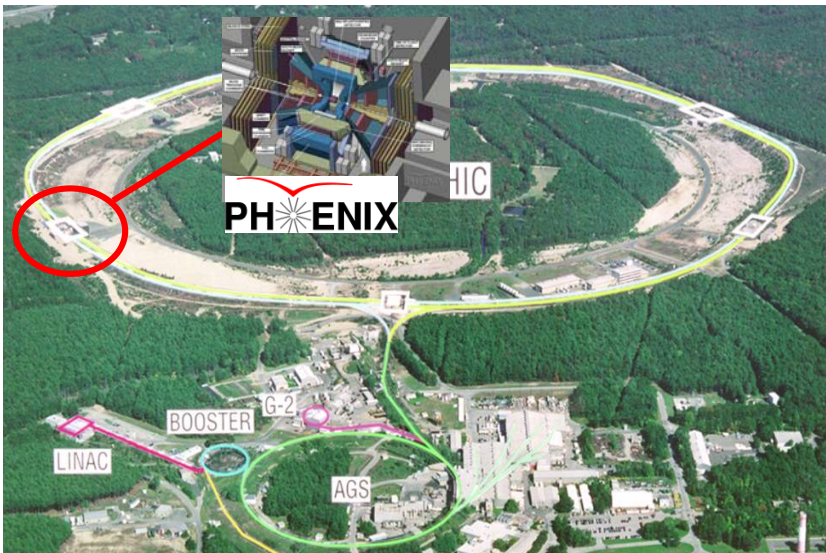


10 June 2005

David Winter "PHENIX EvB" RT2005

3

Taking Data at RHIC

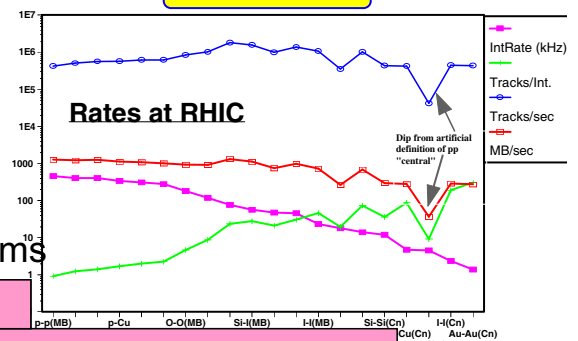


- Two independent rings (3.83 km circ)
- Center of Mass Energy:

$$\sqrt{s_{NN}} \approx \frac{Z}{A} (500 \text{ GeV})$$
 - 500 GeV for p-p
 - 200 GeV for Au-Au (per N-N collision)
- Luminosity

– Au-Au: $2 \times 10^{26} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$

PHENIX DAQ



• PHENIX faces unparalleled challenges

- Needs to handle wide range of collision systems
- Designed for rare probes
 - High statistics, deadtime-less DAQ
- Large, complicated detector
 - 14 subsystems
 - ~ 200 kB/Event (AuAu)

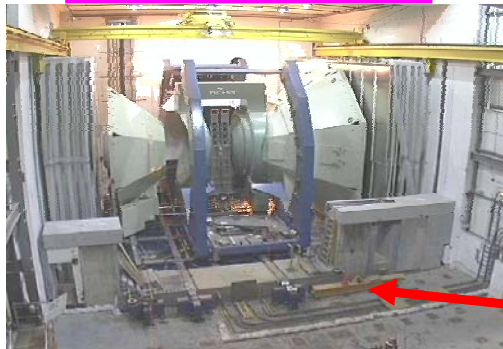
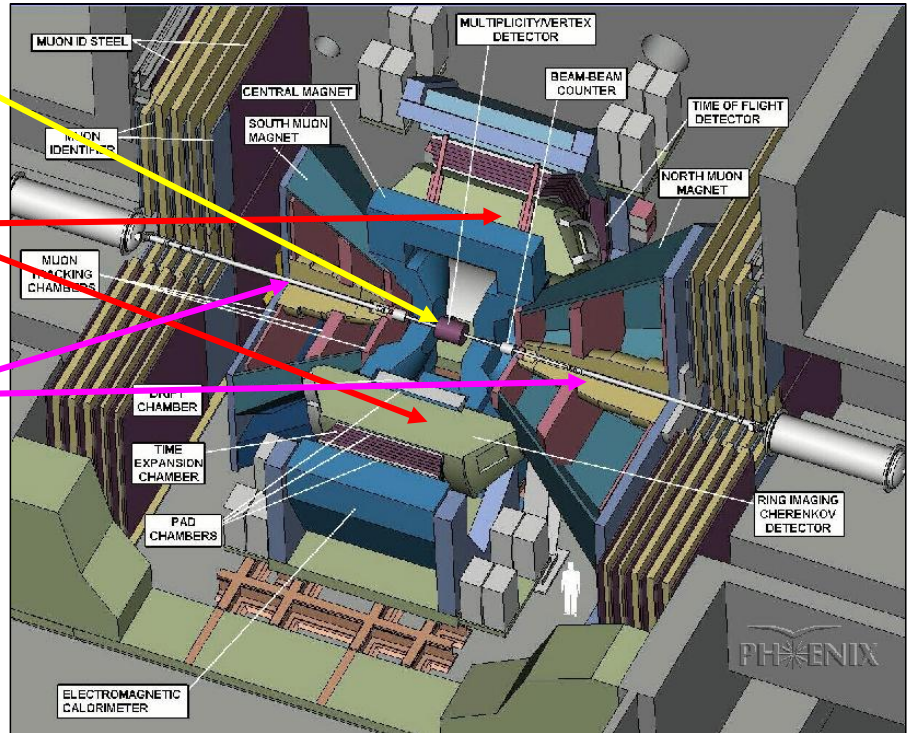
Run-5
 ~170(90) kB/event CuCu(pp)
 5 kHz rate
 ⇒ 0.5-0.9 GB/s !!

- **P**ioneering **H**igh-**E**nergy **N**uclear **I**nteraction **e**Xperiment

Event characterization detectors in center

Two central arms for measuring hadrons, photons and electrons

Two forward arms for measuring muons



PHENIX, circa Jan 1999

10 June 2005

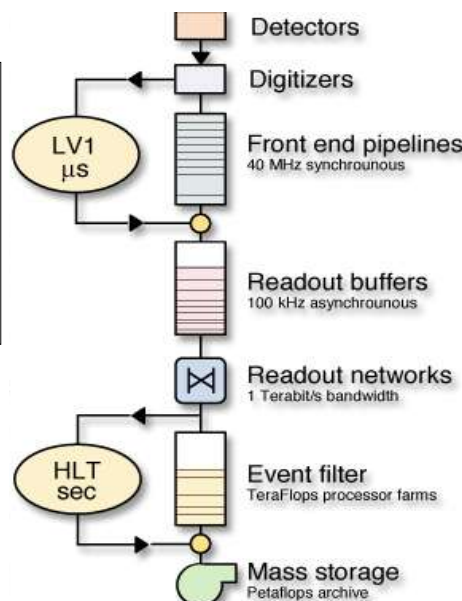
David Winter "PHENIX EvB" RT2005

5



CMS Trigger/DAQ architecture

Level-1 Trigger
CUSTOM design
 40 MHz clock pipeline
 latency = 3.2 μ s
 100 kHz output



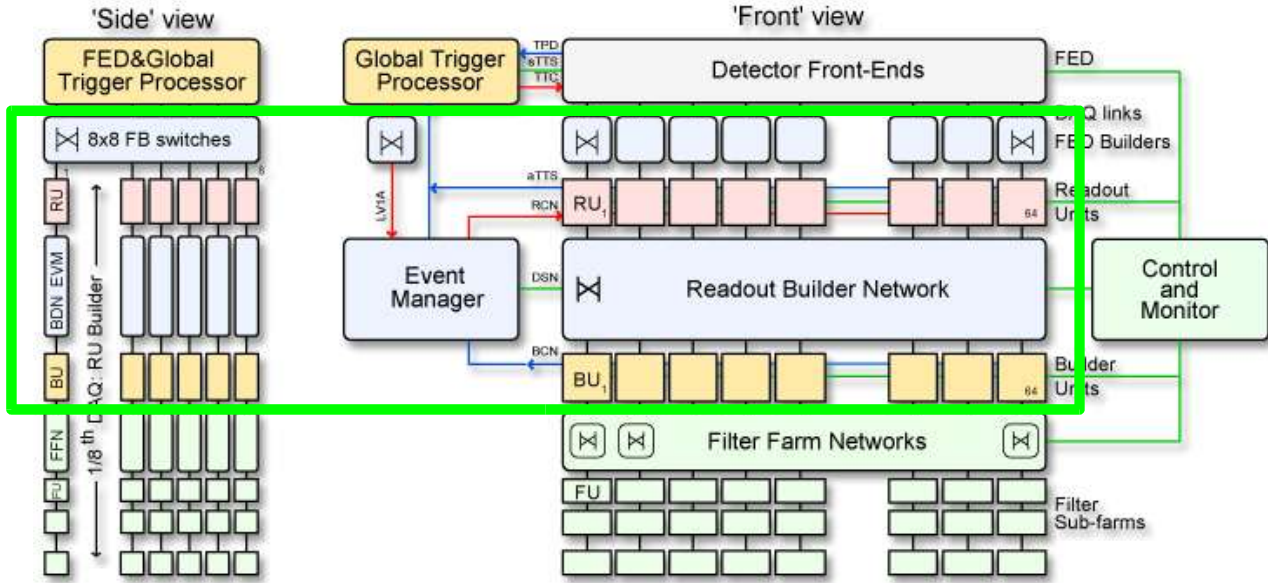
LHC bunch crossing
 40 MHz

Event Building network

High Level Trigger
 PC network
 event driven
 100 Hz output

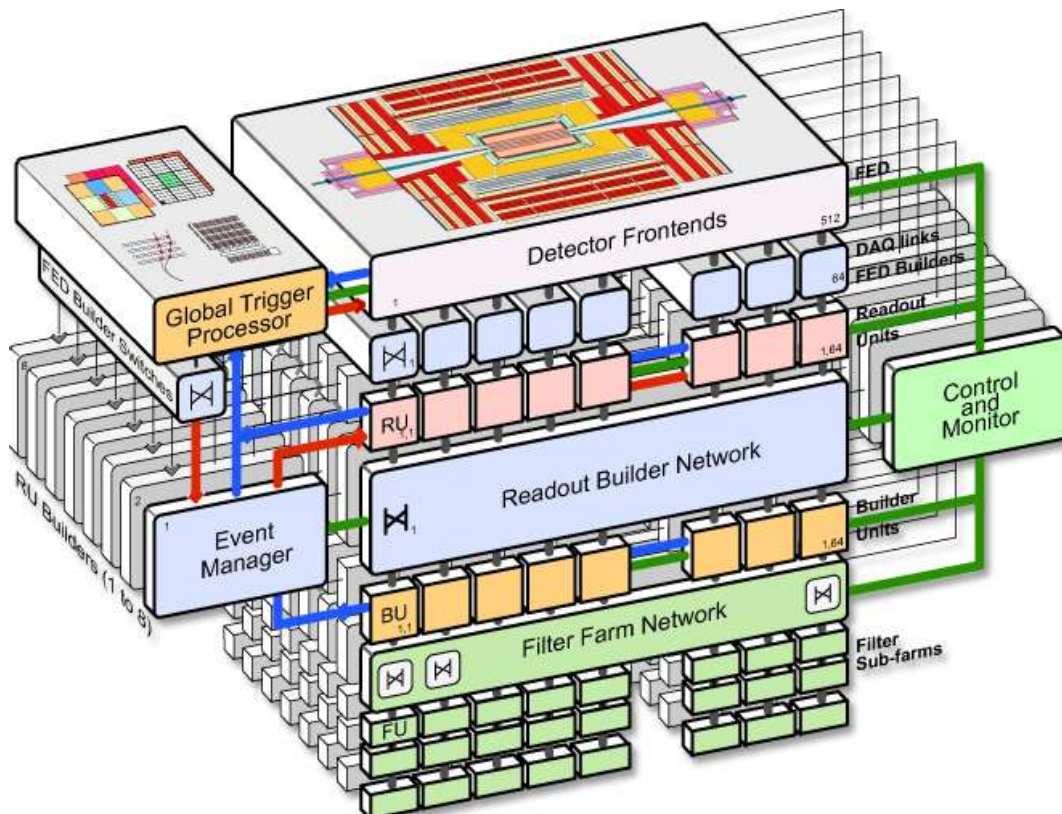
Average event size	1 MB
N. read-out elements	512
L1 output/HLT output	1000
EVB throughput	\sim 1 Terabit/s
Invest in bandwidth and CPU	

4



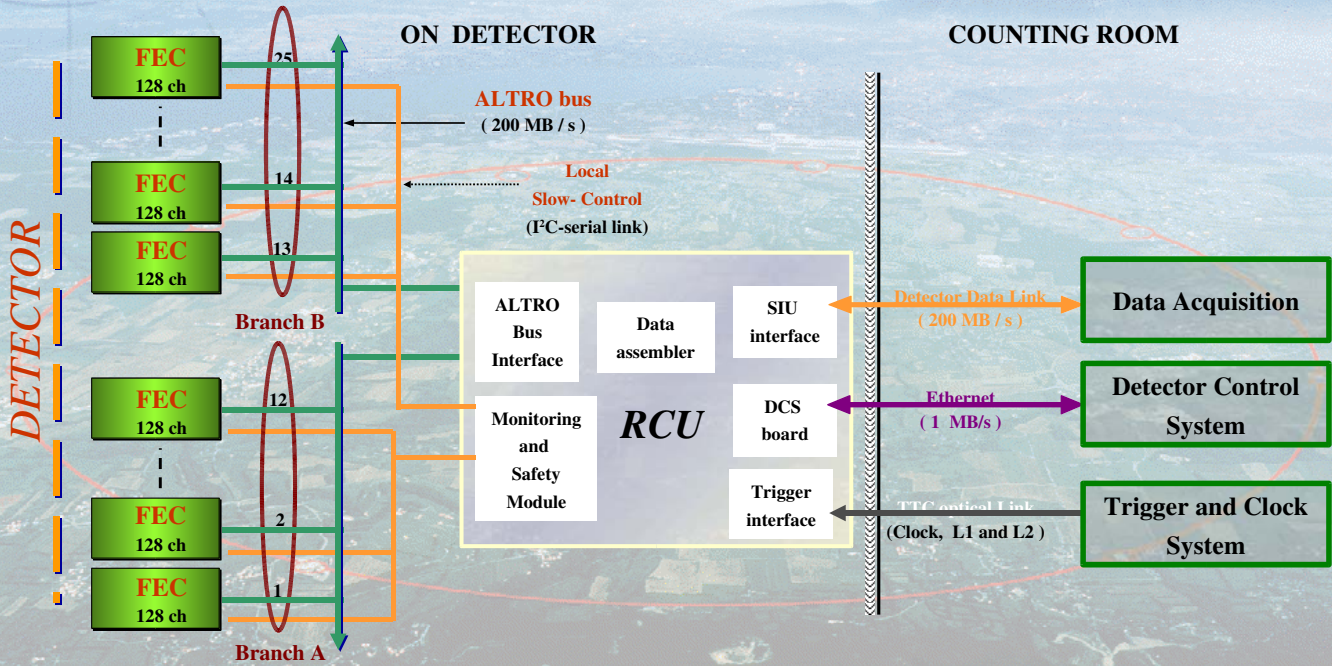
The **Event Building** is done in 2 stages:

- allows scaling and staging
- gives better working point to the switch networks



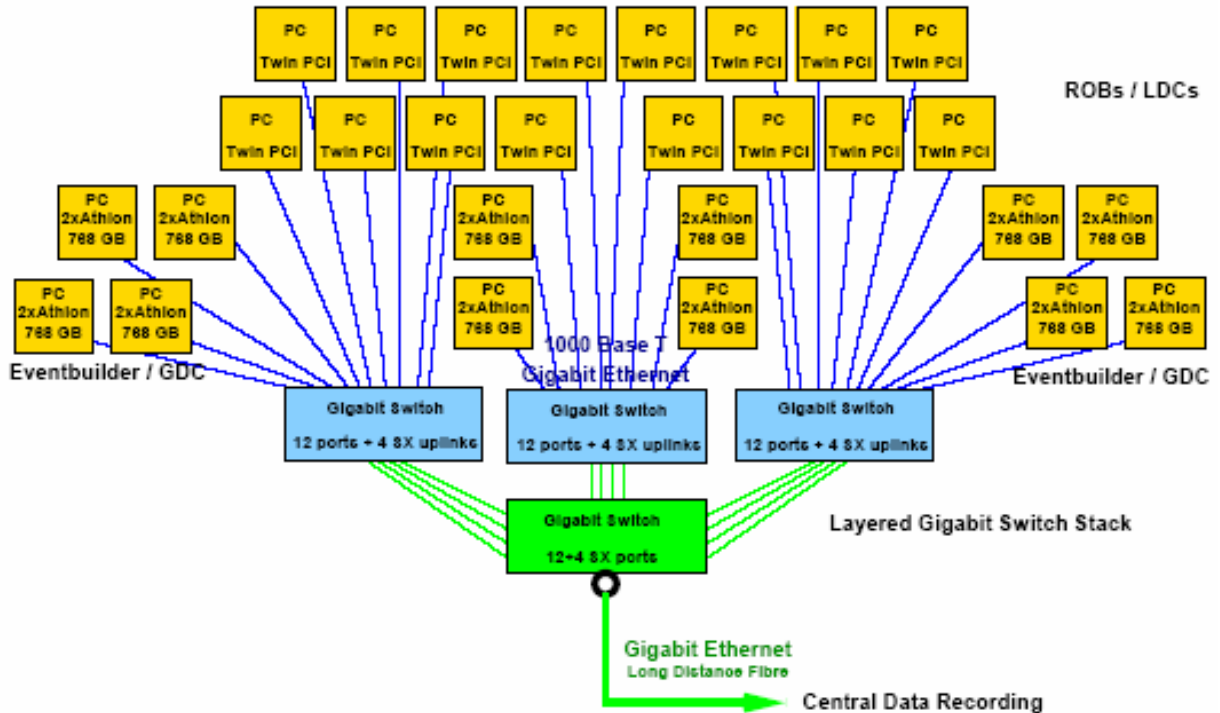
TPC Front-end Electronics

36 TPC Sectors, served by 6 readout subsystems, Readout Control Unit (RCU)
in total 216 RCUs and 4356 Front-End Cards



M. Richter, Real Time 2005 Conference, Stockholm, Jun 6th 2005

The University of Bergen

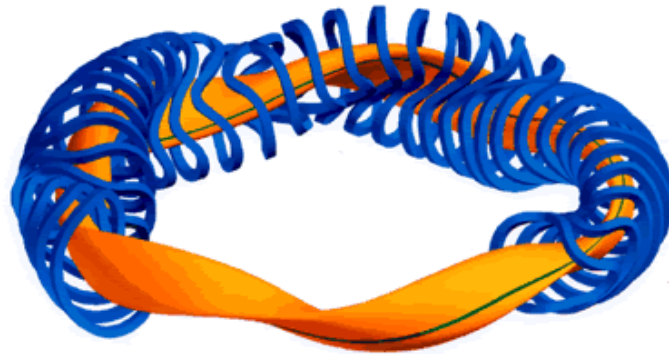


"The DAQ of the Compass Experiment", Lars Schmitt, RT 2003

...many others and the T/DAQ networking of the 4 LHC experiments

Synchronisation of processes in a distributed real time system exemplified by the control system of the fusion experiment WENDELSTEIN 7-X

Jörg Schacht, Heike Laqua, Helmut Niedermeyer



4-10 June 2005

Jörg Schacht, 14th IEEE-NPSS Real Time Conference 2003, Stockholm

1

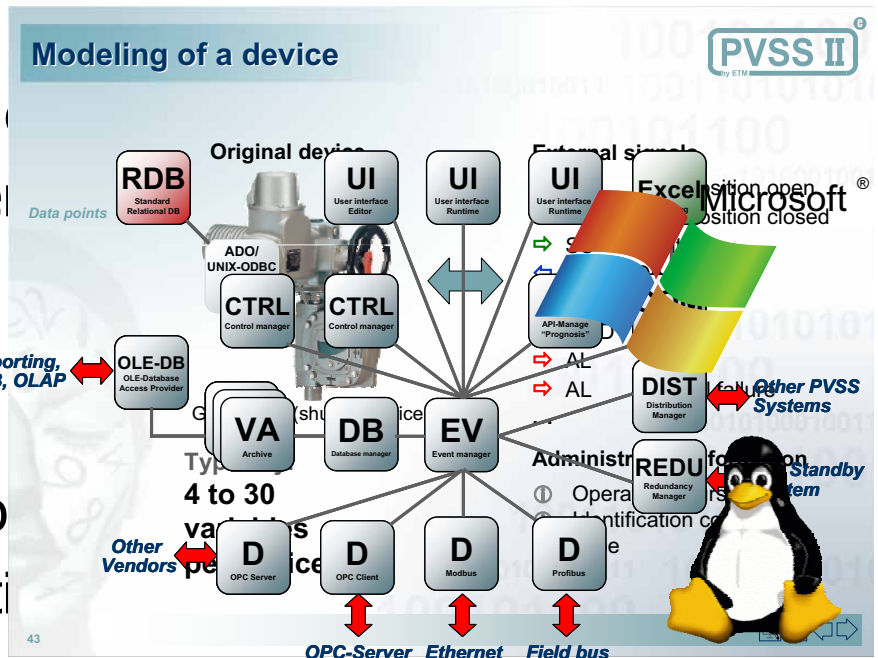


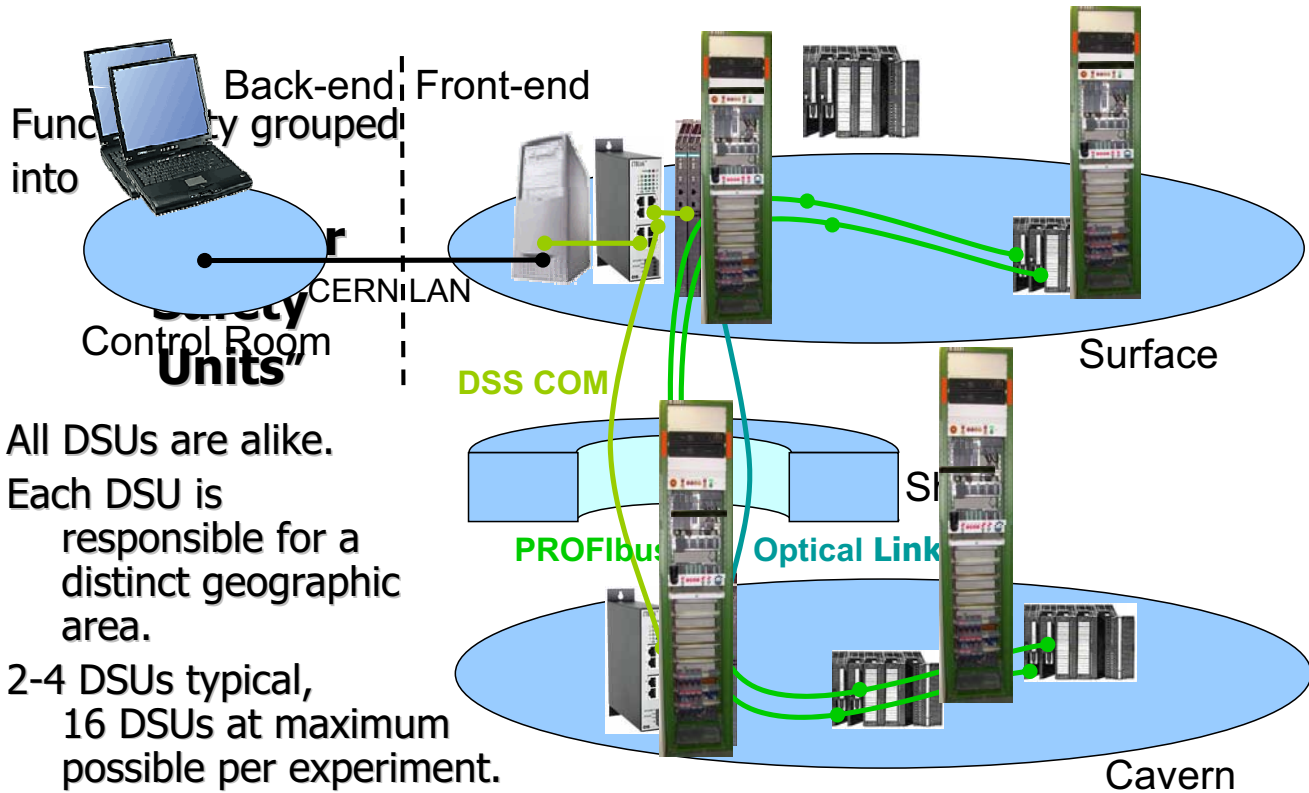
PVSS – The CERN SCADA Selection

many reasons for the selection



- maintainable, support available
- device orientation
- unlimited number
- event driven system
- scalability, load balancing
- connectivity
- simple interface for
- support for operati



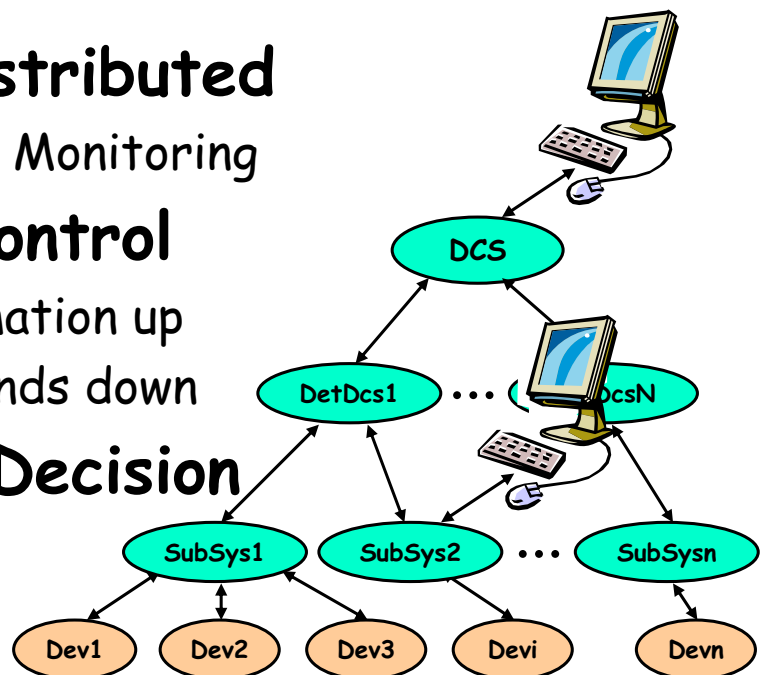


Common Tools for Large Experiment Controls • Sascha Schmeling, CERN
IEEE RealTime Conference 2005, Stockholm



Some Requirements...

- Large number of devices/IOchannels
- Need for:
 - Parallel and Distributed
 - Data acquisition & Monitoring
 - Hierarchical Control
 - Summarize information up
 - Distribute commands down
 - Decentralized Decision Making

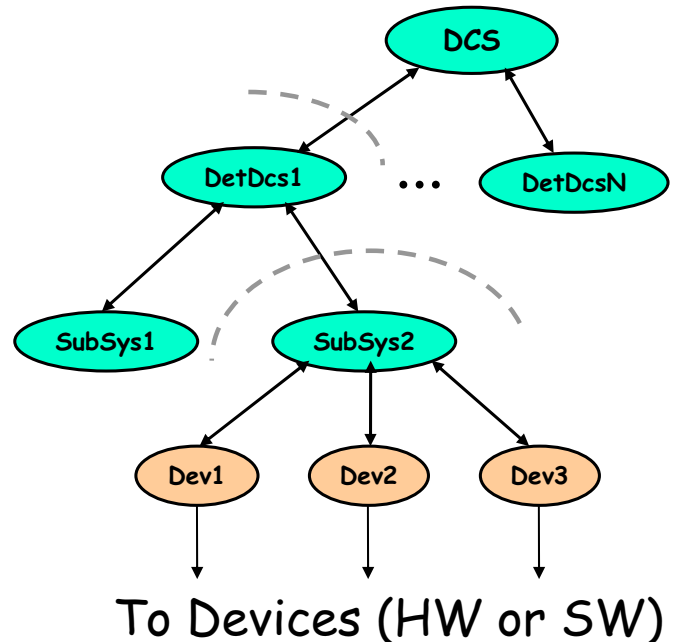


Some Requirements...

- Large number of independent teams
- Very different operation modes
- Need for:

- **Partitioning:**

The capability of operating parts of the system independently and concurrently

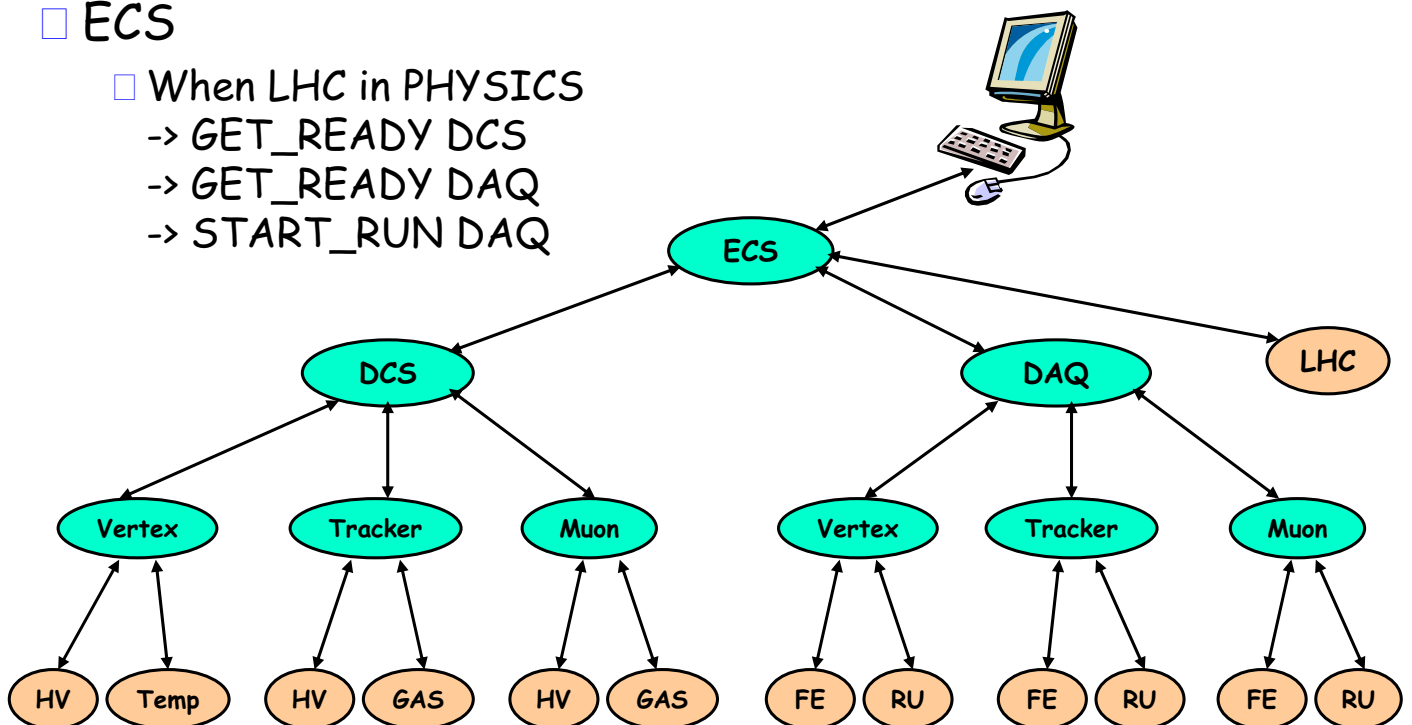


Clara Gaspar, June 2005

Full Experiment Control

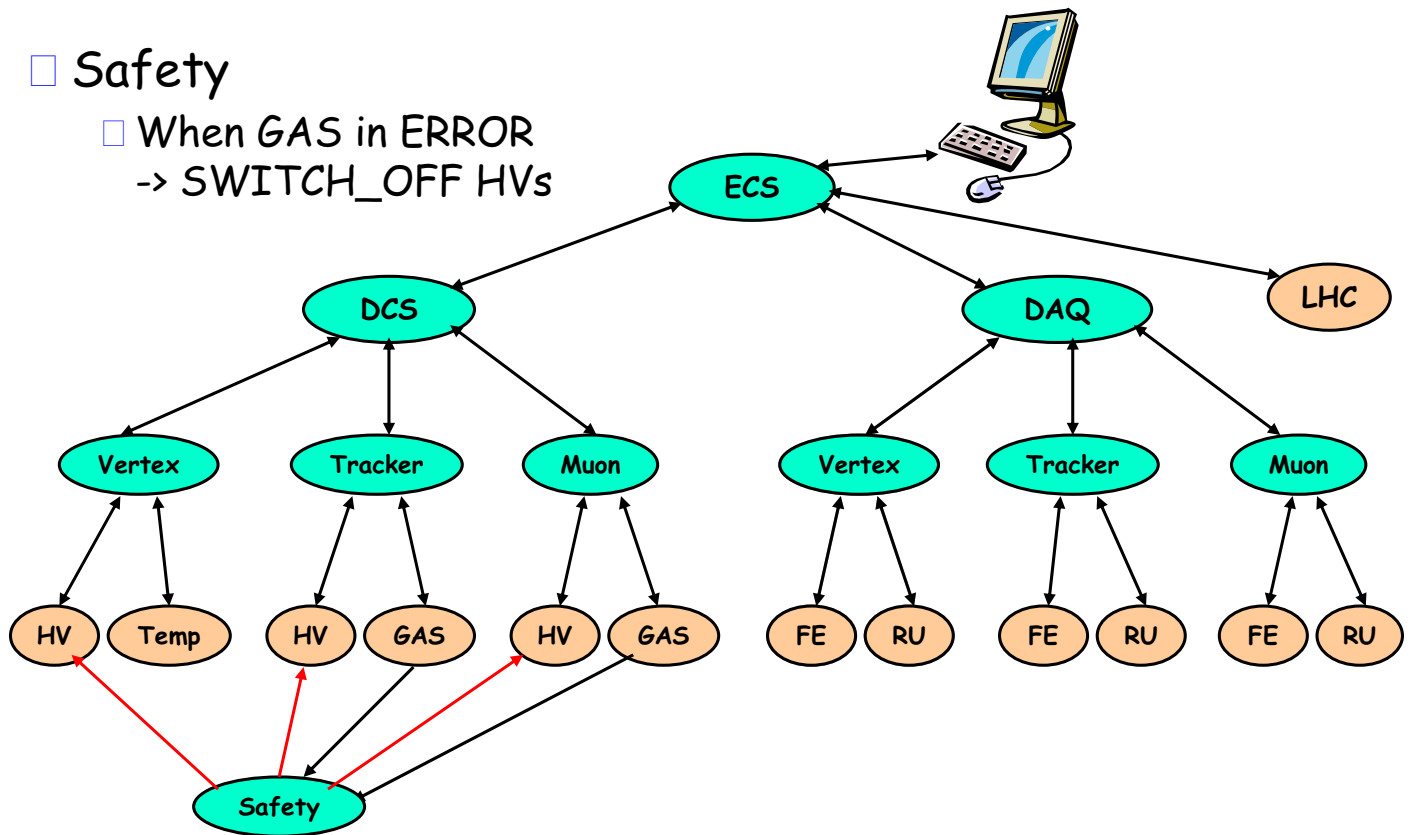
- ECS

- When LHC in PHYSICS
 - > GET_READY DCS
 - > GET_READY DAQ
 - > START_RUN DAQ



□ Safety

- When GAS in ERROR
-> SWITCH_OFF HVs

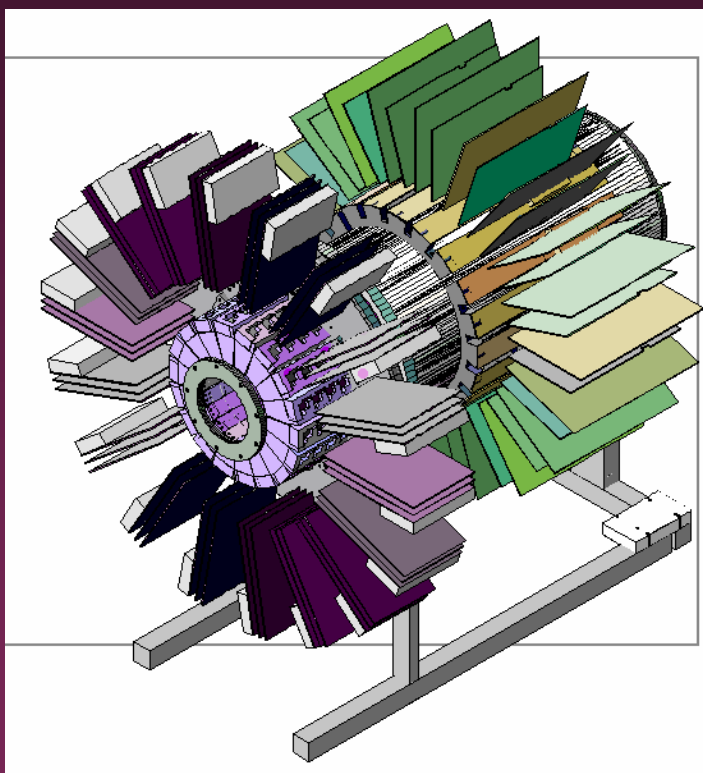


Clara Gaspar, June 2005

22



Overview of MiCES Scanner (4 detector rings)



34,848 MLS elements

0.8 x 0.8 x 10.0 mm crystals

~8 cm transaxial field of view

~9.5 cm axial field of view

IEEE 1394a based data acquisition

Primary design goal - achieve
~1mm spatial resolution to allow
the possibility of deriving input
functions from the left ventricle for
dynamic studies

1. ILC Accelerator & Detector (DESY Model)

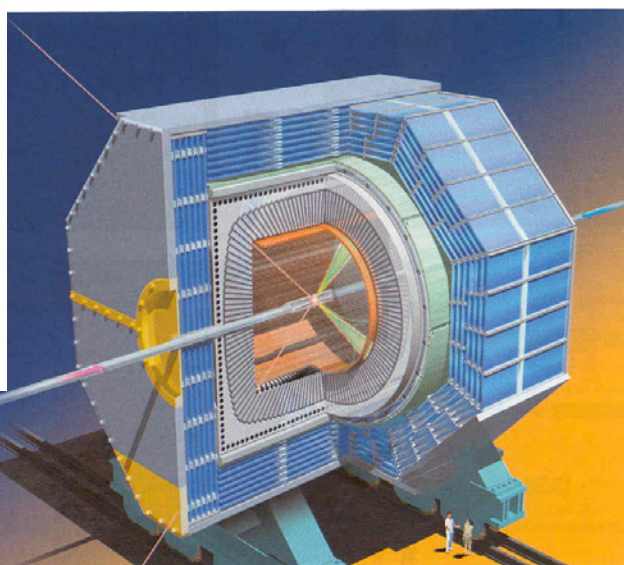
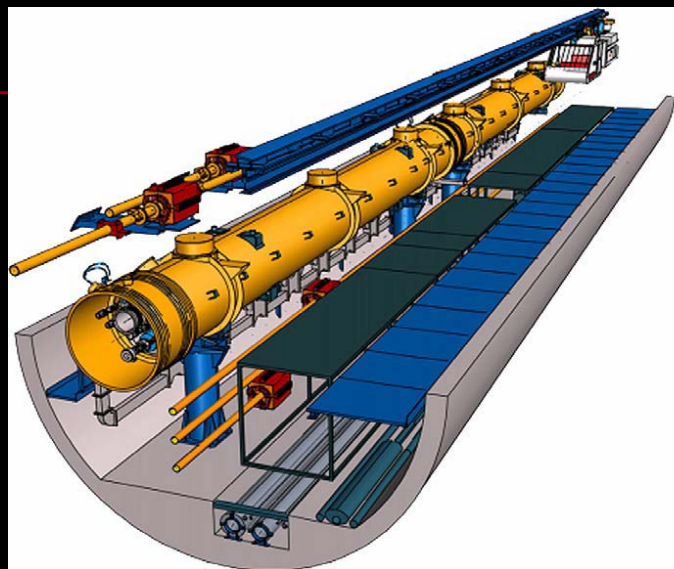


Illustration of the detector facility at the ILC. A Higgs boson is created with a Z boson, and they immediately decay into lighter particles. Lines emerging from the center of the detector are trajectories of those particles. (Courtesy of Newton Press.)



1. NLC ZDR Availability Goal 1996

(From NLC Zeroth Order Design Report 1996, Ref. 2004NSS Larsen & Downing)

- ◆ 16 major subsystems
 - ML's weighted 3X
- ◆ Assumed A=.99 each
- ◆ A=.85 for full system
- ◆ Choice arbitrary-based on existing machines.
- ◆ This is "Steering by looking at the wake of the boat."

Scheduled Operating Hours: 6500			
	Weight	Availability	Unscheduled Outage (hours)
e^- Inj, Source and Linac	1	0.99	66
e^- DR and Compressor 1	1	0.99	66
e^- Booster Linac and Comp. 2	1	0.99	66
e^- Main Linac	3	0.97	195
e^- Final Focus and Dumpline	1	0.99	66
Subtotal e^- machines:	7	1	458
e^- Inj, Source and Linac	1	0.99	66
e^+ Source and Linac	1	0.99	66
e^+ Pre-damping Ring	1	0.99	66
e^+ DR and Compressor 1	1	0.99	66
e^+ Booster Linac and Comp. 2	1	0.99	66
e^+ Main Linac	3	0.97	66
e^+ Final Focus and Dumpline	1	0.99	66
Subtotal e^+ machines:	9	1	589
Totals:	16	0.85	1047

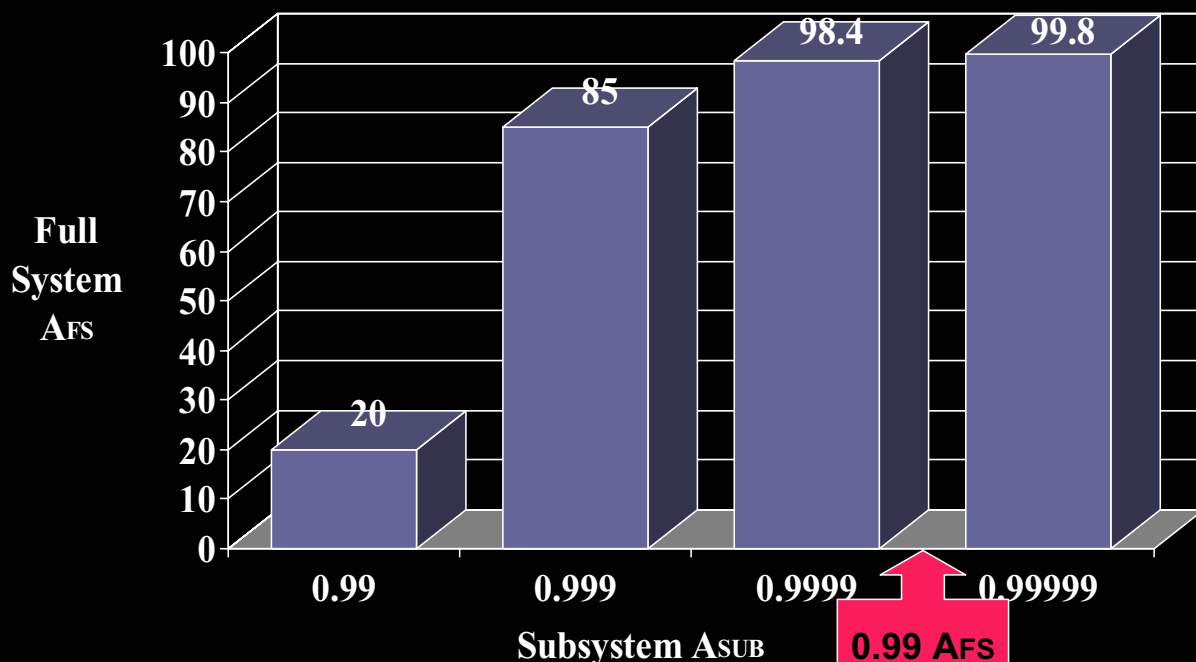
Table 17-1. Availability specifications for the NLC machines.

1. What Does $A=0.85$ Mean?

- ◆ "Opportunity Cost" of idle ILC \sim \$100K/hour
- ◆ Designing for $A=0.85$ is *a priori* decision to waste potential production worth \sim \$130M per year¹
- ◆ *About 100 man-years per year for life of project.*
- ◆ *HA design well justifiable on basis of life-cycle cost.*

▪ ¹ Larsen, R. & Downing, R., "Future High Availability Design of Accelerators and Detectors", 2004 NSS, Rome, October 2004.

Required Subsystem Availability A_{SUB} for Full System $A_{FS} = 0.99$ Comprising 16 Systems, 10 Subsystems each System



Ref: Larsen & Downing, 2004 IEEE NSS, Rome

1. Availability Primer

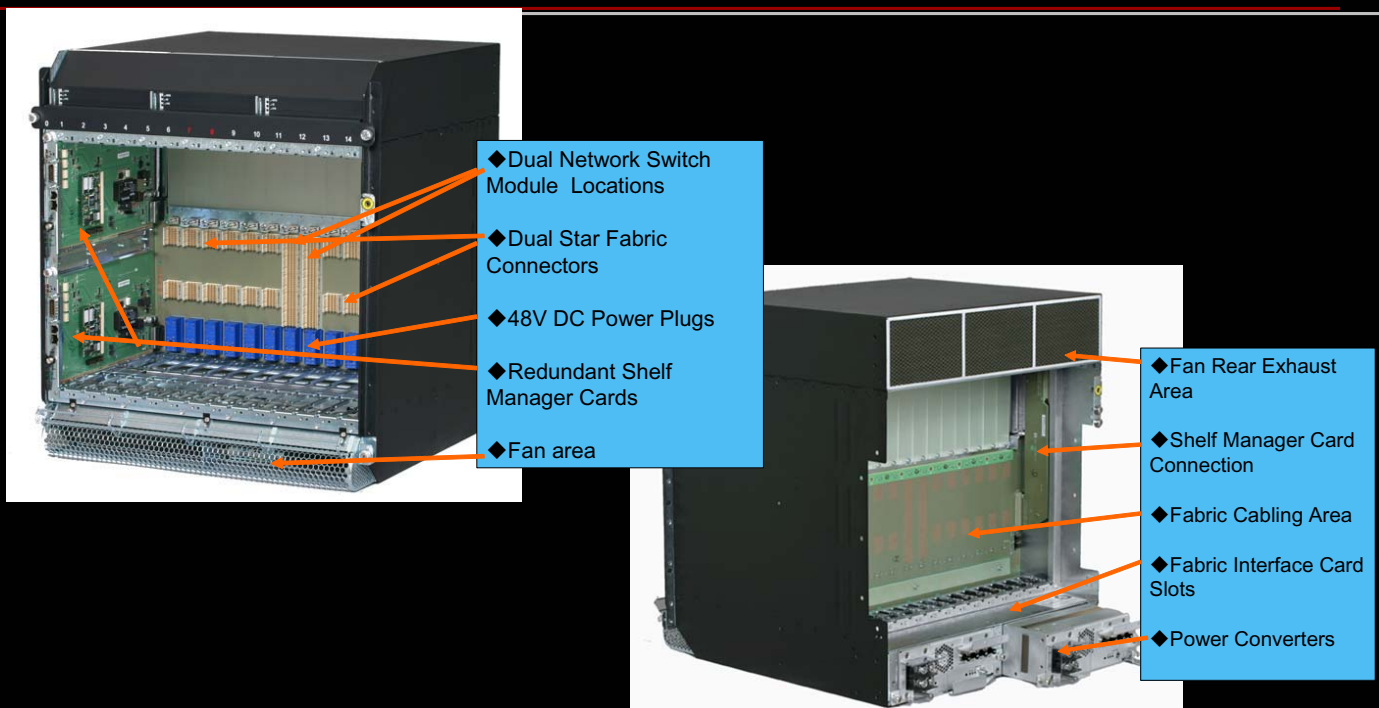
◆ *Availability*: Fraction of time machine/system is in "full production mode", i.e. *delivering design luminosity*¹.

◆ $A = (MTBF - MTTR) / MTBF \leq 1$

- MTBF = Mean Time Before Failure (Reliability)
- MTTR = Mean Time To Repair
- *Note: If MTTR=0, A=1 regardless of Reliability*

¹ Most Machine Availability stats do not account times for degraded luminosity or time lost in getting from zero to full luminosity, which are significant.

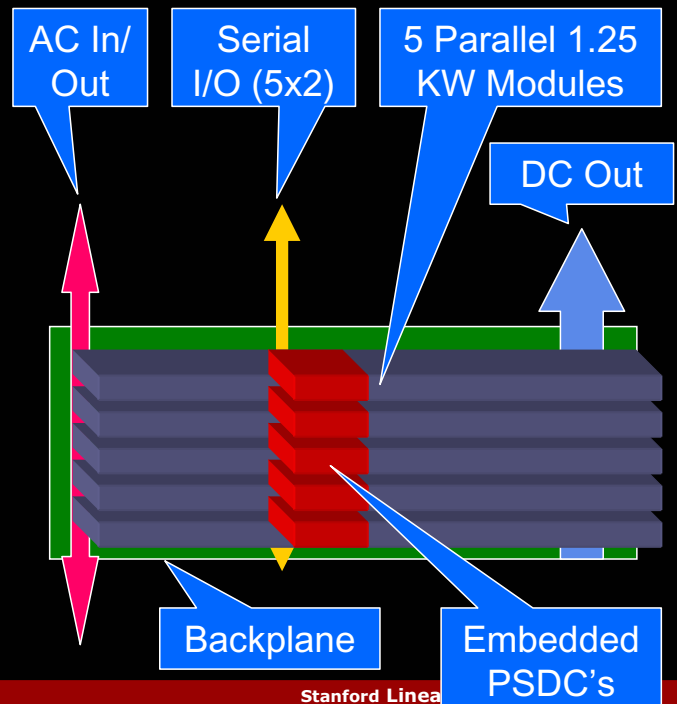
1. ATCA Shelf Features



1. Example: 4/5 – 5 KW DC Power Supply Subsystem - Modular Unit with PSDC

◆ Assumptions:

- **Single failure halts production**
- **1000 Quad supplies in Subsystem**
- **Supplies (units) internally modular**
- **4/5 modules carry full load**
- **Module MTBF = 50,000 hr**
- **MTRR = 2 hr**
- **Must be hot-swappable**
- **Must be accessible by human or robot**
- **Maintenance response immediate**



Global Positioning System

GPS als Quelle der Normalfrequenz für das Josephson Spannungsnormal

Dr. Hans Borutta
TÜV-Thüringen Anlagentechnik GmbH
DKD-Kalibrierlabor Arnstadt

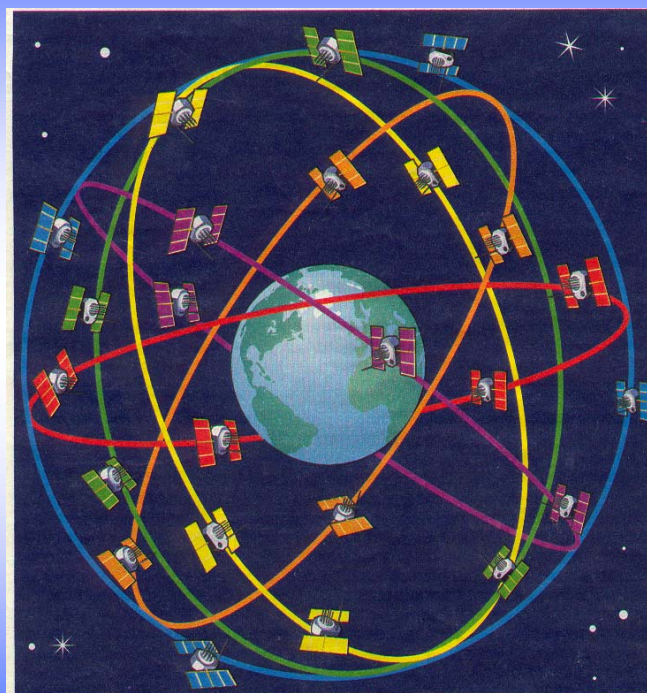


www.die-tuev-akademie.de

www.tuev-thueringen.de



Die GPS-Welt von außen gesehen



24 Satelliten umkreisen auf sechs verschiedenen Bahnen die Erde und erreichen mit ihren Signalen jeden Winkel. Drei zusätzliche Satelliten sind in Warteposition. Sie sind jederzeit einsatzbereit, falls einer ausfällt.

GLOBAL POSITIONING SYSTEM und GPS-geregeltes Zeit / Frequenz System

Die 24 (+ 3) Satelliten umkreisen die Erde 2 mal täglich auf sechs 12-Stunden-Bahnen und stellen sicher, dass auf jedem Punkt der Erde zu jeder Zeit mindestens 4 Satelliten „sichtbar“ sind.

Von Atomuhren gesteuert senden die Satelliten Signale L1 mit 1575,42 MHz und L2 mit 1227,6 MHz für militärische und zivile Zwecke aus.

GLOBAL POSITIONING SYSTEM und GPS-geregeltes Zeit / Frequenz System

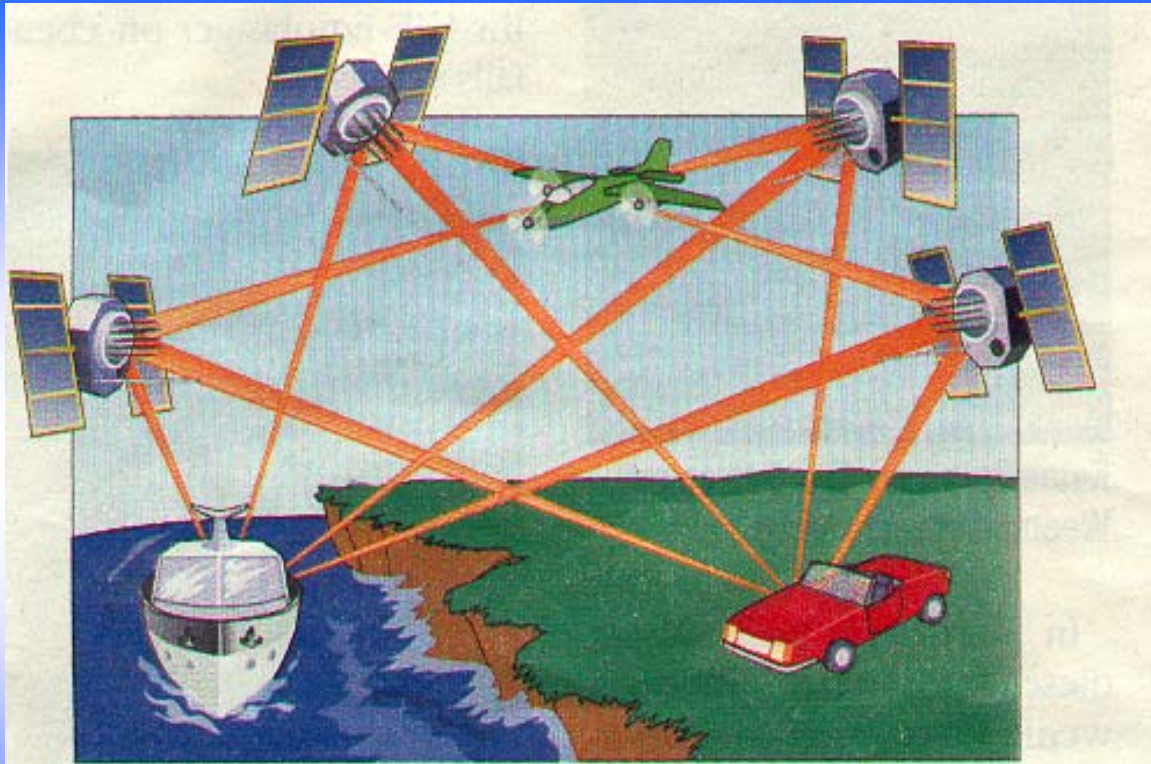
Die Signale dienen

- der Navigation
im geodätischen Koordinatensystem
- der Zeitverteilung
(Universal Time Coordinated - UTC)
- der Synchronisation
von Systemen über eine Normalfrequenz 10 MHz

GPS Satellitenempfangsstation System 2000 von Efratom



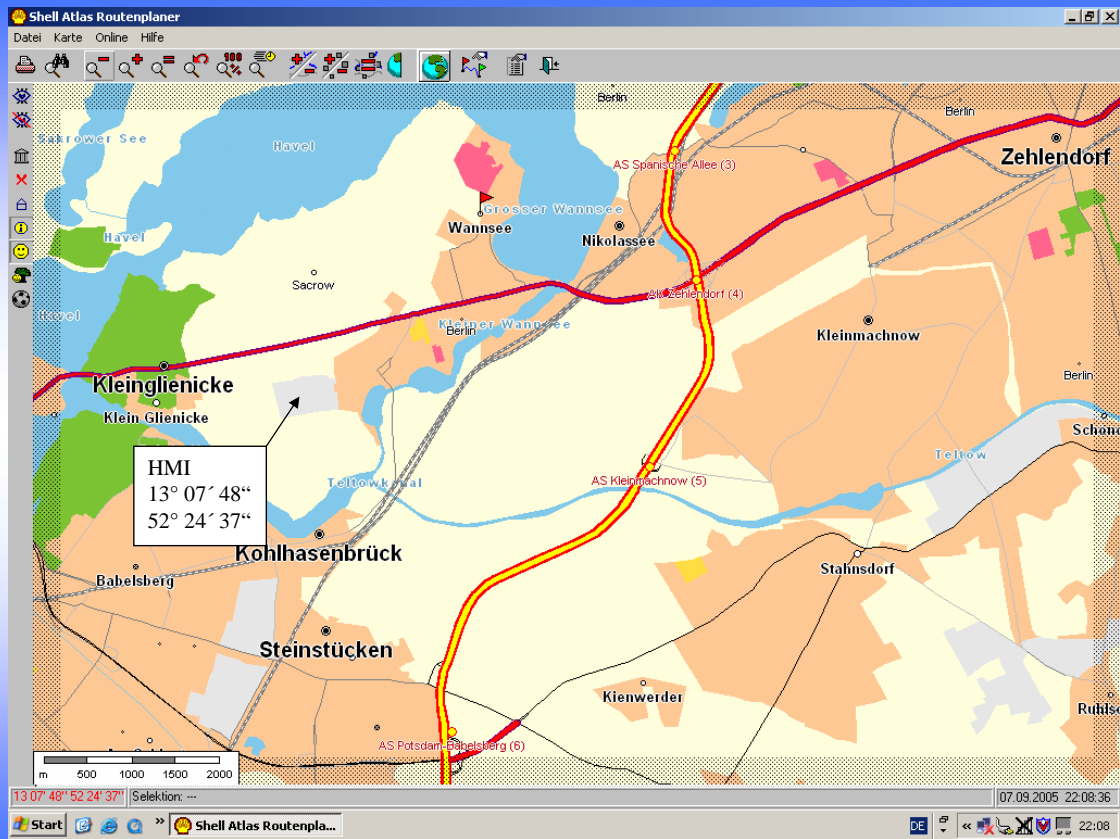
1. Navigation



Ob auf einem Schiff, im Flugzeug oder im Auto: GPS funktioniert überall, wo Sie freie Sicht auf den Himmel haben.

GPS Koordinaten zur Navigation

- Militärische Nutzung zur Rettung von Piloten eines abgeschossenen Kampffjet's aus feindlichem Gelände mit Hubschrauber.
- Navigationssysteme im Auto ermöglichen das schnelle Auffinden unbekannter Ziele durch Eingabe von Ort und Strasse.
- Punktgenaue Zielführung durch Koordinaten
z.B. HMI **13°07'48"öL 52°24'37"nB**



GPS System 2000

Koordinaten- und Satellitenanzeige

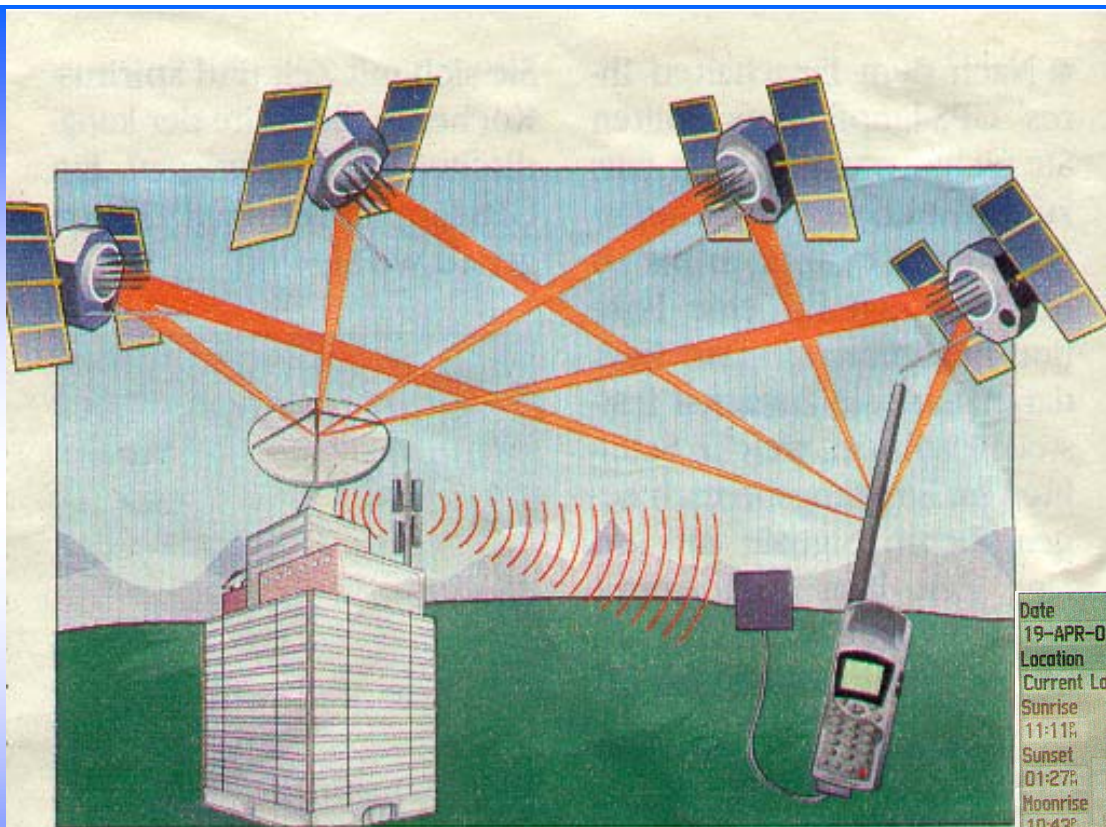


2. Zeitverteilung



www.die-tuev-akademie.de

www.tuev-thueringen.de



Bei DGPS prüft ein Spezial-Empfänger, wie genau der Satellit arbeitet. Falls nötig werden Korrekturdaten gesendet.

Date	Time
19-APR-01	07:54h
Location	
Current Location	
Sunrise	11:11h
Sunset	01:27h
Moonrise	10:43h
Moonset	08:29h

Wann gehen Sonne und Mond auf und unter? GPS weiß es.

GPS zur Koordinierung der Zeit

UTC Universal Time Coordinated

- Die Zeit hat keinen messbaren Anfang und kein sichtbares Ende.

Es wird immer „etwas“ definiert.

- Das Büro für Maß und Gewicht (BIPM) in Paris und ca. 50 Zeitinstitute koordinieren die UTC.
- Z.B. MJD Modified Julian Date 53278.259
war am 30.09.2004 um 08h12m48,572s
- Ereignis 05.09.12 15:32:58,435.449.350
Format jj mm dd hh:mm:ss,xxx.xxx.xxx

System 2000

Exaktes Zeitsignal „Ereignis“



Zeitnormal Atom-Uhr

- Cäsium-Atomuhr in der PTB Braunschweig realisiert die Sekunde als Nationales Normal
- 1 Sekunde ist das 9 192 631 770 fache der Periodendauer des Übergangs von Hyperfeinstrukturniveaus des Cäsium-133 Nuklids.
- Jeder GPS-Satellit verfügt über eine Atomuhr
- Die Unsicherheit der Sekunde ist $< 1 * 10^{-15}$

3. Synchronisation

10 MHz Referenzsignal

GPS-geregeltes Frequenznormal

- Im Kalibrierlabor verwenden wir eine 10 MHz GPS-geregelte Normalfrequenz zur Synchronisation eines 1 GHz Generators und eines Gigahertz-Zählers
- Die Frequenz 1,012.345.670 GHz ist willkürlich gewählt und wird vom Zähler auf 1 Hz genau angezeigt. Abweichung $< 1 \text{ mal } 10^{-09}$
- Durch die Synchronisation benötigt man keine Anwärmzeit der Messgeräte.

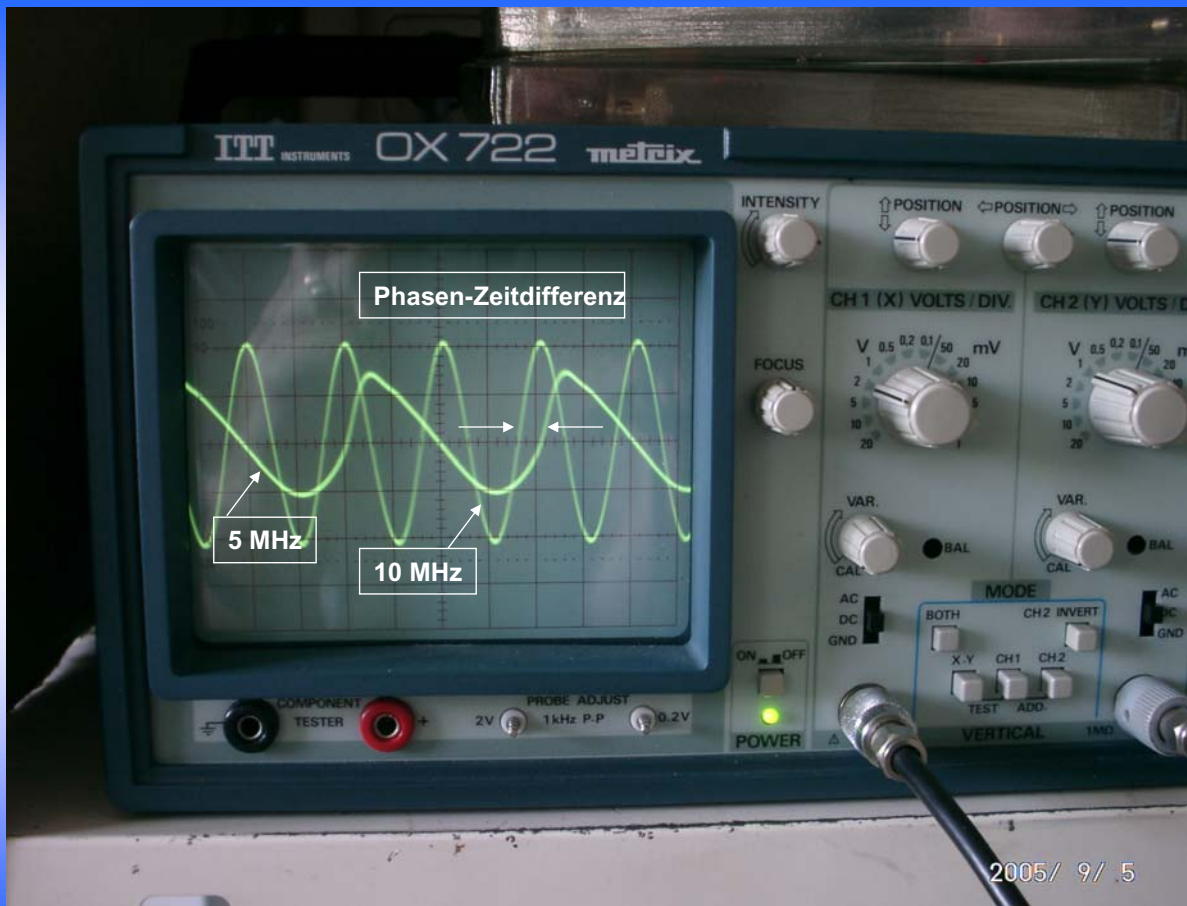


GHz Generator und GHz Zähler sind mit GPS synchronisiert

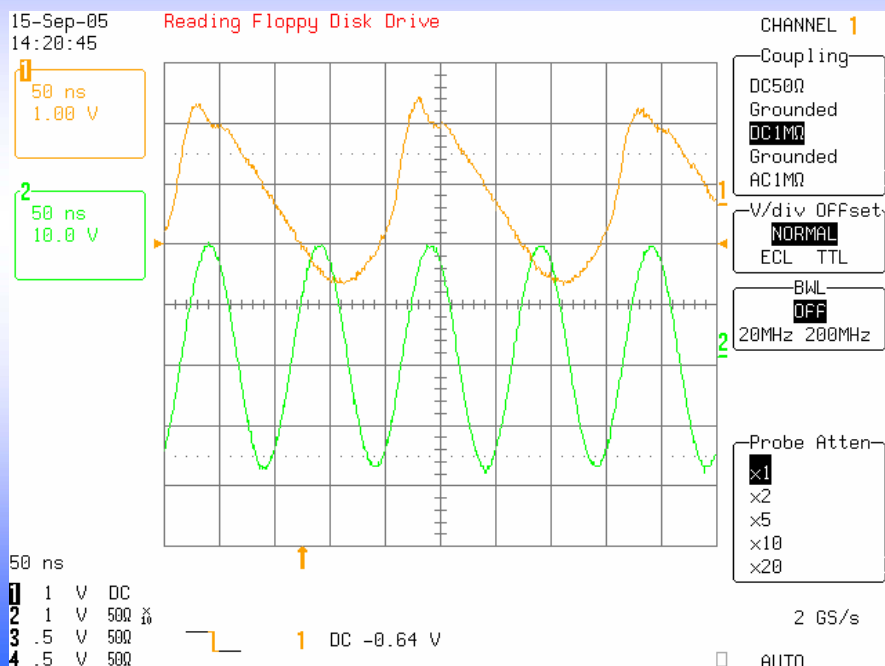


Phasenzeitdifferenz zwischen GPS-Referenz und Rubidium- Frequenz

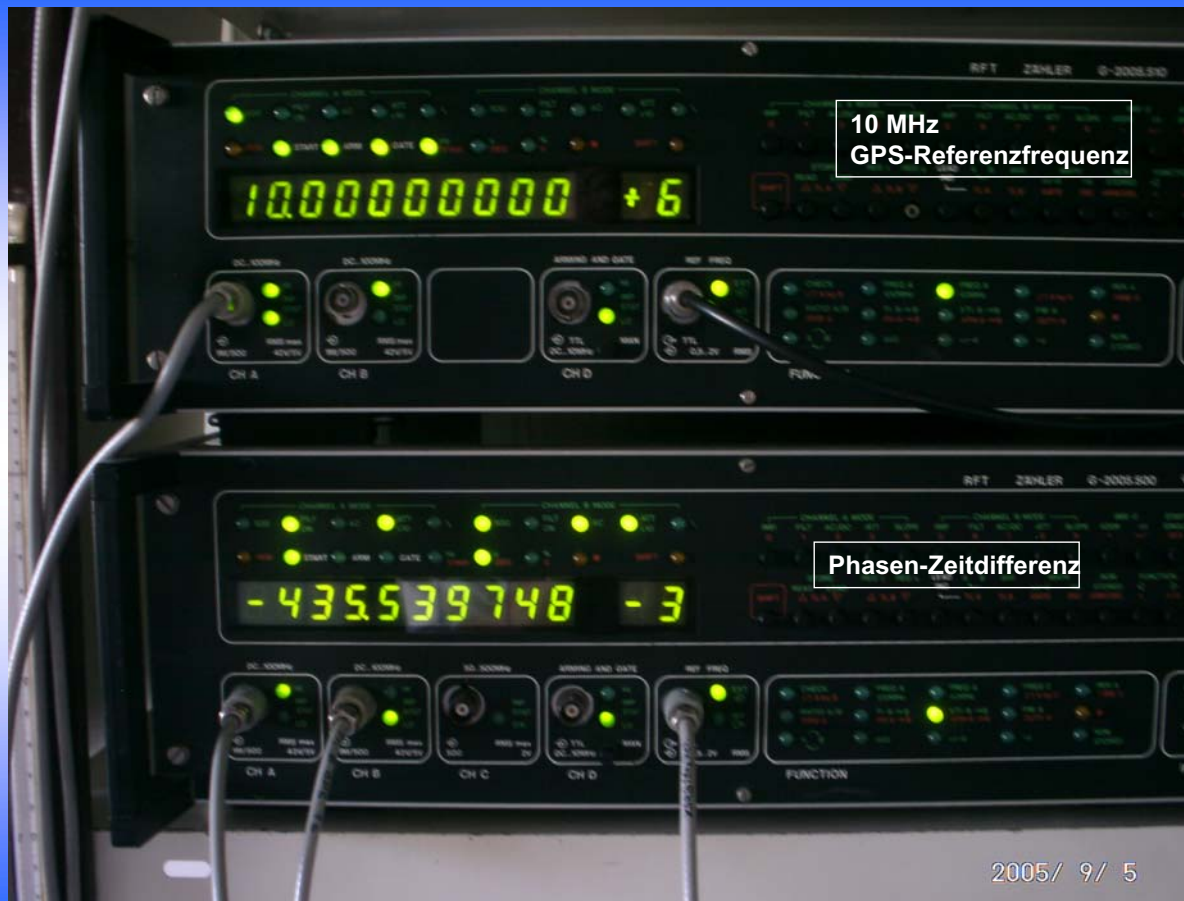
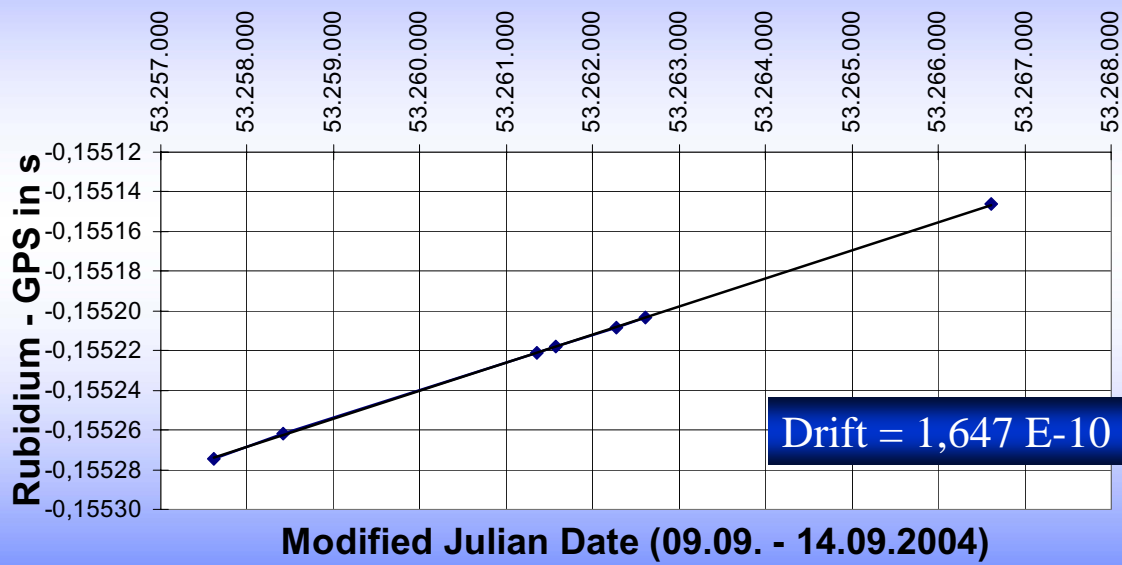
- 10 MHz GPS-geregelte Referenzfrequenz und 5 MHz Rubidium Normalfrequenz eines R&S Oszillators werden durch Messung der Phasenzeitdifferenz gegeneinander auf Stabilität kontrolliert.
- Beide Geräte geben Sekundenimpulse ab, deren Vorderflanke eine Laufzeitverschiebung haben, die vom Zähler mit einer Auflösung von 1 ns gemessen werden. Der Versuch kann über mehrere Tage laufen.



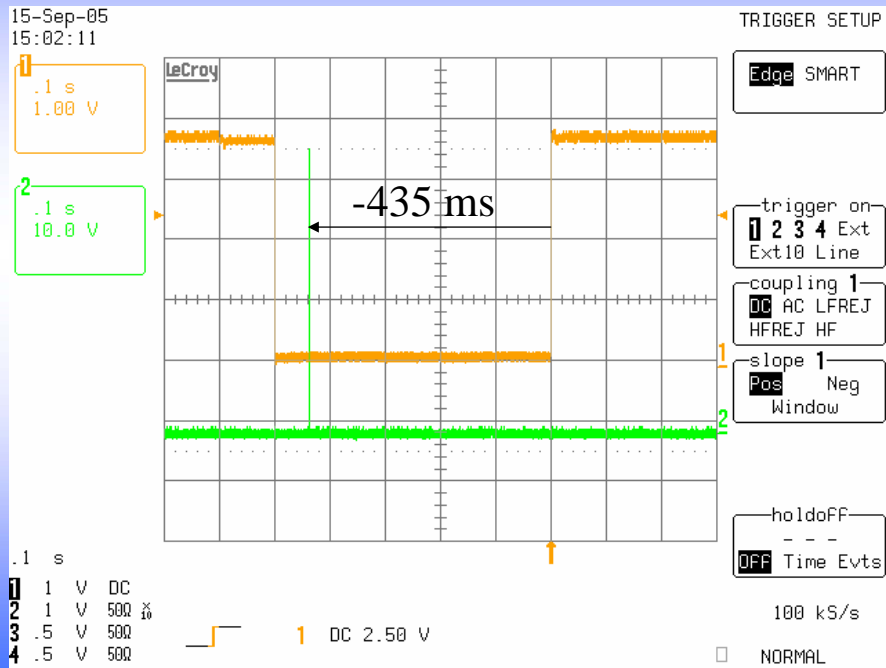
5 MHz Rubidiumnormal (Gelb) 10 MHz GPS Normalfrequenz



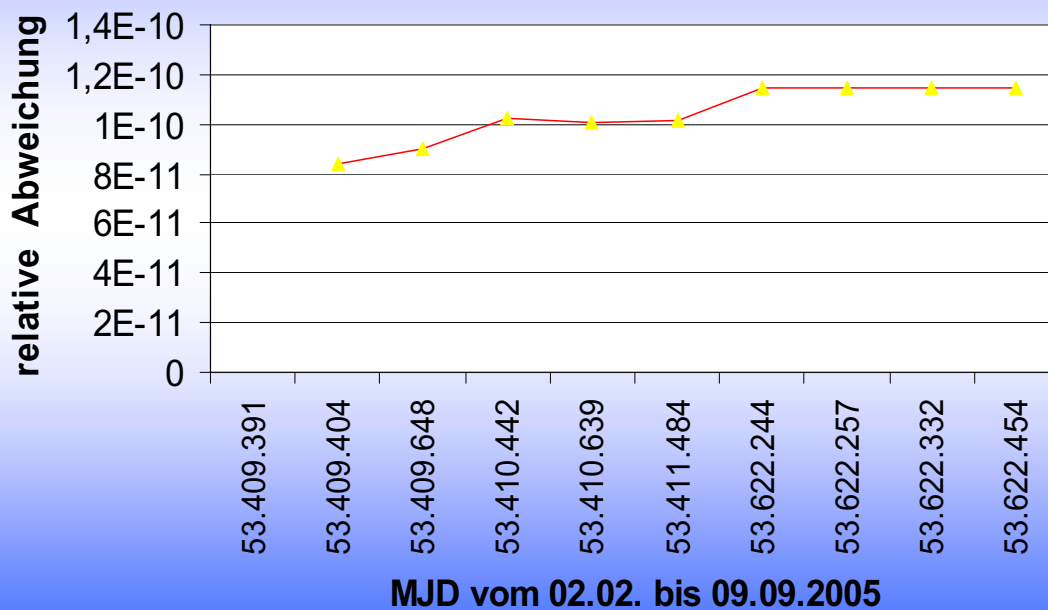
Stabilitätsprüfung der GPS- und der Rubidium-Normalfrequenz



Sekundensignale des R&S Rubidiumnormales (Gelb) und Impuls des GPS System2000 (GRÜN)



Relative Abweichung der Phasenzzeitdifferenz GPS-Rubidium



Josephson-Spannungsnorm

$$V_n = n \Phi_0 f \quad (*)$$

Frequenz bestimmt die Unsicherheit

$$n = 1, 2, 3, \dots \quad \Phi_0 = h / 2e \quad (\text{magnetisches Flussquantum})$$

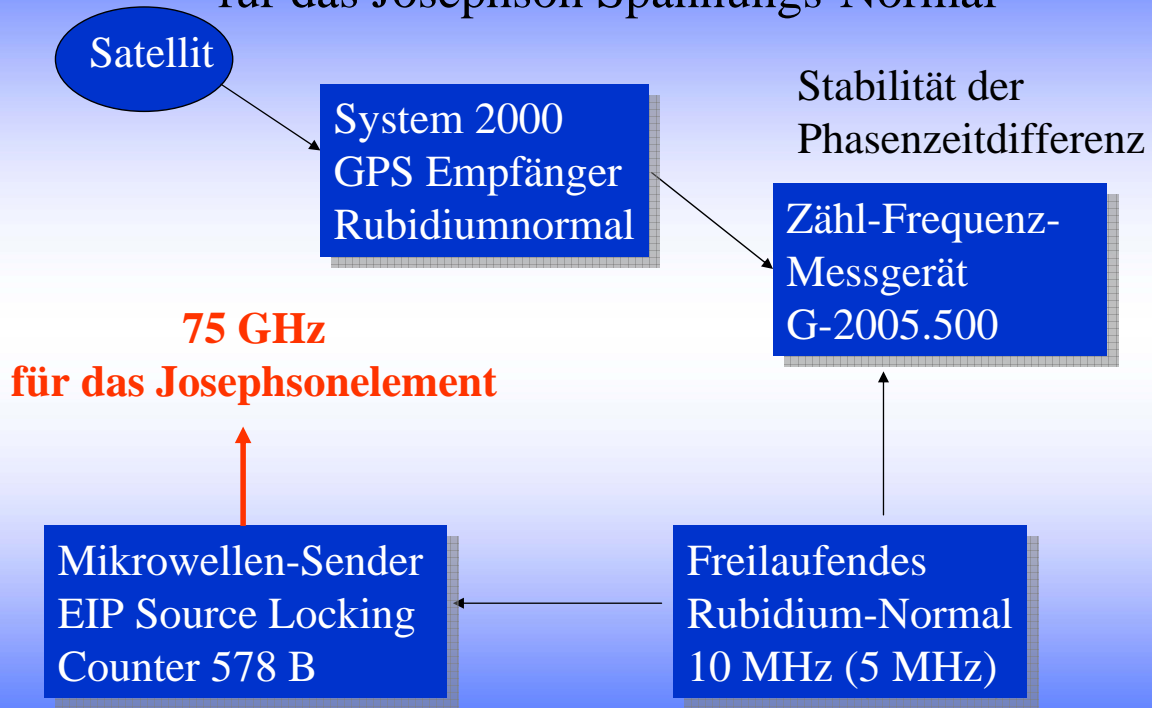
$$\text{Josephson - Konstante} \quad K_J = 1 / \Phi_0$$

$$1990 \text{ Festlegung} \quad K_{J90} = 483.597,9 \text{ GHz} / \text{V}$$

(*) Mit dieser Gleichung wird die elektrische Spannung auf eine Frequenz zurückgeführt!



Überwachung der Referenzfrequenz für das Josephson Spannungs-Normal



Automatische Eigenkontrolle des System 2000

Phasenzeitdifferenz GPS-Zeit zu System-Zeit

