

**BERICHT DER HERBSTTAGUNG DER
STUDIENGRUPPE FÜR ELEKTRONISCHE INSTRUMENTIERUNG
1. BIS 2. OKTOBER 2001, TECHNISCHE UNIVERSITÄT GRAZ**

SEI

**Herausgeber: Dr.-Ing. F. Wulf
HMI-B 583 Berlin, November 2001**

ISSN 1438-496

S

Teilnehmerliste

Badura, Dr. Eugen	GSI Darmstadt
Becker, Heinz	HMI, Berlin
Borutta, Dr. Hans	TÜV Thüringen
Eichberger, Dr. Bernd	TU Graz
Eppler, Wolfgang	FZ Karlsruhe
Hürttlen, Werner	FZ Jülich
Grimm, Bernhard	MPI Heidelberg
Hoeland, Karsten	Ruhr-Universität Bochum
Leege, Dr. Karl-Wilhelm	FZ-Rosendorf
Leopold, Prof. H.	TU Graz
Meisel, Dr. Ulrich	HMI Berlin
Meyer, Ullrich	DESY-Zeuthen
Namaschk, Dr. Bernhard	HMI Berlin
Notz, Dr. Dieter	DESY Hamburg
Nowack, Dr. Gerd	Ruhr-Uni Bochum
Putzinger, Dr. Reinhard	TU Graz
Richter, Günter	HMI Berlin
Richter, Mathias	GSI Darmstadt
Rüschmann, Gustav	Universität Frankfurt
Schatzberger, Dr. Uwe	TU Graz
Vulinovic, Sasa	HMI Berlin
Stolper, Dr. Matthias	DESY Hamburg
von ,Walter, Peter	Universität Heidelberg
Winkler, Dr. Günter	TU Graz
Wulf, Dr. Friedrich	HMI, Berlin
Wüstner, Peter	FZ Jülich
Zillikens, Hans-Peter	FZ Jülich



Teilnehmer der SEI-Herbsttagung 2001, Technische Universität Graz



Vorträge

Seite

Vorstellung der Institut für Elektronik der Technischen Universität Graz und für Sensorik der Joanneum Research GmbH Prof. Dr. H. Leopold	1
Die Evolution der tragbaren Dichtemessung Ass. Prof. Dr. B. Eichberger	10
Hochauflösende elektroakustische Niveaubeobachtung Dr. R. Putzinger	23
Programmieren mit Microsoft Visual C++ Dr. D. Notz	34
Finite State Machines (FSM) und ihre Beschreibung in VHDL H. Becker	35
Unterstützung des Hardware-Entwicklers durch Renoir S. Vulinovic	53
Ein zurücksetzbarer Vorverstärker für Si-Detektoren Dr. E. Badura	66
Berechnung der Messungssicherheit von Präzisionsmessgeräten Dr. H. Borutta	79
Widerstandsmessung an 10 kOhm mit 22 Bit Genauigkeit Dr. U. Schatzberger	88
Stückweise lineare Neuronale Netze in der Regelungstechnik Dr. W. Eppler	99
Fiberoptische Messung der Herzkontraktion und Regelung von Herzschrittmachern Dr. G. Nowack, K. Hoeland	115
PCI-VME Interface SIS1100/SIS3100 Dr. P. Wüstner	120
Das Standardmodell der Elementarteilchenphysik Dr. Dieter Notz	136
PC-orientierte Bedienoberfläche für die Steuerung des Beschleunigers ELBE Dr. K.-W. Leege	138



Kaffeepause in der Vorhalle



Beginn der Tagung im Vorlesungssaal



Prof. Dr. H. Leopold



Dr. B. Eichinger



Dr. R. Putzinger



Dr. D. Notz



Dipl.-Ing. S. Vulinovic



Dr. M. Richter



Dr. H. Borutta



Dr. W. Eppler



Dr. K.-W. Leege



Dr. G. Nowack



Dr. E. Badura



Dr. P. Wüstner



Dr. D. Notz



Dr. F. Wulf



Dr. U. Schatzberger

Vorstellung der Institute für Elektronik der Technischen Universität Graz und für Sensorik der Joanneum Research GmbH.

H. Leopold

Als ich 1984 an das Institut für Elektronik der Technischen Universität Graz berufen wurde, nahm ich das von mir 1981 gegründete Laboratorium für Sensorik am Forschungszentrum Graz, das bis dahin in Räumen des Institutes für Physikalische Chemie der Karl-Franzens-Universität, Graz, untergebracht war, samt Ausrüstung, den laufenden Forschungsprojekten und einem Teil des Personals an das Institut für Elektronik der TUG mit. Dies tat ich nicht aus eigenem Antrieb, sondern auf Aufforderung des Bundesministers für Wissenschaft und Forschung, welcher meinte, daß die Verschränkung eines Universitätsinstitutes mit einem außeruniversitären durch die Personalunion des Institutsvorstandes und des Leiters des außeruniversitären Institutes dem so geschaffenen Zwilling wesentliche Vorteile böte auf dem Gebiet der Personalstruktur und bei der Abwicklung von Projekten im Auftrage Dritter. Die Verschränkung wurde durch 3 Verträge rechtlich und organisatorisch geregelt; sie ist noch heute aufrecht, weil beide Kontrahenten nach erfolgten Änderungen ihrer Rechtsform in die Rechtsnachfolge betreffend die genannten Verträge eintraten. In der Folge wurden nach diesem Muster noch elf weitere Zwillingspaare in ganz Österreich gegründet (meist durch Neugründung des außeruniversitären Partners), um mit 12 Stützpunkten den Technologieschwerpunkt Mikroelektronik der Bundesregierung in die Tat umzusetzen.

In der akademischen Lehre ist das Institut für Elektronik allein tätig. Im Sommersemester 2001 wurden 16 Semesterwochenstunden Vorlesungen und 19 Semesterwochenstunden Übungen (siehe Anhang) von mir, den 8 Assistenten und 2 auswärtigen Lehrbeauftragten angeboten. Das Institut für Sensorik gleicht mit vier Technikerstellen und zwei Akademikerstellen die Kopflastigkeit des Universitätsinstitutes aus und bietet beiden Instituten die Bauelemente- und die CAD-Infrastruktur. Die anwendungsnahen Forschungsprojekte des Institutes für Sensorik stimulieren die Lehre, weil die meisten Assistenten werkvertraglich auch an das Institut für Sensorik gebunden sind. Viele Diplomarbeiten und Dissertationen haben sensorische Themen zum Inhalt und manche Forschungsrichtung am Institut für Elektronik geht auf Erkenntnisse aus dem Umgang mit praktischen Problemen der Sensorik zurück (z.B. die EMV, die Schaltungstechnik der

A/D-Umsetzer oder die Subnanosekundenanalogtechnik). Die Evaluierung der Elektrotechnik 1993 nach ETH-Muster hat beide Institute sehr gut beurteilt und die Erfolge der Zusammenarbeit gelobt. Im September 2001 hat eine 5-köpfige Gruppe von Mitarbeitern des Institutes für Sensorik (2 Akademiker, 3 Techniker) den Sprung in die Privatwirtschaft gewagt und sich mit einem älteren Spin-off von Joanneum Research vereinigt.

Was die elektronische Instrumentierung betrifft, stehen wir (stabil) auf drei eigenen, sensorischen Beinen. Das erste ist die Biegeschwingermethode zur Bestimmung der Dichte von Flüssigkeiten und Gasen. Das Präparat befindet sich in einem zur ungedämpften Schwingung erregten mechanischen Schwingungsgebilde und beeinflusst daher dessen Resonanzfrequenz durch den Beitrag seiner Masse bzw. seiner Dichte ρ , wenn das an der Schwingung teilnehmende Präparatvolumen V konstant gehalten wird. Aus diesem Grund wird als Schwingungsgebilde ein U-förmiges, an den offenen Enden eingespanntes Rohr verwendet, das in der Art eines einseitig eingespannten Stabes schwingt. In Bild 1 ist der Schwinger in Grund- und Aufriß dargestellt. Das Präparat kann durch die zwei Öffnungen in den Schwinger eingebracht werden oder diesen durchströmen. Die Schwingungsweite und damit der Einfluß auf die Verstimmung der einzelnen Volumenelemente (Scheiben) des Präparates hängt von der Entfernung von der Einspannstelle ab: Sie ist am größten am

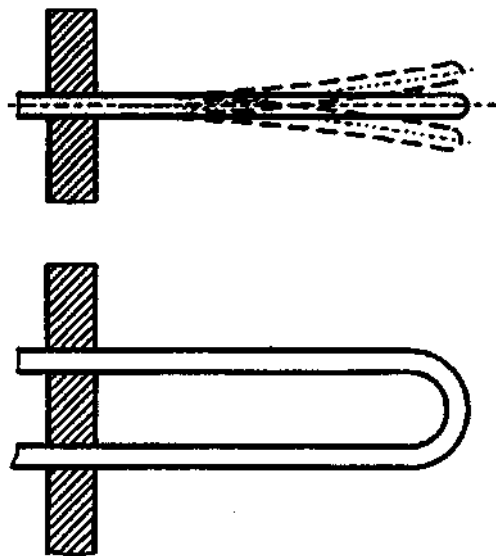


Bild 1 Biegeschwinger zur Dichtemessung

U-förmigen Ende des Rohres und verschwindet an der Einspannstelle. Das Präparatvolumen ist durch diese ortsabhängige Gewichtung der Volumenelemente eindeutig von der Geometrie des Schwingers bestimmt und von der Füllmenge unabhängig, sofern über die Einspannstellen hinaus befüllt wurde. In Bild 2 ist ein Modell des Schwingers zu sehen: Ein Körper der Masse m ist über eine Feder c an einer großen Gegenmasse aufgehängt. Im Vektordiagramm sind die von der Auslenkung x bestimmten Kräfte eingetragen. Zur Erregung wird dem Schwingungsgebilde phasenrichtig jene periodische Kraft eingeprägt, die die Dämpfungskraft $b\dot{x}$ kompensiert. Aus der Lösung der Gleichung der ungedämpften Schwingung ergibt sich eine Resonanzkreisfrequenz $\omega = \sqrt{\frac{c}{m}}$. Die Masse m besteht aus der Leermasse M_0 und der Präparatmasse ρV . Daher kann zwischen der Dichte ρ und der Periode des Schwingers folgender Zusammenhang angegeben werden:

$$\rho = A (T^2 - B).$$

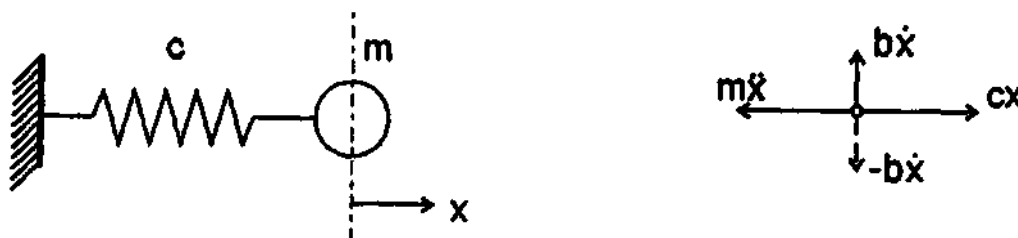


Bild 2 Masse-Federmodell des Biegeschwingers und Vektordiagramm der Kräfte.

A und B sind Apparatekonstanten der individuellen Schwinger, die durch zwei Messungen der Periode an Präparaten bekannter Dichte bestimmt und im Meßgerät gespeichert werden. Auf der Basis dieses sensorischen Verfahrens wurden seit 1967 in enger Zusammenarbeit mit dem Labor für Meßtechnik Dr. Stabinger, Graz, zwei Produktfamilien von Dichtemeßgeräten

(Labor und Prozeß) entwickelt, die von der A. Paar GmbH, Graz, gebaut und weltweit vertrieben werden.

Das zweite Bein ist ein Verfahren und eine Vorrichtung zur Bestimmung der Schallgeschwindigkeit in Flüssigkeiten und Gasen. Es wurde ab 1981 wieder mit dem oben genannten Labor für Meßtechnik entwickelt, wobei neben H. Stabinger H. Heimel wesentlich beigetragen hat. Das „Pfiffige“ an dem Verfahren ist, daß an einer kleinen Probe (etwa in einer Rohrleitung) die vom Rand ungestörte Schallgeschwindigkeit (wie in einem unendlich großen Präparat) gemessen wird und daß eine Zeitauflösung der Laufzeit in der Größenordnung von 10 ps erreicht wird. Ein Umstand, der angesichts der Verzögerungszeiten der digitalen Bauelemente in der Nanosekundengrößenordnung im Stadium der Antragstellung die Förderung dieses Projektes behinderte. In Bild 3 ist ein Blockschaltbild des Schallmoduls dargestellt. Ein in seiner Periode elektrisch verstimmbarer Oszillator erzeugt mittels eines modulo-m Zählers ein 2-wertiges Signal der Periode mT , das nur eine Oszillatorperiode low, die übrige Zeit high ist. Die fallende Flanke dieses Signals löst über die Sendeschaltung im piezoelektrischen Wandler einen kurzen Schallstoß aus, der durch das Präparat wandert und im Empfängerpiezo eine Schwingung von ca. 3 MHz anstößt. Der erste positive Nulldurchgang dieser Schwingung löst den Trigger aus und schaltet den Empfänger ab, sodaß später kommende Signale ignoriert werden. Der Zeit zu Spannungsumsetzer konvertiert die Zeitdifferenz zwischen der positiven Triggerflanke und der ansteigenden Flanke des oben genannten 2-wertigen Signales in eine vorzeichenrichtige Spannung und stellt in einer integralen Regelschleife die Periode des Oszillators so, daß sie gleich der Schalllaufzeit wird. Obwohl aus akustischen Gründen viel länger gewartet als geschallt wird, kann die Periode des (Schwungrad-)Oszillators kontinuierlich verarbeitet werden. Ein sehr sorgfältiger, EMV-gerechter Aufbau des Schallmoduls auf 5 einzelne 2 x 1 Zoll große Hybridschaltungen und die elektrische „Ruhe“ des Digitalteiles unmittelbar vor dem Triggerereignis liefert heute bei einer Laufzeit von ca. 10 μ s und einer Wartezeit von ca. 1 ms eine mittlere Schwankung der Periodenwerte von 10 ps, wenn diese über eine Sekunde gemittelt werden. Der Schallmodul wird in Hybridform von der Kapsch AG in Wien hergestellt. Neben Anwendungen in der Prozeß- und Analysentechnik durch die A. Paar GmbH soll auf den Einsatz dieses Systems als Blutvolumenmonitor bei der Hämodialyse durch die Fresenius AG, Bad Homburg, hingewiesen werden.

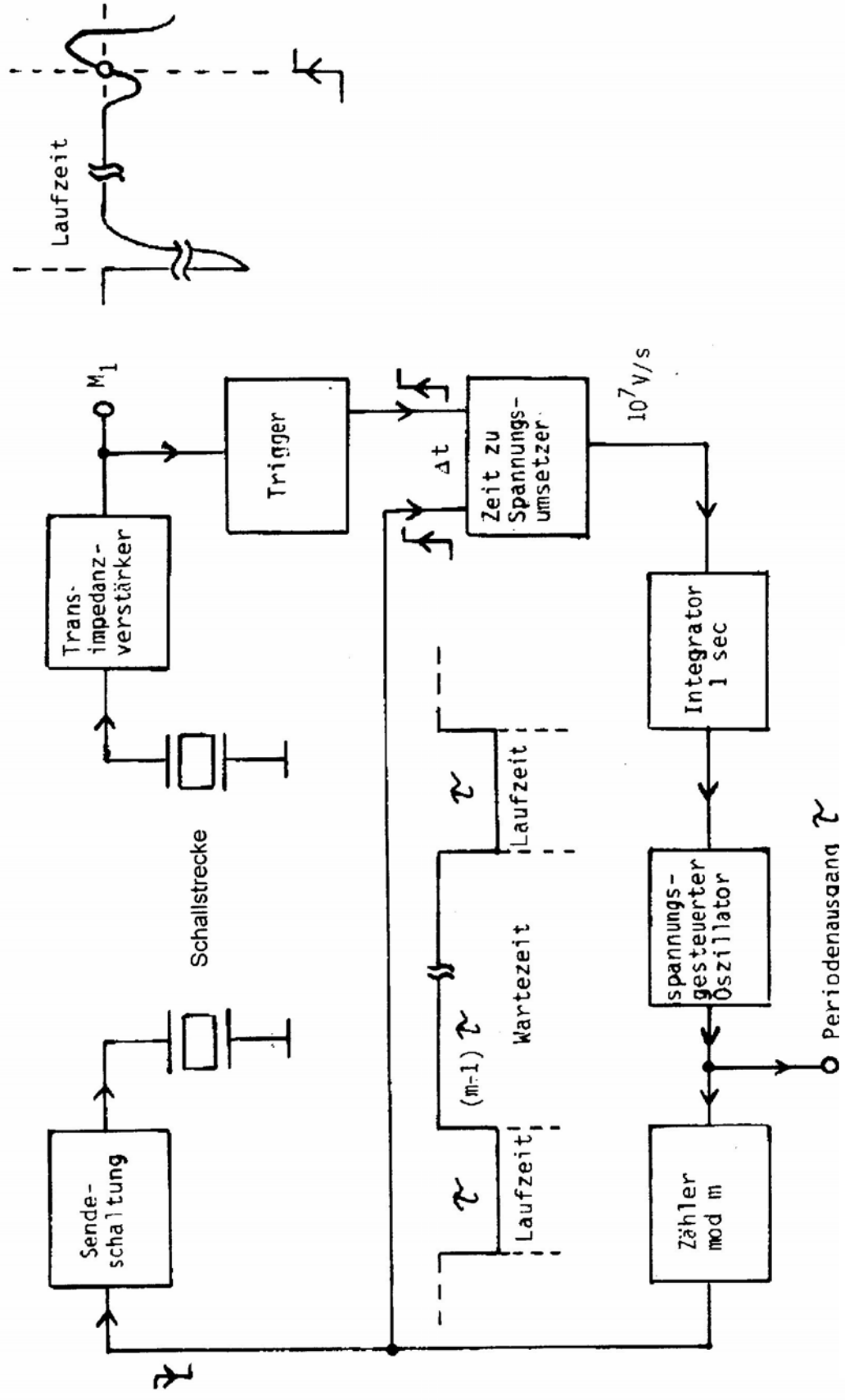


Bild 3 Blockschaltbild des Schallmoduls

Das dritte Bein, auf dem wir stehen, ist die hochauflösende Temperaturmessung. Sie beschäftigt uns seit den frühen Sechzigerjahren. Dichte und Schallgeschwindigkeit sind temperaturabhängig. Ihre Messung ist nur signifikant, wenn die Meßtemperatur bekannt oder wenigstens stabil ist. Da wir schon früh Dichteaufösungen von 10^{-6} g/cm^3 erreicht hatten, waren wir „leichtfertig“ in die Genauigkeitsklasse des Millikelvin eingedrungen und mußten uns nun selbst helfen. Der Ausdehnungskoeffizient des Wassers beträgt bei Raumtemperatur $2 \cdot 10^{-4}/\text{grad}$, der der meisten organischen Lösungsmittel und der Öle $1 \cdot 10^{-3}/\text{grad}$. Wir gingen einen 30 Jahre langen Weg durch das Halbdunkel vorzeitlicher Bauelemente und Temperaturfühler, verirrt uns im Gestrüpp der A/D-Umsetzerarchitekturen und landeten trotzdem (wider Erwarten) glücklich bei der Internationalen Temperaturskala 1990 (ITS90), die die Temperatur am Platinwiderstand festmacht, und einer elektronischen Schaltung, die ein Widerstandsverhältnis so genau in eine Zahl umsetzen kann, daß diese Schaltung als Widerstandsthermometer von der PTB zertifiziert wurde: 1 mK im Bereich von ca. -200 bis $+800^\circ\text{C}$. Es ist klar, daß das Verhältnis des Inkrements (1 mK) zur Weite des Meßbereiches (1000 K) von 1 ppm für die Anerkennung durch die PTB durch eine zusätzliche Reserve an Präzision der Widerstandsmeßvorrichtung gesichert sein muß, was zu einer Auflösung der digitalen Widerstandswerte von 10^{-7} führt. Damit der Nachweis der Anzeigerichtigkeit möglich wird, muß die Widerstandsmeßvorrichtung vorgehen wie ein beamteter Metrologe bei der Widerstandsmessung: Fehler nullter Ordnung (Kontaktpotentiale, Thermospannungen und Offset der Operationsverstärker) werden durch Umpolen der Meßstromquelle und zweifache Messung mit anschließender Subtraktion eliminiert, Fehler erster Ordnung (gain error) werden durch die Ratiometrie vermieden. In Bild 4 ist der Vorgang der Widerstandsmessung dargestellt. In der 1. Phase wird dem integrierenden A/D-Umsetzer ein Strom zugeleitet proportional zum Spannungsabfall des positiven Meßstromes I_+ am Meßwiderstand R_m , in der zweiten jenem des negativen Meßstromes I_- an R_m , in der dritten Phase jenem hervorgerufen von I_+ an R_r und in der vierten ein Strom proportional zum Spannungsabfall des negativen Meßstromes I_- an R_r . Ein fester Strom I_0 sorgt dafür, daß dem A/D-Umsetzer nur positiver Strom zugeleitet wird. Die Ergebnisse der vier Umsetzungen werden verrechnet wie in Bild 4 gezeigt und damit die Fehler $< 2.$ Ordnung in der Widerstandsmeßeinrichtung zum Verschwinden gebracht. Die Tatsache, daß das Superpositionsprinzip nur für lineare Systeme gilt, erlaubt es, den Linearitätsfehler einzugrenzen. Aus der Abhängigkeit des Meßergebnisses von I_0 (die in einem perfekt linearen System verschwindet) kann ermittelt werden, daß der Linearitätsfehler $< 0,25$ ppm ist.

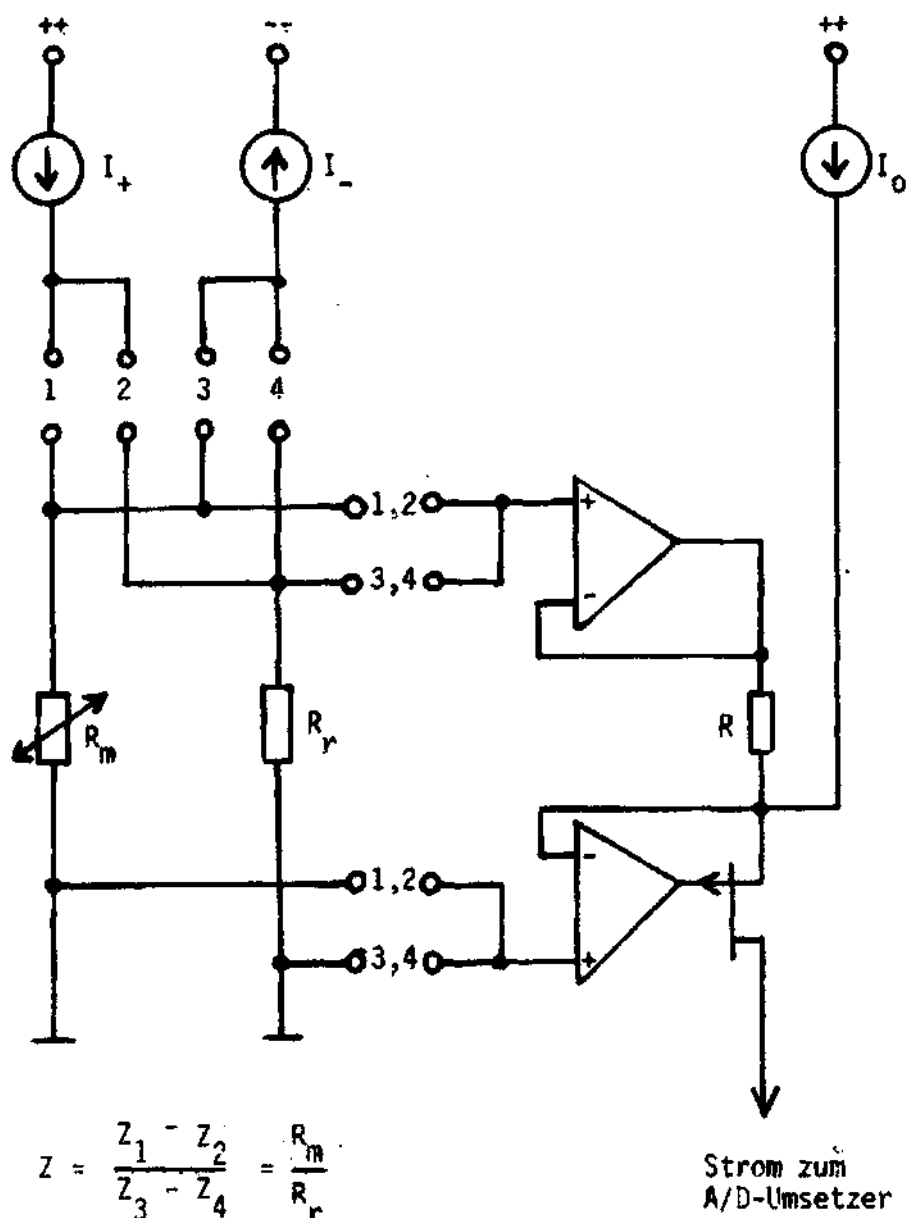


Bild 4 Widerstandsmeßeinrichtung

Als A/D-Umsetzer wird eine „Kreuzung“ aus dual-slope und charge-balance verwendet, die integrierend und ausreichend linear ist und Strom als Signalparameter für die Meß- und die Referenzgröße verwendet. Die Linearität wird dadurch erreicht, daß nur ein kleiner Teil des Zeitintegrals der Meßgröße in den Integrationskondensator gebracht wird. Der große Teil wird am virtuellen Nullpunkt des Integrators ausgeglichen. Dadurch wird nur der kleine Teil der schädlichen dielektrischen Absorption unterworfen. Dieser unvollständige

Ladungsausgleich (im Interesse der Begrenzung der Schaltzeitfehler) in Verbindung mit der vollständigen Entladung des Integrators durch einen „Lupen“-Strom ergibt einen integrierenden A/D-Umsetzer mit einer Linearität von mindestens 24 bit. Die A. Paar GmbH, Graz, bietet 2 verschiedene Millikelvinthermometer an, die sich bei den Kalibrierdiensten gut bewähren. Daneben gibt es schaltungstechnische Anleihen in den Dichtemeßgeräten und eine abgemagerte Billigversion.

Lehrangebot

Vorlesungen

Name	Std	Sem.	LV-Leiter
Grundsaltungen	2	S	Leopold
Elektronische Bauelemente	2	S	Schlögel
Elektronik 1	4	W	Leopold
Geräteentwurf mit Mikroprozessoren 1	2	W	Stöckler
Geräteentwurf mit Mikroprozessoren 2 Mikroprozessor-Programmierung	2	S	Röhler
Elektronik 2	2	S	Leopold
EMV elektronischer Systeme	2	W	Winkler
Integrierte Schaltungen 1	2	W	Pribyl
Integrierte Schaltungen 2	2	S	Söser
Hochfrequenzmeßtechnik	2	W	Schlögel
Automotive Elektronik	2	S	Eichberger
Konstruktion elektronischer Geräte und Systeme	4	S	Leopold, Röhler, Stöckler, Winkler, Eichberger
Schaltungssimulation	1	W	Röhler
Elektronik MK	2	W	Senn

Übungen, Laborübungen, Rechenübungen, Projekte

Name	Std.	Sem.	LV-Leiter
Grundsaltungen, Labor	2	S	Eichberger, Senn, Putzinger, Schatzberger, Söser, Stöckler, Winkler
Schaltungstechnik, RU	2	S	Winkler
Elektronik 1, RU	2	W	Schatzberger
Elektronik, Labor 1	2	S	Senn, Putzinger, Röhler, Schatzberger, Söser, Stöckler, Winkler
Elektronik, Labor T1	3	S	Eichberger, Senn, Putzinger, Röhler, Schatzberger, Söser, Stöckler
Geräteentwurf m. Mikroproz. 1, Labor	2	W	Stöckler
Elektronik, Labor 2	3	W	Eichberger, Schatzberger, Senn, Putzinger, Röhler, Stöckler, Winkler, Söser
Elektronik, Labor 4	3	W	Eichberger, Schatzberger, Senn, Putzinger, Röhler, Stöckler, Winkler, Söser
Elektronik-Projekt	6	W, S	Leopold, Röhler, Stöckler, Söser, Winkler, Eichberger, Putzinger, Schatzberger
EMV elektronischer Systeme, Labor	1	W	Winkler
Integrierte Schaltungen 2	2	S	Söser
Hochfrequenzmeßtechnik, Labor	1	W	Schlögel
Automotive Elektronik, Labor	2	S	Eichberger
Schaltungssimulation	2	W	Röhler
Testen integrierter Schaltungen, Lab.	3	W	Söser
Mikroprozessor-Programmierung, Lab.	1	S	Röhler
Elektronik MK, Labor	2	W	Senn

Institut für Elektronik WS 2000/2001

DIE EVOLUTION DER TRAGBAREN DICHTEMESSUNG

B. Eichberger

Institut für Elektronik, Technische Universität Graz

ZUSAMMENFASSUNG:

Ein portables Meßgerät zur Bestimmung der Dichte von Flüssigkeiten erschließt eine Vielzahl neuer Anwendungsmöglichkeiten. Ausgehend vom bewährten Modell DMA35 werden die Entwicklungsschritte hin zum Nachfolgemodell DMA35N beschrieben, das sensorische Verfahren und das zugrunde liegende Konzept erläutert und ausgewählte Detaillösungen vorgestellt.

Im vorgestellten Dichtemeßgerät werden hohe Funktionalität, einfache Bedienbarkeit und individuelle Konfigurierbarkeit in Form eines portablen, eigensicheren Gerätes vereint. Die Entwicklung erfolgte in Zusammenarbeit mit dem Institut für Sensorik von Joanneum Research und dem Labor für Meßtechnik Dr. Stabinger, Graz.

DAS MESZVERFAHREN

Das sensorische Prinzip ist auch bei tragbaren Dichtemeßgeräten die Biegeschwinger Methode[1]. Bild 1 zeigt das Verfahren schematisch.

Eine Probe der zu untersuchenden Flüssigkeit wird in das einseitig fest eingespannte U-förmige Rohr gefüllt und ändert so dessen mechanische Resonanzfrequenz. Ein elektrisches Erregersystem führt die Energie zum Start und zur Aufrechterhaltung einer amplitudenkonstanten Schwingung zu. Bei konstanter Temperatur erhält man die Dichte r über die Resonanzfrequenz $f = \frac{1}{2p} \sqrt{\frac{c}{M + r.V}}$ des Biegeschwingers bzw. über die Periodendauer $T = 2p \sqrt{\frac{M + r.V}{c}}$ gemäß der Beziehung $r = \frac{T^2}{4p^2.V} - \frac{M}{V}$. M ist die Masse

des schwingenden Rohres, V das Füllvolumen und c die Federkonstante des Oszillators. Mit den gerätespezifischen Konstanten A , B vereinfacht sich die letzte Gleichung zu $r = AT^2 - B$. Über eine Temperaturmessung wird der Einfluß des Ausdehnungskoeffizienten berücksichtigt. ($2 \cdot 10^{-4} \cdot K^{-1}$ für Wasser, $1 \cdot 10^{-3} \cdot K^{-1}$ für die meisten organischen Flüssigkeiten)

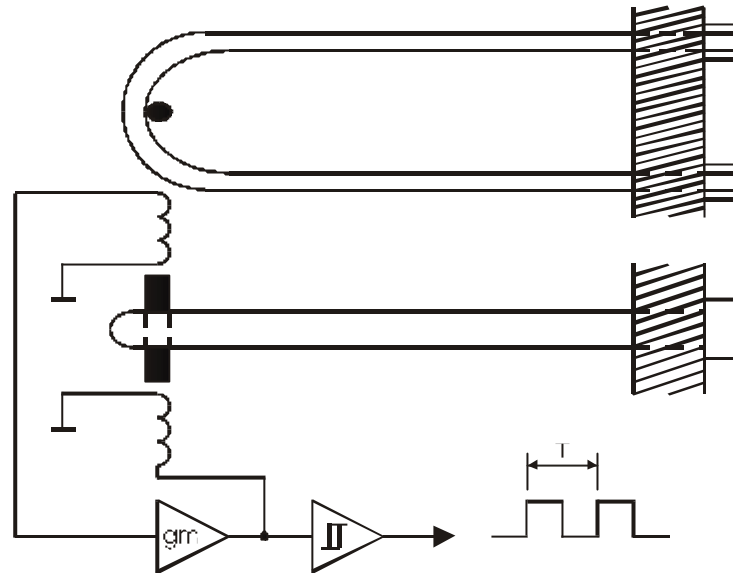


Bild 1

Die Gegenmasse stellt, bezogen auf das schwingende Rohr, eine ruhende Auflage dar. Je nach gewünschter Genauigkeit muß diese Gegenmasse um ein Vielfaches größer sein als die an der Schwingung beteiligte Masse (Rohr und Meßflüssigkeit). Stationäre Meßgeräte haben Gegenmassen von mehreren Kilogramm, die zusätzlich vom Gehäuse schwingungstechnisch entkoppelt aufgehängt sind. Eine zu geringe Gegenmasse führt zu einem Durchgriff der Auflage des Meßgerätes auf das Meßergebnis. Für tragbare Meßgeräte ist diese Konstruktion aus Gewichtsgründen ungeeignet. Hier kommt ein X-Schwinger zum Einsatz, wie ihn Bild 2 zeigt.

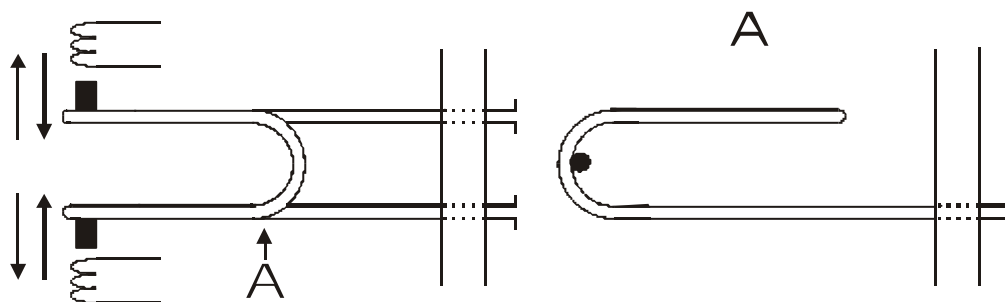


Bild 2

Das U-förmige Rohr ist noch einmal quer zur Längsachse um 180° nach hinten gefaltet. An der Spitze der beiden neu entstandenen Schenkel liegt das magnetische Erregersystem. Die Schenkel schwingen in Gegenphase, wodurch die resultierende Kraft auf den Fußpunkt des Schwingers zu jedem Zeitaugenblick zu Null wird. Damit fällt im Idealfall auch der

Einfluß der Gegenmasse auf die Dämpfung und Periodendauer weg. Diese Kompensation unterliegt in der Praxis Fertigungstoleranzen und Alterung. Für den Genauigkeitsbereich bis 3 ½ Stellen ist der X-Schwinger für ein Serienprodukt gut geeignet. Am hinteren Ende des gefalteten Schwingers befindet sich ein Thermistor mit sehr kleiner thermischer Masse zur raschen und rückwirkungsfreien Messung der Proben temperatur.

VON DER DMA35 ZUR DMA35N

Das Dichtemeßgerät DMA35 besaß, in Anbetracht des Standes der Technik vor rund 20 Jahren, hervorragende Leistungsmerkmale und eine ausgeklügelte Schaltungstechnik. Diese Vorgaben waren uneingeschränkt zu übernehmen und kreativ zu erweitern. Vor der eigentlichen Entwicklung, d.h. dem Hardware- und Software Entwurf und der mechanischen Konstruktion, stand deshalb die Erarbeitung des Entwicklungszieles. Aus den über Jahre gesammelten Wünschen und Kritiken der Anwender ergab sich ein Teil des Anforderungspaketes. Unabhängig davon wurde auch eine Vision erarbeitet, wie ein tragbares Dichtemeßgerät für einen Produktionszeitraum von 10 Jahren und mehr aussehen soll. Es galt, aktuelle Kundenwünsche mit eigenen, kreativen Vorgaben zu verbinden. Nicht individuelle Einzelwünsche, sondern eigenständige Vorgabe neuer Funktionen vereint mit einer sinnvollen Auswahl von Anforderungen der Anwender standen im Vordergrund. Das gesamte Projekt lief unter den Rahmenbedingungen der damals neu eingeführten Qualitätssicherung ISO 9001.

Folgende Anforderungen galt es zu erfüllen: (Auswahl)

- Meßbereich Dichte: 0 bis 1.999 g/cm³ (Viskosität 0 bis ca. 1000 mPa.s)
- Meßbereich Temperatur von 0 bis +40 °C, 32 bis 104 °F
- Meßunsicherheit Dichte: $\pm 1 \cdot 10^{-3}$ g/cm³ (Auflösung $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ g/cm³)
- Meßunsicherheit Temperatur: $\pm 0,2$ °C (Auflösung $\pm 0,1$ °C)
- Anzeige der Dichte in g/cm³, der relativen/temperaturkompensierten Dichte bzw. Kundenfunktion (API, SG, °BRIX, °BAUME, °PLATO, %ALC/V, %H₂SO₄, ...)
- Nichtflüchtiger Meßwertspeicher, Datenerhalt ohne Batterie
- Datenaustausch über serielle Schnittstelle
- Einfache, intuitive Bedienbarkeit
- Eigensicherheitsklasse EEx ia II C T6
- Einfacher werkseitiger Abgleich, Unterstützung für automatischen Test
- Hohe Störfestigkeit, geringe Störaussendung, CE Konformität

DIE ENTWICKLUNGSSCHRITTE

Im Laufe der Entwicklung entstanden mehrere Varianten, die im Endprodukt nicht mehr zu erkennen sind. Bei festgelegtem Ziel war das Team so flexibel, laufend neue Erkenntnisse einzubringen um zu einem optimalen Endergebnis zu gelangen.

Eine erste Version war dem Vorgängermodell optisch noch sehr ähnlich. Für die Befüllung gab es optional eine batteriebetriebene Motorpumpe. Zum Datenaustausch und als Energieversorgung im stationären Betrieb diente eine mehrpolige Steckverbindung. Beides wurde auf Grund signifikanter Probleme bei der mechanischen Konstruktion und bei der Erfüllung der Eigensicherheit wieder aufgegeben.

Die nächste Version bestand aus zwei voneinander trennbaren Funktionseinheiten. Damit sollte eine modulare Plattform für Dichtemeßgeräte im Genauigkeitsbereich bis 3 ½ Stellen entstehen. Auswerteeinheit und Schwinger konnten voneinander mechanisch (und elektrisch) getrennt werden. Für den stationären Betrieb gab es eine Ablage mit integrierter Infrarotschnittstelle zum Meßgerät und serieller RS232 Schnittstelle zu PC und Drucker. Die gesamte modulare Konstruktion erwies sich bald als zu aufwendig und mangels weiterer Baugruppen als wenig zukunftssicher.

Am Ende der Entwicklung stand das Dichtemeßgerät DMA35N (Bild 3b). Die „Urversion“, das Modell DMA35, zeigt Bild 3a.



Bild 3a



Bild 3b

Bild 4 stellt die verschiedenen Funktionseinheiten als Blockschaltbild dar.

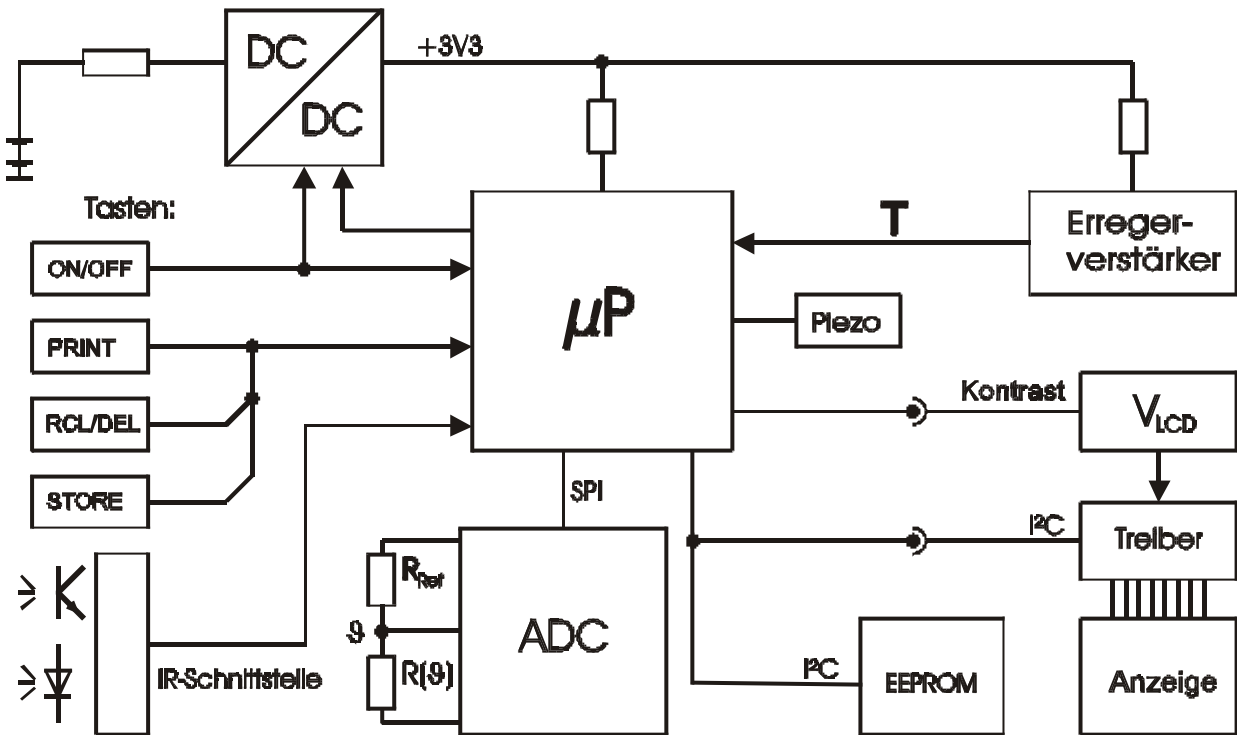


Bild 4

Ein Hochsetzsteller liefert eine stabilisierte Spannung von 3,3 Volt zum Betrieb der analogen und digitalen Schaltungsteile. Der Mikrokontroller 87L58 (80C51FB) besitzt 32 KByte OTP Programmspeicher, seine Taktfrequenz beträgt 3.68 MHz. Der 12 Bit Analog/Digital-Umsetzer für die Temperaturmessung ist über ein SPI Interface, der Datenspeicher und der LCD-Treiber sind über ein I2C Interface mit dem Mikrokontroller verbunden.

Die Energieversorgung ist ein wichtiges Detail bei einem tragbaren Meßgerät. Das Vorgängermodell benötigte eine 9 Volt Blockbatterie, das neue Gerät hingegen zwei Stück 1.5 Volt Mikro (AAA) Batterien bzw. Akkumulatoren. Die Entladeschlussspannung liegt bei 0.9 Volt pro Zelle, wodurch der Energieinhalt gut ausgenutzt wird. Bild 5 zeigt die Schaltung der Stromversorgung. Der mittlere Stromverbrauch liegt unter 5mA.

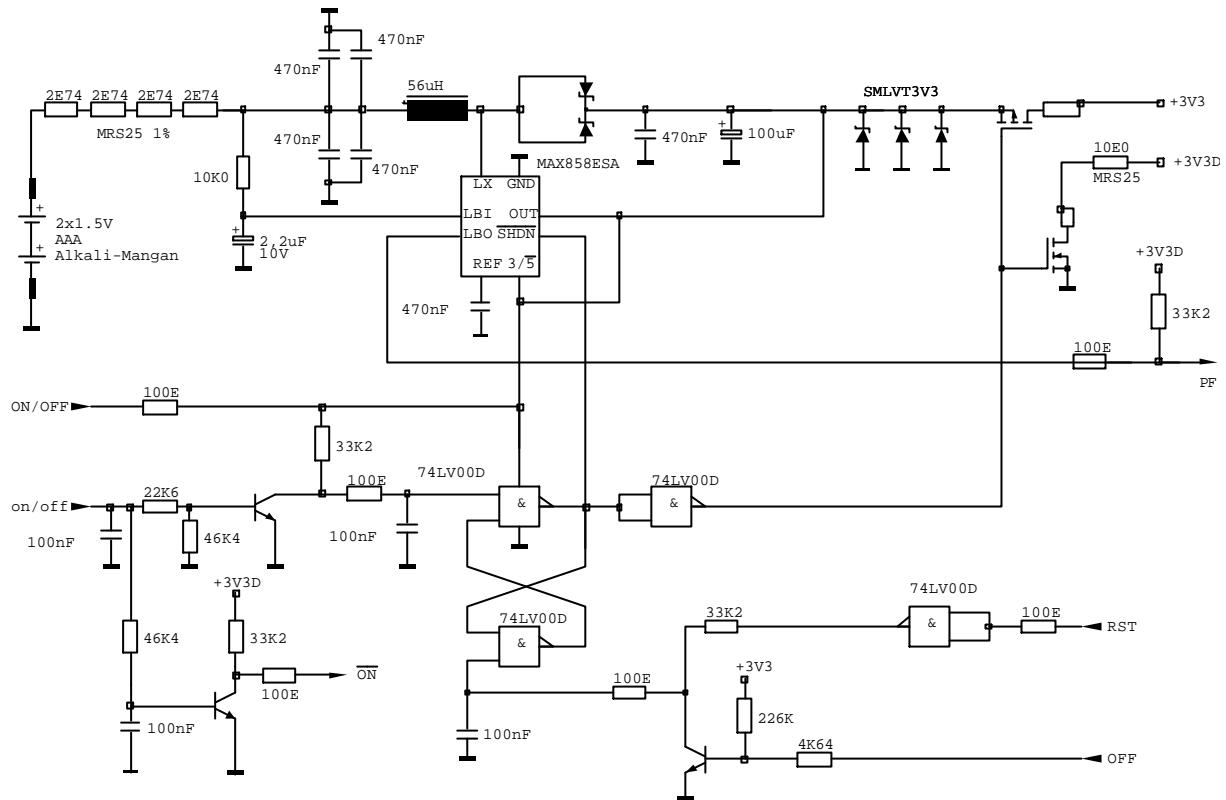


Bild 5

Zahlreiche Anwendungsfälle erfordern Dichtemessungen in explosionsgefährdeter Atmosphäre. Selbst beim Auftreten von zwei Fehlern darf es zu keiner Zündung kommen. Sicherheitstechnisch wird die im Fehlerfall in den betroffenen Bauelementen dissipierte Energie durch ohm'sche Widerstände in den Versorgungsleitungen begrenzt. Für die Temperaturklasse T6 darf die maximale Übertemperatur eines Bauelementes 45°C betragen. Drei parallel (redundant) geschaltete Zenerdioden schützen bei einem Fehler im Spannungsregler.

Zur Anregung und Aufrechterhaltung einer kontinuierlichen Schwingung muß die mechanische Dämpfung des Biegeschwingers vom elektrischen Erregersystem kompensiert werden. Zwei am Glasschwinger befestigte Magnete liegen der jeweils zugehörigen Erreger- bzw. Abnahmespule gegenüber. Die Spannung der Abnahmespule wird über den in Bild 6 gezeigten Erregerverstärker phasenrichtig und mit ausreichender Amplitude auf die Erregerspule zurückgeführt. Auf eine Amplitudenregelung wurde wegen der guten Begrenzereigenschaften des eingesetzten CMOS-Operationsverstärkers verzichtet. Ein zweistufiges, passives Tiefpaßfilter am Verstärkereingang erhöht die Störfestigkeit gegenüber HF-Einstrahlung.

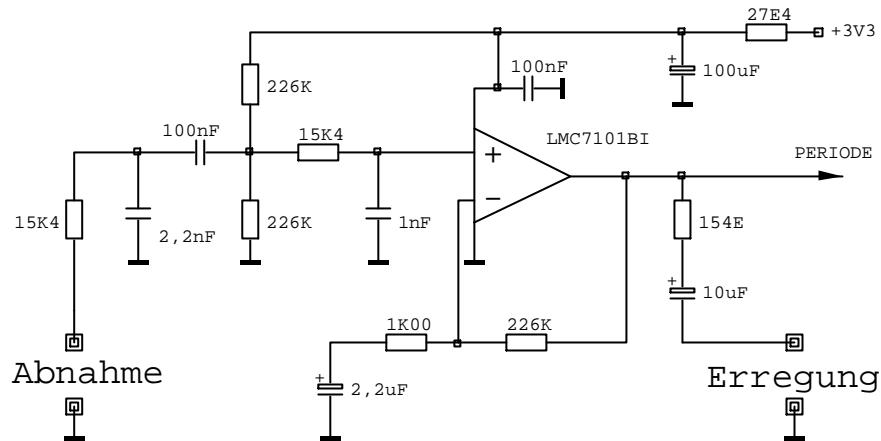


Bild 6

Die Datenübertragung zwischen dem Dichtemeßgerät und peripheren Einheiten (Meßwertdrucker, Personal Computer) erfolgt über eine Infrarotschnittstelle mit 9600 Baud, wobei der externe Infrarot / RS232-Umsetzer optional angeboten wird.

Der werkseitige Funktionstest und Abgleich der Schwinger- / Thermistor- Konstanten erfolgt automatisiert, die Korrekturparameter stehen in einem eigenen Bereich innerhalb des Meßwertspeichers (EEPROM). Auf allen Printplatten befinden sich dafür entsprechende Meßpunkte.

Das Fehlen jeglicher, von außen zugänglicher, elektrisch leitender Verbindungen erhöht erheblich die elektrische Störfestigkeit. Die gesamte Schaltung ist in SMD-Technik ausgeführt. Der kompakte Aufbau, das Gehäuse aus Faradex® und die EMV-gerechte Leiterbahnführung (Layout) tragen wesentlich zur geringen elektromagnetischen Beeinflußbarkeit bei.

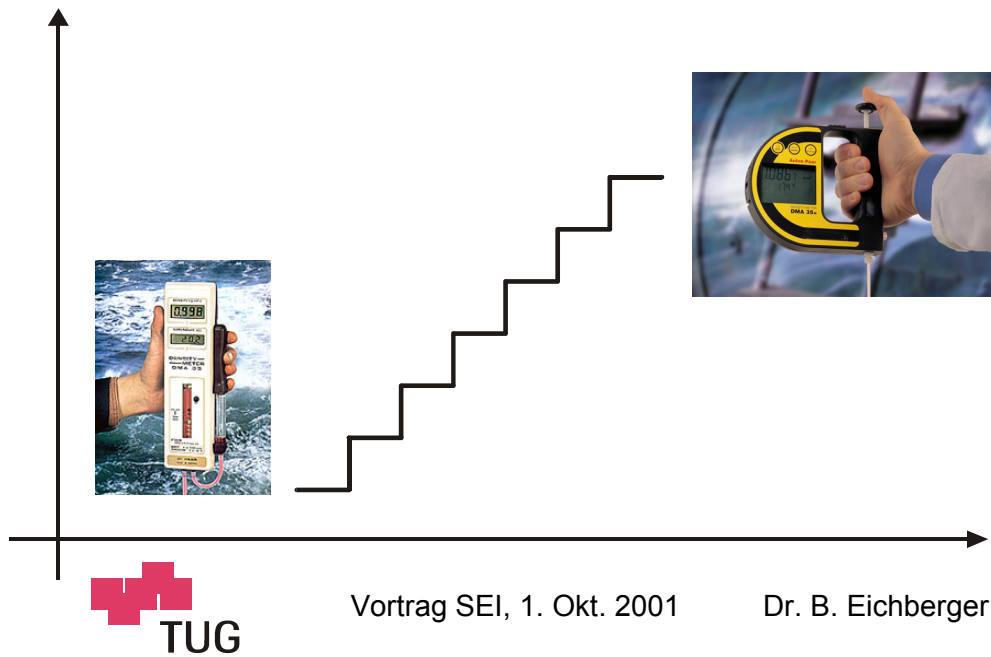
Eine permanente Bedingung bei der Entwicklung eines solchen Gerätes ist die Kostenfrage bei der Produktion, bei Test und Wartung sowie die langjährige, sichere Verfügbarkeit der Bauelemente. Für die meisten der anfangs noch als Entwicklungsmuster eingesetzten Bauelemente stehen bereits alternative Hersteller zur Verfügung, womit die Kontinuität dieses Meßgerätes gesichert erscheint.

Die Entwicklungszeit betrug etwa zwei Jahre, die Serienfertigung begann Mitte 1996. Das neue Dichtemeßgerätes DMA35N ist mittlerweile sehr gut am Markt positioniert und findet breite Akzeptanz bei den Anwendern.

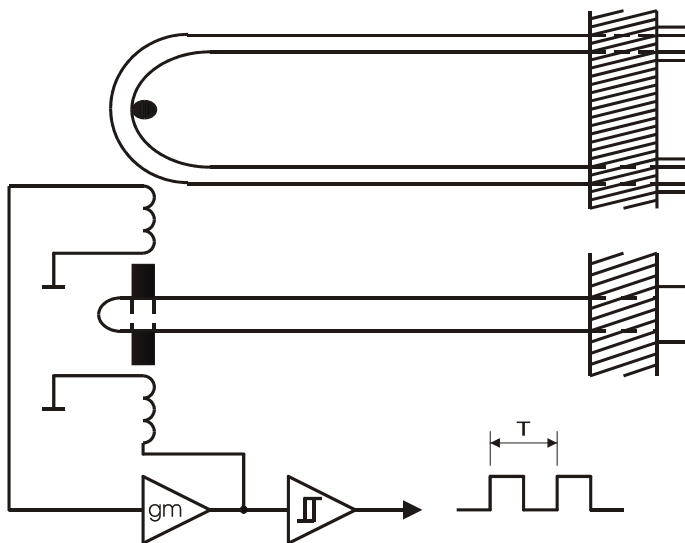
Literatur:

1. Kratky,O., Leopold,H., Stabinger,H.: Z. angew. Physik, Vol.27, No.4,1969, s. 273
2. EN 50014, Europäische Norm "Elektrische Betriebsmittel für explosionsgefährdete Bereiche, allgemeine Bestimmungen"
3. EN 50020, Europäische Norm "Elektrische Betriebsmittel für explosionsgefährdete Bereiche, Eigensicherheit i "
4. Eichberger B., Mayr F.: "Ein portables, eigensicheres Dichtemeßgerät", Mikroelektronik 1995. Berichte der Informationstagung ME 95, Seite 183-187, ÖVE-Schriftenreihe Nr. 8, Wien
5. Betriebsanleitung DMA35N, Anton PAAR KG, Gaz, Austria, Dokument Nummer B46IB01F, März 1999

Die Evolution der tragbaren Dichtemessung



Das Messverfahren



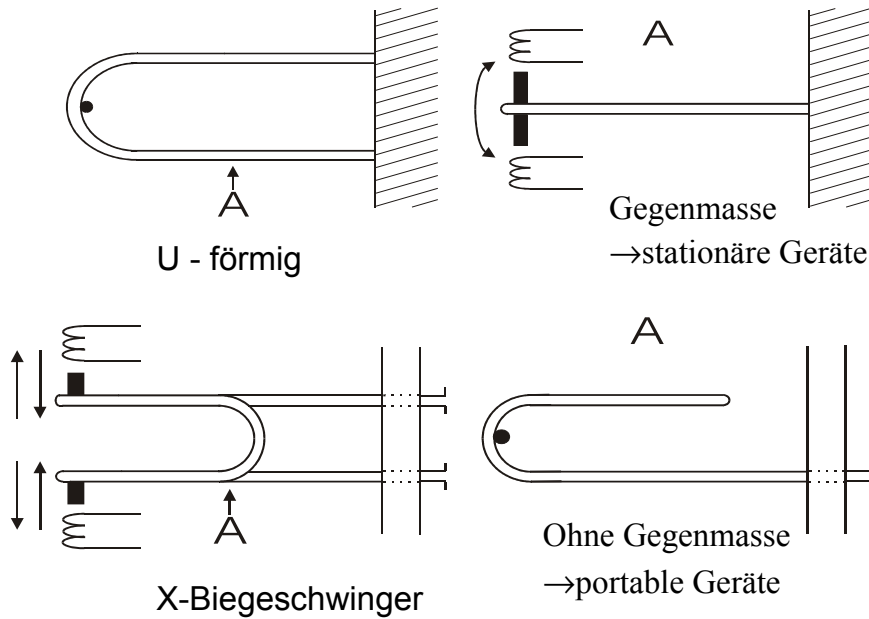
$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{c}{M + \rho V}}$$

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{M + \rho V}{c}}$$

$$\rho = \frac{T^2}{4\pi^2 V} - \frac{M}{V}$$

$$\rho = A.T^2 - B$$

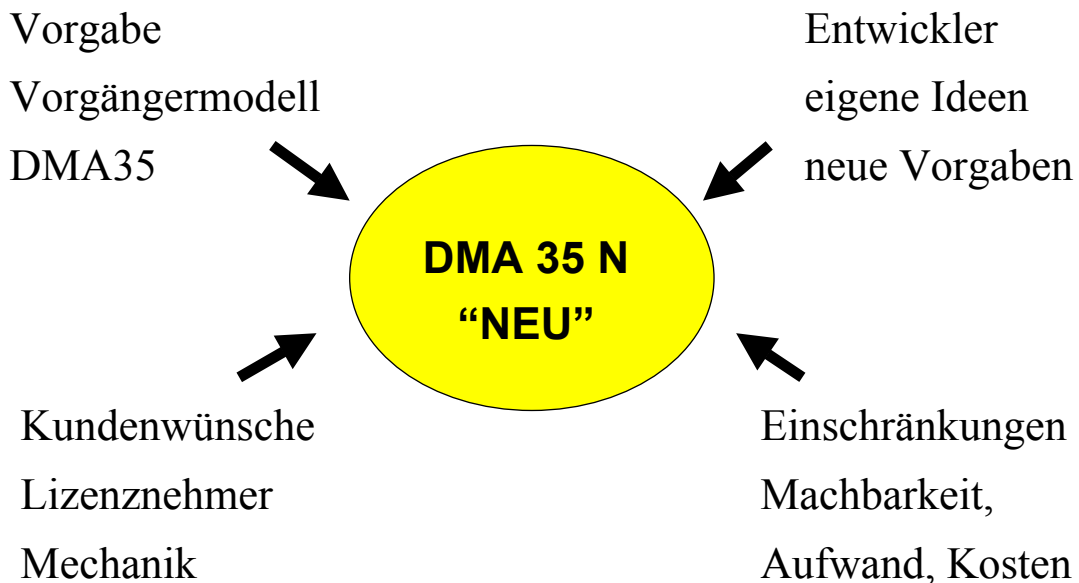
Biegeschwinger Varianten



Vortrag SEI, 1. Okt. 2001

Dr. B. Eichberger

Produktfindung:



Vortrag SEI, 1. Okt. 2001

Dr. B. Eichberger

Entwicklungsziele

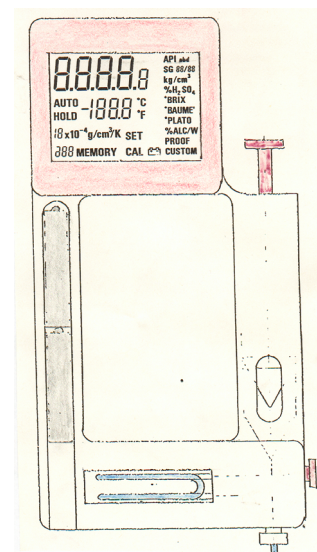
- Messbereich: 0 ... 1,999 g/cm³ , 0 ... + 40 °C
- Einfache Bedienbarkeit
- Hohe Zuverlässigkeit
- serielle Schnittstelle zu PC und Drucker
- Eigensicherheit EEx ia IIc T6
- Testbarkeit (Herstellung, Service)
- Langjährige Verfügbarkeit der Bauteile
-



Vortrag SEI, 1. Okt. 2001

Dr. B. Eichberger

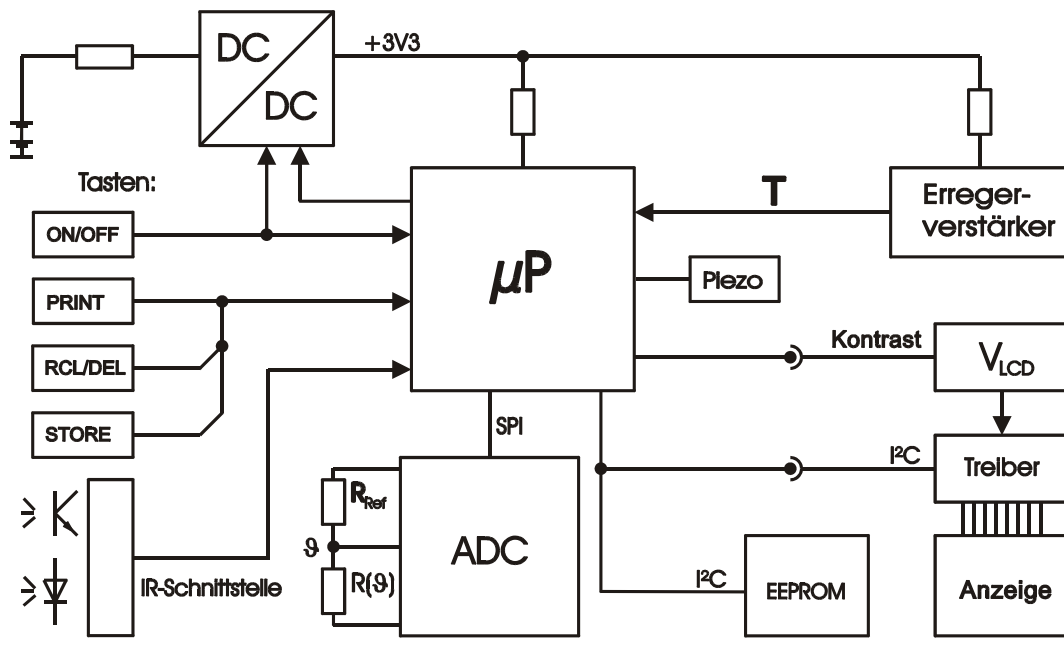
Stadien der Evolution



Vortrag SEI, 1. Okt. 2001

Dr. B. Eichberger

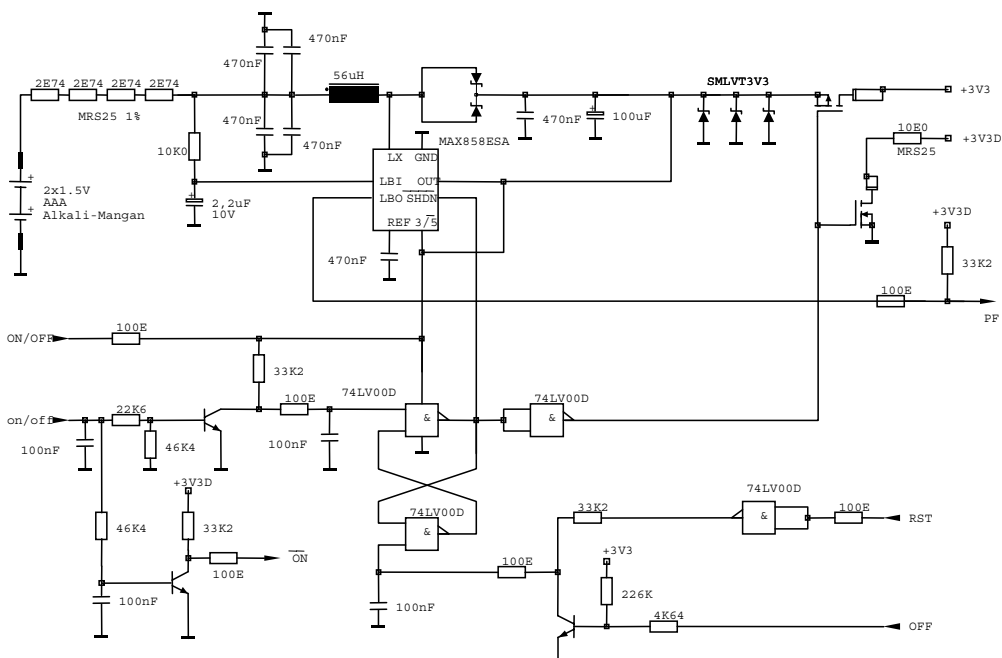
Blockdiagramm:



Vortrag SEI, 1. Okt. 2001

Dr. B. Eichberger

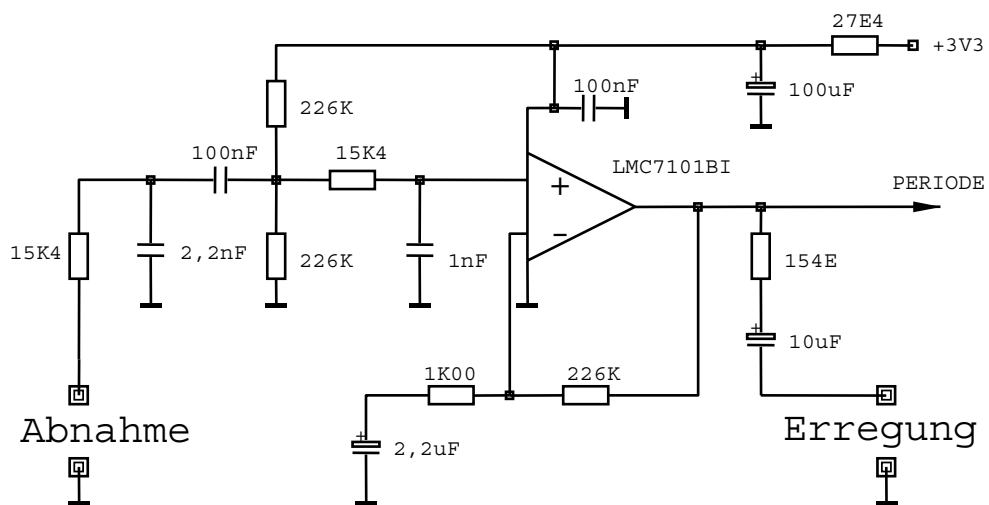
Stromversorgung



Vortrag SEI, 1. Okt. 2001

Dr. B. Eichberger

Erregerverstärker



Vortrag SEI, 1. Okt. 2001

Dr. B. Eichberger



Vortrag SEI, 1. Okt. 2001

Dr. B. Eichberger

Hochauflösende elektroakustische Niveaubeobachtung

R. Putzinger

Institut für Elektronik, Technische Universität Graz

Kurzfassung

Der folgende Beitrag beschreibt ein neuartiges Verfahren zur hochgenauen Niveaumessung an ortsfesten Einrichtungen. Es basiert auf einem elektroakustischen Messprinzip in Verbindung mit einem hydrostatischen System. Die Niveaumessung wird auf eine Füllstandsmessung an mehreren räumlich verteilten Punkten rückgeführt. Die entwickelte sensorische Vorrichtung zeichnet sich durch hohe Auflösung, Wartungsfreiheit und mechanische Robustheit aus. Erweiterungen des elektronischen Mess-Systems sind aufgrund der Busarchitektur leicht möglich.

Jede Messstelle verfügt über einen akustischen Sender und Empfänger, die unter dem Flüssigkeitsniveau angeordnet sind. Der Sender schickt eine Schallwelle an die Flüssigkeitsoberfläche, an der sie reflektiert wird. Nach einer vom Füllstand abhängigen Laufzeit erreicht die Schallwelle den Empfänger. Der Einfluss der Temperatur auf die Schallgeschwindigkeit wird durch eine genaue Temperaturmessung erfasst und bei der Berechnung korrigiert. Unter Berücksichtigung der Sensorgeometrie und der temperaturabhängigen Schallgeschwindigkeit in der Messflüssigkeit errechnet die Auswerteeinheit den Füllstand.

Über eine Busschnittstelle gelangen die Messdaten der Transmitter an den zentralen Leitrechner. Die Software am Leitrechner dient zur zyklischen Abfrage der Daten sowie zur Berechnung, Archivierung und Vor-Ort Visualisierung der Füllstandsinformation. Sämtliche Daten stehen optional auch im Netzwerk zur Verfügung. Eine Fernabfrage der Messdaten ist über zwei verschiedene Programmsysteme realisiert. Eine Variante auf Basis der grafischen Programmiersprache LabVIEW sowie auch eine plattformunabhängige, Web-basierende Java Lösung wurden entwickelt.

Unter Laborbedingungen wurde bei einem Messbereich von 3 mm eine Genauigkeit von 2 μm erreicht. Die Auflösung des Mess-Systems beträgt 0,1 μm . Bei Kalibrierung der gesamten Messstelle sind mit dem derzeitigen Sensor bis zu 7 mm Messbereich möglich.

Einleitung

Große Werkzeugmaschinen erfordern speziell ausgelegte Betonfundamente, welche meist eine wesentlich größere Steifigkeit aufweisen als das Maschinenbett. Geometrische Veränderungen des Maschinenbettes, die Form-, Maß- und Lagefehler an den Werkstücken zur Folge haben können, gehen in der Regel von Fundamentverformungen aus [1].

Gründe dafür sind:

- *Setzungen in der Fundamentbettung*
- *Änderungen des Grundwasserspiegels*
- *thermische Einflüsse (z.B. offenes Hallentor)*
- *hohes Werkstückgewicht*
- *Verfahren des Maschinenständers*
- *innere Prozesskräfte*

Werkzeugmaschinen müssen demnach von Zeit zu Zeit nachgerichtet werden, um die erforderliche Fertigungsgenauigkeit einhalten zu können. Diese Notwendigkeit des Nachrichtens soll mit dem neuen Sensorsystem besser erkannt werden können, um damit eine genauere und kostengünstigere Fertigung zu ermöglichen.

Ausgangspunkt des Systems zur Niveaubeobachtung ist eine in das Fundament integrierte Vielfachschlauchwaage. Solche hydrostatischen Systeme basieren auf der Grundlage des Schweregesetzes, nachdem die Oberfläche einer Flüssigkeit an jeder Stelle rechtwinkelig zu seinem Lot auf den Erdmittelpunkt steht und so den waagrechten Horizont bildet. Dies gilt auch für Flüssigkeiten in Gefäßen, die nach dem Prinzip der kommunizierenden Röhren miteinander verbunden sind. Die Verbindungslinie der Flüssigkeitsspiegel bildet eine horizontale Niveaulinie. Die Ebene des Flüssigkeitsspiegels kann mit einer Genauigkeit von etwa $\pm 1/1000$ mm abgegriffen werden [2][3]. Voraussetzung für eine derart präzise Einstellung ist jedoch, dass auf das gesamte System weder innere noch äußere Kräfte einwirken. Systeme, die nach dem Prinzip der kommunizierenden Röhren arbeiten, können zur Überwachung von Höhenpunkten verwendet werden. Die Differenz der Ablesung der Messwerte der einzelnen Gebersysteme ergibt den Höhenunterschied der Messpunkte [4]. Die Bestimmung des Höhenunterschiedes zwischen einzelnen Punkten lässt sich demnach bei hydrostatischen Systemen auf die Messung des Füllstandes in den einzelnen Messgefäßen reduzieren.

Konzept des Gesamtsystems

Da für die gewünschte Anwendung eine relativ hohe Anzahl von Messstellen erforderlich ist, wurde ein leicht ausbaufähiges, netzwerktaugliches System entworfen. Dabei kommt ein Single-Master Multiple-Slave System zum Einsatz. Der Master selbst ist ein auf dem Betriebssystem Windows basierender PC, auf dem eine LabVIEW Anwendung die Master-Funktionen übernimmt. Diese sorgt für die zyklische Abfrage der gleichartig ausgeführten Transmitter an jeder Messstelle, führt die Parametrierung der einzelnen Einheiten durch, speichert die Messdaten und sorgt für eine Vor-Ort-Visualisierung der Messergebnisse.

Das Schema des Gesamtsystems ist in Bild 1 vereinfacht dargestellt [5]. Die Transmittereinheiten sind über einen seriellen RS-485 Bus miteinander verbunden. Eine 14 Volt Spannungsquelle versorgt alle Einheiten mit Energie.

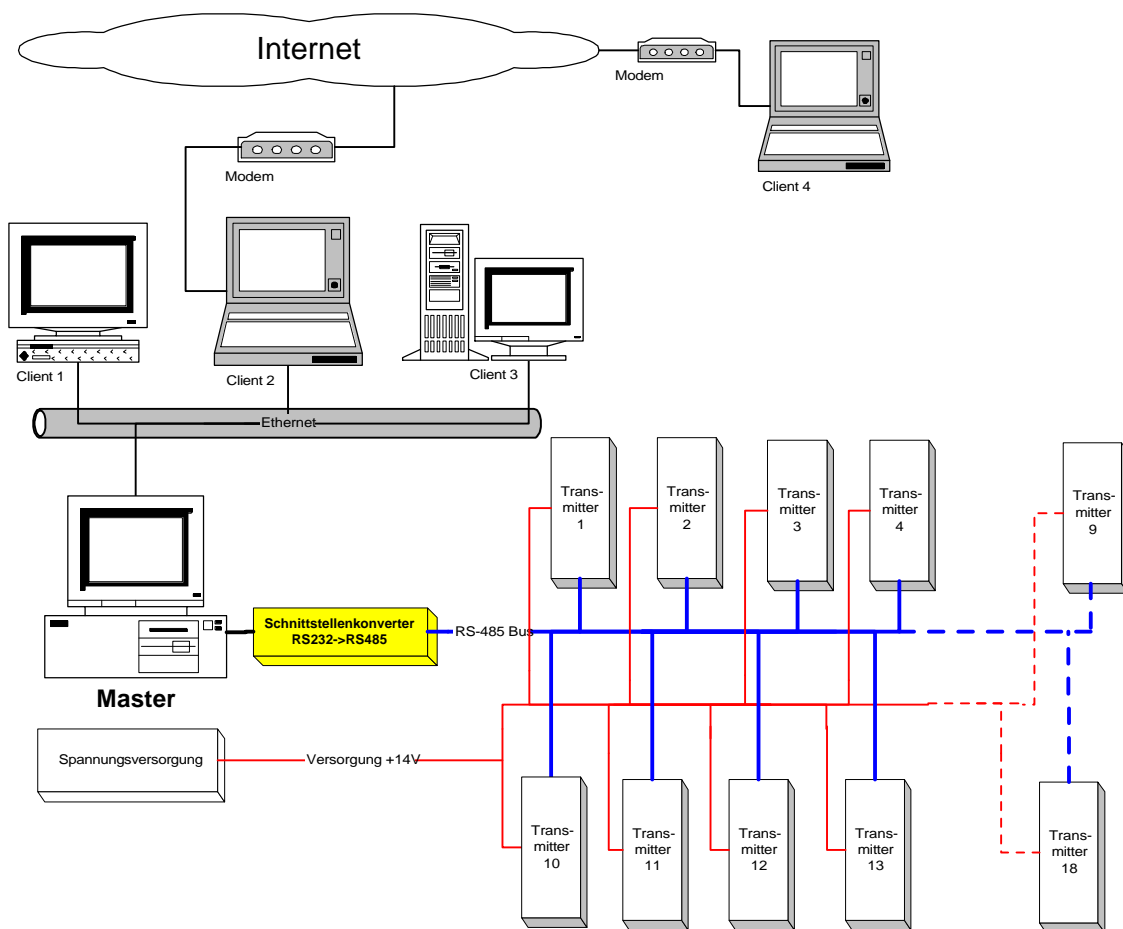


Bild 1: Konzept des Gesamtsystems

Transmittereinheiten

Die Transmittereinheiten arbeiten elektroakustisch. Die Laufzeit t eines in der Messflüssigkeit abgestrahlten und an der Oberfläche reflektierten Schallstoßes wird herangezogen, um die Füllhöhe bezogen auf ein Referenzniveau zu bestimmen (Bild 2, Bild 3).

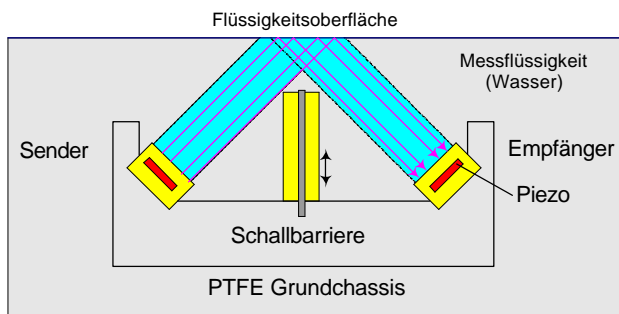


Bild 2: Reflexion der Schallwelle



Bild 3: Sensor Prototyp

Der Schallweg s wird mit nachfolgend angegebener Gleichung berechnet.

$$s = c_s t$$

Die Schallgeschwindigkeit c_s ist eine von der Temperatur stark abhängige Größe (Bild 4). Dieser Umstand macht eine Temperaturmessung an jeder Messstelle unumgänglich. Bei Kenntnis der geometrischen Anordnung Sender – Reflexionspunkt - Empfänger kann aus Schall-Laufzeit und Temperatur die Füllhöhe errechnet werden.

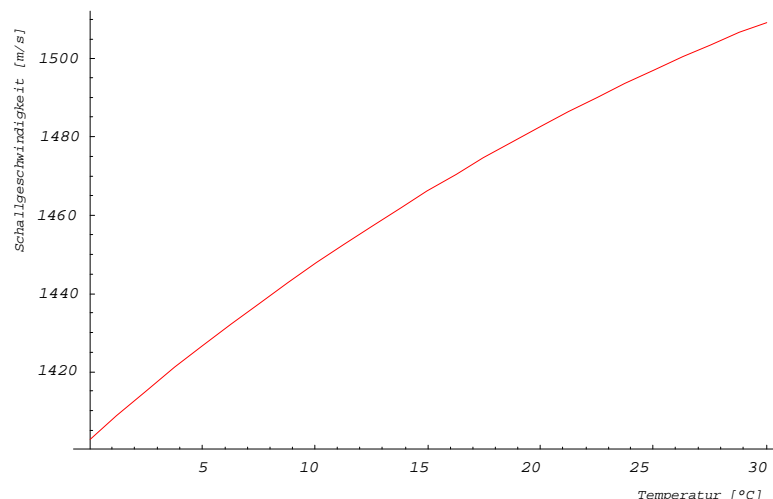


Bild 4: Temperaturabhängigkeit der Schallgeschwindigkeit von Wasser

Die Messung der Schall-Laufzeit wird mit Hilfe der in [6] vorgestellten elektronischen Vorrichtung durchgeführt. Das Prinzip ist in Bild 5 dargestellt.

Die Messvorrichtung besteht aus einem in seiner Periode elektrisch einstellbaren Oszillator, der mit einer Zeitregelschleife so eingestellt wird, dass seine eigene Periode exakt zeitgleich mit der Laufzeit des Schalls wird. Die Regelschleife enthält einen Zeitdetektor, einen Integrator, eine Vorrichtung zum Auslösen des akustischen Sendestoßes und einen Empfänger mit geeigneter Triggereinrichtung. Zwischen zwei aufeinanderfolgenden Sendestößen muss aus akustischen Gründen eine Wartezeit in der Größe von 100 Laufzeiten eingeschoben werden. Der abstimmbare Oszillator muss mit dem Integrator in dieser Zeit als Schwungrad wirken. Ein Zähler zählt 100 Perioden des Oszillators und erzeugt ein Zeitreferenzsignal, welches am Beginn einer ganzen Periode den Sendestoß auslöst und zum Ende derselben Periode als Referenz für den Zeitdetektor eingesetzt wird.

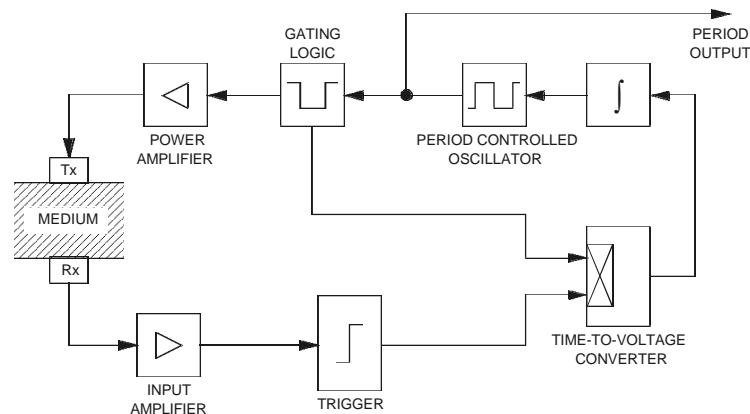


Bild 5: hochgenaue Laufzeitmessung

Das Ausgangssignal der in Bild 5 dargestellten Schaltung ist eine Periodendauer, die proportional der Schall-Laufzeit ist. Die Messung dieser Periodendauer wird dabei auf eine Zählung (Quantisierung) von Zeitinkrementen während der Dauer einer Periode zurückgeführt. Dabei wird nicht eine einzelne Periode ausgewertet, sondern eine integrierende Messung über mehrere Perioden durchgeführt (kleinerer Abbruchfehler). Die Vielfachperiode wird mit einer Taktfrequenz ausgezählt, die mindestens 1 MHz beträgt. Ist der Beobachtungszeitraum mindestens eine Sekunde, so resultiert ein relativer Quantisierungsfehler von kleiner 10^{-6} . Eine Ungenauigkeit in der Taktfrequenz bzw. im Zeitinkrement wirkt sich direkt auf die Berechnung der Periode aus.

Kernstück in jeder Messstelle ist die in Bild 6 dargestellte Zentraleinheit. Diese stellt die Daten zur Berechnung des Füllstandes (Schall-Laufzeit, Messflüssigkeitstemperatur) an einer busfähigen Schnittstelle zur Verfügung. Für diese Aufgabe wurde ein System mit zwei Mikrocontrollern entworfen.

Ein Texas RISC Mikrocontroller des Typs MSP430F1121 erledigt die Periodendauermessung des Ausgangssignals der Schallelektronik, ein Derivat der 8-Bit 8051 Familie, ein Atmel AT89S8252, führt Busmanagement und Steuerung des Umsetzers für die Temperaturmessung durch.

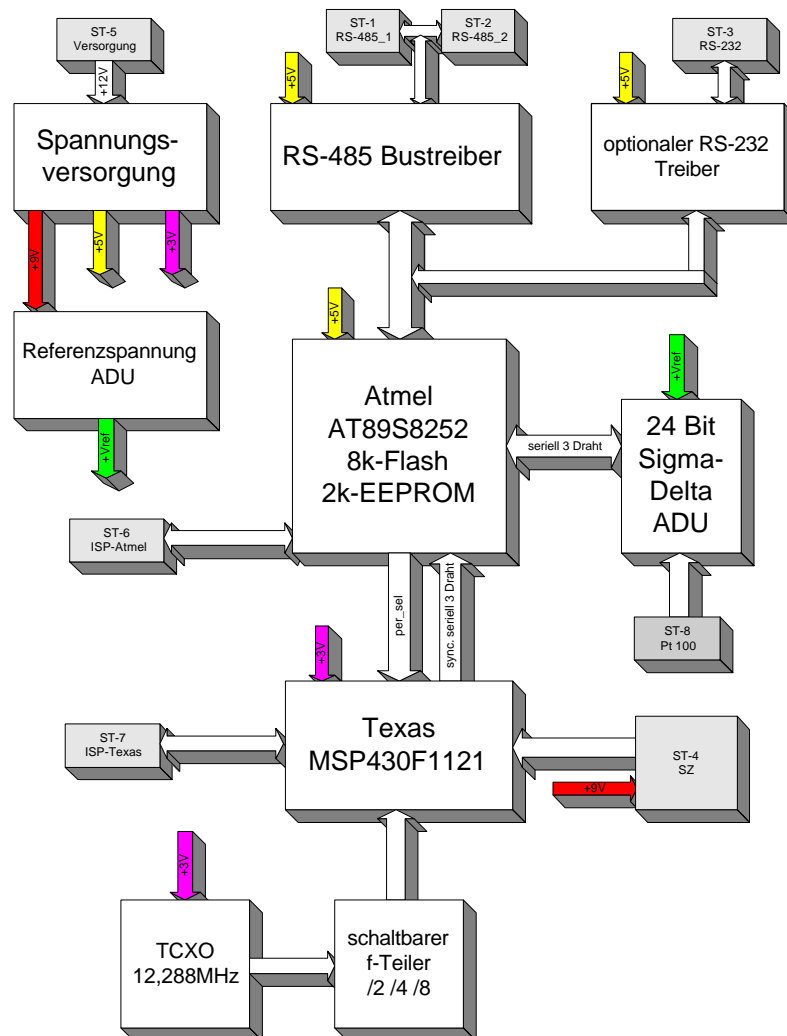


Bild 6: Blockschaltbild Zentraleinheit

Der Texas MSP430 Mikrocontroller führt die Periodendauermessung unabhängig vom Hauptcontroller durch. Dabei kann dem Controller über Portleitungen mitgeteilt werden, über wieviele Perioden gemessen werden soll. Das Zählergebnis dieser Vielfachperiodenmessung wird als Zahlenwert über eine synchrone serielle Schnittstelle dem Hauptcontroller mitgeteilt. Wird zum Beispiel eine Periodendauer von 10 ms mit einer Oszillatorfrequenz von 1,024 MHz gemessen, so ergibt sich bei 20 gemessenen Perioden ein Zählwert von 204800. Dieser Fall führt zu einer Auflösung von 0,1 μ m. Eine lückenlose Beobachtung der Eingangsperiode ist durch die intelligente Timerarchitektur sowie den schnellen RISC-Kern des MSP430 gewährleistet.

Berechnungen in [5] haben gezeigt, dass zur μm -genauen Niveaubestimmung eine Messunsicherheit der Temperatur kleiner $0,02\text{ }^\circ\text{C}$ erforderlich ist. Für diese hochgenaue Temperaturmessung wird ein kalibrierter Platinfühler (Pt100) eingesetzt. Pt100 Fühler ändern ihren Widerstandswert um circa $0,4\text{ }\Omega/^\circ\text{C}$. Um diese recht kleinen Änderungen zuverlässig auswerten zu können, wurde die unter Bild 7 gezeigte Schaltungsanordnung gewählt.

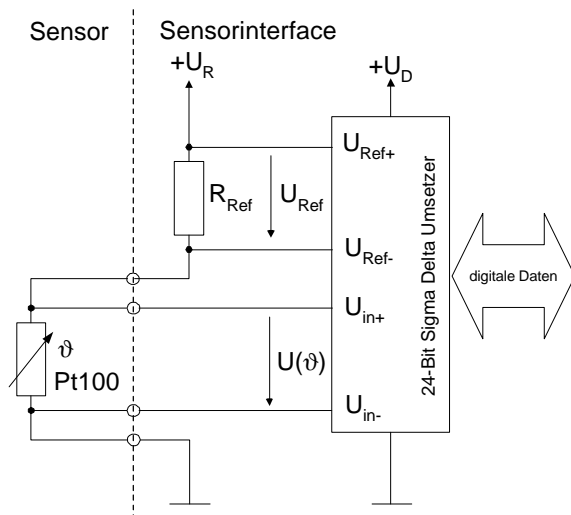
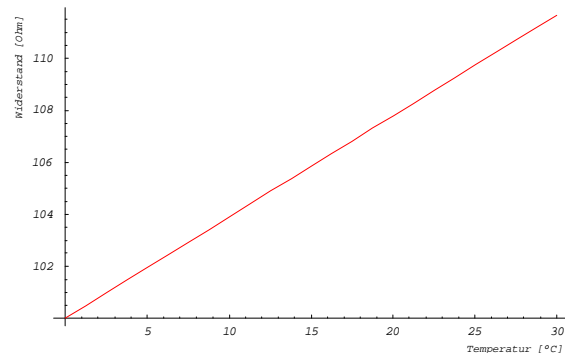


Bild 7: Sensorinterface Temperaturmessung



$$R(J) = R_0 \cdot (1 + AJ + BJ^2)$$

Bild 8: Kennlinie Pt100 (0 °C bis 30 °C)

Die Spannung $U(\vartheta)$ in Bild 7 ist zwar proportional zum Widerstand, aber wegen der nichtlinearen Kennlinie (Bild 8) keine lineare Funktion der Temperatur. Liegen die Messwerte in digitaler Form vor, lässt sich die zugehörige Temperatur durch Auflösung der Kennliniengleichung nach J berechnen.

Software

Die Master-Software wurde vollständig unter der grafischen Programmiersprache LabVIEW erstellt. Die Aufgaben des Masters aus Bild 1 gibt nachfolgende Aufzählung wieder:

- *Parametrierung der Transmitter*
- *zyklische Datenabfrage der Transmitter*
- *Berechnung der Füllstandsinformation aus den Rohdaten*
- *Visualisierung der Messdaten*
- *Archivierung der Messdaten*
- *Bereitstellung der Messdaten im Netzwerk*

Die Kommunikation mit den Transmittereinheiten erfolgt über ein einfaches ASCII Klartextprotokoll (Bild 9). Eine Kommunikation zwischen den einzelnen Transmittern ist nicht geplant, der PC ist alleiniger Master im Gesamtsystem. Zur Sicherung der Datenübertragung wurde eine Checksumme eingeführt.

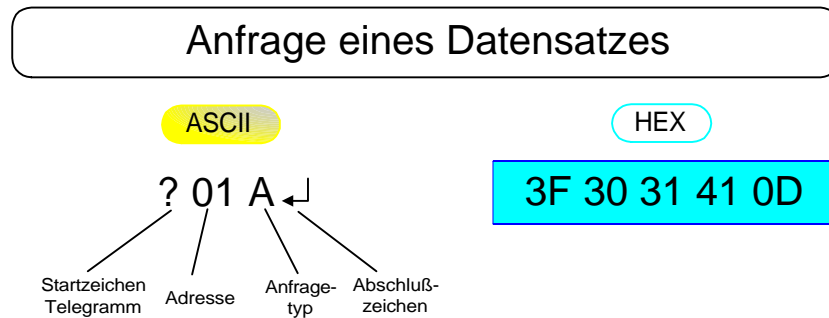


Bild 9: ASCII Klartextprotokoll zur Kommunikation

Die berechneten Daten können bei Bedarf durch die Master-Software direkt an einen Server weitergeleitet werden, der diese dann im lokalen Netz (LAN) zur Verfügung stellt (Bild 10). Verfügt das lokale Netzwerk über eine Internetanbindung, so können die Messwerte im gesamten Netz (WAN, Internet) zur Verfügung gestellt werden.

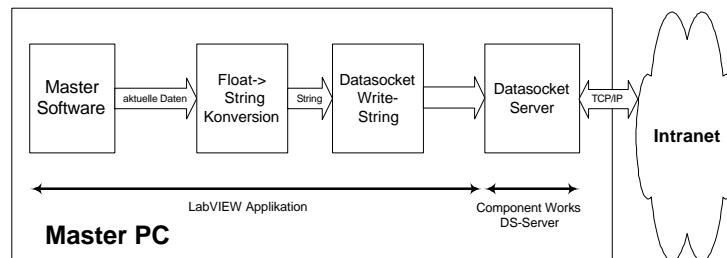


Bild 10: Datenbereitstellung im Intranet

Zur Visualisierung der Messdaten an räumlich entfernten Rechnern wurde eine Client-Version der Master-Software entwickelt (Bild 11). Diese Anwendung basiert ebenfalls auf der grafischen Programmiersprache LabVIEW.

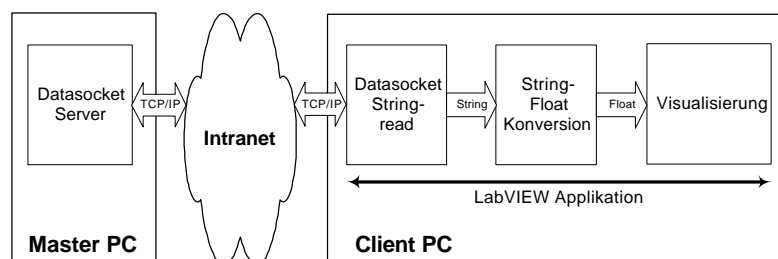


Bild 11: Struktur der Client-Software

Eine zweite Version der Client-Software (Bild 12) ermöglicht, die letzten N-Messdatensätze mit Hilfe eines Web-Browsers darzustellen. Dazu wird lediglich die Adresse des HTTP-Server-Rechners (z.B. des Masters) als URL im Browser eingetragen. Eine auf der Programmiersprache Java basierende Anzeigetechnologie ermöglicht eine grafische Visualisierung der Messdaten in Form von Liniendiagrammen. Die Vorteile dieses neuartigen Konzeptes sind:

- *Plattformunabhängigkeit*
- *Zugriff über Web-Browser*
- *zentrale Softwarewartung*
- *Anpassbarkeit an beliebiges Datenformat*
- *einfache Bedienung*

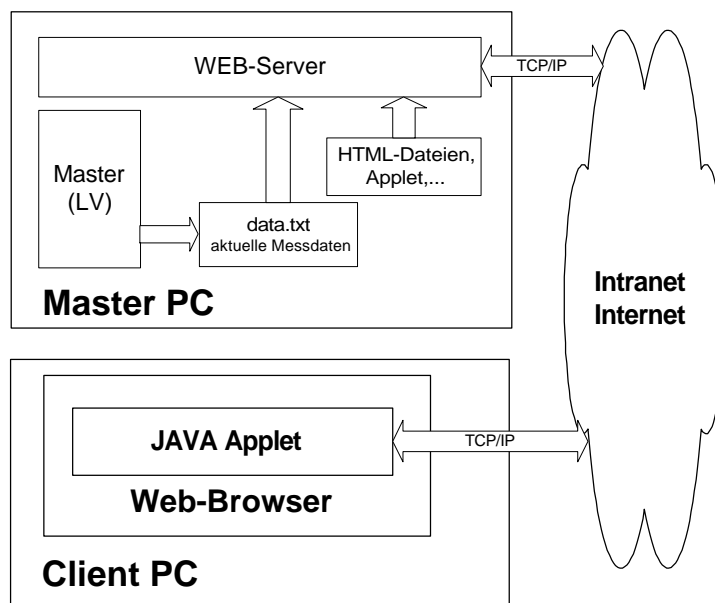


Bild 12: plattformunabhängiges Java-Client-Konzept

Zusammenfassung

Das entwickelte Verfahren zur Füllstandsbestimmung in den einzelnen Messtöpfen des hydrostatischen Systems ist mechanisch robust, arbeitet verschleißfrei und besitzt eine hohe Auflösung. Aufgrund der Busschnittstelle mit digitaler Messdatenübertragung ist es störsicher und nachträglich beliebig erweiterbar. Der Messbereich von derzeit etwa 3 mm lässt sich durch konstruktive Maßnahmen am elektroakustischen Sensor bei Bedarf erweitern.

Unter Laborbedingungen wurde bei einem Messbereich von 3 mm eine Genauigkeit von 2 μm erreicht. Die Auflösung des Mess-Systems beträgt 0,1 μm .

Als problematisch stellte sich die exakte Ausrichtung des Sensorsystems parallel zum Flüssigkeitsspiegel dar. Um Messunsicherheiten im Bereich von 1 μm zu erhalten, ist eine Kalibrierung jeder Messstelle (Messtopf mit eingebautem Sensorsystem) erforderlich. Durch kontrolliertes, stufenweises Ändern des Füllstandes erfolgt die Bestimmung der Kennlinie jedes einzelnen Sensors (Personalisierung).

Ein Problem stellt die Messflüssigkeit Wasser dar. Da die Schallgeschwindigkeit nicht nur von der Temperatur abhängt, muss gewährleistet werden, dass sie sich während der gesamten Nutzungsdauer nicht ändert. Ablösungen von Gefäßwänden bzw. von der Verrohrung können zu unvorhersehbaren Veränderungen der Schallgeschwindigkeit führen (Verwendung hochwertiger Materialien, hermetisch dichte Abdeckung der Sensortöpfe).

Literatur

- [1] C. Eck, *Entwicklung und Analyse eines Präzisionsnivelliersystems für Fundamente von Großwerkzeugmaschinen*, Dissertation, Technische Universität Graz, Österreich, 2001.
- [2] W. Busch, *Eigenschaften stationärer hydrostatischer Präzisions-Höhenmesssysteme für kontinuierliche Langzeitbeobachtungen untersucht an einem neuentwickelten Schlauchwaagensystem*, Dissertation, RWTH Aachen, 1981.
- [3] H. Thierbach, *Hydrostatische Mess-Systeme – Entwicklungen und Anwendungen*, Herbert Wichmann Verlag Karlsruhe, 1979.
- [4] R. Nägele, *Berührungslose Abstandsmessung auf einen freien Flüssigkeitsspiegel*, Diplomarbeit, Technische Universität Graz, Österreich, 1997.
- [5] R. Putzinger, *Ein Mess-System zur Niveaubeobachtung an Maschinenfundamenten*, Dissertation, Technische Universität Graz, Österreich, 2001.
- [6] H. Leopold, *Laufzeitmessung mit hoher Auflösung*, Bericht zur Herbstsitzung der Studiengruppe für Elektronische Instrumentierung, 1987, 1-8, Hrsg.: B.A. Brandt, Fachbereich Physik der Universität Marburg/Lahn.

Programmieren mit Microsoft Visual C++

Dieter Notz

Deutsches Elektronen-Synchrotron, DESY, Hamburg, Germany

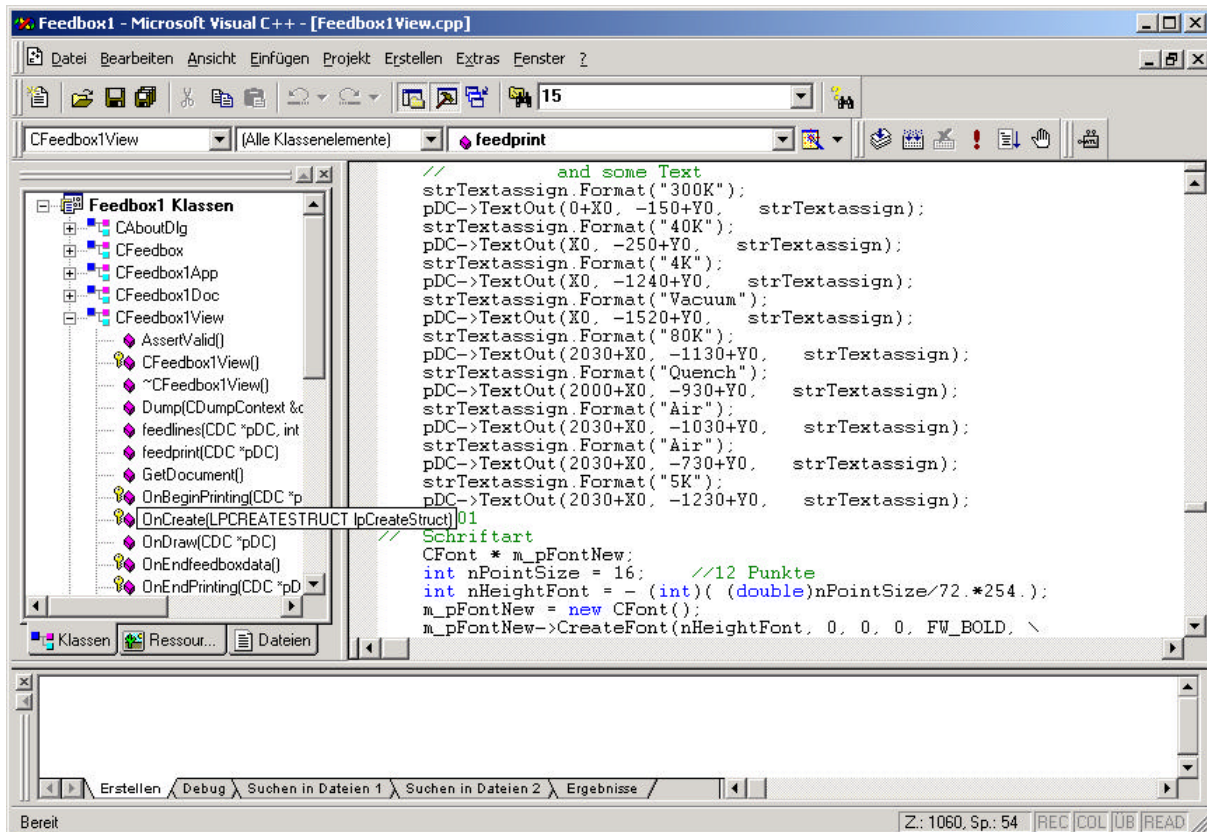
EMAIL: Dieter.Notz@desy.de

Mit Visual C++ von Microsoft lassen sich auf einfache Weise Programme für Windows erstellen. Daher eignet sich dieses Werkzeug gut, um Programme für Kontrollsysteme zu erstellen. Der Programmierer erzeugt ein Produkt, das viele Computerbenutzer von ihrem PC kennen. Dadurch ist die Eintrittsschwelle bei Anwendern niedrig.

Durch die vorhandene leichte Einbindung des http Protokolls kann man mit anderen Computern kommunizieren, wenn diese als WWW Server konfiguriert werden. Geht man einen solchen Weg, kann man die Protokolle auch leicht mit einem Internet Browser nachprüfen und testen.

Ohne viel Schreiarbeit erzeugt das Programmsystem ein uns allen bekanntes Window. Mit einfachen Werkzeugen können Pull-Down Menus geschrieben werden. Man braucht nur noch in einen vorbereiteten Programmrahmen sein Programm zu schreiben. Das Programmgerüst ist automatisch vorhanden. Die vorhandene Dokumentation ist sehr umfangreich, aber leider auch trocken und unverständlich. Neben der Beschreibung der Microsoft Klassenbibliothek braucht man Bücher zur Einführung in die Materie.

Das Programmieren in Windows unterscheidet sich erheblich von der Programmierung einer Physikauswertung, bei der einem egal ist, wie die Zahlen auf den Bildschirm kommen. Bei einem Window muss man genau angeben, wo die Zeile steht, damit beim Wiederaufbau eines Fensters nach Verschieben anderer Fenster alles neu gezeichnet werden kann.



Finite State Machines (FSM) und ihre Beschreibung in VHDL

Heinz Becker , e-mail: becker@hmi.de

Hahn-Meitner-Institut Berlin GmbH, Teilbereich IT, Abt. DH
Glienicke Str.100, 14109 Berlin

Dieser Beitrag zeigt an einigen Beispielen die am häufigsten angewendeten FSMs, ihre prinzipielle Funktionsweise und wie das „Design Tool Renoir“ [1] von der grafische Eingabe VHDL-Code erzeugt. An Hand der Folien des Vortrages [2] ist dann leicht der zweite Teil der Präsentation –A practical FSM Design Example- zu verstehen.

Zustandsmaschinen, oder auch Finite State Machines (FSM) genannt, werden beim Entwurf von synchronen Steuerwerken in digitalen Schaltungen häufig eingesetzt. Die Theorie von Zustandsmaschinen [3] ist hinreichend bekannt. Zudem existieren am CAE-Markt viele Entwicklungswerkzeuge, um FSMs in programmierbarer Logik (PLDs, CPLDs oder FPGAs) zu realisieren. Durch die Einführung der Hardware-Beschreibungssprache VHDL sind heute solche Entwicklungswerkzeuge für den Hardware-Entwickler interessant, die ausgehend von einem graphischen FSM-Modell, VHDL-Code praktisch auf „Knopfdruck“ generieren. Den Hardware-Entwurf in VHDL zu beschreiben ist auch deshalb von Bedeutung, da das gesamte Design einschliesslich der FSM mit VHDL-Simulatoren, z. B. dem ModelSim, simuliert werden kann. Anschließend kann dann der Hardware-Entwurf in die gewünschte Zieltechnologie, z.B. in einen FPGA, nach entsprechendem „Place & Route“, umgesetzt werden.

Die „Moore“ Maschine

Abb.1 zeigt die Grafik einer einfachen „Moore“ Maschine. Die Zustände S0 bis S2, sowie die Übergänge (Transitions) von einem Zustand zum anderen, werden mit „Renoir“ grafisch ein-

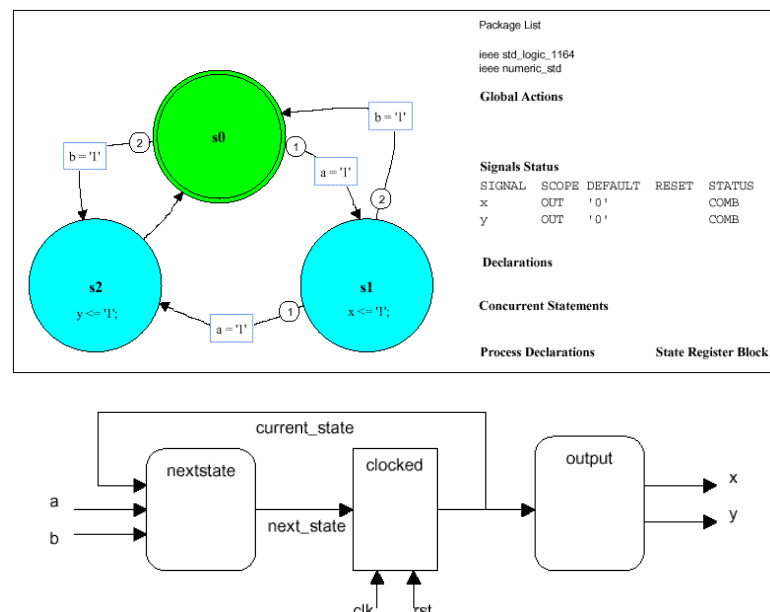


Abb. 1: Zustandsdiagramm der „Moore“ Maschine mit Blockschaltbild

gegeben. Das Blockschaltbild der Abb.1 zeigt die prinzipielle Funktionsweise. Der aktuelle Zustand wird mit den Signalen a und b verknüpft und ergibt den Folgezustand. Der Wert des

aktuellen Zustandes wird dekodiert und erzeugt die Ausgangssignale x und y. Die kombinatorischen Ausgangssignale x und y werden im Zustand gebildet und nicht bei einer Transition. Der Nachteil der „Moore“ Maschine besteht darin, dass die Ausgänge x und y sogenannte „Glitches“ aufweisen können.

VHDL Architektur der „Moore“ Maschine

Abb.2 zeigt einen Auszug aus der VHDL-Architektur der „Moore“ Maschine. Sie besteht aus drei VHDL-Prozessen. Das Prinzip der „Concurrent Execution“ ermöglicht in VHDL ein sehr

```

ARCHITECTURE fsm_moore OF example_fsm IS

  clocked : PROCESS ( clk, rst )

  nextstate : PROCESS ( a, b, current_state )

  output : PROCESS ( current_state )

END fsm moore :

  ELSIF (clk' EVENT AND clk = '1' THEN
    current_state <= next_state ;

  CASE current_state IS
    WHEN s0 => IF (a = '1' ) THEN
      next_state <= s1 ;

    ELSIF (b = '1' ) THEN
      next_state <= s2 ;

  -- Default Assignments
  x <= '0' ;
  y <= '0' ;
  CASE current_state IS
    WHEN s1 => x <= '1' ;

```

Abb. 2: VHDL Architektur der „Moore“ Maschine

hardwarenahes Denken. VHDL kennt sechs sogenannte „Concurrent Statements“, die quasi gleichzeitig ablaufen können. Einer davon ist der „Process“. Der „Process“ selbst ist ein Bereich mit sequentiell internen Ablauf. Er wird in seiner Gesamtheit parallel mit anderen abgearbeitet. In diesem Bereich können abstrakte Algorithmen beschrieben werden, wie sie aus anderen Hochsprachen bekannt sind. Zu diesem Zweck gibt es in VHDL „Sequential Statements“ die für die „concurrent“ Abarbeitung von Blöcken mit sequentieller Funktion gedacht sind.

Die „Mealy“ Maschine mit Ausgangsregister

Die „Mealy“ Maschine mit Ausgangsregister vermeidet die Nachteile der „Moore“ Maschine.

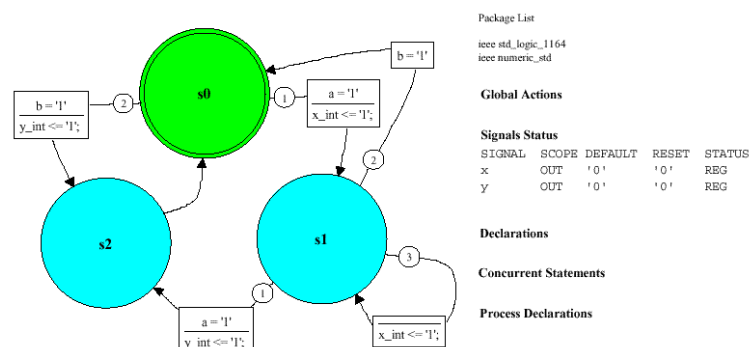


Abb.3 : Zustandsdiagramm der „Mealy“ Maschine mit Ausgangsregister

Bei der grafischen Eingabe der Zustandsmaschine mit „Renoir“ werden die Ausgangssignale bereits bei der Transition festgelegt und nicht im Zustand selbst. In Abb.3 ist dieser Eintrag ($x_int \leq '1'$;) beim Übergang von Zustand S0 nach S1 unterhalb des Eingangssignals ($a = '1'$;) zu erkennen. Die Transitionen können auch mit Prioritäten versehen werden wie Abb. 3 zeigt. Das Werkzeug „Renoir“ listet ausserdem die verwendeten Bibliotheken in der „Package List“ und den „Signal Status“ der Zustandsmaschine auf.

Blockschaltbild der „Mealy“ Maschine mit Ausgangsregister

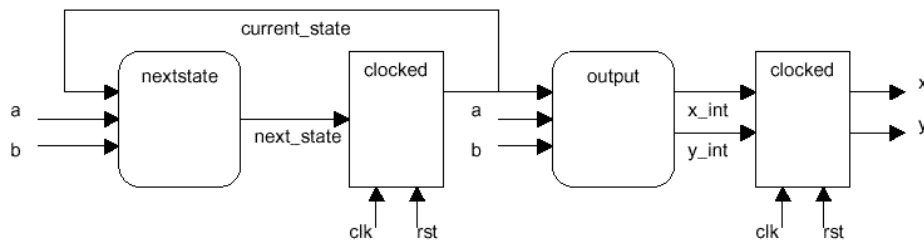


Abb. 4: Blockschaltbild der „Mealy“ Maschine

Die Abb. 4 zeigt das prinzipielle Blockschaltbild der „Mealy“ Maschine mit Ausgangsregister. Auch hier wird wie bei der „Moore“ Maschine der Folgezustand aus dem aktuellen Zustand und den Eingangssignalen a und b gebildet. Der Unterschied zur „Moore“ Maschine besteht darin, dass die dekodierten Signale x_int und y_int noch gespeichert werden, bevor sie als Ausgangssignale x und y zur Verfügung stehen.

VHDL Architektur der „Mealy“ Maschine mit Ausgangsregister

```

ARCHITECTURE fsm_mealy OF example_fsm IS

  clocked : PROCESS ( clk, rst )
  nextstate : PROCESS ( a, b, current_state )
  output : PROCESS ( current_state )

END fsm_mealy ;

ELSIF (clk' EVENT AND clk = '1' THEN
  current_state <= next_state ;
  x <= x_int ;
  y <= Y_int ;
CASE current_state IS
  WHEN s0 => IF (a = '1') THEN
    next_state <= s1 ;
  ELSIF (b = '1') THEN
    next_state <= s2 ;
  -- Default Assignments
  x <= '0' ;
  y <= '0' ;
  CASE current_state IS
  WHEN s0 => IF (a = '1') THEN
    x_int <= '1' ;
  ELSIF

```

Abb. 5: VHDL Architektur der „Mealy“ Maschine

Die Abb. 5 zeigt einen Auszug der VHDL Architektur der „Mealy“ Maschine. Die Unterschiede in der Architektur zur „Moore Maschine“ sind leicht zu erkennen. Für beide Architekturen gilt, dass ein VHDL-Prozess im allgemeinen ein „Wait Statement“ aufweist. In

den vorliegenden Architekturen sind die Prozesse mit einer „Sensitivity Liste“ verbunden. Erst wenn die Signale dieser Liste als „Event“ auftreten, wird der Prozess gestartet.

Referenzen

- [1] Mentor Graphics, Predicting the output of Finite State Machines captured in Renoir. Application Note, Revision 1.2, page 1 to 23, 1999.
- [2] H. Becker, Finite State Machines (FSM) und ihre Beschreibung in VHDL Powerpoint Präsentation, SEI-Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1.-2.10.2001.
- [3] T. Kleisch, Implementierung von State Machines
http://www.hmi.de/bereiche/I/DH/material/digital_mod_imp.html

Finite State Machines (FSM)

und ihre Beschreibung in VHDL

Heinz Becker
Hahn-Meitner-Institut Berlin GmbH
Bereich IT, Abt. DH
e-mail: becker@hmi.de

SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



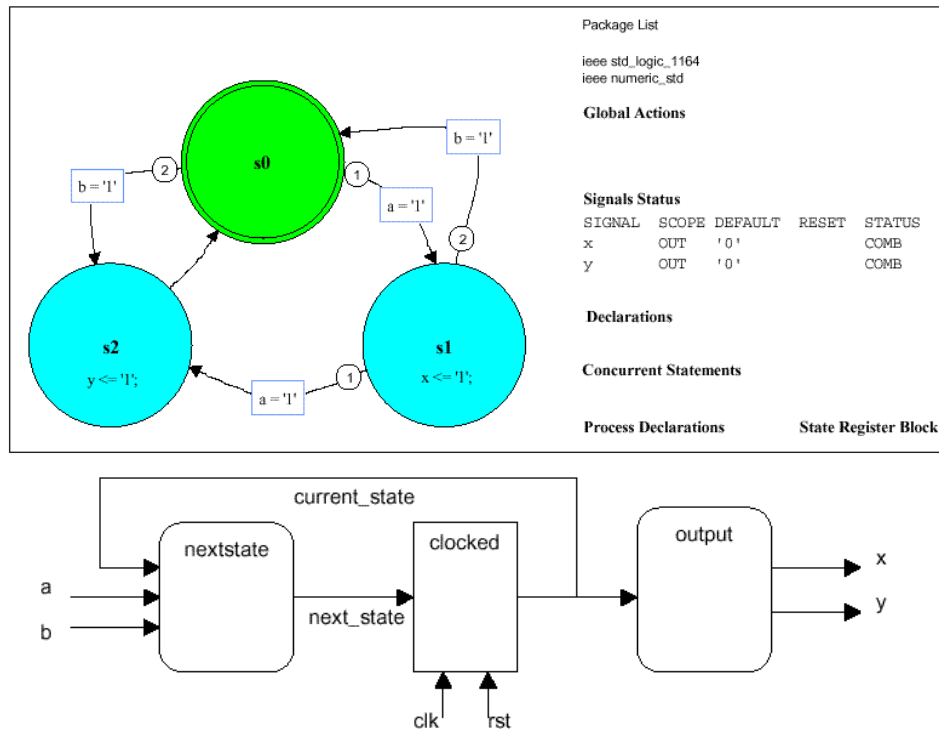
Contents

- **Different „Finite State Machines“**
 - Description in VHDL
- **A practical „FSM Design Example“**
 - Simulation and Animation

Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



Simple „Moore“ Machine Example



Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



Simple „Moore“ Machine Example

VHDL architecture of the „Moore“ machine

ARCHITECTURE fsm_moore **OF** example_fsm **IS**

clocked : **PROCESS** (clk, rst)

nextstate : **PROCESS** (a, b, current_state)

output : **PROCESS** (current_state)

END fsm_moore ;

ELSIF (clk' **EVENT** **AND** clk = '1' **THEN**
 current_state <= next_state ;

CASE current_state **IS**
WHEN s0 => **IF** (a = '1') **THEN**
 next_state <= s1 ;
ELSIF (b = '1') **THEN**
 next_state <= s2 ;

-- Default Assignments

x <= '0' ;

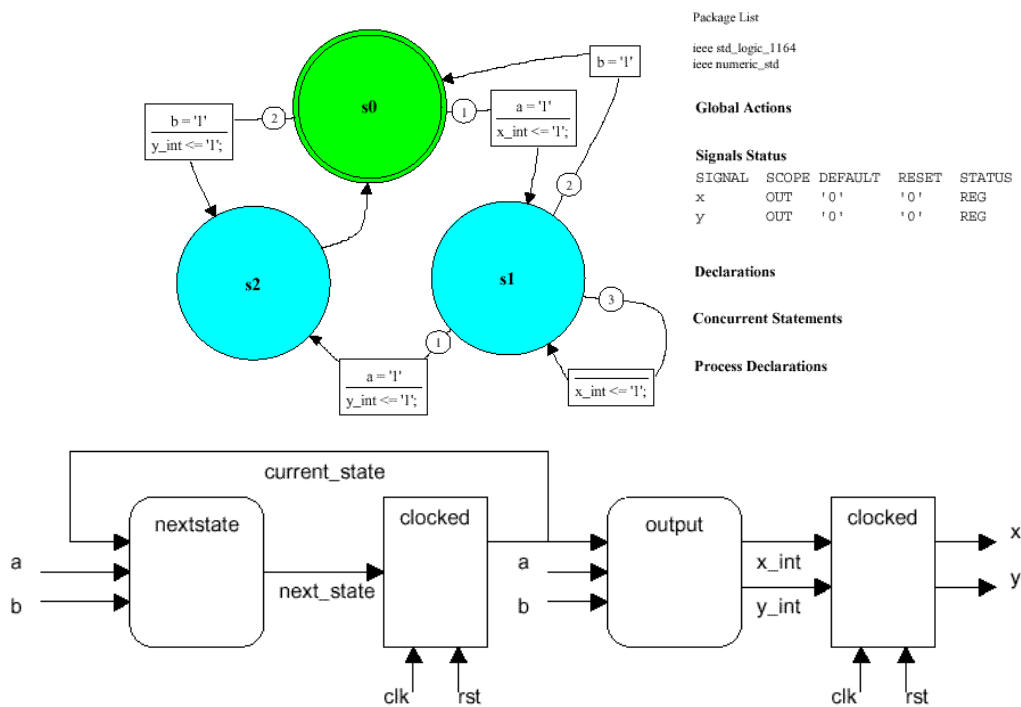
y <= '0' ;

CASE current_state **IS**
WHEN s1 => x <= '1' ;

Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



Simple „Mealy“ Machine with registered outputs



Package List

ieee std_logic_1164
ieee numeric_std

Global Actions

Signals Status

SIGNAL	SCOPE	DEFAULT	RESET	STATUS
x	OUT	'0'	'0'	REG
y	OUT	'0'	'0'	REG

Declarations

Concurrent Statements

Process Declarations

Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



Simple „Mealy“ Machine Example

VHDL architecture of the „Mealy“ machine

ARCHITECTURE fsm_mealy **OF** example_fsm **IS**

clocked : **PROCESS** (clk, rst)

nextstate : **PROCESS** (a, b, current_state)

output : **PROCESS** (current_state)

END fsm_mealy ;

ELSIF (clk' **EVENT** **AND** clk = '1' **THEN**
current_state <= next_state ;

x <= x_int ;

y <= y_int ;

CASE current_state **IS**

WHEN s0 => **IF** (a = '1') **THEN**

next_state <= s1 ;

ELSIF (b = '1') **THEN**

next_state <= s2 ;

-- Default Assignments

x <= '0' ;

y <= '0' ;

CASE current_state **IS**

WHEN s0 => **IF** (a = '1') **THEN**

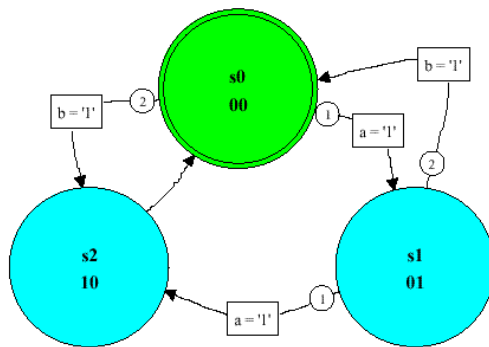
x_int <= '1' ;

ELSIF

Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



Explicitly Encoded „Moore“ Machine



Package List

ieee std_logic_1164
ieee numeric_std

Global Actions

Signals Status

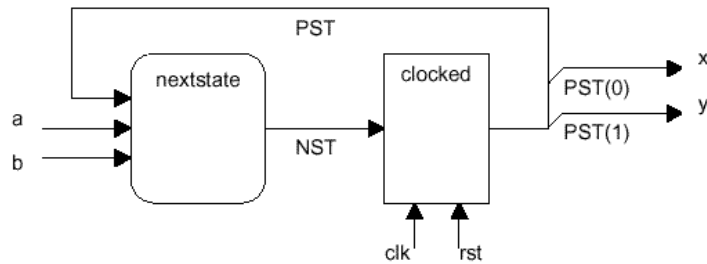
SIGNAL	SCOPE	DEFAULT	RESET	STATUS
x	OUT			COMB
y	OUT			COMB

Declarations

Concurrent Statements

```
x <= PST(0);
y <= PST(1);
```

Process Declarations



Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



Explicitly Encoded „Moore“ Machine

VHDL architecture of the encoded „Moore“ machine

ARCHITECTURE fsm_encoded **OF** example_fsm **IS**

clocked : **PROCESS** (clk, rst)

nextstate : **PROCESS** (a, b, current_state)

END fsm_encoded ;

IF (rst = '1') **THEN**

PST <= s0 ;

ELSIF (clk' **EVENT** **AND** clk = '1') **THEN**

PST <= NST ;

END IF ;

CASE **PST** **IS**

WHEN s0 => **IF** (a = '1') **THEN**

NST <= s1 ;

ELSIF (b = '1') **THEN**

NST <= s2 ;

ELSE

-- Concurrent Statements

x <= PST(0) ;

y <= PST(1) ;

Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



Design of a VICbus Finite State Machine (FSM)

- **What does VICbus mean?**
 - Extends the IEC821 VMEbus to multi-crate configuration
 - Inter-crate cable bus ISO/IEC 11458
 - Multiplexed, multi-master, multi-slave cable bus
 - Connects multiple backplane busses
 - Connects stand-alone devices
 - Cables of up to 100 m in length

Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



VICbus FSM Requirements

- **Data Transfer Bus (DTB) cycle types of slaves with handshake control**

Direct Cycles

- Direct Compelled, Byte Lane Alignment
- Broadcast, Broadcall
- Interrupt Acknowledge

Transparent Cycles

- Transparent BLA
- Transparent VME

Clock Frequency

- 20 MHz

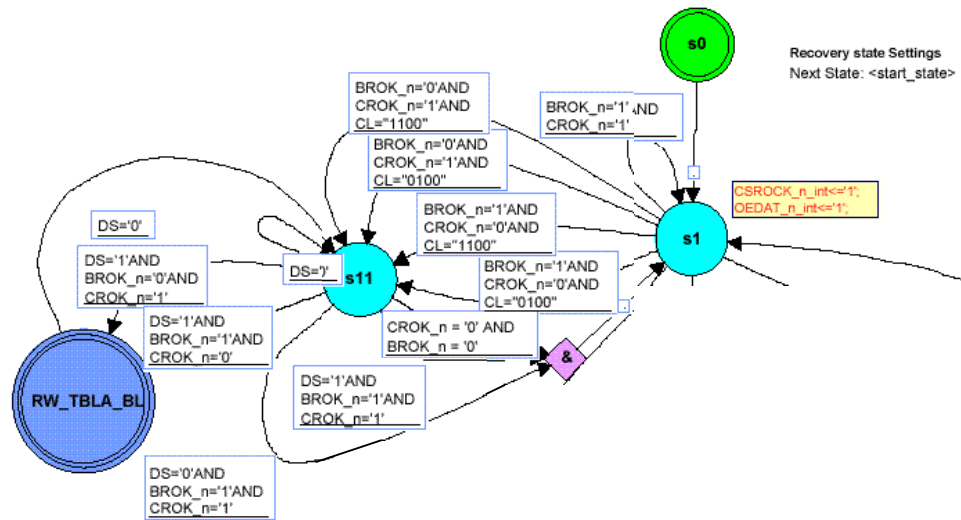
Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



The FSM „Control“



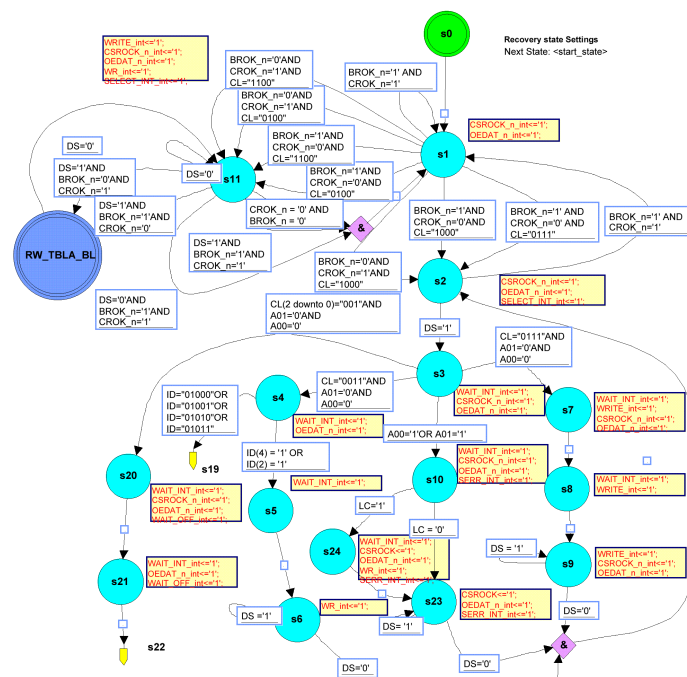
- Create a Hierarchical State Diagram
- Add States and Transitions



Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



VICbus FSM Control



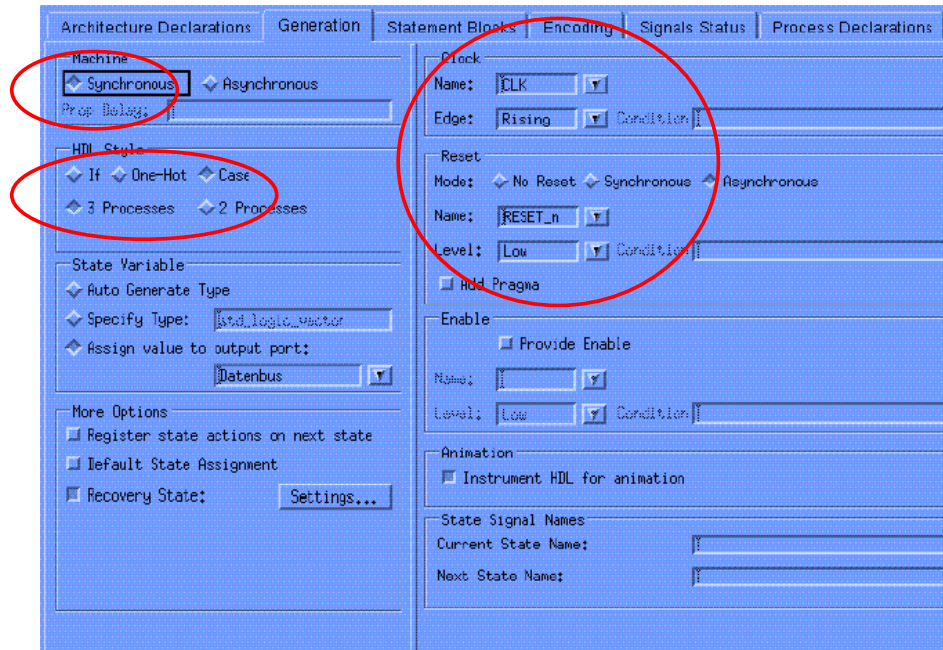
Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



The FSM „Control“



- State Machine Properties „Generate“



Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



The FSM „Control“



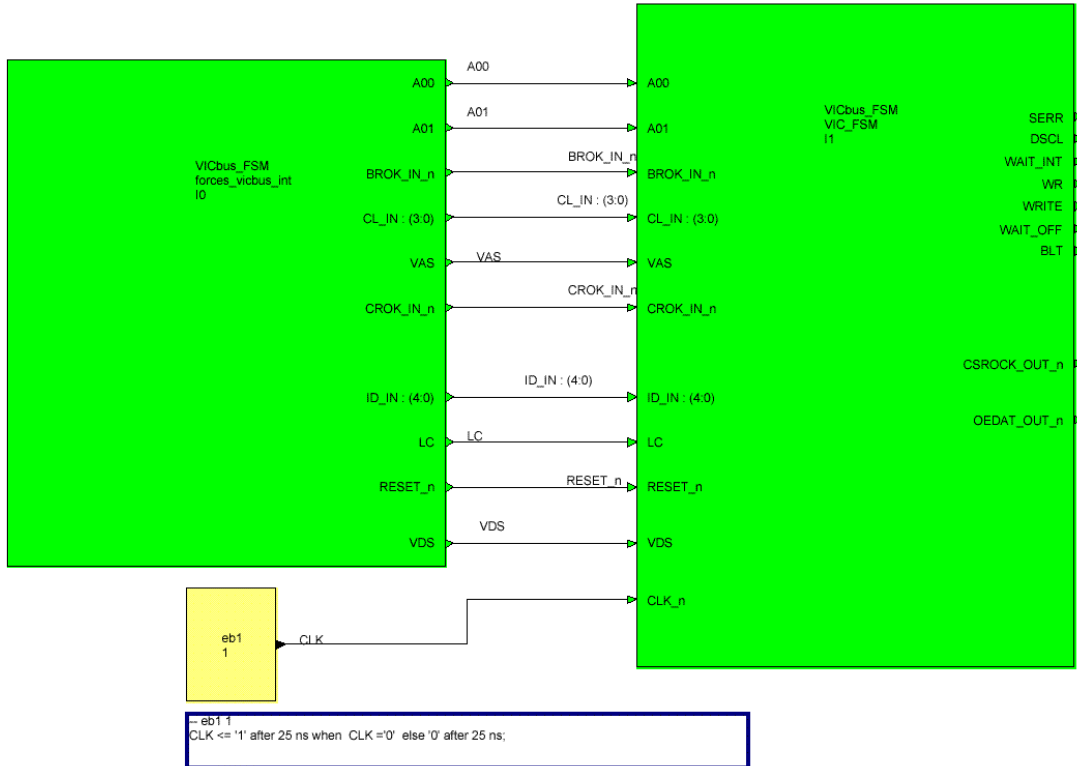
- State Machine Properties „Signal Status“

Output/Local s	Type	Scope	Default ...	Reset va	Status
BLT	std_logic	OUTPUT	'0'	'0'	REGISTERED
CSROCK_n	std_logic	OUTPUT	'0'	'0'	REGISTERED
DACL	std_logic	OUTPUT	'0'	'0'	REGISTERED
Datenbus	std_logic_vect	OUTPUT			COMBINATORIAL
OEDAT_n	std_logic	OUTPUT	'0'	'0'	REGISTERED
SELECT_INT	std_logic	OUTPUT	'0'	'0'	REGISTERED
SERR_INT	std_logic	OUTPUT	'0'	'0'	REGISTERED
WAIT_INT	std_logic	OUTPUT	'0'	'0'	REGISTERED
WAIT_OFF	std_logic	OUTPUT	'0'	'0'	REGISTERED
WR	std_logic	OUTPUT	'0'	'0'	REGISTERED
WRITE	std_logic	OUTPUT	'0'	'0'	REGISTERED

Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



Create a Test Bench



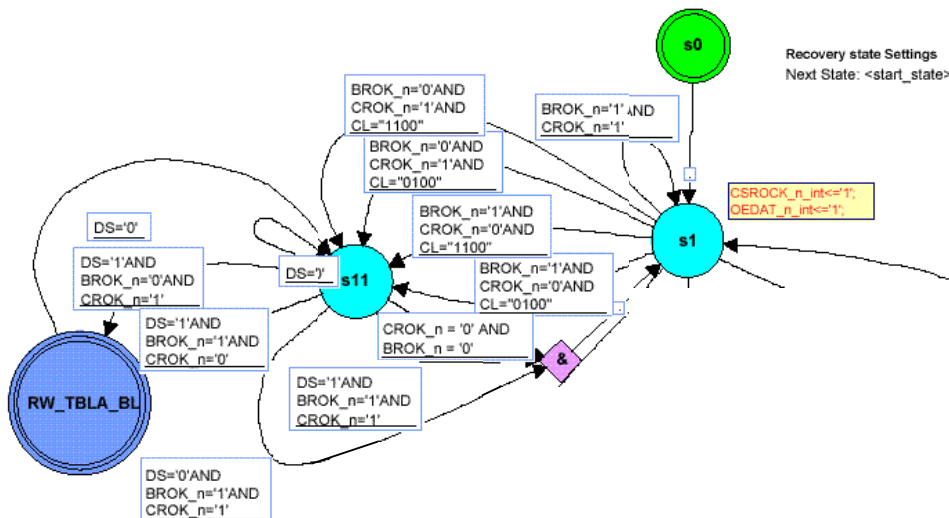
Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



FSM Control Animation

ModelSim

- Animation and Simulation of the FSM Design

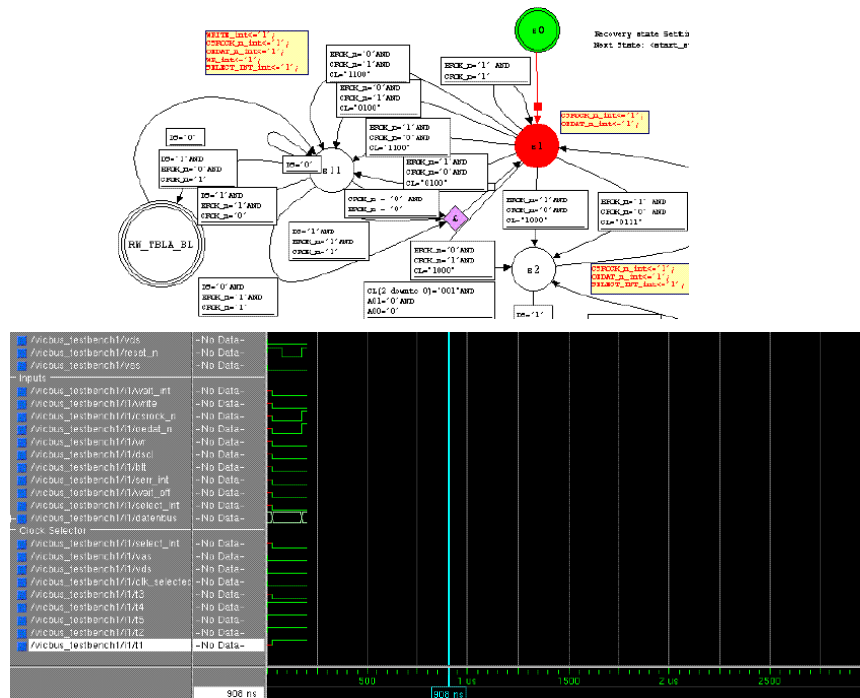


Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



FSM Animation and Simulation

ModelSim

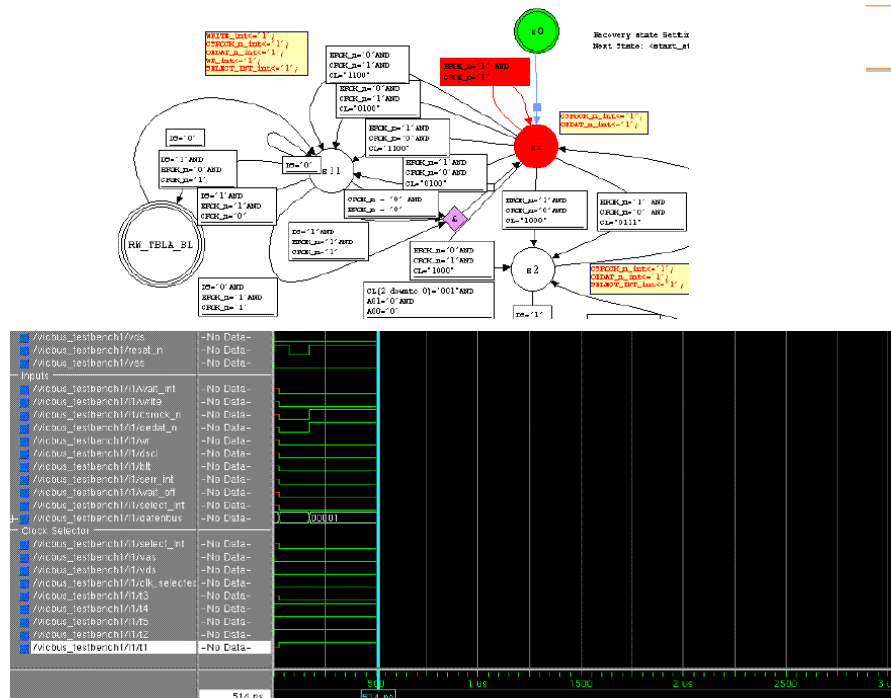


Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



FSM Animation and Simulation

ModelSim

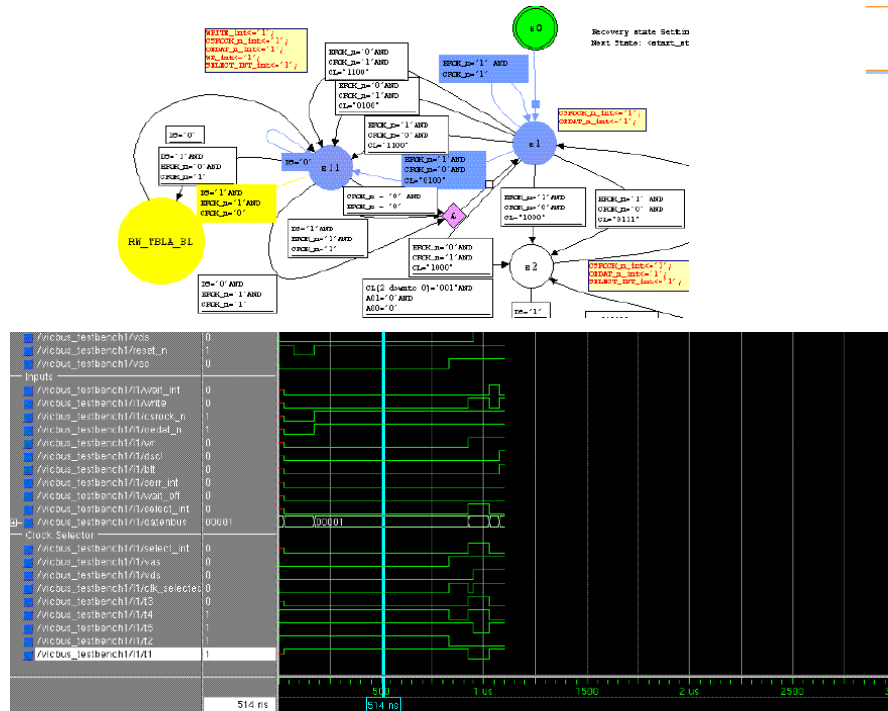


Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



FSM Animation and Simulation

ModelSim

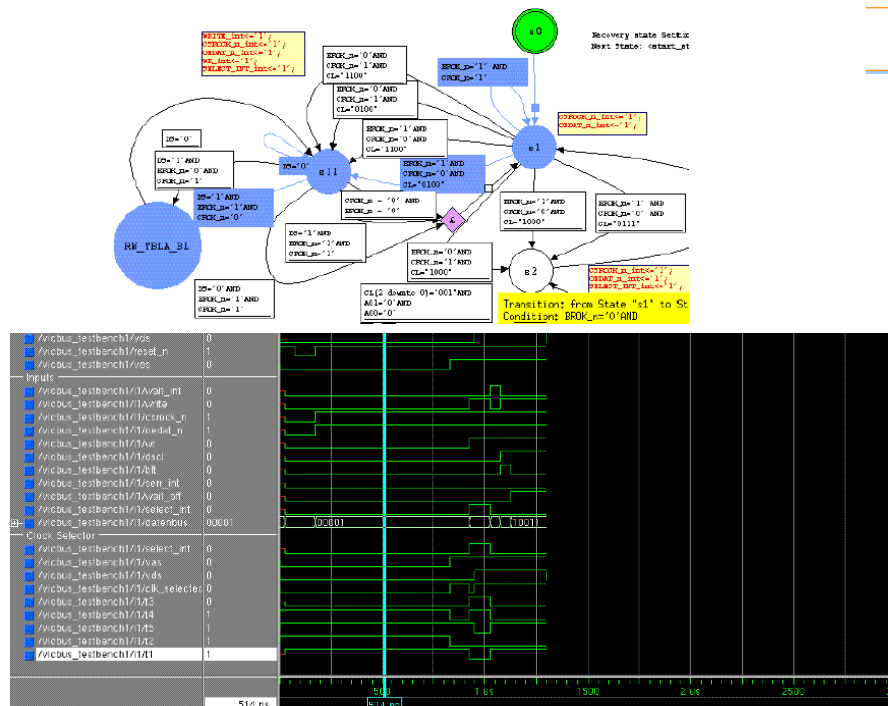


Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



FSM Animation and Simulation

ModelSim

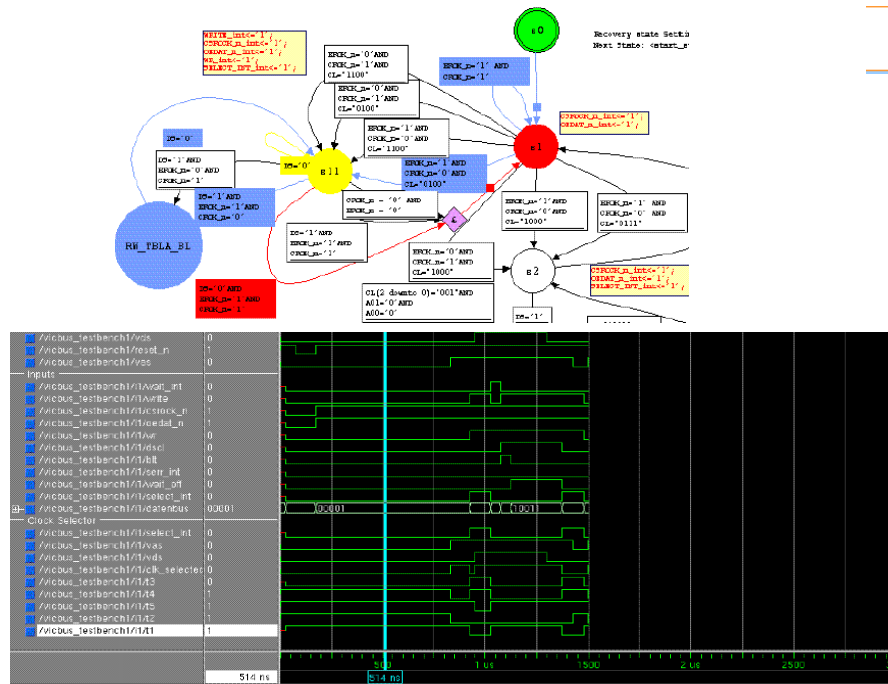


Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



FSM Animation and Simulation

ModelSim

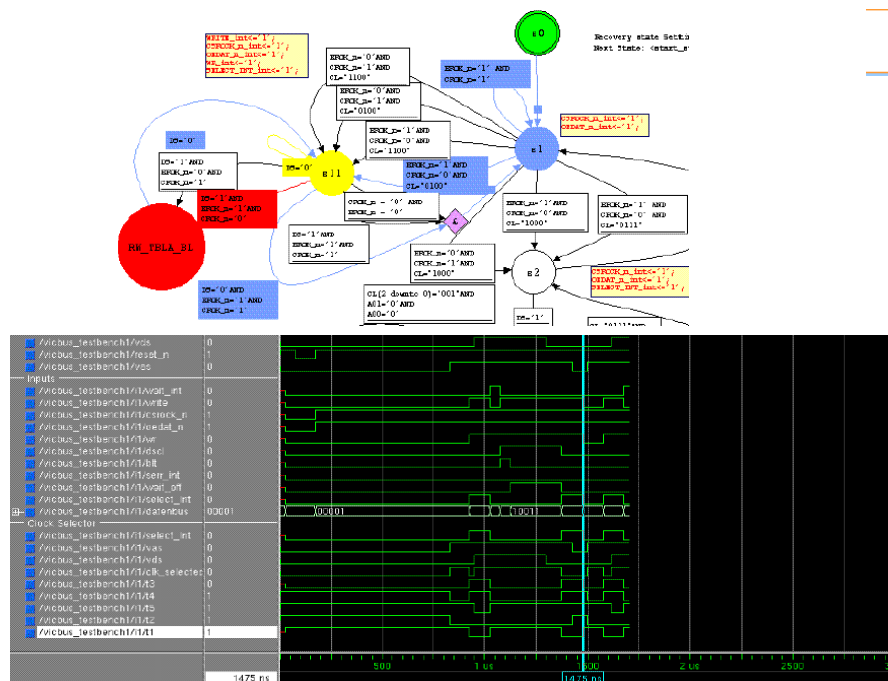


Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



FSM Animation and Simulation

ModelSim

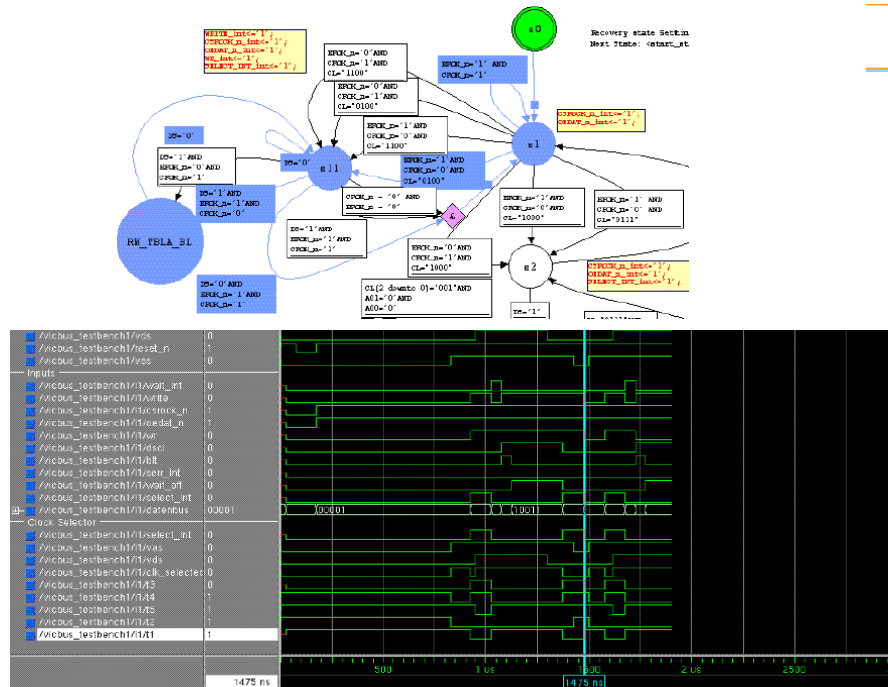


Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



FSM Animation and Simulation

ModelSim

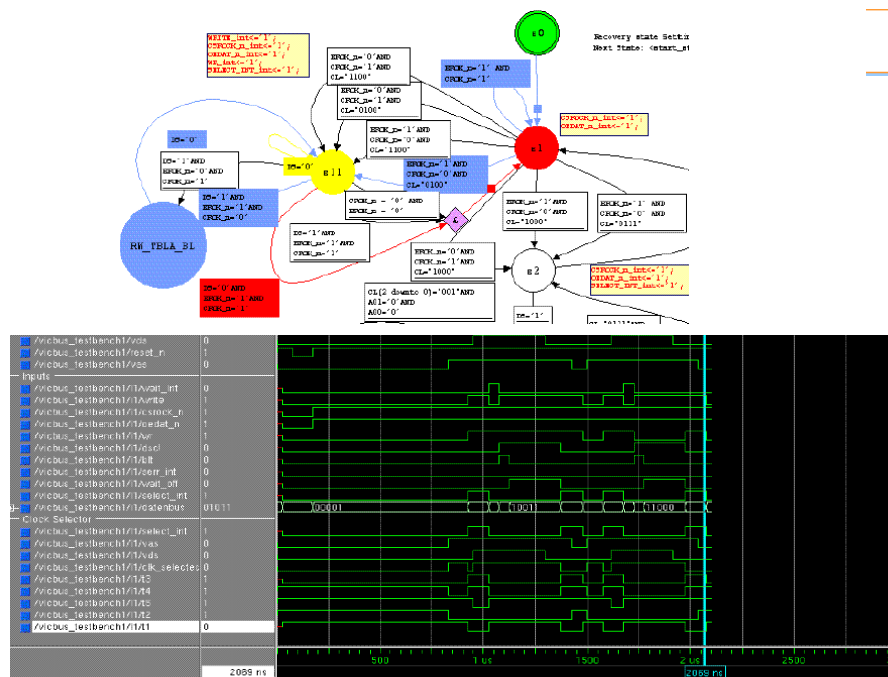


Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



FSM Animation and Simulation

ModelSim

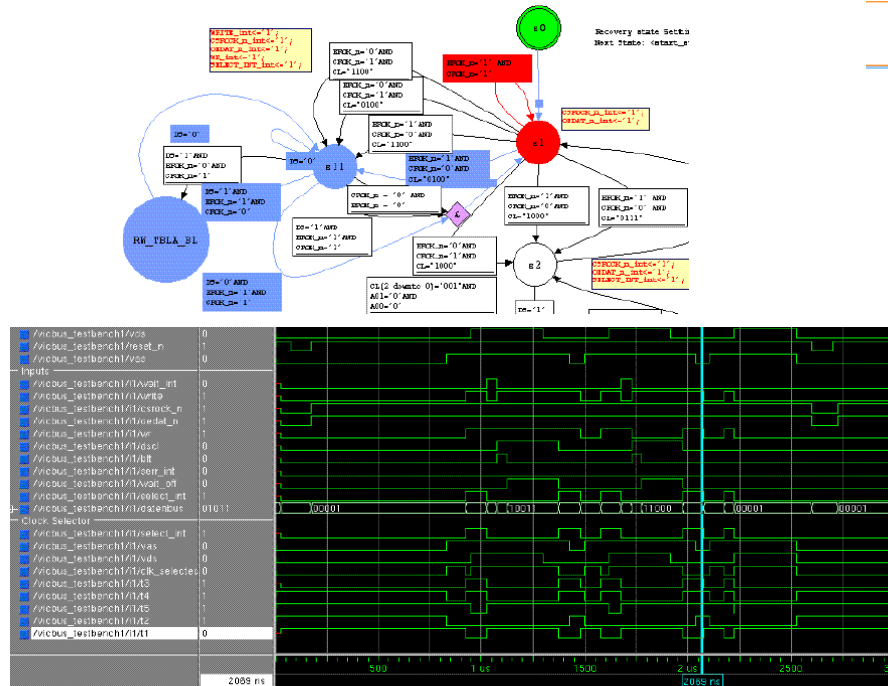


Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



FSM Animation and Simulation

ModelSim



Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



Viewing the Source Code

ModelSim

```

100
101
102
103 -- Optional embedded configurations
104 -- pragma synthesis_off
105 FOR ALL : VIC_FSM USE ENTITY vicbus_fsm VIC_FSM;
106 FOR ALL : forces_vicbus_int USE ENTITY vicbus_fsm forces_vicbus_int;
107 -- pragma synthesis_on
108
109 BEGIN
110 -- Architecture concurrent statements
111 -- HDL Embedded Text Block 1 ebl
112 -- ebl 1
113 CLK <= '1' after 25 ns when CLK = '0' else '0' after 25 ns;
114
115 -- Instance port mappings.
116 I1 : VIC_FSM
117     PORT MAP (
118         ADD      => ADD,
119         ADI      => ADI,
120         BRCK_IN_n => BRCK_IN_n,
121         CLK_n    => CLK,
122         CL_IN   => CL_IN,
123         CRCK_IN_n => CRCK_IN_n,
124         ID_IN   => ID_IN,
125         LE      => LE,
126         RESET_n => RESET_n,
127         VAS     => VAS,
128         VDS     => VDS,
129         HLT     => OPEN,
130         CSNCK_OUT_n => OPEN,
131         DSEL    => OPEN,
132         Datenbus => OPEN,
133         ORLAT_OUT_n => OPEN,
134         SEFR    => OPEN,
135         WAIT_INT => OPEN,
136         WAIT_OFF => OPEN,
137         WR      => OPEN,
138         WRITE   => OPEN,
139         CLK_SELECTED => OPEN,
140         t1      => OPEN,
141         t2      => OPEN,
142         t3      => OPEN,
143         t4      => OPEN,
144         t5      => OPEN
145     );
146 I0 : forces_vicbus_int
    
```

Finite State Machines (FSM), SEI Tagung an der TUG, Institut für Elektronik, 1./2.10.2001



Conclusion

- The knowledge of VHDL-based tools is the key for a simple and modern design process
- Application Note:
Predicting the output of FSM captured in Renoir
URL: www.mentor.com



Unterstützung des Hardware-Entwicklers durch Renoir

Sasa Vulinovic
Bereich IT,Abt.DH
Hahn-Meitner-Institut Berlin GmbH
Glienickestr.100, D-14109 Berlin
e-mail:sasa.vulinovic@hmi.de

Der heutige Hardware-Entwickler befindet sich in einem Dilemma. Trotz immer größer werdendem Zeitdruck, steigt die Größe und Komplexität aktueller Entwicklungen immer weiter an. Daraus resultiert eine höhere Fehleranzahl durch Unübersichtlichkeit des Designs. Wegen der engen Zeitvorgaben muß im Team gearbeitet werden, was zusätzliche Fehlerquellen entstehen läßt und höheren Synchronisationsaufwand unter den Entwicklern nötig macht. Um diesem Problem zu begegnen bietet sich der Einsatz von Software an um Routinearbeiten zu automatisieren. Das Werkzeug „Renoir“ bzw. „HDL-Designer“ der Firma Mentor Graphics leistet dieses und noch mehr.

Renoir stützt sich dabei auf Standard-Werkzeuge die meist bereits vorhanden sind (z.B Emacs als Text-Editor, RCS – Revisions Kontroll System usw).

Zentrales Element ist ein Design-Browser, welcher einen hierarchischen Überblick verschafft. Der gesamte Entwurfsablauf ist durch „Flow-Buttons“ automatisiert und vom Benutzer konfigurierbar. Dabei werden nicht nur hauseigene Werkzeuge unterstützt, sondern auch Werkzeuge von Drittanbietern. Beim Entwurf kontrolliert Renoir die Konsistenz des Designs automatisch.

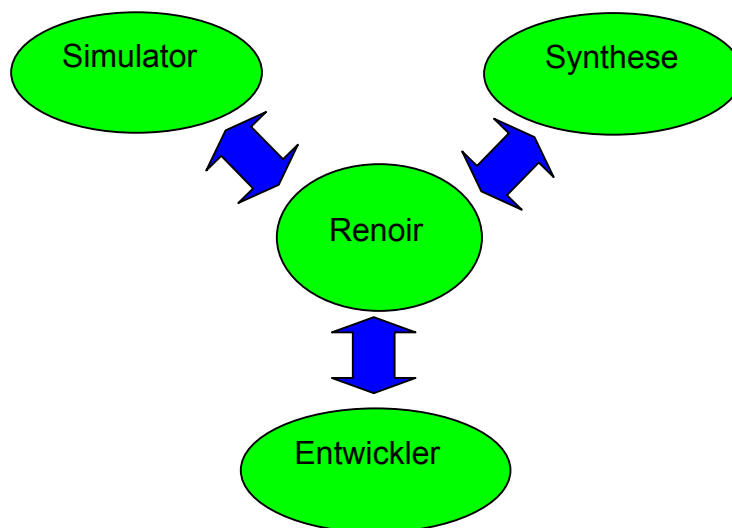


Abb. 1 Renoir der Vermittler

Designs können textuell als HDL beschrieben werden. Zusätzlich kann auch eine graphische Entwurfsbeschreibung in Form von Zustandsmaschinen, Flußgraphen, Wahrheitstabellen und Blockschaltbildern erfolgen. Diese ermöglichen eine dem Menschen angepaßte Beschreibung und Darstellung des Entwurfs.

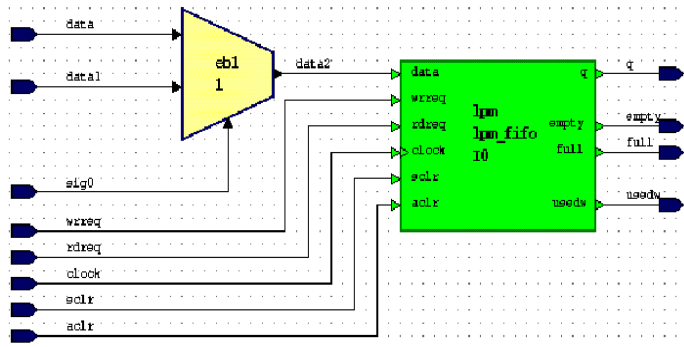


Abb.2: Beispiel Blockdiagramm

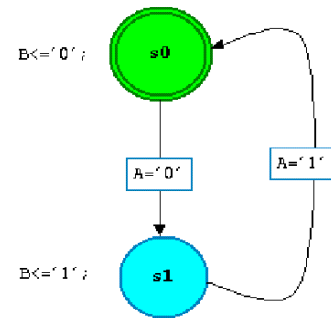


Abb. 3: Beispiel Zustandsmaschine

Ein Großteil der Entwicklungszeit eines Projekts wird mit Validation und Verifikation verbracht. Zur ergonomischen Testen nutzt Renoir die Schnittstelle des Simulatorwerkzeuges (z.B. Modelsim) um damit die aktuellen Zustände der graphischen Beschreibungen farblich zu kennzeichnen. Dazu können auch Haltepunkte eingefügt werden. Zusätzlich kann weiterhin wie gewohnt normales HDL-Sourcecode Debugging durchgeführt werden.

Bereits bestehende HDL-Beschreibungen können in neue Entwürfe integriert werden. Dazu können die HDL-Beschreibungen automatisch in eine graphische Repräsentation umgewandelt werden.

Renoir läuft auf den Betriebssystemen Microsoft Windows, Solaris und HP-UX. Seine Lizenzierung ist sehr flexibel gehalten, so dass Renoir in vielen Varianten erhältlich ist. Das Werkzeug bietet ein gutes Preis/Leistungsverhältnis.

Empfehlenswert ist Renoir also überall dort, wo umfangreiche Projekte implementiert werden müssen. Es bietet dem Anwender mehr Komfort, entlastet ihn von einfachen Routinearbeiten und reduziert dadurch die Fehleranfälligkeit. Der Zeit- und Arbeitsaufwand wird verringert, wodurch die Entwicklungskosten sinken.

Detaill-Informationen beim Hersteller Mentor Graphics :

<http://www.mentor.com/renoir/>

Unterstützung des Hardware-Entwicklers durch **RENOIR**

Saša Vulinović

Hahn-Meitner-Institut

Berlin-Wannsee

Abt. IT/ DH

email: sasa.vulinovic@hmi.de



Inhalt

- Warum ?
- Wie ?
- Was ?

Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin



Inhalt

Motivation zur Designautomatisierung

- Wie ?
- Was ?

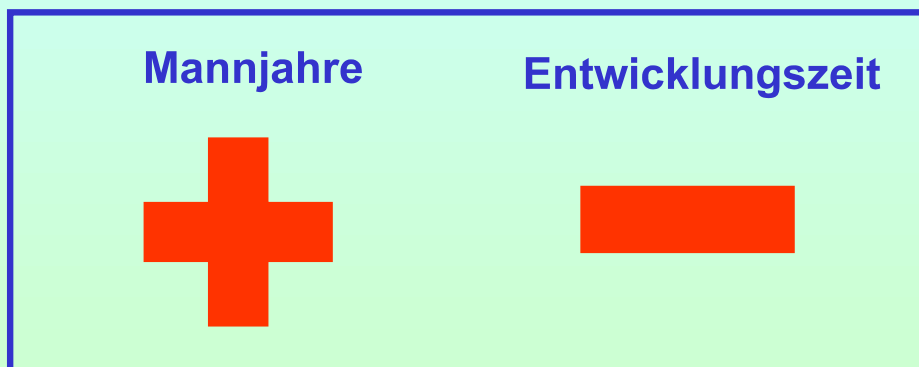
Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin



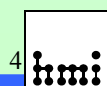
Motivation zur Design-Automatisierung:

Dilemma: **Steigende Anforderungen**



Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin



Motivation zur Design-Automatisierung:

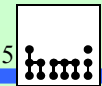
Ausweg aus dem Dilemma:

- ➡ Massiver Rechneinsatz
- ➡ Unübersichtlichkeit bei großen Designs

➡ **RENOIR !!!**

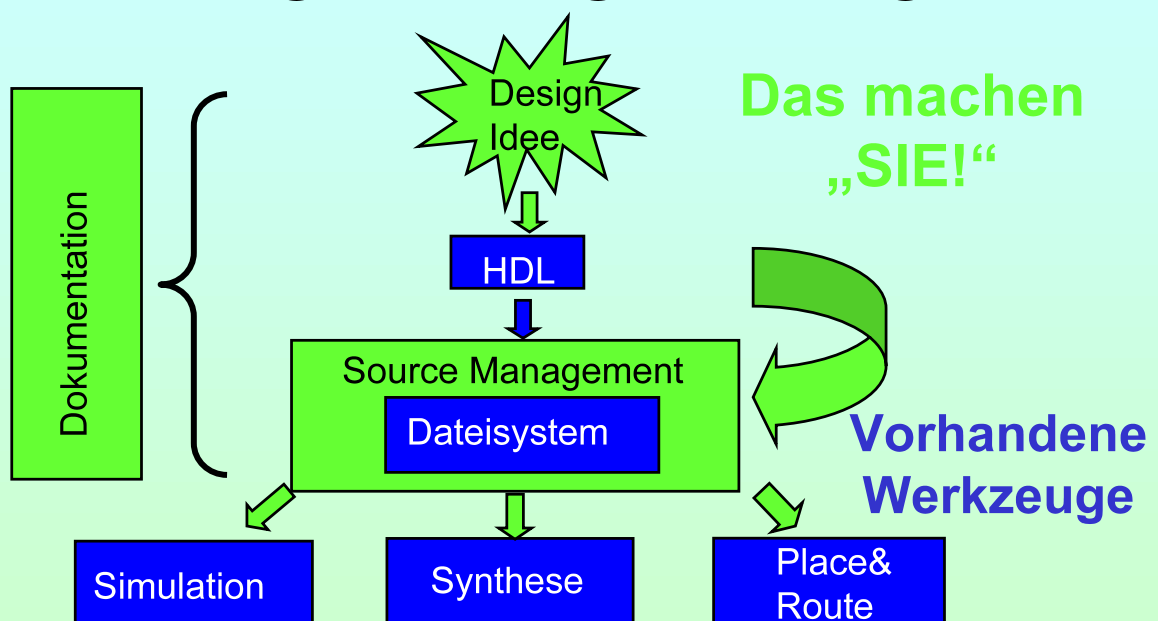
Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin



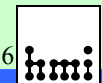
Aufgaben:

Designer - Designwerkzeuge



Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin



Inhalt

Motivation zur Designautomatisierung

- Wie ?
- Was ?

Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin



Inhalt

Motivation zur Designautomatisierung

RENOIR in Ihrem System

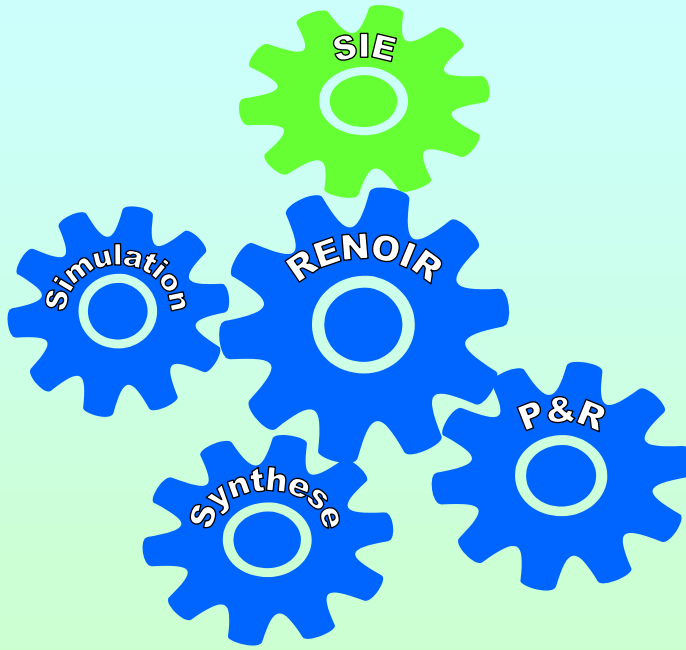
- Was ?

Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin



Designen SIE mit **Renoir** !



- Design Browser
- Design Management
- Team Synchronisation
- Standard Tools
- Flow Automation
- Konsistenzerhaltung
- Flexibilität
- Re-Use Unterstützung

Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin



Inhalt

Motivation zur
Designautomatisierung

RENOIR in Ihrem System

- Was ?

Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin



Inhalt

Motivation zur
Designautomatisierung

RENOIR in Ihrem System

Anwendungsnutzen

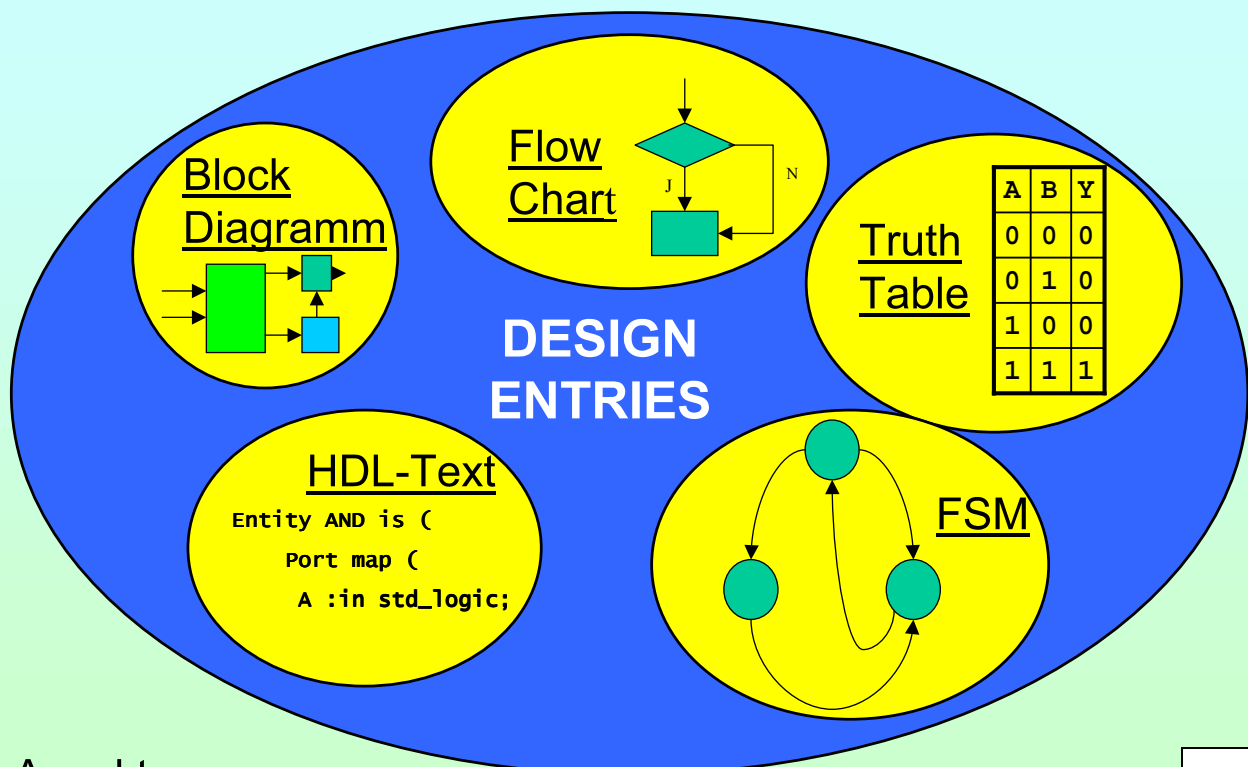
Zusammenfassung

Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin



Beschreiben SIE Ihr Design !



Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin

12

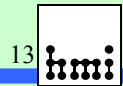


Verstehen SIE VHDL?

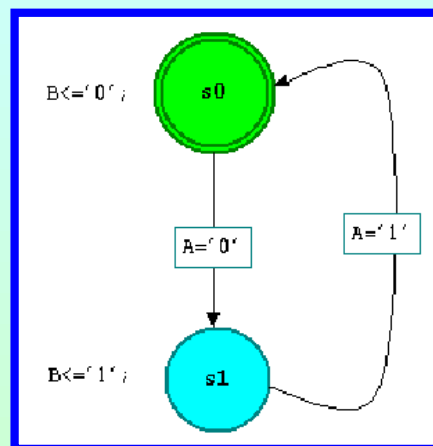
<pre> ENTITY simple_fsm IS PORT(A : IN std_logic; clk : IN std_logic; reset : IN std_logic; B : OUT std_logic); </pre>	<pre> BEGIN IF current_state = s0 AND (A='0') THEN next_state <= s1; ELSIF current_state = s0 THEN next_state <= s0; ELSIF current_state = s1 AND (A='1') THEN next_state <= s0; ELSIF current_state = s1 THEN next_state <= s1; ELSE next_state <= s0; END IF; </pre>	<pre> BEGIN -- Default Assignment B <= '0'; -- State Actions CASE current_state IS WHEN s0 => B <= '0'; WHEN s1 => B <= '1'; WHEN OTHERS => NULL; END CASE; END PROCESS output; </pre>
---	--	---

Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin

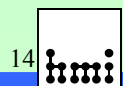


Visualisieren Sie Ihr Design !

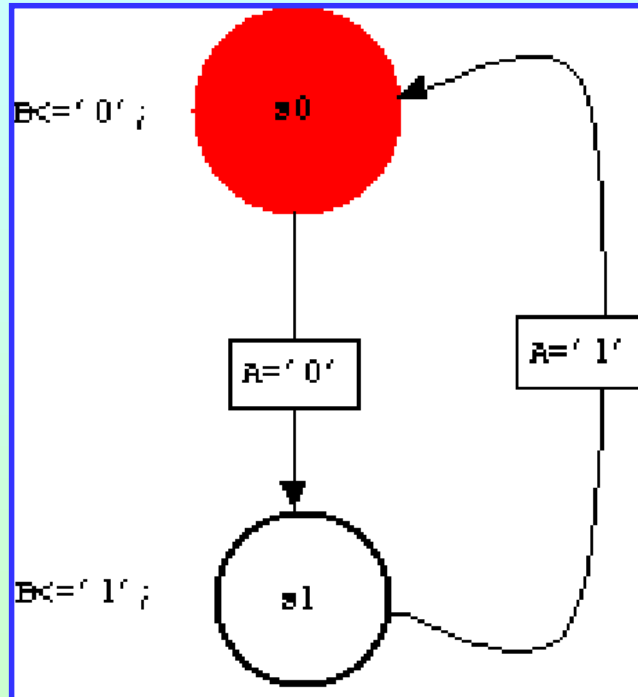


Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin



Animieren Sie Ihr Design !

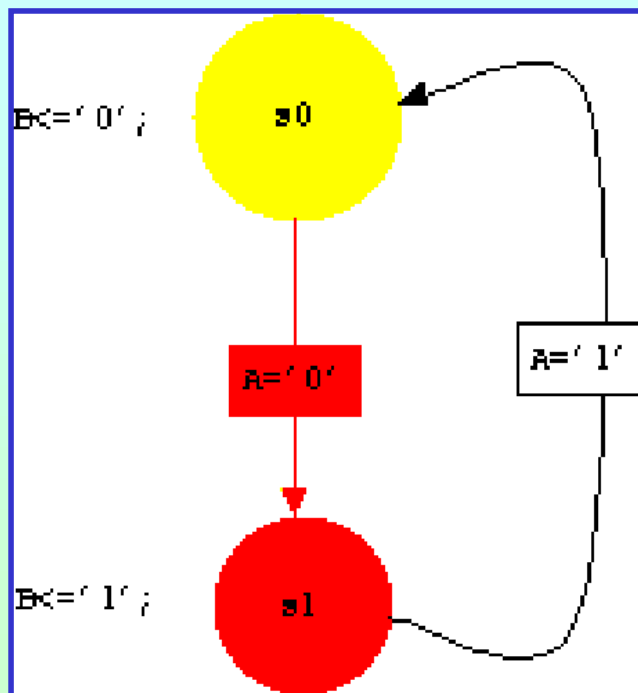


Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin 15



Animieren Sie Ihr Design !

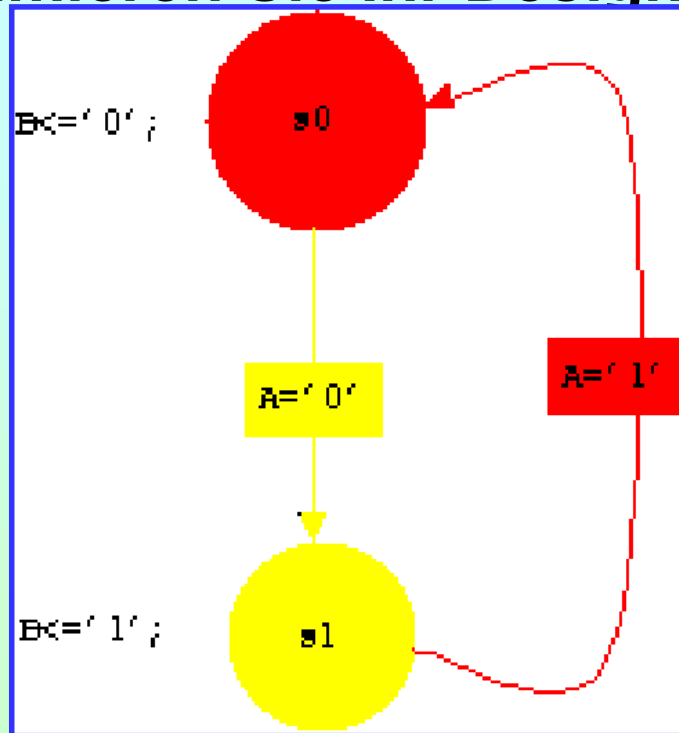


Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin 16



Animieren Sie Ihr Design !

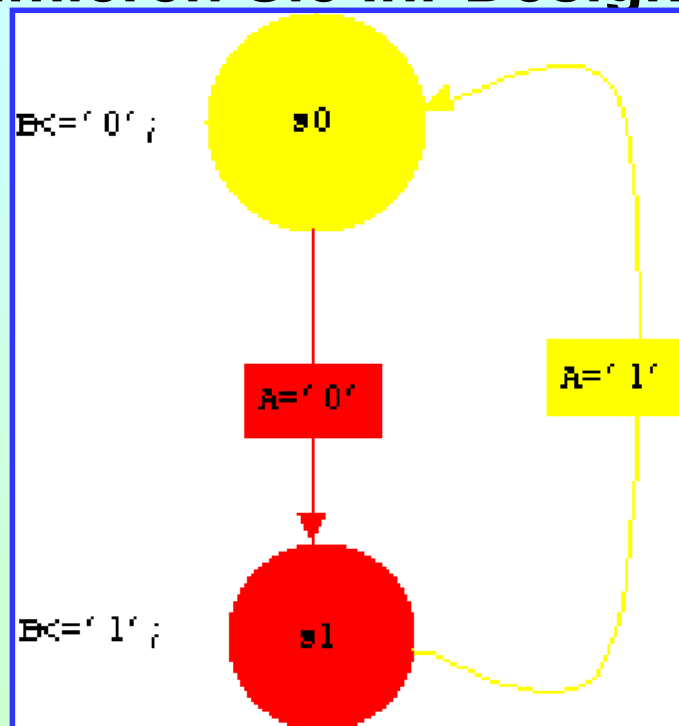


Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin 17



Animieren Sie Ihr Design !

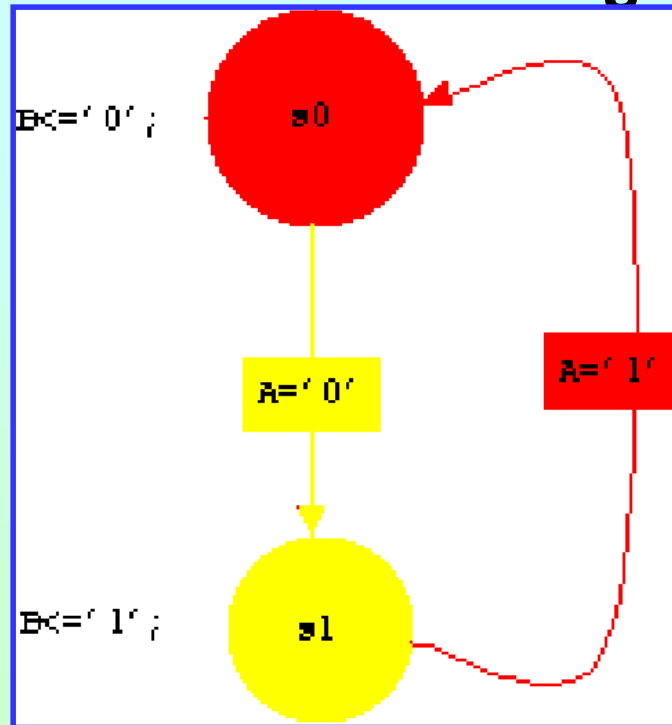


Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin 18

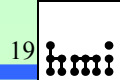


Animieren Sie Ihr Design !



Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin

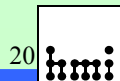


Nutzen SIE ein solides Werkzeug !

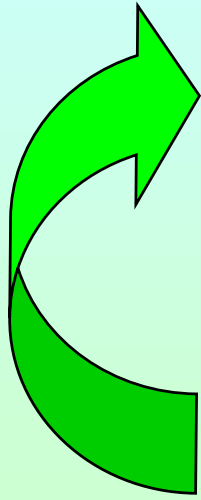
- ✓ **ca. 10.000\$ Listenpreis**
- ✓ **flexible Lizenzierung**
- ✓ **flexible Preispolitik**
- ✓ **solide Herstellerfirma**
- ✓ **konform zu anerkannten Standards**
- ✓ **Plattformen WIN/Solaris/HP-UX**
- ✓ **aufwärtskompatibel (HDL-Designer)**

Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin



Was können SIE mit RENOIR erreichen?



Günstigeres Time-to-Market Verhalten
Minimierung von Re-Designs
Fehlervermeidung

- ✓ HDL => Graphics Import
- ✓ Simulationsanimation
- ✓ 3rd Party Schnittstellen
- ✓ Konsistente Datenhaltung
- ✓ Gesteigerte Übersichtlichkeit

Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin 21



**Kennen Sie ein
besseres Werkzeug ?**

Aspekte
Renoir

Hahn-Meitner Institut Berlin



Ein zurücksetzbarer Vorverstärker für Si-Detektoren

Eugen Badura

GSI Darmstadt, Abteilung Datenverarbeitung und Experiment-Elektronik

Email: e.badura@gsi.de

Einführung

Für eines der Experimente am Massenseparator an der GSI – Beschleunigeranlage sollte ein Target - Experiment durchgeführt werden, in dem nach der Reaktion mit dem Strahl und nach der Emission eines Ions eine sekundäre Strahlung von Protonen oder von α - Teilchen wenige Mikrosekunden später zu erwarten war [Ref. 1].

Die entstehenden Teilchen sollten in einem Experiment-Aufbau, wie in der Abb. 1, nachgewiesen werden. Die Teilchen sollten mit einem Siliziumdetektor erfasst und charakterisiert werden.

Nach der Verstärkung mittels eines Ladungsvorverstärkers sollten die Signale von dem XIA DGF-4C – Modul [Ref. 2] digitalisiert und verarbeitet werden. Dem XIA – Modul folgen die Datenaufnahme und Datenanalyse.

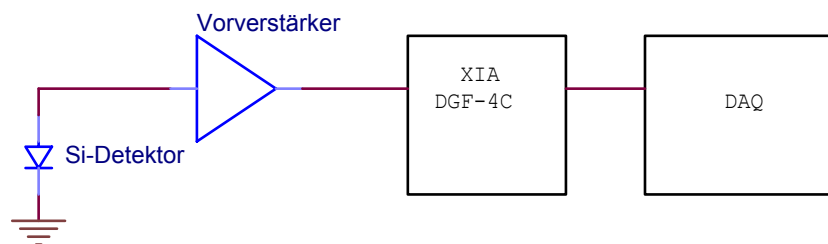


Abb.1. Blockschema vom Experiment

Der Ladungsempfindliche Vorverstärker sollte eine Auflösung von besser als 100 keV (was im Falle eines Siliziumdetektors einer Ladung von weniger als 4.4 fC entspricht), und das bei einer Eingangskapazität von ca. 1 nF und einem sehr großen dynamischen Bereich von bis 10 MeV (entspricht 220 fC im Silizium). Dabei muss er linear und schnell sein, da die Eingangssignale nur 200 bis 400 ns breit sind.

Die Hauptschwierigkeit lag aber nicht in seinen elektrischen Parametern. Das Problem war das Ion (hier als primär bezeichnet), das vor den Protonen bzw. α - Teilchen (hier sekundär) ankommt und dessen Ladung bis 500 mal größer war, als die der sekundären Teilchen. Der Vorverstärker sollte innerhalb von weniger als 2 μ s messbereit sein, nachdem das primäre Ion festgestellt worden war. Eine Ladungskompensationsmethode oder eine Methode, den Vorverstärker schnell und sauber zurückzusetzen, musste erarbeitet werden. Ohne dies hätte es Hunderte Millisekunden gedauert, bis der Vorverstärker nach einer bis 500-facher Übersteuerung wieder messbereit worden wäre.

Die erste β - Version des Vorverstärkers (Version β 1)

Die Idee des Vorverstärkers mit einem schnellen RESET zeigt die Abb.2.

Der Detektor (Si-Detektor in Abb. 2) wird über eine Filterschaltung mit Hochspannung versorgt. A250 ist der ladungsempfindliche Verstärker, der später genauer beschrieben wird. R_f und C_f sind die Rückkopplungselemente, die die Verstärkung und die Zeitkonstante des Vorverstärkers bestimmen. Das Schaltelement stellt symbolisch die RESET – Schaltung dar, mit der RESET - Elektronik (RESET, Abb. 2). Das Signal wird dann nachträglich verstärkt, und die Ausgangsimpedanz wird an das 50 Ω - Kabel angepasst.

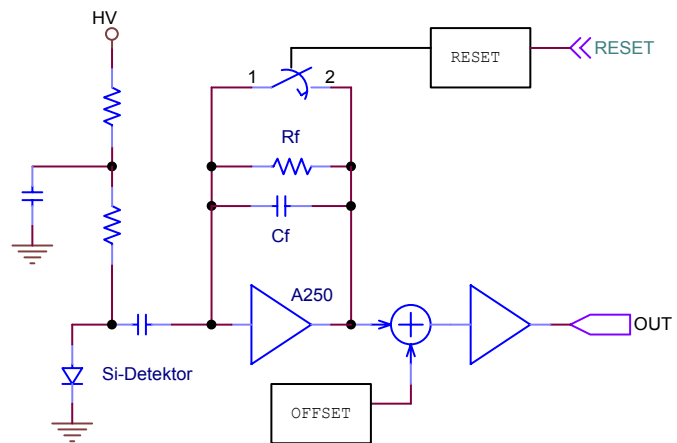
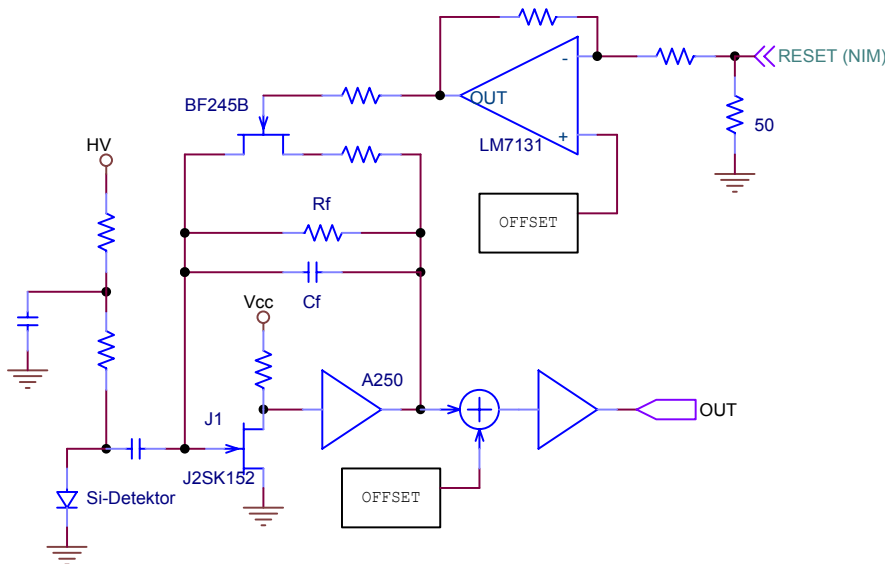


Abb. 2. Der Vorverstärker schematisch

Die vereinfachte Schaltung des ersten Vorverstärkers (genannt β 1) ist in der Abb. 3 gezeigt.



Der A250 arbeitet als ladungsempfindlicher Vorverstärker nur mit einem FET am Eingang. Als RESET wird auch ein n-Kanal FET eingesetzt, der über eine Anpassungsstufe durch ein NIM – Signal geöffnet bzw. geschlossen wird.

Der Vorverstärker selbst wurde basierend auf dem A250 Verstärker von AMPTEK realisiert [Ref. 3]. Es ist ein kompletter Hybridladungsverstärker, der alle Komponenten beibehält, außer dem FET.

Abb. 3. Vereinfachte Schaltung der $\beta 1$ – Version des Vorverstärkers

Der Eingangstransistor wird aus mindestens zwei Gründen nicht in das Hybrid integriert (es gibt eine Version des A250 mit dem festeingebauten Eingangstransistor [Ref.3]). Erstens kann der Eingangs-FET auch im Vakuum oder in einer Kühleinrichtung direkt am Detektor eingesetzt werden. Und zweitens ist der FET am empfindlichsten auf Spannungsspitzen und wird durch sie oft beschädigt. In diesem Fall ist das ganze Hybrid defekt, wenn der Transistor fest eingebaut ist. Ist der Transistor draußen, reicht es ihn auszutauschen. Die Beschaltung vom A250 zeigt die Abb. 4.

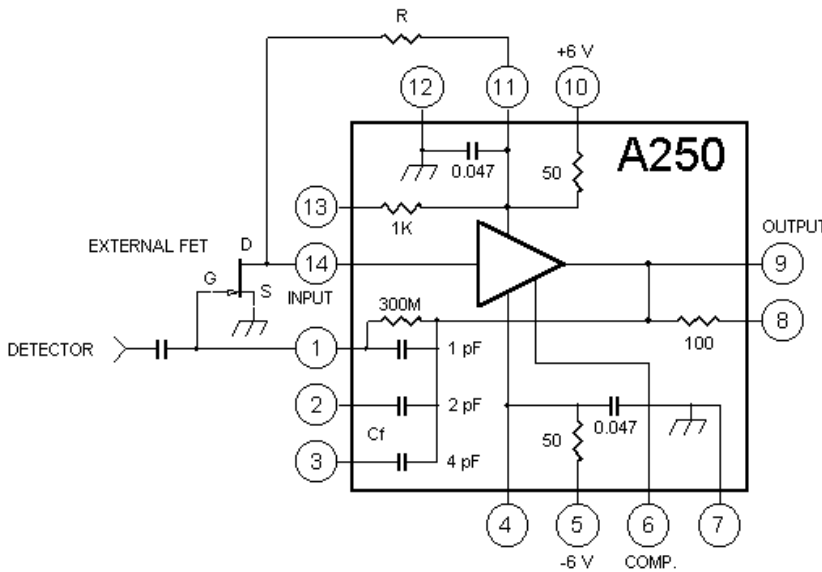


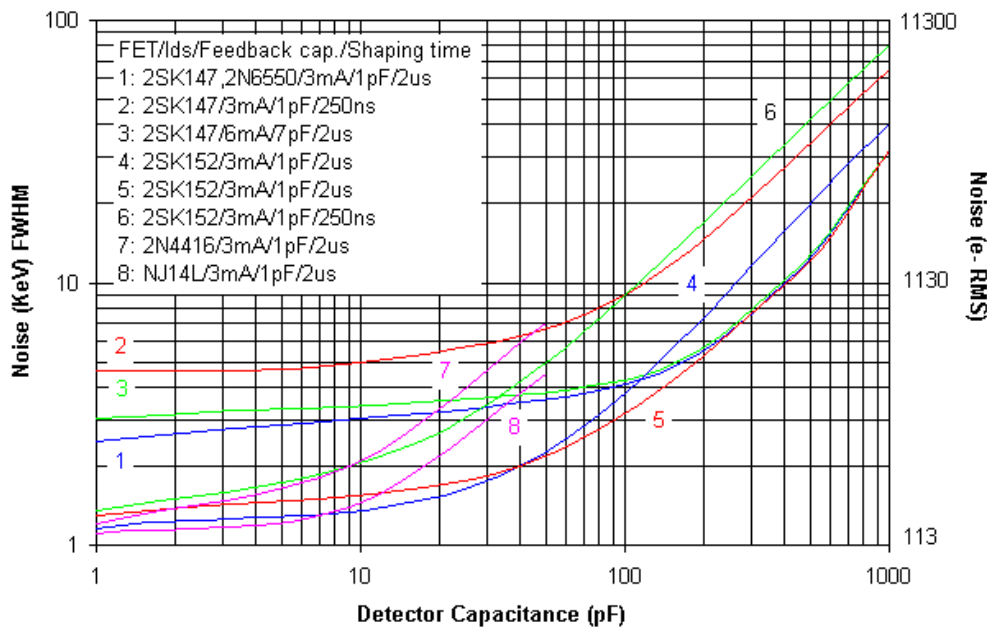
Abb. 4. Der A250 von AMPTEK [Ref. 3]

AMPTEK stellt in dem Datenblatt und auch auf seiner Internetseite u.a. die Abhängigkeit vom Rauschen als Funktion der Detektorkapazität und des FET – Typs am Eingang vom A250 (Abb. 5). Der Vorverstärker wird mit dem 2SK152 – FET geliefert.

In der Abb. 6 sind zwei Bilder gezeigt, die mittels eines Oszilloskops aufgenommen wurden. Beide zeigen Pulse am Ausgang des Vorverstärkers Version $\beta 1$.

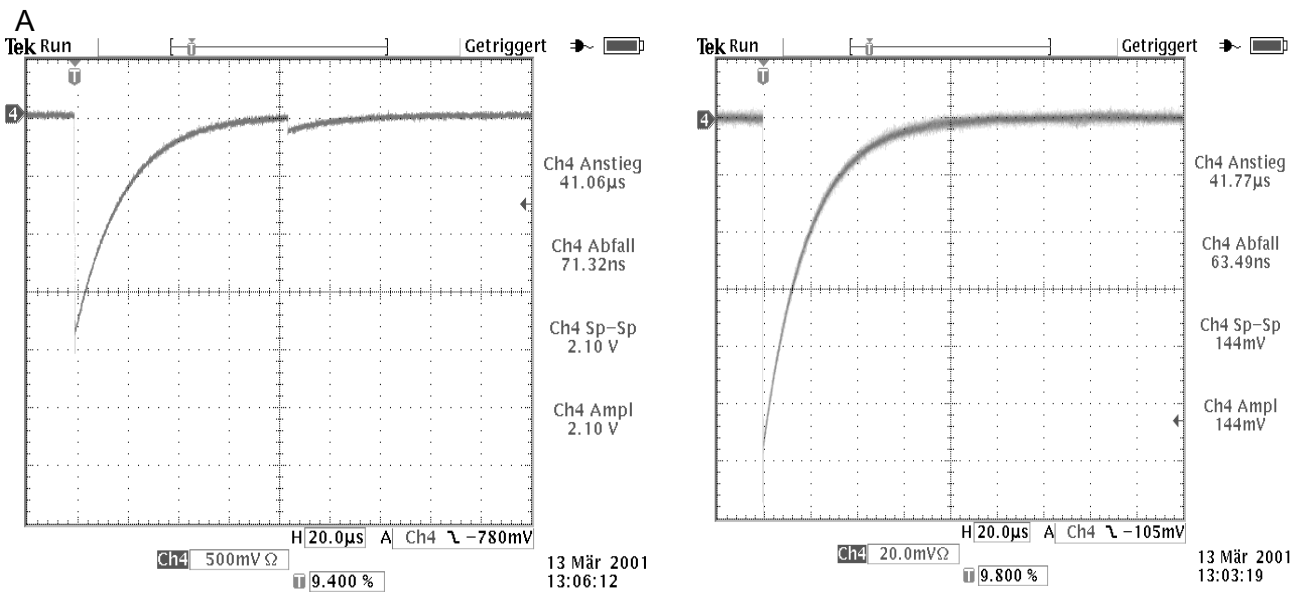
Das Bild (a) zeigt einen großen Puls, der durch Ladung des RESET – Transistors hervorgerufen wird (charge injection), während der RESET – Zustand zurückgenommen wird. Der kleine Puls stammt von einer gemessenen Ladung von 50 fC.

Das Bild (b) zeigt einen Puls, der durch die Messung der Ladung 50 fC entsteht.



Man kann die sehr gute exponentielle Form des Pulses sehen. Die Zeitkonstante des Vorverstärkers wurde dem Wunsch der Experimentatoren entsprechend auf ca. 40 μ s eingestellt. Bilder, die mit dem XIA – Modul DGF während des Experiments am Strahl aufgenommen wurden, sind in der Abb. 7 gezeigt [Ref. 1].

Abb. 5. Das Rauschen vom A250 als Funktion der Detektorkapazität und des FET am Eingang



(a) (b)
Abb. 6. Impulse am Ausgang des Vorverstärkers Version β 1

Die Abb. 7 (a) zeigt ein Signal, das ohne RESET – Signal aufgenommen wurde. In der Abb. 7 (b) ist außer dem RESET- und dem gemessenen Signal (Proton ca. 500 keV) das Ion – Signal, das vor dem RESET – Signal zu sehen ist. Er ist aufgenommen worden, während der Vorverstärker sich im zurückgesetzten Zustand befand (RESET – Zustand).

Der Vorverstärker braucht ca. 400 ns, um sich von dem Ion „zu erholen“, nachdem die Ion-Ladung von ihm im RESET – Zustand in den Vorverstärker hinein geflossen ist. Das ist einer der Modi: Der Vorverstärker befindet sich im RESET und wartet auf Zurücknahme des RESET, also auf das Schließen des RESET – FET. Der andere Modus ist: der Vorverstärker ist aktiv und wird erst zurückgesetzt, nachdem das schwere Ion festgestellt wurde. In diesem Modus braucht er mehr Zeit (ca. 1 μ s), um sich zu erholen. Der Vorteil von diesem Modus ist, dass keine andere Schaltung benötigt wird, außer dem Vorverstärker, um das Ion festzustellen. Hier wird einfach der Vorverstärkerausgang beobachtet.

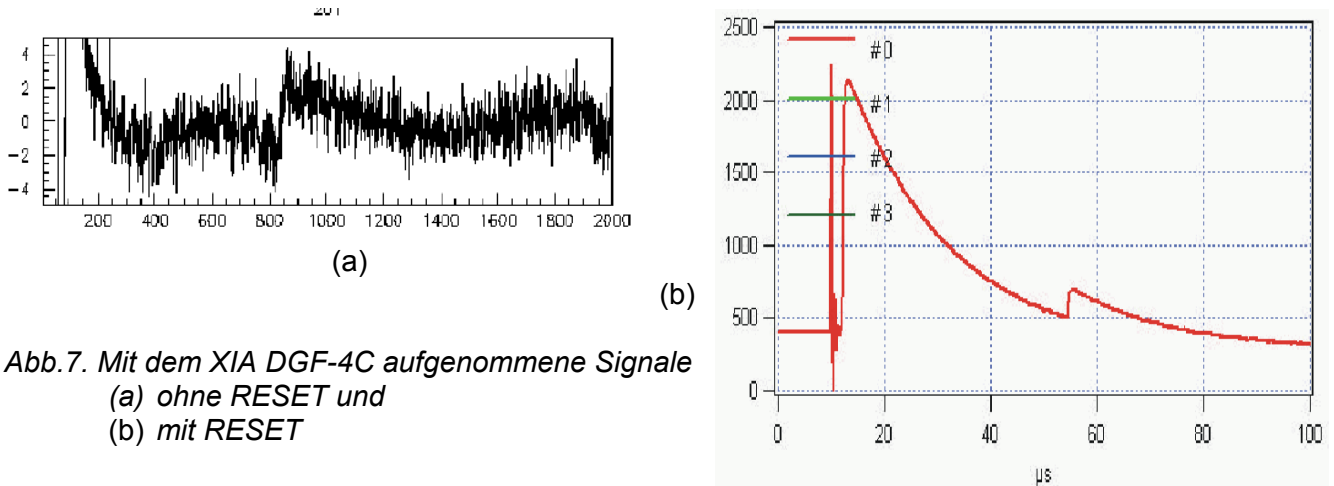


Abb.7. Mit dem XIA DGF-4C aufgenommene Signale
 (a) ohne RESET und
 (b) mit RESET

Die Messungen am Experiment [Ref. 1] haben ergeben, dass der dynamische Bereich des Vorverstärkers bis 11 MeV (das entspricht einer Ladung von $Q_{IN} \cong 500fQ$) mit einer Auflösung von $\sigma_\epsilon < 80$ keV ($\sigma_Q < 3.5$ fC). Die Zurücksetzung braucht weniger als 1 μs , und der Vorverstärker ist nach weniger als 2 μs wieder messbereit, nachdem eine 500-fache Übersteuerung aufgetreten ist. Eine Einschränkung gibt es durch die Schaltladung des RESET – FET. Dieses Experiment brachte sehr interessante Ergebnisse und wurde erfolgreich bei der ENAM – 2001 – Konferenz präsentiert [Ref. 1].

Die zweite β - Version des Vorverstärkers (Version $\beta 2$)

Eine zweite β - Version ($\beta 1$) des Vorverstärkers wurde mit dem Ziel entwickelt, die Schaltladung des RESET – Schalters zu kompensieren. Die vereinfachte Schaltung ist in der Abb. 8 gezeigt.

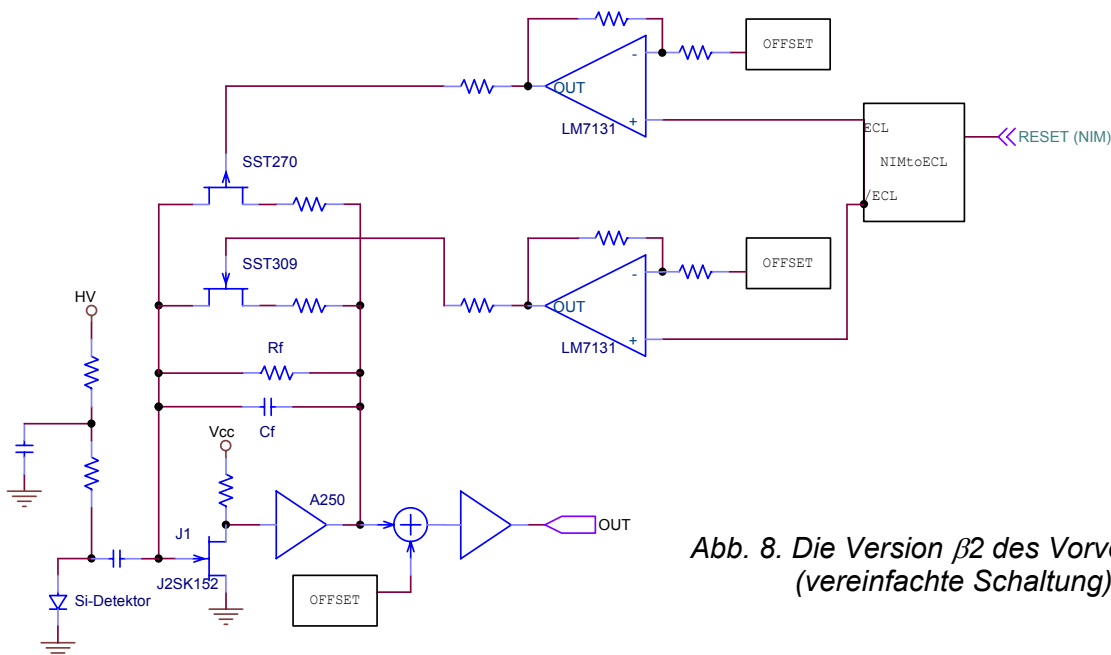
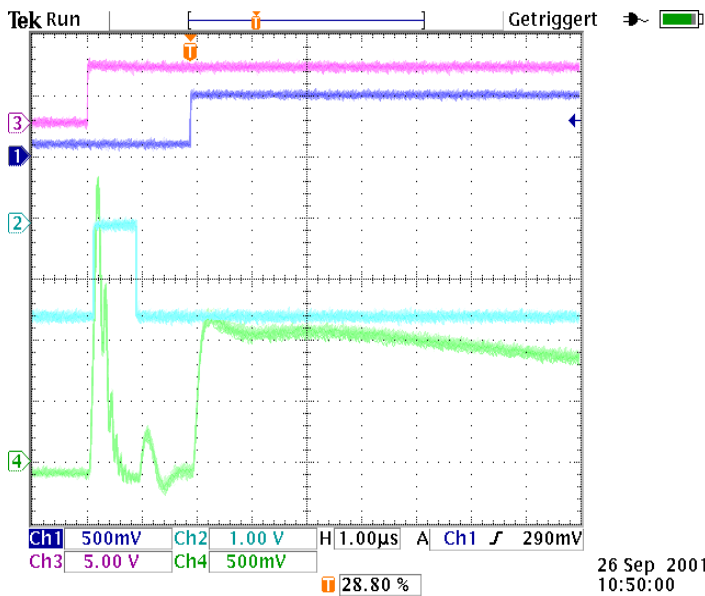


Abb. 8. Die Version $\beta 2$ des Vorverstärkers (vereinfachte Schaltung)

Hier wurde ein Kompensationstransistor (p-Kanal FET) parallel zu dem Schalter aus der ersten Lösung geschaltet. Dieser Transistor braucht während der Zurücksetzung nicht zu leiten. Er nimmt an dem RESET nicht teil. Durch Spannungssprung an der Gate – Elektrode wir er eine Ladung emittieren, die die Ladung des eigentlichen RESET – Transistors kompensiert. Das erlaubt, den Messbereich des XIA – Moduls optimal einzustellen. Da die Schaltladung in der ersten Version ca. 1 pC betrug, musste der Messbereich des ADC in XIA DGF-4C dies berücksichtigen, und die Auflösung musste reduziert werden.

Ausgangspulse des Vorverstärkers $\beta 2$ zeigt die Abb. 9. Hier wurde eine Ladung generiert, die der Energie von ca. 500 MeV. Die Zeit ist durch den Spannungssprung der Kurve 3 markiert.



Gleich danach wurde ein RESET – Signal generiert (Kurve 2), das ca. 800 ns dauerte. Weniger als 2 μ s (hier 1.8 μ s) nach dem Ion – Puls kam die Ladung, die einem Proton mit der Energie von ca. 5 MeV entsprach (Zeitmarke Kurve 1). Die Kurve 4 zeigt den Spannungsverlauf am Ausgang des Vorverstärkers (mit 50 Ω abgeschlossen). Man hat festgestellt, dass die Kompensation sehr gut funktioniert, ist aber Temperatur abhängig (der kleine Puls zwischen den Ion- und Proton-Pulsen). Würde es diese Abhängigkeit nicht geben, könnte die Protonladung bereits eine Mikrosekunde nach der Ion-Ladung gut gemessen werden. Sonst arbeitet der Vorverstärker sehr gut und sehr stabil. Er wurde in einem weiteren Experiment eingesetzt. Die Messungen werden gerade ausgewertet.

Abb. 9. Test der Version β 2 des Vorverstärkers

Die Labormessungen (Oszilloskop, Generator) haben ähnliche Parameter ergeben, wie bei der Version β 1 des Vorverstärkers. Eine leichte Erhöhung des Rauschens wurde beobachten, die auf den zweiten FET in der Rückkopplung des Verstärkers zurückzuführen ist. Die Ergebnisse am Silizium-Detektor sind abzuwarten, aber alles deutet darauf hin, dass die Eigenschaften des Vorverstärkers β 2 besser als die von β 1 sind.

Zusammenfassung und der weitere Vorgang

Für ein Experiment am Massenseparator in der GSI wurde ein schneller ladungsempfindlicher Vorverstärker mit einer schnellen RESET – Funktion entwickelt.

Der Vorverstärker kann eine 500-fache Übersteuerung innerhalb von weniger als 1 μ s zurücksetzen und kann nach weniger als 2 μ s (sogar nach ca. 1 μ s) Ladungen von einem Siliziumdetektor messen.

Die Auflösung des Verstärkers ist besser als 80 keV (das entspricht einer Ladung von ca. 3.5 fC), und der Messbereich erstreckt sich bis ca. 11 MeV (ca. 500 fC). Diese Parameter wurden im experimentellen Betrieb gemessen, und das bei einer Eingangskapazität (der Si – Detektor) von ca. 1 nF, einer Detektorpulsdauer von ca. 400 ns und einer Zeitkonstante der Verstärker-Rückkopplung von ca. 40 μ s.

Der Vorverstärker wurde erfolgreich im Experiment eingesetzt [Ref. 1].

Das weitere Vorgehen soll eine Optimierung der RESET – Kette bringen. Die Temperaturempfindlichkeit der RESET - Kompensation soll optimiert werden, und das Rauschen durch optimale Schalter soll reduziert werden.

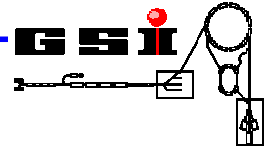
Weiter soll ein eigener Verstärker als Ersatz für den A250 entwickelt werden. Es wird auch überlegt, einen universellen Vorverstärker mit umschaltbarer Verstärkung, einen schnellen „gated“ Ladungsverstärker und einen schnellen „gated“ Ladungsintegrator basierend auf dem hier vorgestellten Vorverstärker zu bauen.

Referenzen

[Ref. 1] R.Grzywacz et al., Proceedings ENAM2001, in Vorbereitung

[Ref. 2] www.xia.com/DGF-4C

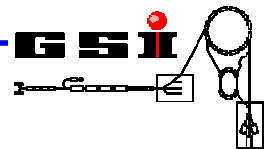
[Ref. 3] www.amptek.com/a250



Ein zurücksetzbarer Vorverstärker für Si-Detektoren

SEI Herbsttagung 2001, Graz 1. – 2.10.2001

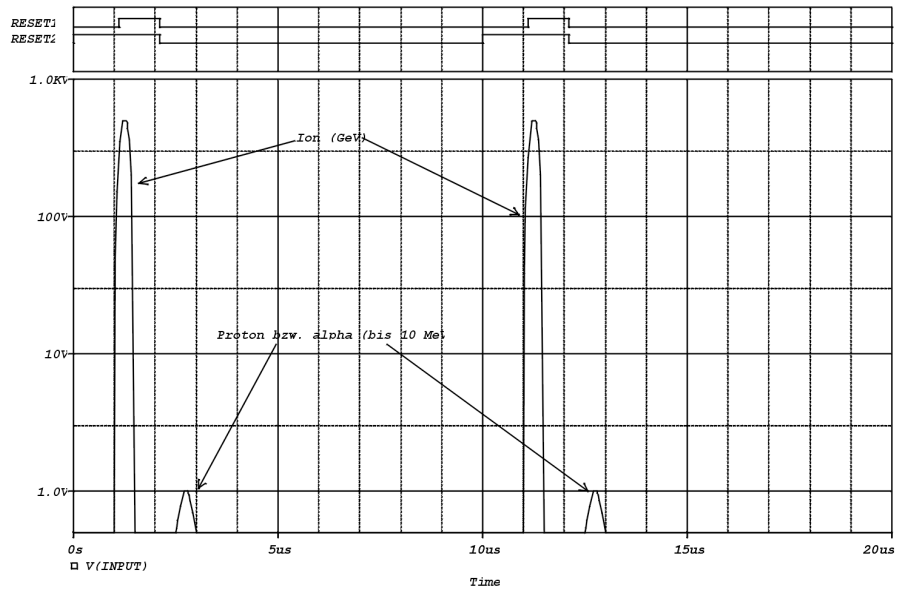
E. Badura
GSI Darmstadt
Abteilung Datenverarbeitung und Experiment-Elektronik
Email: e.badura@gsi.de



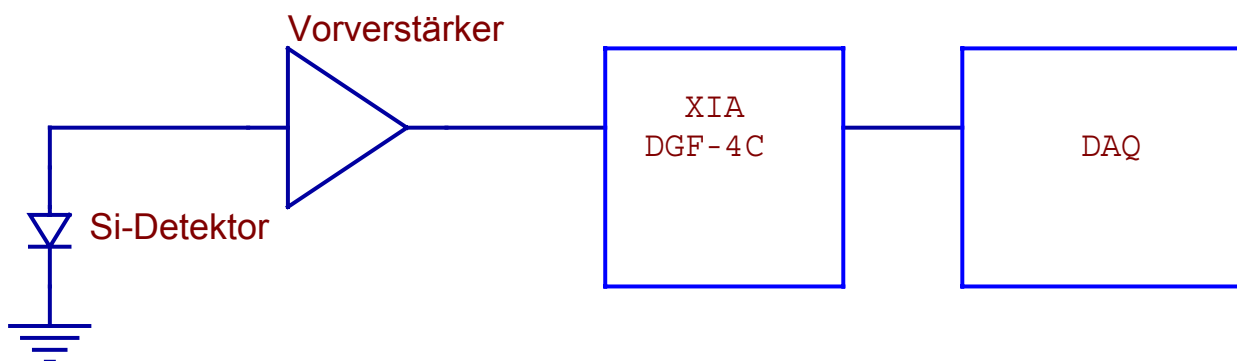
Ein zurücksetzbarer Vorverstärker für Si-Detektoren

- Aufgabestellung
- Der Vorverstärker
- Ausblick

Aufgabestellung



Aufgabestellung Der Experimentaufbau

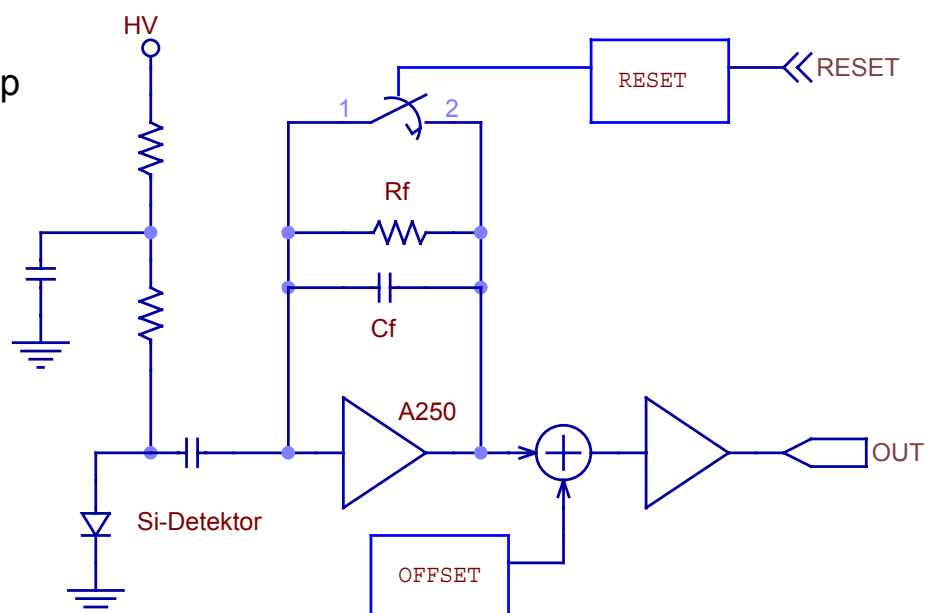


Aufgabestellung Anforderungen an den Vorverstärker

- Verarbeitung von Si-Detektorsignalen
- Zurücksetzung und Bereitschaft innerhalb 2 μ s auch bei 500-facher Übersteuerung
- Großer dynamischer Bereich (<100 keV bis 10 MeV)
- Auflösung besser als 100 keV Si (ca. 4.4 fC)
- Eingangskapazitäten um 1 nF

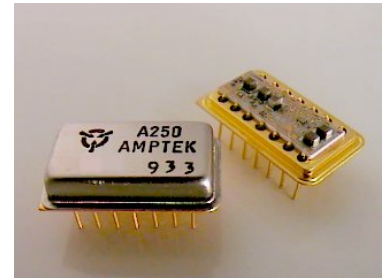
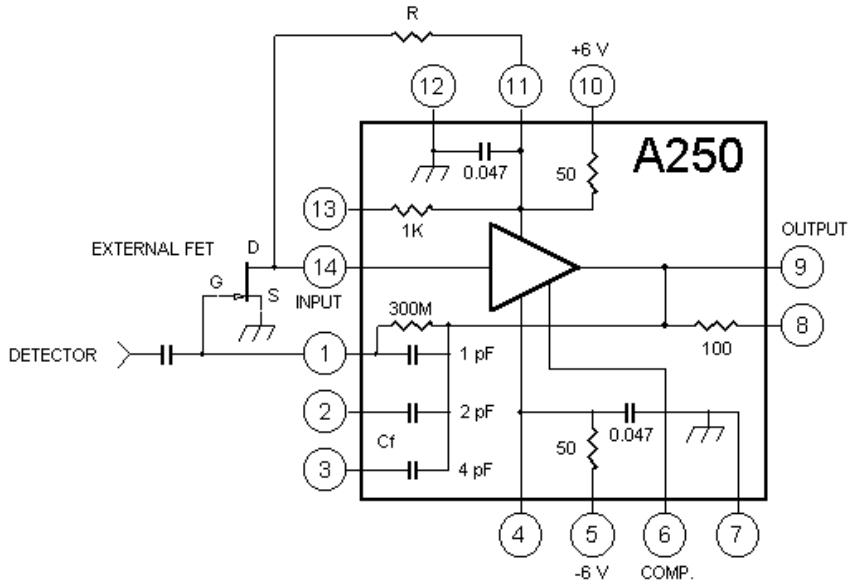
Vorverstärker

- Schaltungsprinzip



Vorverstärker

- Der AMPTEK A250



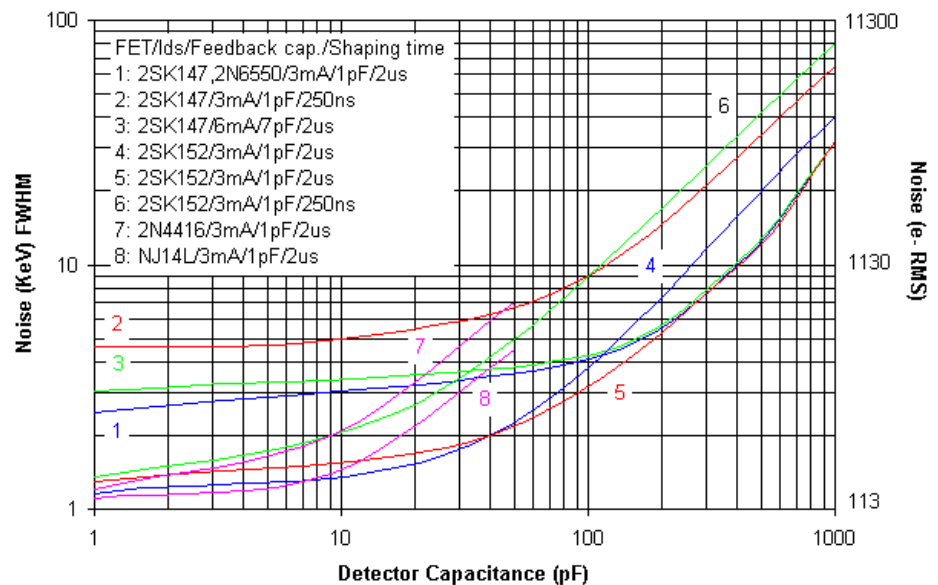
SEI Graz, 1. - 2.10.2001

E.Badura GSI/DV&EE, Ein zurücksetzbarer Vorverstärker für Si-Detektoren

7

Vorverstärker

- Der AMPTEK A250
– das Rauschen

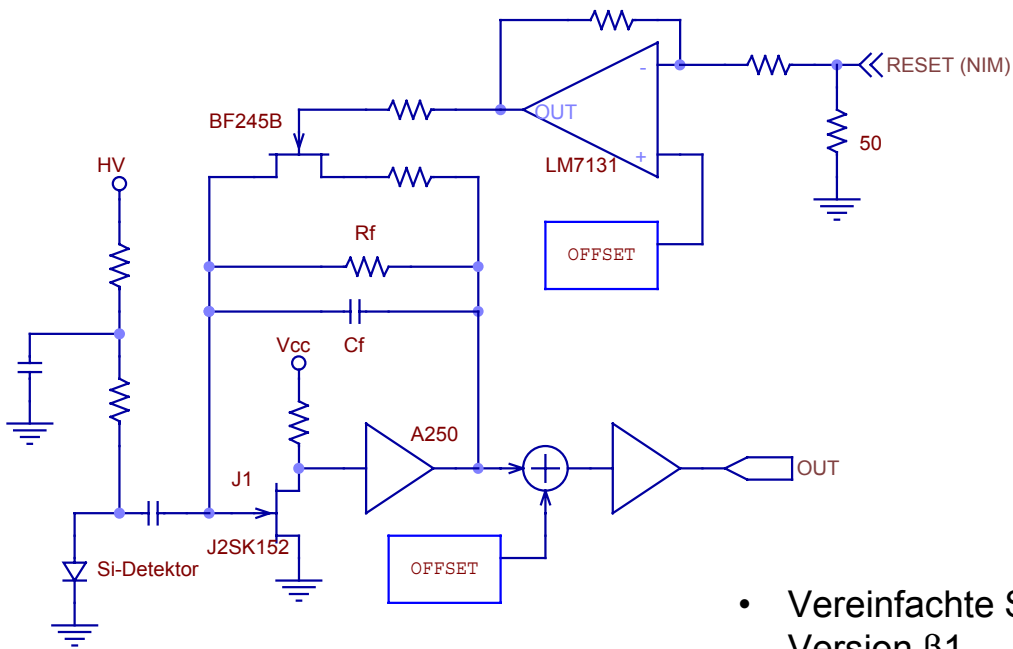


SEI Graz, 1. - 2.10.2001

E.Badura GSI/DV&EE, Ein zurücksetzbarer Vorverstärker für Si-Detektoren

8

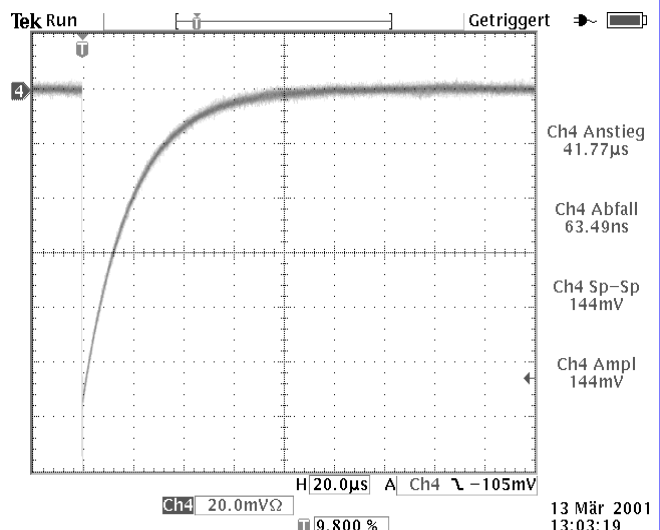
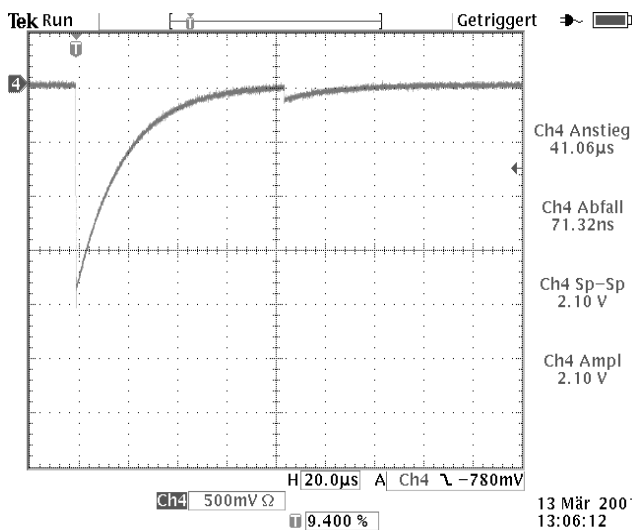
Vorverstärker Version $\beta 1$



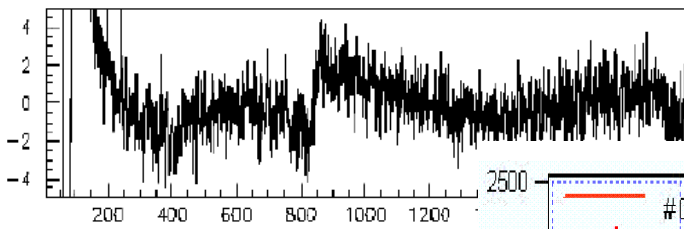
- Vereinfachte Schaltung Version $\beta 1$

Vorverstärker

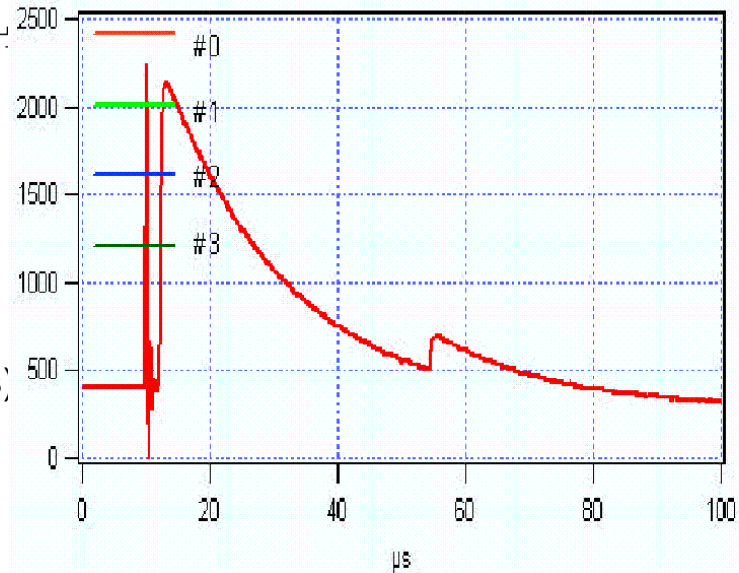
RESET-Antwort (Ladungsinjektion) mit „echtem Puls“ (links)
und typische Pulsantwort (rechts)



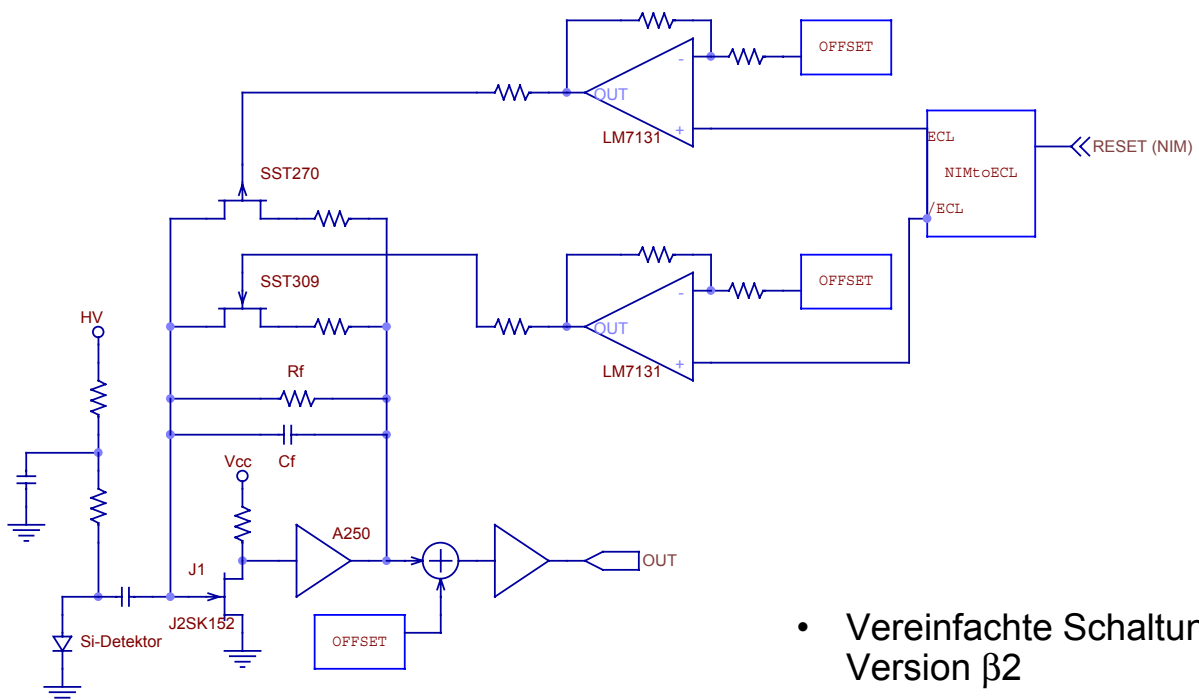
Im Experiment



- Im Experiment aufgenommene Kurve: RESET (großer Impuls) und ein Proton



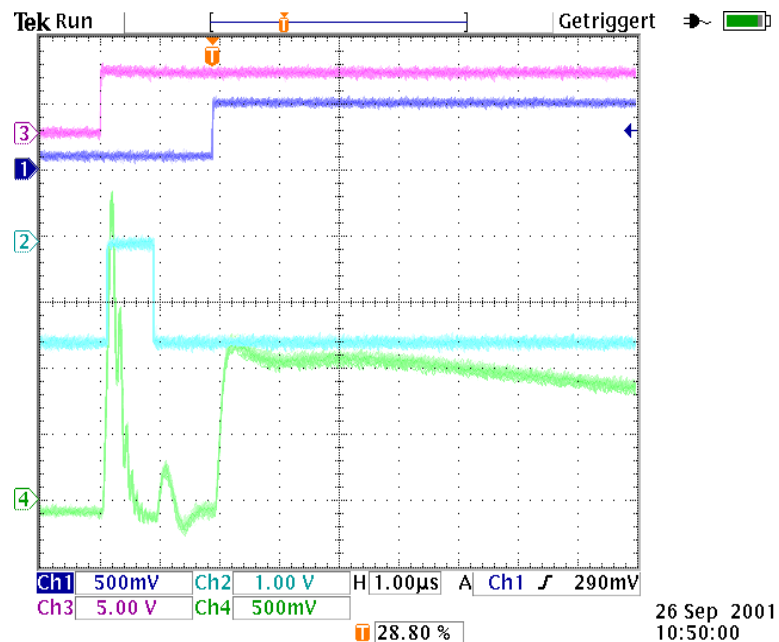
Vorverstärker Version β2



- Vereinfachte Schaltung Version β2

Vorverstärker Version $\beta 2$

- Im Labor aufgenommene Signale:
Kanal 4: Ausgangspuls am Vorverstärker, RESET gleich nach Feststellung eines Ion-Signals und ein Proton-Puls gleich nach dem RESET (simuliert mit Ersatzpulsen)



Vorverstärker Zusammenfassung

- Ein schnell zurücksetzbarer Vorverstärker für Si – Detektoren
- Dynamischer Bereich von $\epsilon < 100$ keV bis $\epsilon \approx 11$ MeV ($Q < 2.2$ fC bis ca. $Q = 500$ fC)
- RESET – Funktion bei ca. 500 – facher Übersteuerung $t < 1$ μ s, Messbereitschaft nach $t < 2$ μ s
- Auflösung:
 $\sigma_{\epsilon} < 80$ keV ($\sigma_Q < 3.5$ fC) Version $\beta 1$
und $\sigma_{\epsilon} < 100$ keV ($\sigma_Q < 4.4$ fC) Version $\beta 2$
(bei C_{in} ca. 1 nF und $\tau_f \approx 40$ μ s)
- RESET – Signal als NIM

Ausblick

- Temperaturkompensation
- RESET – Optimierung
- Ersatz für den A250
- Zwei Verstärkungen (umschaltbar)
- Universeller schaltbarer ladungsempfindlicher Vorverstärker
- „gated“ Ladungsvorverstärker und „gated“ Integrator

Referenzen:

R.Grzywacz et al., Proceedings ENAM2001, in Vorbereitung

www.amptek.com/a250, www.xia.com/DGF-4C

BERECHNUNG DER MESSUNSICHERHEIT

BEI PRÄZISIONSGERÄTEN

Hans Borutta, TÜV Thüringen AT GmbH, Arnstadt, DKD-06801-Kalibrierlabor

Graz 01. und 02.10.2001

Definition der Meßunsicherheit

Die Meßunsicherheit ist ein Kennwert, der zusammen mit dem Meßergebnis angegeben wird, d.h. dem Meßergebnis durch die Messung beigeordnet wird, und den Bereich der Werte charakterisiert, die der Meßgröße durch die Messung vernünftigerweise zugeschrieben werden können.

(Definition B25 der Schrift DKD-3 Ausgabe 1998 der Physikalisch Technischen Bundesanstalt)

Die Meßunsicherheit einer Meßgröße setzt sich zusammen aus den Meßunsicherheiten des verwendeten Normales, des zu kalibrierenden Gegenstandes und des angewendeten Verfahrens.

DKD-Kalibrierlabor und seine akkreditierte Meßunsicherheit

Ein Kalibrierlabor kann seine Möglichkeiten, bestimmte Meßgrößen mit Hilfe von geprüften Normalen darzustellen, mit Standardrechenmethoden nachweisen und dafür beim Deutschen Kalibrierdienst (DKD) die Akkreditierung beantragen. Der DKD definiert dem Labor für diese Meßgrößen zulässige Angaben der Meßunsicherheit und überwacht in regelmäßigen Abständen die Einhaltung der Verfahren und Aktualität der Kalibrierung von Bezugsnormalen.

Damit ist eine hohe Sicherheit in der Hierarchie der Rückführung auf nationale Normale eines akkreditierten Kalibrierlabors gewährleistet.

Beispiel der Konformitätsaussage bei Präzisionsmeßgeräten

Mit Hilfe eines DC-Standards Fluke 732 soll für die Präzisionsdigitalvoltmeter HP 34401 und HP 3458A bei drei Meßergebnissen um 10 V eine Konformitätsaussage gemacht werden. Während für das 6 ½ stellige DVM bei einer Meßunsicherheit von 3 ppm eine eindeutige Aussage zur Konformität der Spezifikation möglich ist, kann beim 8 stelligen DVM nur im 1. Fall eindeutig eine Konformität bestätigt werden. Im 3. Fall liegt eindeutig eine Nichtkonformität vor. Aber im 2. Fall kann auf Grund der Meßunsicherheit nur eine unsichere Angabe zur Nichtkonformität gemacht werden. Bei einer Reihe von Messungen könnte der Meßwert auch innerhalb der Spezifikation liegen. Ein Ausweg in diesem Fall wäre die Verringerung der Meßunsicherheit durch Anwendung eines anderen (besseren) Verfahrens.

Darstellung der Modellgleichung für die Gleichspannungsmeßspanne von 10 mV bis 1000 V im Kalibrierlabor und Angabe der entsprechenden Meßunsicherheit

Methodik und mathematische Grundlagen für die Berechnung der Meßunsicherheit der Meßgröße Gleichspannung lassen den Weg nachvollziehbar erkennen, wie man auf Basis konkreter Bezugsnormale jeden Meßbereich mit einer erweiterten Meßunsicherheit belegen kann. Diese

mathematische Vorgabe des Labors ist für die PTB der Ausgangspunkt zur Festlegung einer akkreditierten Angabe der Meßunsicherheit.

Das Kalibrierlabor ist damit berechtigt, im Rahmen der Akkreditierung, Vergleichsmessungen durchzuführen und in einem Kalibrierschein zu dokumentieren.

Für den Anwender von Präzisionsmeßgeräten ergibt sich nach der Kalibrierung eine hohe Sicherheit, daß seine Meßergebnisse richtig und auf nationale Normale rückführbar sind.

Bei Einhaltung dieses Verfahrens und der empfohlenen Rekalibrierfrist kann die Konformität mit den Angaben des Herstellers in der Spezifikation im gesamten Meßbereich sicher nachgewiesen werden.

Langzeituntersuchungen zur Verringerung der Meßunsicherheit

Werden Präzisionsmessungen mit Bezugsnormen über einen langen Zeitraum und mit großer Sorgfalt durchgeführt und dokumentiert, kann die bereits bekannte Meßunsicherheit wesentlich verringert werden, da aus der Drift ein systematischer Fehler erkennbar wird, der ausgeklammert werden kann.

Zusammenfassung

Jedes Meßergebnis ist mit einer Meßunsicherheit behaftet. Eine theoretisch und praktische Berechnung der Meßunsicherheit bringt Sicherheit bei der Bewertung eines Meßergebnisses.

Dokumentierte Langzeitkontrollen gestatten in vielen Fällen die Verringerung der Meßunsicherheit und erhöhen damit die Qualität einer Messung.

Die regelmäßige Überwachung von Meßgeräten und TransfERNormalen in einem akkreditierten Kalibrierlabor sichert die Konformität der Erzeugnisse mit der Spezifikation des Herstellers über einen Zeitraum von mehr als einem Jahr.

Die Rückführung einer Meßgröße auf das entsprechende nationale Normal ist durch die Kalibrierung und die Angabe der Meßunsicherheit lückenlos gewährleistet.

DKD-06801 Kalibrierlabor
der TÜV-Thüringen Anlagentechnik GmbH
Ichershäuser Str.32
99310 Arnstadt

Tel. 03628/598 320
e-mail: hborutta@tuev-thueringen.de
Power-point Folien: [hmi-graz.ppt](#)

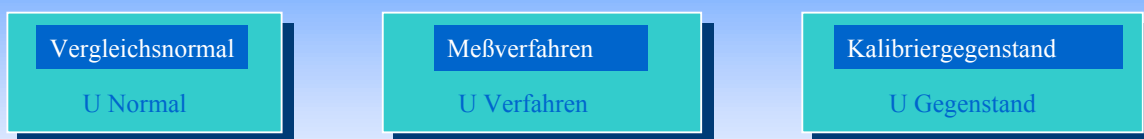
BERECHNUNG DER MESSUNSICHERHEIT BEI PRÄZISIONSGERÄTEN

Hans Borutta

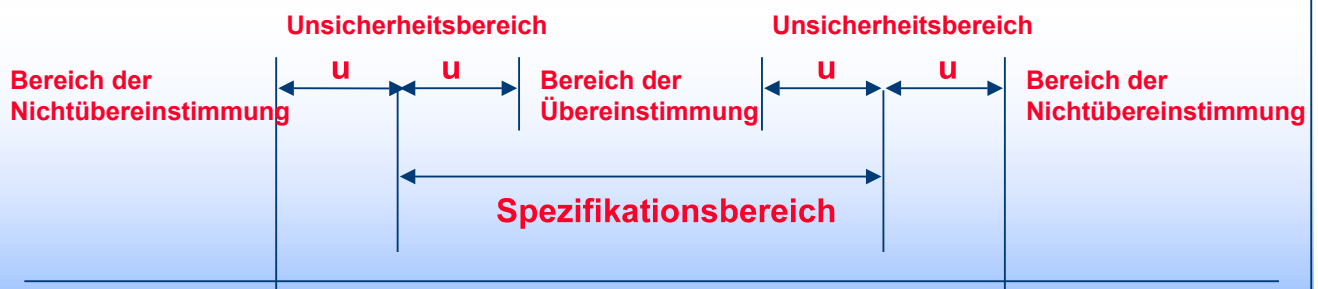
TÜV Thüringen Anlagentechnik GmbH
Kalibrierlabor DKD 06801



Meßunsicherheit



$$u^2 \text{ Gesamt} = u^2 \text{ Normal} + u^2 \text{ Verfahren} + u^2 \text{ Gegenstand}$$



Angabe der Meßunsicherheit bei Kalibrierungen nach der
Richtlinie des Deutschen Kalibrierdienstes DKD-3 von 08/98

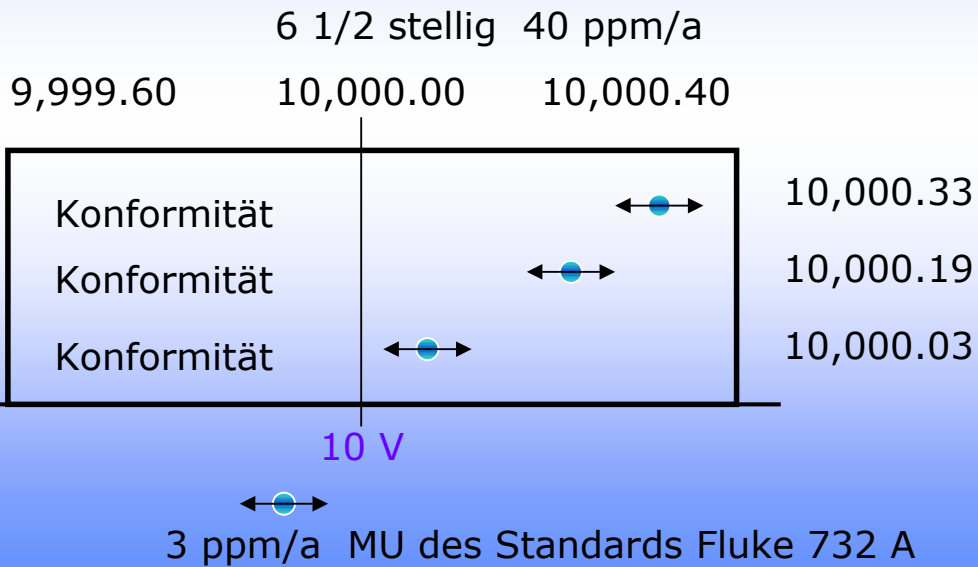
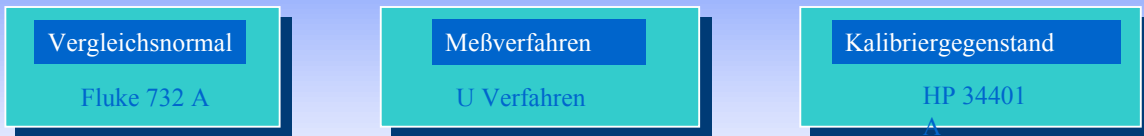
Meßunsicherheiten des Kalibrierlabors

Meßgröße	erweiterte Meßunsicherheit		
Meßbereich	kleinste angebbare Unsicherheit unseres Kalibrierlabors		
Gleichspannung 0,01 V bis 1000 V		3,00E-06 Volt	
Gleichstromstärke 100 µA bis 10 A		1,00E-04 Ampere	
Wechselspannung 0,25 V bis 1000 V		2,00E-04 AC Volt	
Wechselstromstärke 100 µA bis 10 A		1,00E-03 AC Ampere	
Gleichstromwiderstand 1 mOhm bis 1 GOhm		5,00E-05 Ohm	
Frequenz 0,1 Hz bis 10 MHz		1,00E-09 Hertz	
Druck - 800 mbar bis 600 bar		1,00E-03 bar	
Temperatur -20 °C bis 600 °C		0,1 Kelvin	
1 V	1	3,00E-06	3 µV Gleichspannung
10V	9,9999700	10	10,0000300 Anzeige HP3458

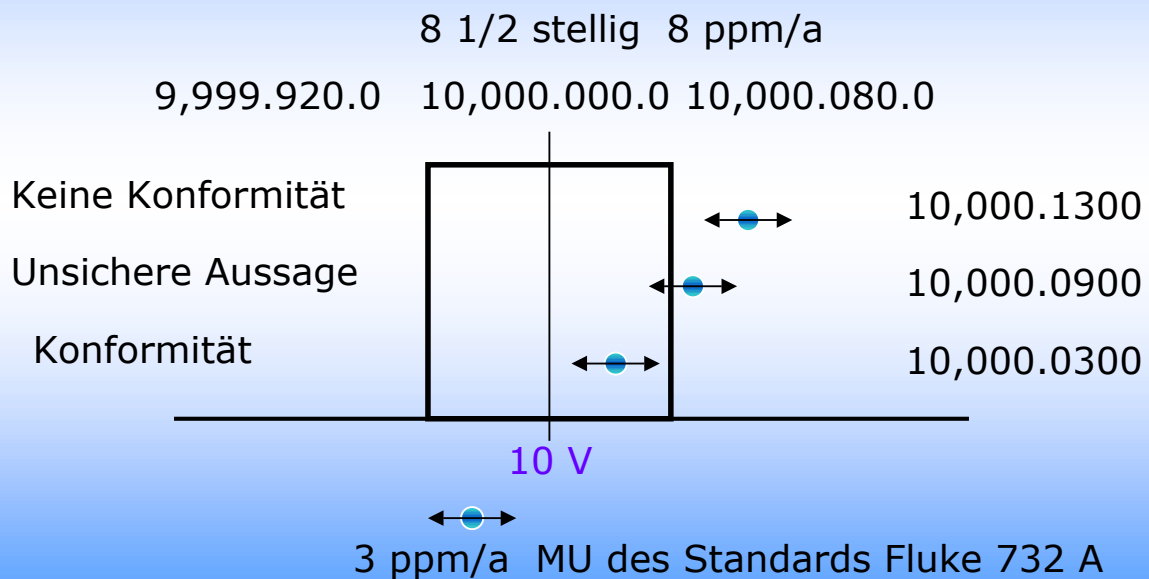
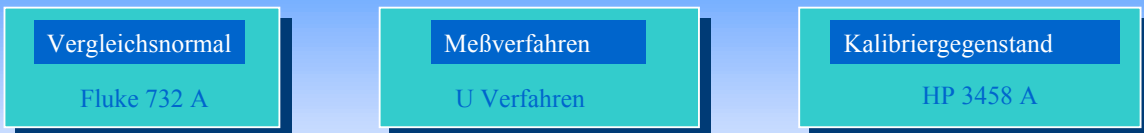
Anschauliche Beispiele einer Messunsicherheit

	Entfernung	Meßunsicherheit	Abweichung	
	740 km Graz-Erfurt	740	3,00E-06	2,220 m Gleichspannung
	20 km Erfurt-Arnstadt	20	1,00E-04	2,000 m Gleichstrom
	740 km Graz-Erfurt	740	1,00E-09	0,074 mm Frequenz
	600 bar entsprechen etwa 6000 m Wassertiefe			Druck
	Genauigkeit 6000	1,00E-03	6 m	
	Auflösung 6000	1,00E-04	0,6 m	Tischhöhe
	Bananentransport 13,4 °C ± 0,2 K	±0,1 Kelvin	13,3-13,5	°C Temperatur

Multimeter HP 34401A



Multimeter HP 3458A



Das Gleichspannungsnormal

MODELLGLEICHUNG

$$U_A = U_{NE} * k_V * k_{DC-St} * k_{ND}$$

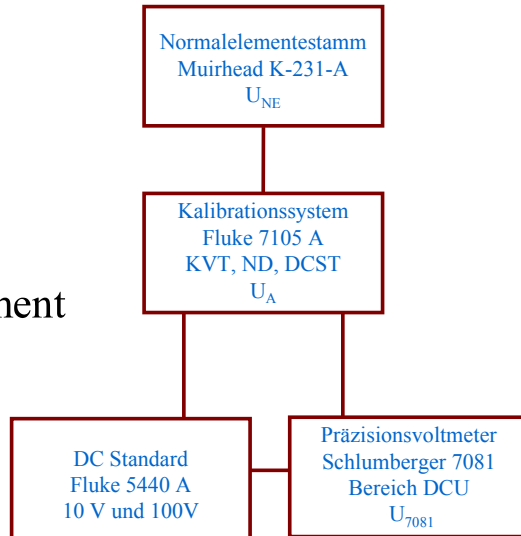
U_A = Ausgangsspannung

U_{NE} = Spannung-Normalelement

k_V = Kelvin-Varley-Teiler

k_{DC-St} = DC-Standard

k_{ND} = Nulldetektor



Messunsicherheitsbudget bei Gleichspannung

Ausgangsspannung	U_A		
Bereich 0,1 V bis 1 V; 1,017... V	U_1		
Bereich 1 V bis 10 V	U_2		
Bereich 10 V bis 100 V	U_3		
Bereich 100 V bis 1000 V	U_4		
Bereich 0,01 V bis 0,1 V	U_5		
Spannung des Normalelementes	U_{NE}		
Referenz-Spannung DC-Standard	U_{REF}		
Korrektur- bzw Einflußfaktoren			
Nulldetektor	k_{ND}		
DC-Standard 335 A	k_{DC-St}		
Kelvin-Varley-Teiler	k_{KVT}		
DC-Standard 5440 A	k_{5440}		
Modellgleichung	$U_A = U_{NE} * k_{KVT} * k_{DC-St} * k_{ND}$		

arithmetischer Mittelwert	$\bar{q} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n q_j$	
Varianz für sehr große "n" Standardabweichung vom Mittelwert	$s^2(q) = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (q_j - \bar{q})^2$	
empirische Varianz bei endlicher Zahl von Meßwerten "n"	$s^2(q) = \frac{1}{n-1} \sum_{j=1}^n (q_j - \bar{q})^2$	
Standard-Meßunsicherheit	$u(y) = s(\bar{q}) = \sqrt{\frac{s^2(q)}{n}} = \sqrt{\frac{1}{n(n-1)} \sum_{j=1}^n (q_j - \bar{q})^2}$	
Erweiterte Meßunsicherheit Bei Normalverteilung ergibt k = 2 eine Überdeckungswahrscheinlichkeit von 95,45 %	$U(y) = k * u(y)$	
Rechteckverteilung	$u(y) = a / \sqrt{3}$	
Dreieckverteilung	$u(y) = a / \sqrt{6}$	
Normalverteilung	$u(y) = a / 2$	
U-Verteilung	$u(y) = a / \sqrt{2}$	

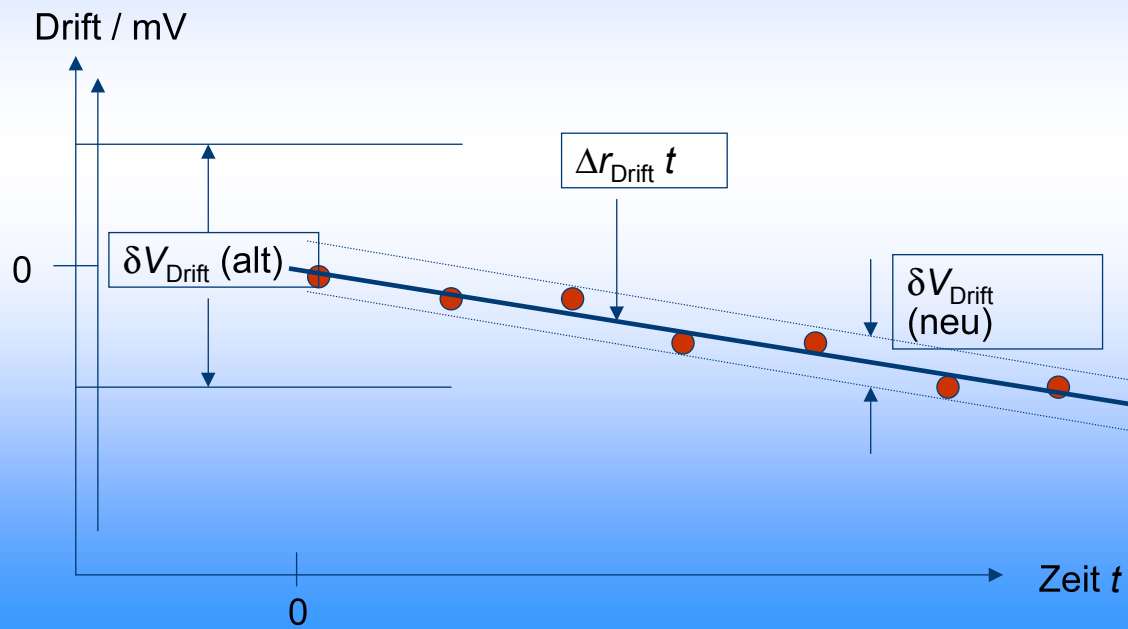
Zusammenstellung der einzelnen Unsicherheitsanteile

Wert		Verteilung	Erweiterte Meßunsicherheit	Varianz
Normalelement				
Kalibrierung		normal	2,00E-06	1,00E-12
Drift 0,3 µV/a		Rechteck	3,00E-07	3,00E-14
Temp. (65 µV/K bei ΔT<0)		Rechteck	6,50E-07	1,41E-13
rel. Varianz Normalelement			$u^2(U_{NE})/U_{NE}^2$	1,17E-12
Kelvin-Varley-Teiler				
Linearität	K _V =1,0	Rechteck	1,00E-07	1,00E-14
	K _V =0,5			1,33E-14
	K _V =0,2			8,33E-14
	K _V =0,1			3,33E-13
Stabilität	K _V =1,0	Rechteck	1,00E-07	1,00E-14
	K _V =0,5			1,33E-14
	K _V =0,2			8,33E-14
	K _V =0,1			3,33E-13
Temperatur	K _V =1,0	Rechteck	1,00E-07	1,00E-14
	K _V =0,5			1,33E-14
	K _V =0,2			8,33E-14
	K _V =0,1			3,33E-13
Thermospannung	K _V =1,0	Rechteck	5,00E-07	2,50E-13
	K _V =0,5			3,33E-13
	K _V =0,2			2,08E-12
	K _V =0,1			8,33E-12
relative Varianz Kelvin-Varley-Teiler			$u^2(k_V)/k_V^2$	9,33E-14
relative Varianz Kelvin-Varley-Teiler			$u^2(k_V)/k_V^2$ für $k_V = 0,1$	9,33E-12

DC-Standard Fluke 335 A Rechteck			
Stabilität (0,001%+10µV)/Monat	3,33E-07		3,70E-14
Ausgangswiderstand 0,5mΩ			
Eingangswiderstand KVT 110 kΩ	4,55E-09	2,06612E-17	6,89E-18
rel. Varianz DC Standard	$u^2(k_{DC-St})/k_{DC-St}^2$		3,70E-14
rel. Varianz DC Standard	$u^2(k_{5440})/k_{5440}^2$		3,70E-14
Nulldetektor (Rechteck)			
Gleichtaktunterdrückung 140 dB	1,00E-07	1E-14	3,33E-15
Meßunsicherheit (3% v.B.+0,1µV)	1,30E-07	1,69E-14	5,63E-15
Nullpunktstabilität (0,15 µV/h)	1,50E-07	2,25E-14	7,50E-15
rel. Varianz Nulldetektor	$u^2(k_{ND})/k_{ND}^2$		1,65E-14
$u(U'_1) = \sqrt[3]{u^2(U_{NE}) / U_{NE}^2 + u^2(k_V) / k_V^2 + u^2(k_{ND}) / k_{ND}^2 + u^2(k_{DC-S}) / k_{DC-S}^2}$			
Die Standardmeßunsicherheit $u(U'_1)$ ist die Wurzel aus der kombinierten Varianz			

Standardmeßunsicherheit für 1, 017..... V	$u(U'_1) =$	1,15E-06
Erweiterte Meßunsicherheit für k = 2 (95 %)	$U(U'_1) =$	2,296E-06
		(3+1V/U)*E-06
$u(U_1) = \sqrt[3]{u^2(U_{NE}) / U_{NE}^2 + 2 * (u^2(k_V) / k_V^2 + u^2(k_{ND}) / k_{ND}^2 + u^2(k_{DC-S}) / k_{DC-S}^2)}$		
Standardmeßunsicherheit für 0,1 V bis 1 V	$u(U_1) =$	1,21E-06
Erweiterte Meßunsicherheit für k = 2 (95 %)	$U(U_1) =$	2,420E-06
		(3+1V/U)*E-06
$u(U_2) = \sqrt[3]{u^2(U_{NE}) / U_{NE}^2 + 2 * (u^2(k_V) / k_V^2 + u^2(k_{ND}) / k_{ND}^2 + u^2(k_{DC-S}) / k_{DC-S}^2)}$		
Standardmeßunsicherheit für 1 V bis 10 V	$u(U_2) =$	1,21E-06
Erweiterte Meßunsicherheit für k = 2 (95 %)	$U(U_2) =$	2,420E-06
		6,000E-06
Standardmeßunsicherheit für 10 V bis 100 V	$u(U_3) =$	1,28E-06
Erweiterte Meßunsicherheit für k = 2 (95 %)	$U(U_3) =$	2,568E-06
$u(U_4) = \sqrt[3]{2 * u^2(U_{5440}) / U_{5440}^2 + 4 * (u^2(k_V) / k_V^2 + u^2(k_{ND}) / k_{ND}^2 + s^2 \bar{q}) / U_A^2 + u^2(k_{DC}) / k_{DC}^2}$		
Standardmeßunsicherheit für 100 V bis 1000 V	$u(U_4) =$	1,73E-06
Erweiterte Meßunsicherheit für k = 2 (95 %)	$U(U_4) =$	3,466E-06
		1,000E-05
$u(U_5) = \sqrt[3]{u^2(U_{NE}) / U_{NE}^2 + u^2(k_V) / 100 * k_V^2 + u^2(k_{ND}) / k_{ND}^2 + u^2(k_{DC-S}) / k_{DC-S}^2}$		
Standardmeßunsicherheit für 0,01.....0,1 V	$u(U_5) =$	3,27E-06
Erweiterte Meßunsicherheit für k = 2 (95 %)	$U(U_5) =$	6,544E-06
		(4+1,5 V/U)E-06

Bestimmung der Drift aus der Historie des Kalibrators



Widerstandsmessung an 10 k Ω mit 22 bit Genauigkeit

U. Schatzberger
Institut für Elektronik, Technische Universität Graz

Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit stellt ein Widerstandsmessgerät vor, das es gestattet Widerstände im Messbereich von 10 k Ω bis 100 k Ω mit einer Wiederholgenauigkeit kleiner 0,5 ppm zu messen. Die Widerstandsmessung wird als Vergleichsmessung mit einem Normalwiderstand vorgenommen, dessen Genauigkeit die absolute Grenze der Genauigkeit der Messung darstellt. Die an das resistive Sensorinterface gestellten Anforderungen machen eine Reihe von Maßnahmen zwingend erforderlich. Ein Vierleiteranschluß des zu messenden Widerstandes, sowie die automatische Korrektur der Offset- und Steigungsfehler im Messkreis sind notwendig. Weiters ist die Verwendung rauscharmer Bauelemente und eine enge Begrenzung der Rauschbandbreite des Systems nötig. Aus Gründen der Störunterdrückung ist nur ein integrierender A/D-Umsetzer für den praktischen messtechnischen Einsatz geeignet. Die Wahl der Integrationsdauer als ein Vielfaches der Periodendauer der 50 Hz Netzspannung gewährleistet deren hohe Unterdrückung.

Analoge Signalvorverarbeitung

Der Aufbau des Gerätes kann grob in die analoge Signalvorverarbeitung, den A/D-Umsetzer und einen digitalen Steuerteil gegliedert werden. Der Analogteil umfasst die Signalvorverarbeitung, bestehend aus den Messstromquellen (I_P , I_N), dem Messstromumschalter, dem Messspannungsumschalter und einem Spannungs- zu Stromkonverter, der die Eingangsgröße für den in der Stromdomäne arbeitenden A/D-Umsetzer (ADU) bereitstellt. Der Messstromumschalter, ist mit elektronischen Schaltern (Paare 1 und 2) aufgebaut und hat die Aufgabe, die Messströme der Messsequenz entsprechend auf die Widerstände R_x und R_o zu schalten. Der Messspannungsumschalter (bestehend aus den Schalterpaaren 4 und 5) führt die von den Messströmen verursachten Spannungsabfälle dem Spannungs- zu Stromkonverter zu. Bild 1 zeigt die Architektur der analogen Signalvorverarbeitung. Der A/D-Umsetzer ist nur für die Verarbeitung positiver Eingangsströme ausgelegt. Um auch negative Eingangsgrößen verarbeiten zu können, muss der Nullpunkt der Kennlinie mit einem Offsetstrom I_O verschoben werden. Die Messung eines unbekannt

Widerstandes R_x ist in vier Phasen unterteilt. In den ersten beiden wird R_x nacheinander vom positiven und negativen Messstrom (I_P , I_N) durchflossen. In den Phasen drei und vier wird anstelle des unbekanntes R_x der bekannte Referenzwiderstand R_o in gleicher Weise von den Messströmen erregt.

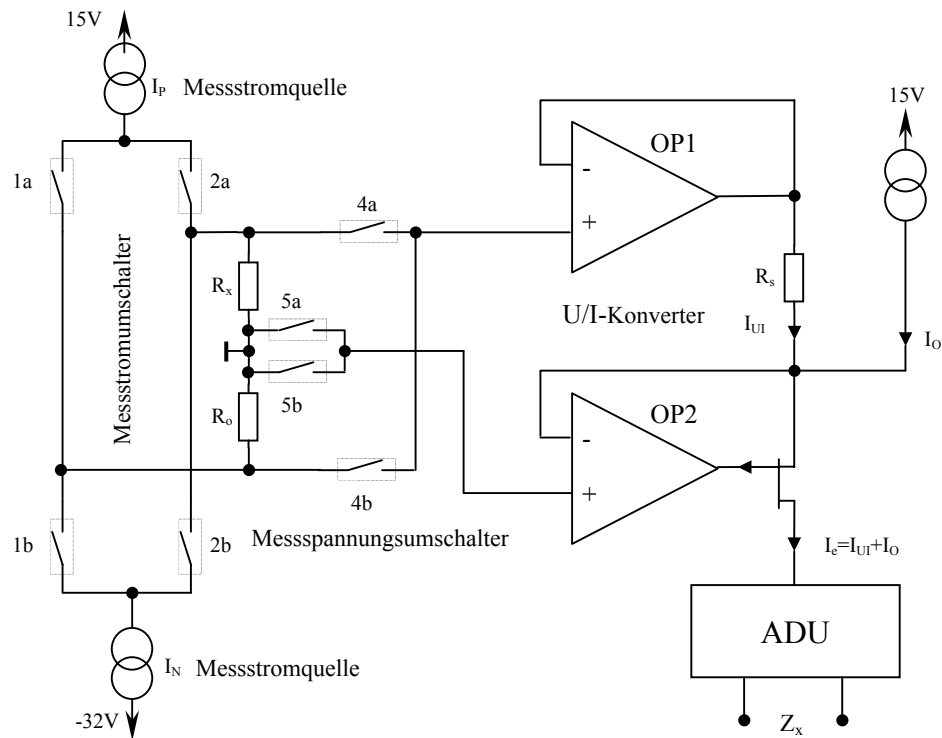


Bild 1: analoge Signalvorverarbeitung

Die Eingangsströme in den ADU errechnen sich während der vier Teilkonversionen zu:

$$\begin{aligned}
 I_e(1) &= \frac{(I_P + \Delta I_P(1))R_x + \Delta U(1)}{R_s} + I_O + \Delta I_O(1) \\
 I_e(2) &= \frac{(-I_N + \Delta I_N(2))R_x + \Delta U(2)}{R_s} + I_O + \Delta I_O(2) \\
 I_e(3) &= \frac{(I_P + \Delta I_P(3))R_o + \Delta U(3)}{R_s} + I_O + \Delta I_O(3) \\
 I_e(4) &= \frac{(-I_N + \Delta I_N(4))R_o + \Delta U(4)}{R_s} + I_O + \Delta I_O(4)
 \end{aligned} \tag{1}$$

In den oben angeführten Gleichungen wird die Änderung der an der Messung beteiligten Ströme mit $\Delta I_x(y)$ bezeichnet. Als Ursachen für eine Stromänderung kommen die Leckströme der verwendeten Transistoren im Strom- Spannungsumschalter und eine Drift der Referenzspannung in Frage. Mit $\Delta U(x)$ werden die der Messspannung überlagerten Störspannungen bezeichnet. Ein Beispiel sind die in elektronischen Schaltungen parasitär auftretenden Thermospannungen. Während der vier Teilkonversionen wird den Eingangs-

strömen ein proportionaler Zahlenwert (Z1 bis Z4) zugeordnet. Das Endergebnis wird ratiometrisch aus den Teilkonversionsergebnissen errechnet.

$$\frac{Z_1 - Z_2}{Z_3 - Z_4} = \frac{I_e(1) - I_e(2)}{I_e(3) - I_e(4)} = \frac{(I_P + I_N) \frac{R_x}{R_s} + (\Delta I_P(1) - \Delta I_N(2)) \frac{R_x}{R_s} + I_O - I_O + \Delta I_O(1) - \Delta I_O(2) + \frac{\Delta U(1)}{R_s} - \frac{\Delta U(2)}{R_s}}{(I_P + I_N) \frac{R_o}{R_s} + (\Delta I_P(3) - \Delta I_N(4)) \frac{R_o}{R_s} + I_O - I_O + \Delta I_O(3) - \Delta I_O(4) + \frac{\Delta U(3)}{R_s} - \frac{\Delta U(4)}{R_s}} \quad (2)$$

In dieser Darstellung ist die Wirkung der Offsetkorrektur gut erkennbar. Durch die Subtraktion zweier aufeinanderfolgender Teilkonversionen heben sich vorzeichengleiche Störströme auf, wenn sie für die Dauer von zwei Messphasen konstant bleiben ($\Delta I_O(x)$, $\Delta U(x)$). Unter diesen (idealen) Bedingungen reduziert sich der oben angeführte Ausdruck, durch die Wirkung der Offsetkorrektur zu:

$$\frac{Z_1 - Z_2}{Z_3 - Z_4} = \frac{I_e(1) - I_e(2)}{I_e(3) - I_e(4)} = \frac{R_x}{R_o} \frac{(I_P + I_N) + \Delta I_P(1) - \Delta I_N(2)}{(I_P + I_N) + \Delta I_P(3) - \Delta I_N(4)} \quad (3)$$

Aufgrund der unterschiedlichen Vorzeichen der Messströme addieren sich die Nutzsignale und deren Driftanteile. Die automatische Steigungsfehlerkorrektur beseitigt diese hinreichend langsamen Änderungen der Messströme. Die Voraussetzungen für eine wirksame Steigungsfehlerkorrektur sind strenger als jene der Offsetfehlerkorrektur. Für den Abgleich vorzeichengleicher Störeinflüsse müssen diese nur über zwei aufeinanderfolgende Teilmessungen hinreichend konstant sein. Die Steigungsfehlerkorrektur stellt einen doppelt so hohen Anspruch.

Weder die Offset- noch die Steigungsfehlerkorrektur ist in der Lage die im Messstrom- und im Messspannungsumschalter auftretenden Leckströme vollständig zu kompensieren. Der nichtlineare Zusammenhang zwischen zu sperrender Spannung und Fehlerstrom ist von besonderer Bedeutung für die Linearität des Interfaces. Die Durchführung einer aufwendigen Fehlerstromrechnung [2] klärte die Ansprüche an die elektronischen Schalter. Der größte zulässige Sperrstrom in den Umschaltern beträgt 5 pA um eine Genauigkeit von 22 bit zu gewährleisten. Dieser Anforderung wird der Sperrschichtfeldeffekttransistor J210 von Siliconix gerecht. Dieses Bauelement verfügt über einen typischen Sperrstrom von 1 pA bei 25 °C. Wegen der fehlenden Angabe über einen maximalen Fehlerstrom ist eine Vorselektion dieser Schalttransistoren unbedingt erforderlich.

A/D-Umsetzer

Das Prinzip eines integrierenden A/D-Umsetzers besteht darin, den zeitlichen Mittelwert zweier Signale, des unbekanntes analogen Messsignals und eines zeit- und wertdiskreten Referenzsignals, gleich groß zu machen. Als Hilfsgröße wird die Zeit verwendet, die sehr genau auflös- und bestimmbar ist. Die hohe geforderte Auflösung des Umsetzers (24 bit) schließt die direkte Anwendung der grundlegenden Verfahren *Dual Slope* und *Charge Balance* aus. Das *Dual Slope* Verfahren ist durch die dielektrische Absorption im Integrationskondensator in seiner Genauigkeit auf ungefähr 17 bit eingeschränkt. Die kontinuierliche Beobachtung des Eingangssignals ermöglicht jedoch eine einfache Erhöhung der Auflösung durch eine in zwei Phasen unterteilte Restentladung des Integrationskondensators. Beim *Charge Balance* Verfahren wird der dielektrischen Absorption mit einer vorzeitigen Ladungskompensation am Eingang des Integrators (ohne Zuhilfenahme des Integrationskondensators) entgegengewirkt. Die Genauigkeit dieses Verfahrens ist durch Schaltzeitfehler und die Offsetspannung des Operationsverstärkers im Integrator auf etwa 20 bit eingeschränkt. Für das realisierte Umsetzerprinzip wurde eine Kombination aus den beiden genannten gewählt, die die Stärken der beiden Verfahren auf sich vereinigt.

Wird das Zweirampenverfahren so abgeändert, dass bereits während der Integration der Messgröße dem Integrationskondensator eine der Messspannung proportionale Ladung entnommen wird, so kann der Einfluss der dielektrischen Absorption begrenzt werden. Im Vergleich zum klassischen Zweirampenverfahren kommt es durch die vorzeitige Ladungsentnahme zu einer Verkürzung der gesamten Messzeit.

Als Algorithmen für die Steuerung der Gegenladungspakete kommen nur solche in Frage, die Fehler verursachen, die vom ratiometrischen Messprinzip beseitigt werden können. Eine zur Eingangsgröße proportionale Anzahl von Ladungspaketen mit konstanter Dauer oder eine konstante Anzahl von Ladungspaketen mit variabler Dauer verursachen einen Steigungsfehler beziehungsweise einen Offsetfehler. Beide Fehlerarten werden vom Messverfahren korrigiert. Die Ansprüche an die Kurzzeitstabilität der Schaltung ist für eine Offsetkorrektur geringer als für die Steigungsfehlerkorrektur. Des Weiteren können durch die variable Anzahl von Ladungspaketen frequenzabhängige Schaltungseigenschaften zu Fehlern höherer Ordnung führen. Aus den beiden genannten Gründen fiel die Wahl auf einen Algorithmus mit einer konstanten Anzahl von Gegenladungspaketen.

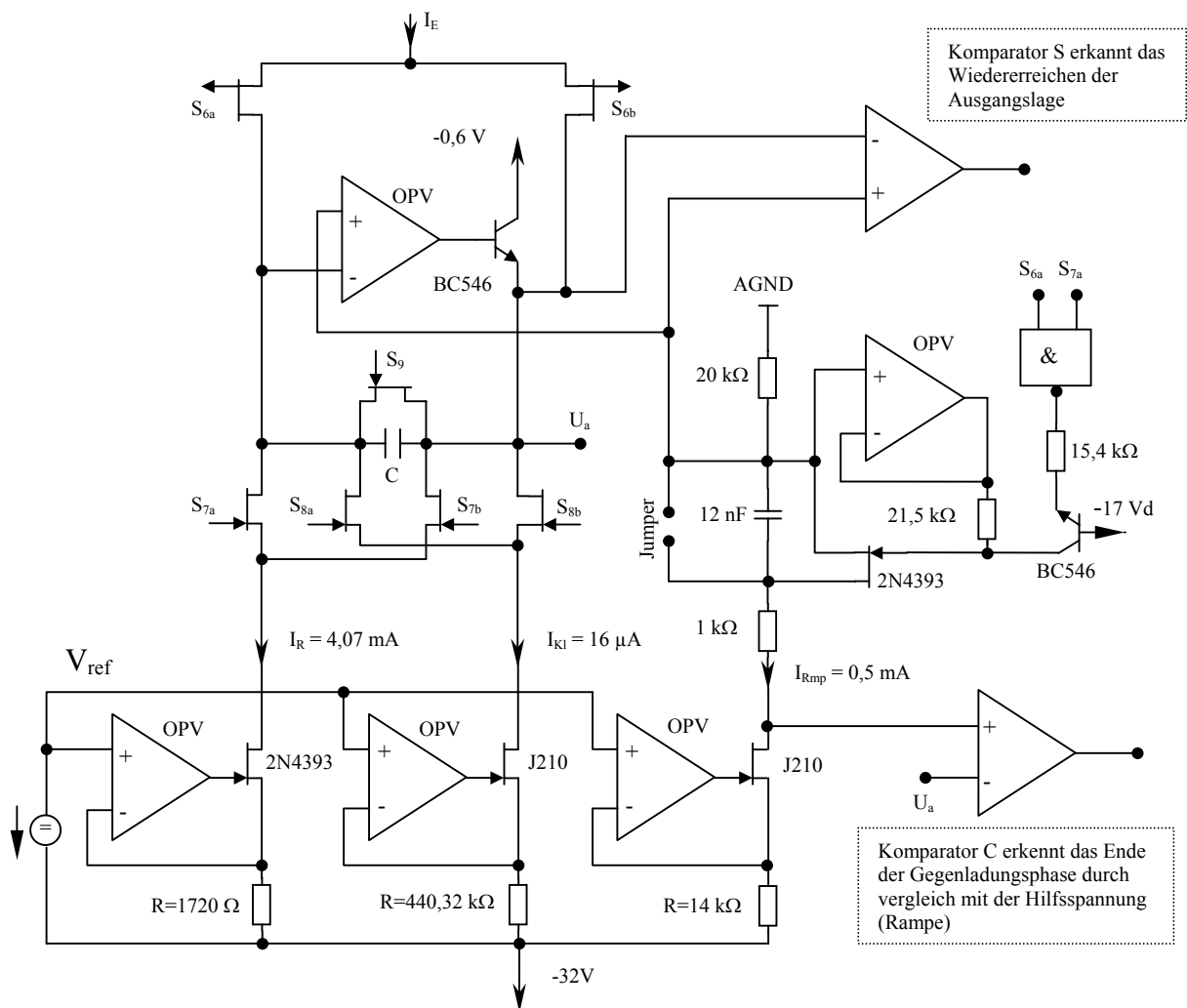


Bild 2: Realisierung des integrierenden A/D-Umsetzers

Der Ablauf einer vollständigen A/D-Umsetzung kann in zwei Phasen unterteilt werden. In der ersten wird von einer definierten Ausgangslage ausgehend die Eingangsgröße I_E kontinuierlich integriert. Während dieser Zeit wird dem Integrationskondensator vorzeitig eine der Eingangsgröße proportionale Ladung entnommen. In der zweiten Phase wird die im Kondensator verbleibende Restladung aufgelöst.

Die erste Messphase ist in 1000 Teilperioden zu $100 \mu\text{s}$ unterteilt. In der ersten Teilperiode wird zum Verlassen der Ausgangslage ein zur Messgröße proportionaler Strom (I_E) integriert. Mit dem Beginn der zweiten Teilperiode wird die Summe aus Messstrom I_E und Gegenladestrom I_R gleichzeitig integriert, bis die Integratorausgangsspannung eine festgelegte Spannung U_H knapp unter der Ausgangslage erreicht. In der verbleibenden Zeit dieser Periode wird I_E alleine integriert. In den folgenden 998 Perioden wiederholt sich dieser Vorgang.

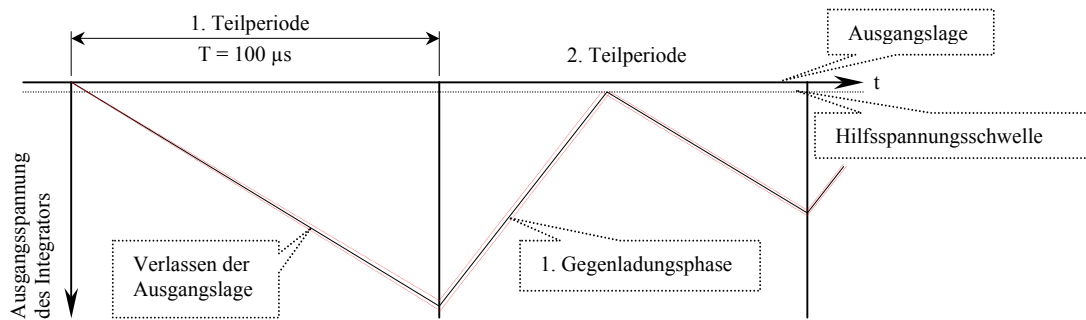


Bild 3: Beginn der Umsetzung

Mit dem Ende der 1000. Teilperiode (Messzeit 0,1 s) wird die Eingangsgröße vom Integrator getrennt. In der 1001. Teilperiode der Messung beginnt die Entladung des Integrationskondensators mit dem großen Gegenladestrom I_R bis die Spannung über dem Integrationskondensator die Hilfsschwelle U_H erreicht. Ab der 1002. Periode wird die Restentladung des Kondensators mit dem kleinen Gegenladestrom I_{Kl} ($1/256 \times I_R$) bis zum Erreichen der Ausgangslage vorgenommen.

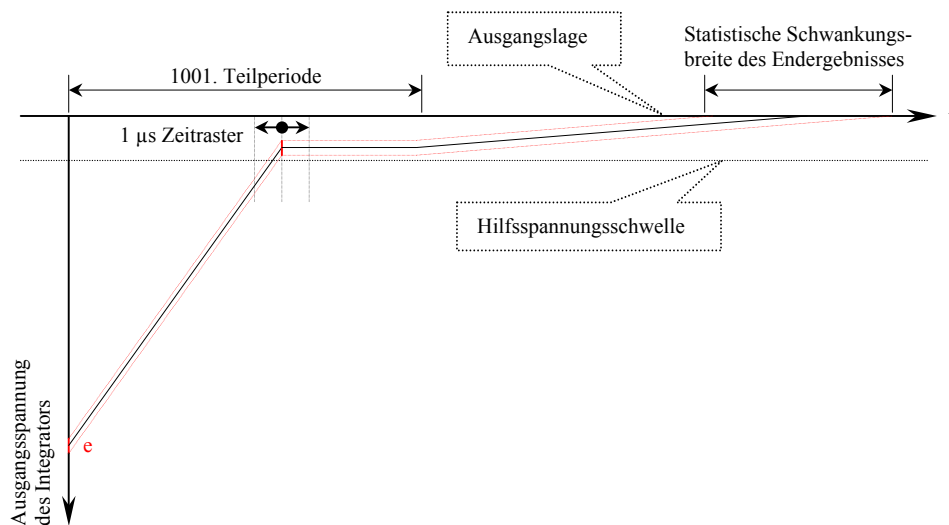


Bild 4: Wiedererreichung der Ausgangslage

Rauschbetrachtungen

Das erklärte Ziel, einen $100 \text{ k}\Omega$ Widerstand mit einer Genauigkeit besser 1 ppm zu messen, bedingt einen störarmen Aufbau. Das zieht eine Reihe von Maßnahmen nach sich, wobei jede für sich einen Beitrag zur Verringerung der statistischen Schwankungsbreite der Konversions-ergebnisse leistet.

Im ersten Schritt galt es geräteinterne Störquellen ausfindig zu machen. Dazu wurden einzelne Schaltungsteile in unmittelbarer räumlicher Nähe des Interfaces außer Betrieb gesetzt. Die statistische Auswertung der Messdaten zeigte, dass der Peltier-Thermostat zur Temperaturstabilisierung des Referenzwiderstandes (R_o) und das Schaltnetzteil für die Aufbereitung der im Interface benötigten Potentiale eine Vergrößerung der statistischen Schwankungsbreite der Konversionsergebnisse verursachen.

Auf messtechnischem Weg konnte nachgewiesen werden, dass die folgenden Maßnahmen zu einer weiteren Verringerung der Messunsicherheit beitragen:

- Übertragung der Teilkonversionsergebnisse in den Messpausen
- Ersetzen des diskreten Digitalteils durch einen ASIC
- Durch Rauschanalyse geeignete Auswahl kritischer Bauelemente (z.B. U/I-Konverter)
- Sorgfältiges Layout (Guardring)

Den Ausgangspunkt der Rauschanalyse stellt die in Bild 5 dargestellte negative Messstromquelle I_N dar. Berücksichtigung finden nur die im Ersatzschaltbild eingezeichneten Rauschquellen. Spannungsschwankungen der -32 V Versorgung wirken wie Gleichtaktaussteuerungen, sodass sich nur die endliche Versorgungsspannungsunterdrückung der Spannungsreferenz (LT 1021-7) negativ auswirkt. Bei einer Störunterdrückung von 110 dB bis zu einer Frequenz von 1 kHz, müssten die Versorgungsspannungsschwankungen etwa 0,5 V betragen, um eine Änderung der Ausgangsspannung in der Größenordnung des Eigenrauschens zu verursachen. Die endliche Versorgungsspannungsunterdrückung (PSRR) des Operationsverstärkers kann als variable Offsetspannung aufgefasst werden und ist mit einer Ersatzspannungsquelle in Serie mit dem Nutzsignal modellierbar. Die eingesetzten Operationsverstärker verfügen über eine minimale Versorgungsspannungsunterdrückung von 103 dB (LT 1013). Für einen vernachlässigbaren Beitrag zum Gesamtrauschen, sollten die Einflüsse der Versorgungsspannungsschwankungen kleiner 1/10 des größten Beitrags sein. Dieser ist von der Spannungsreferenz (LT 1021-7) mit $4\ \mu\text{V}_{pp}$ zu erwarten. Aus diesen beiden Angaben folgt, dass Versorgungsspannungsschwankungen kleiner 60 mV für die folgende Analyse keine nennenswerten Beiträge liefert. Der Schaltungsaufbau ist so gewählt, dass die Versorgungsspannungen unabhängig von den Messphasen konstant belastet werden und somit Betriebsspannungsschwankungen in dieser Größenordnung nicht zu erwarten sind.

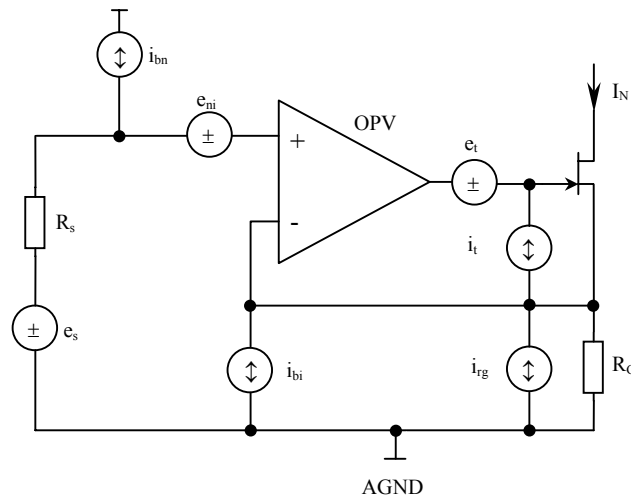


Bild 5: Rauschmodell der negativen Messstromquelle

Die Integration über die spektralen Verläufe der Rauschdichten liefert den effektiven Rauschstrom der Messstromquelle.

$$I_{Nn_{eff}} = \sqrt{\int_{\Delta f} \left(\frac{e_s^2 + e_{ni}^2}{R_G^2} + i_{bi}^2 + i_{rg}^2 \right) df}$$

Die Rauschströme aller weiteren am Umsetzungsvorgang beteiligten Stromquellen sind auf die gleiche Weise berechenbar. Für jede dieser Stromquellen ist die Forderung, wonach der jeweils größte Rauschanteil auf die Spannungsreferenz zurückgeführt werden kann, erfüllt. Darin liegt die Besonderheit dieses Verfahrens. Am Eingang des A/D-Umsetzers wird durch die vorzeitige Gegenladung nicht nur dem Nutzsignal sondern auch den korrelierten Rauschanteilen das Gleichgewicht gehalten [1]. Die zu erwartende statistische Schwankung der Messergebnisse wird also nicht durch das Signal- Rauschverhältnis der Spannungsreferenz (20,5 bit) bestimmt.

Linearitätstest

Die Angabe über die Genauigkeit der Widerstandsmessung erfordert die Prüfung der Linearität der Zuordnung eines Zahlenwertes zum zu messenden Widerstand. Eine Möglichkeit des Nachweises der Linearität der Übertragungsfunktion liegt in der Messung von Normalwiderständen. Mangels ausreichend genauer Widerstände und der sehr lückenhaften Überprüfung der Übertragungsfunktion wurde von dieser Vorgehensweise abgesehen.

Nützt man die automatische Korrektur von Fehlern 0. und 1. Ordnung, so lässt sich eine Prüfung der Linearität des Gesamtgerätes durch Anwendung des Superpositionsprinzips verhältnismäßig einfach und automatisierbar realisieren. [3]

Wählt man als zu messenden Widerstand R_x einen der dem halben Bereichsende (bei $100\text{ k}\Omega$ ist $R_x = 50\text{ k}\Omega$) entspricht, dann darf sich das Konversionsergebnis durch die Addition eines Zusatzstromes I_Z in beiden Messphasen (I_P, I_N) nicht verändern, wenn die Spannung über R_x in den Grenzen des tatsächlichen Messspannungsbereichs variiert wird. Ist das nicht der Fall, liegt eine Nichtlinearität des Gerätes vor. Der vorgestellte Linearitätstest prüft die automatische Offsetkorrektur des Messgerätes. Diese alleinige Prüfung der Linearität der Übertragungsfunktion ist nicht ausreichend, da periodische Nichtlinearitäten, die mit der Eingangsgröße in den A/D-Umsetzer ($R_x(I_P+I_Z)$); ($R_x(I_N+I_Z)$) übereinstimmen, übersehen werden. Mit einer geeigneten Wahl der Zusatzströme I_Z , die die Steigungsfehlerkorrektur überprüft, erhält man eine vollständige und eindeutige Aussage über die Linearität der Messeinrichtung. Der Quotient der beiden zu messenden Widerstände R_{x1}/R_{x2} muss unabhängig vom Zusatzstrom I_Z durch R_{x1} und R_{x2} sein, auch wenn der Zusatzstrom in den Messphasen von I_P und I_N ungleich ist ($I_{ZP} \neq I_{ZN}$). Andernfalls liegt eine nichtlineare Übertragungsfunktion vor. Für geeignete Werte [3] von R_{x1} und R_{x2} sind periodische Nichtlinearitäten die mit der ersten Prüfmethode nicht nachweisbar waren erkennbar. Den Aufbau der Prüfschaltung zum Testen der Linearität der Übertragungsfunktion zeigt Bild 6.

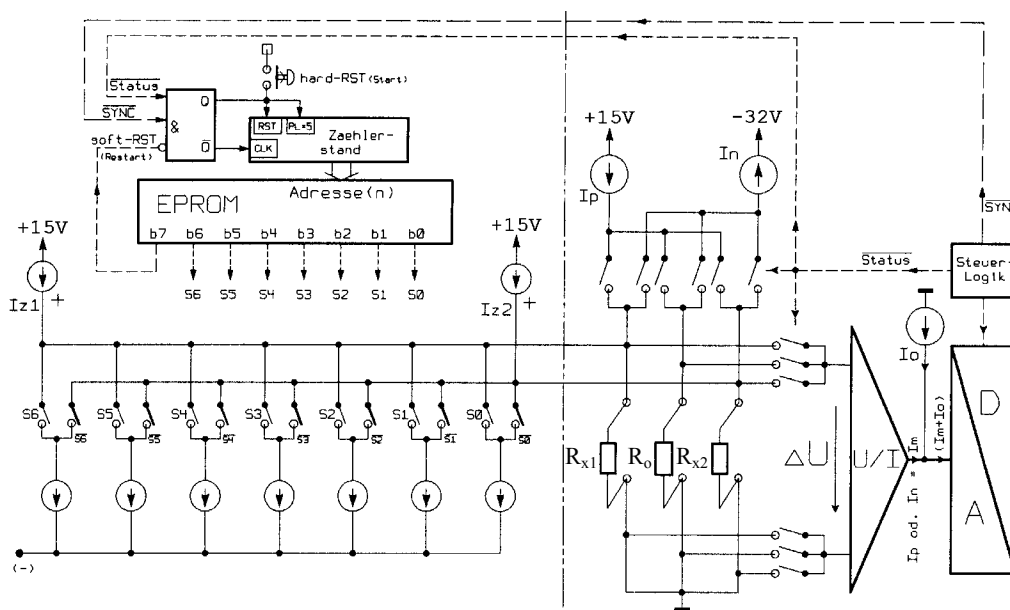


Bild 6: Prinzipschaltbild des Linearitätstesters

Bild 7 zeigt einen nach der erstgenannten Methode (Prüfung der automatischen Offsetkorrektur) durchgeführten Linearitätstest. Die grafische Darstellung des Messergebnisses weist für den überprüften Kanal Nichtlinearitäten kleiner gleich 0,25 ppm auf.

Grafische Darstellung des Linearitätstest (Offsetfehler)

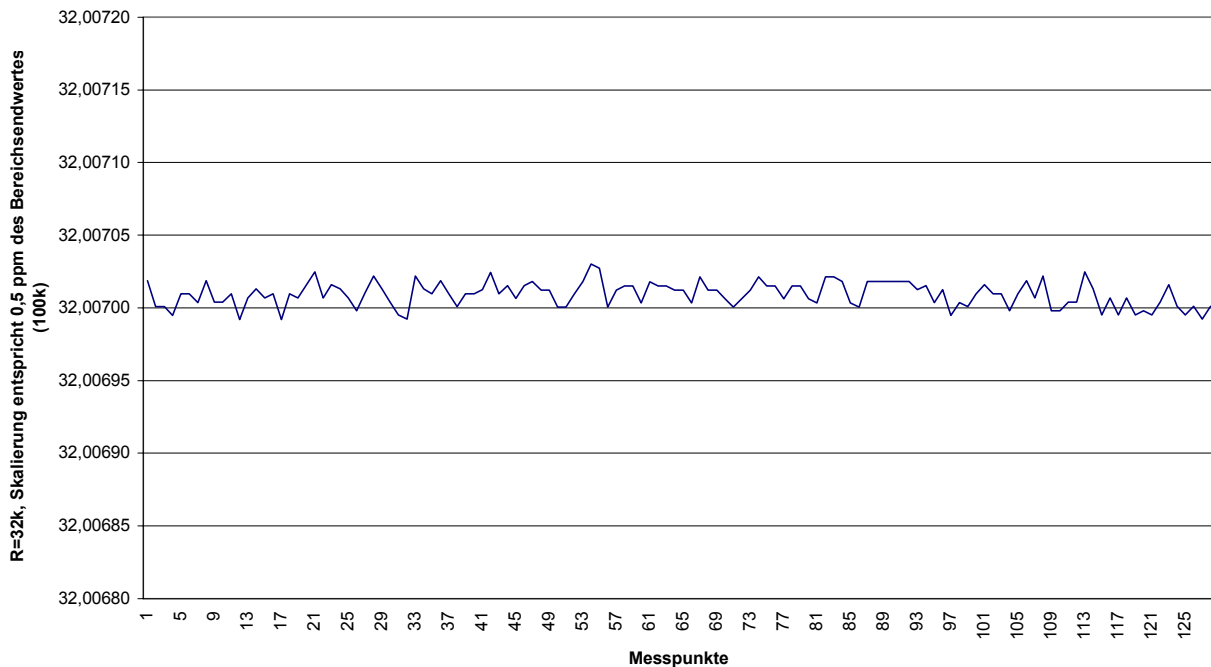


Bild 7: Überprüfen der automatischen Offsetkorrektur

Messergebnis

Bild 8 zeigt die Messergebnisse einer periodisch durchgeführten Messung eines 10 kΩ Widerstandes über einen Zeitraum von circa 30 Minuten. Aus der Menge der Realisierungen lässt sich die Standardabweichung berechnen.

$$s = \sqrt{\frac{1}{(n-1)} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}$$

Für die Messreihe von R = 10 kΩ errechnet sich die Standardabweichung zu $s_R = 3,68 \text{ m}\Omega$. Die gemessene Wiederholgenauigkeit (Breite des Toleranzbandes) beträgt 20,0 mΩ. Bezogen auf das Messbereichsende (100 kΩ) und der gezeigten Linearität weist das Konversionsergebnis eine Wiederholgenauigkeit von 22,2 bit auf.

Wiederholungsmessung eines 10 kOhm Widerstandes

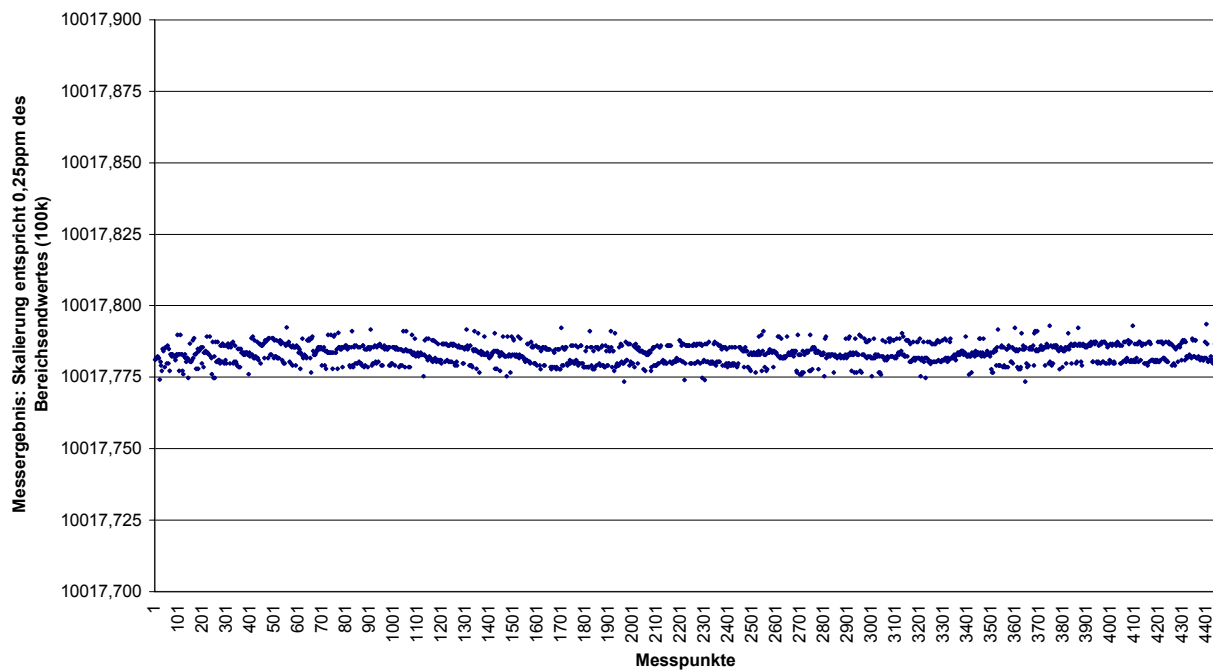


Bild 8: Wiederholgenauigkeit der Messung eines 10 k Ω Widerstandes

Literatur

- [1] An den Grenzen der Genauigkeit elektronischer Analogschaltungen
H. Leopold
Sonderdruck aus "TELEMATIK", der Zeitschrift des
Telematik-Ingenieur-Verbandes
Jahrgang 1, Nummer 1/95
- [2] Hochauflösende Widerstandsmessung unter der Rauschgrenze
U. Schatzberger
Dissertation am Institut für Elektronik der TU-Graz
2001
- [3] Vorrichtung zur automatischen Prüfung hochgenauer Sensorinterfaces
Karl Dörler
Diplomarbeit am Institut für Elektronik der TU-Graz
1993

Stückweise lineare Neuronale Netze in der Regelungstechnik

(Piecewise Linear Networks (PLN) for Process Control)

Wolfgang Eppler



Forschungszentrum Karlsruhe
Technik und Umwelt

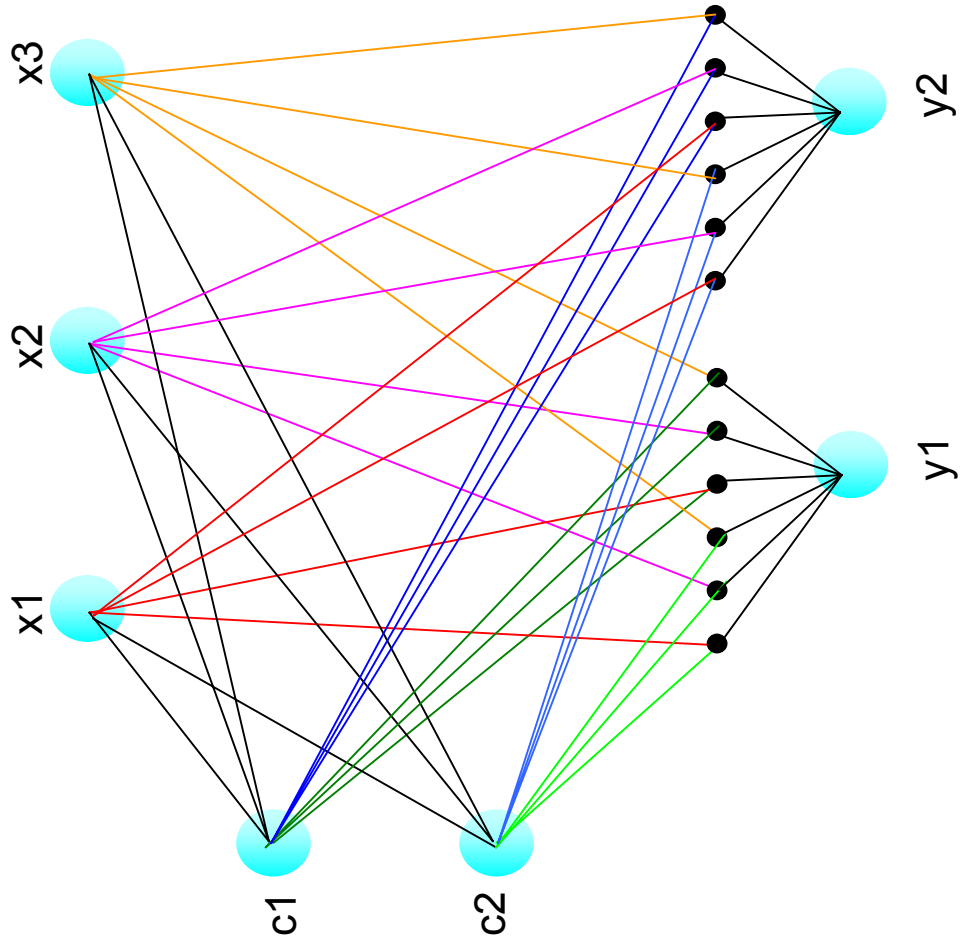
Zusammenfassung

Ein im Forschungszentrum Karlsruhe entwickeltes Verfahren erlaubt es, ein nicht-lineares System, wie beispielsweise ein Mikrostrukturapparat, mit Hilfe künstlicher Neuronaler Netze zu modellieren. Da es sehr schwierig ist, aus einem nicht-linearen Modell automatisch einen stabilen nicht-linearen Regler zu entwickeln, wurde auf das bewährte Verfahren der stückweisen Linearisierung zurückgegriffen: ein stückweise lineares Neuronales Netz teilt den Zustandsraum in mehrere lineare Gebiete ein, für die jeweils ein linearer Regler generiert wird. Die Zusammenschaltung der linearen Regler geschieht mit Hilfe von Regeln der Fuzzy-Logik, die einen sanften Übergang zwischen den unterschiedlichen linearen Gebieten gewährleisten. Mit diesem Ansatz werden neue Techniken der Systemmodellierung (Neuronale Netze, Fuzzy-Logik) mit bewährten Verfahren der klassischen Regelungstechnik (lineare Zustandsregler) verknüpft.

Die ersten Tests wurden mit dem Simulationswerkzeug MATLAB durchgeführt, womit in der Simulation ein geschalteter Reluktanz-Motor (SRM) geregelt werden konnte. Der Praxistest steht jetzt mit der Regelung von Mikrostrukturapparaten bevor, wo der bisherige lineare Regler durch das nicht-lineare Regelungssystem ersetzt wird. Ein neuronales Systemmodell des Mikrostrukturapparates wurde erstellt, der Regelungsvorgang bereits simuliert. Nächster Schritt ist die Erprobung im Zusammenhang mit dem Mikroapparat-Versuchsaufbau im Institut für Mikroverfahrenstechnik IMVT (FZK).



Piecewise Linear Network (PLN)



$$C_j = \frac{\sum_{k=1}^m \text{distance}(x, w_k) - \text{distance}(x, w_j)}{(m-1) \text{distance}(x, w_k)}$$

$$\text{distance}(x, w_j) = \sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - w_{ij})^2}$$

$$y_i = \sum_{j,k} C_j v_{ijk} x_k$$

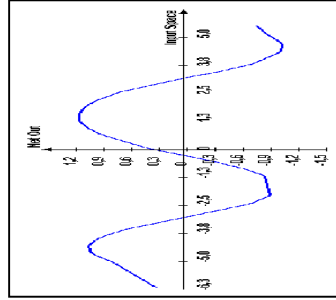
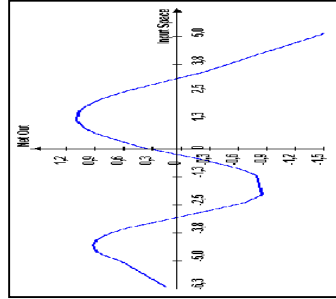
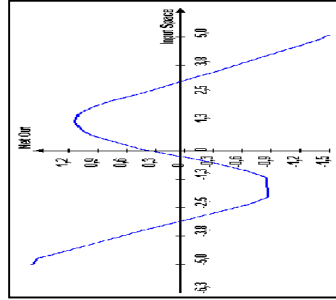
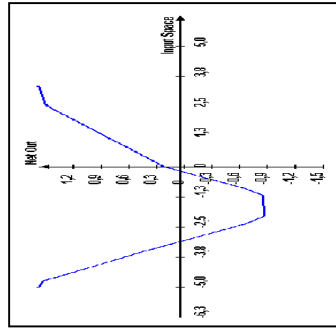
Training

```
for each sample {  
    compute PLN output  
    compute quadratic error of output  
    if error > user-defined maxerror  
        create new hidden neuron with  
        current sample = new center vector  
    else search nearest center vector  
    compute incremental fit on current region  
}
```

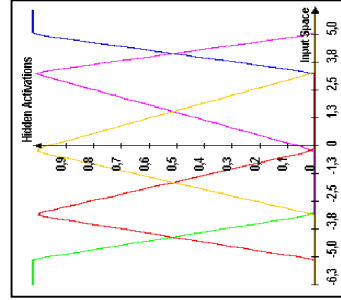
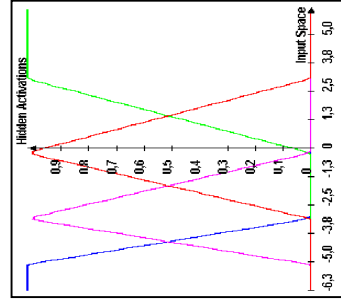
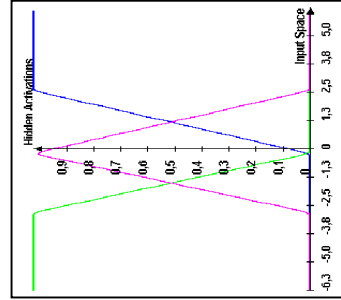
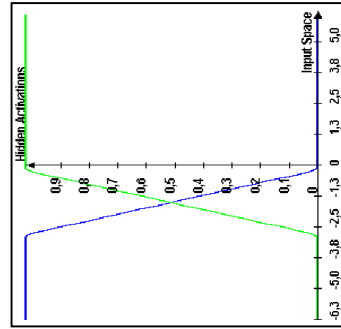
First cycles of training

$$y = \sin x$$

output activity y



hidden activities c_j



cycle 2

cycle 3

cycle 4

cycle 5



Pruning

Optimization of neural networks:

size

generalization

performance

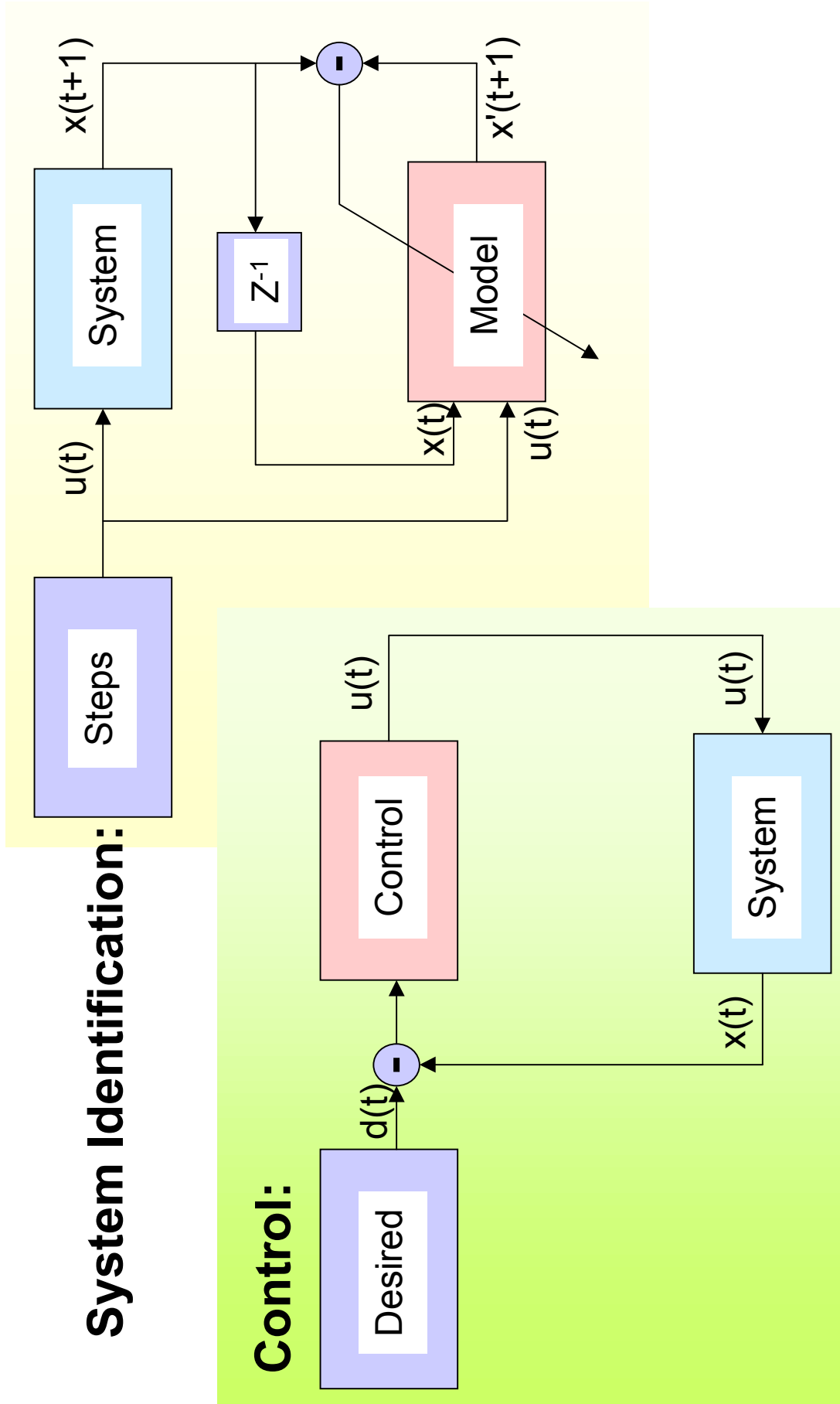
Procedure: determination of saliency of neurons
 deletion of least significant neurons

Here: deletion of similar neurons

- (1) Similar center vectors
(between input and hidden layer)
by computation of
 - *Center Distance Coefficient*
- (2) Similar linear matrices
(between input und output layer)
by computation of matrix correlation of neighbor neurons
 - *Correlation Coefficient*

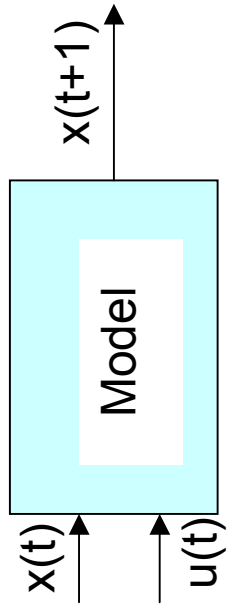


Control with a System Model



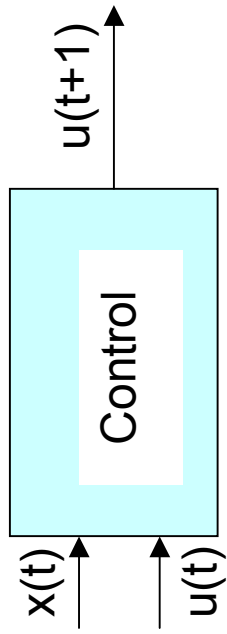
Synthesis of Controller

Linear System:



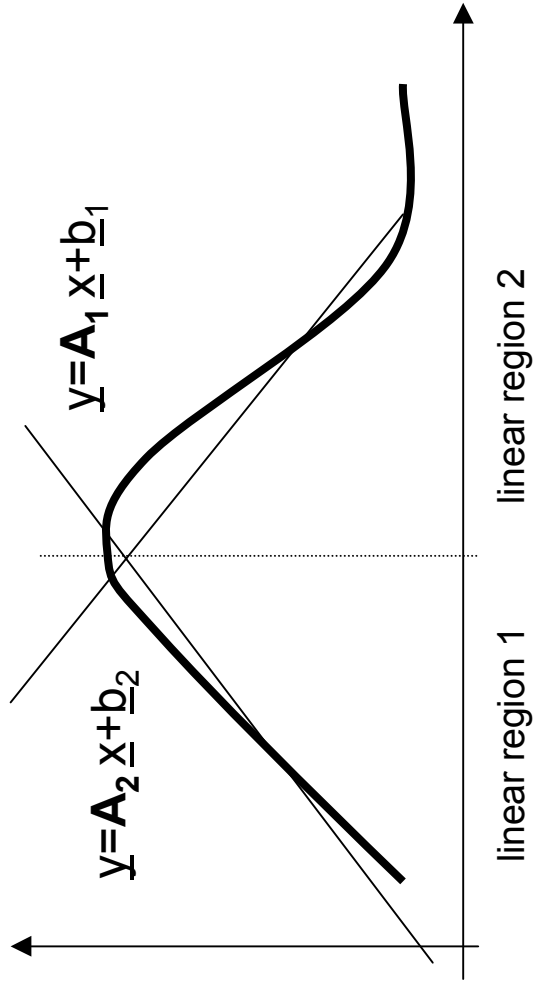
$$\underline{x}_{t+1} = A_i \underline{x}_t + B_i u_t + b_i$$

PDC
Riccati

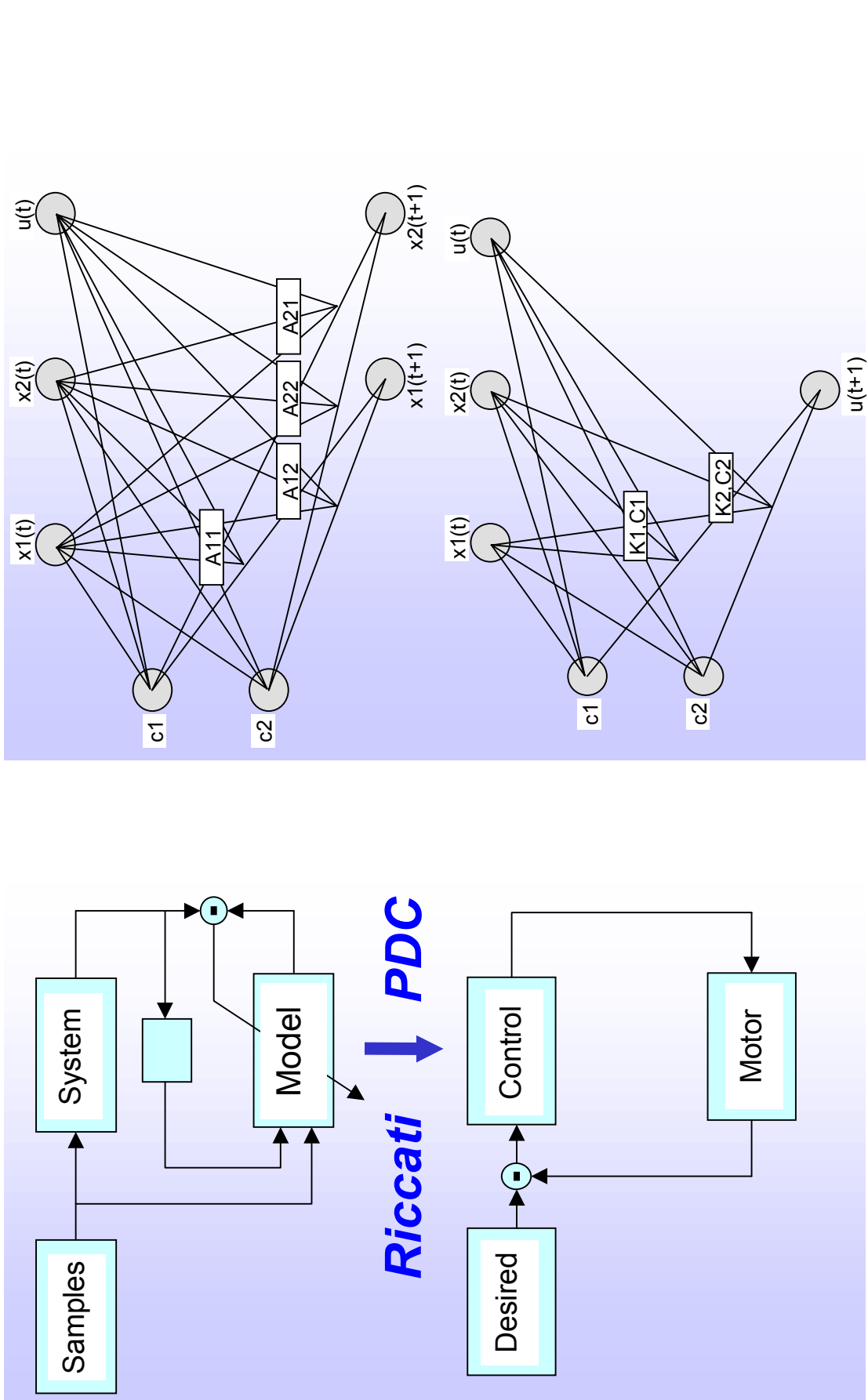


$$u_{t+1} = K_i \underline{x}_t + c_i$$

Non-linear System:



Controller Synthesis with PLN



Takagi-Sugeno Model

Rule i ($i=1..R$):

If $x_1(t) = M_{i1}, x_2(t) = M_{i2}, \dots, x_g(t) = M_{ig}$,

then $x(t+1) = A_i x(t) + B_i u(t) + E_i$

$$x(t+1) = \sum_{i=1}^R h_i(x(t)) (A_i x(t) + B_i u(t) + E_i)$$

with
$$h_i(x(t)) = \frac{\prod_{j=1}^g M_{ij}(x_j(t))}{\prod_{j=1}^g M_{ij}(x_j(t))}$$

Parallel Distributed Control:
(PDC)

System model: Takagi-Sugeno

Controller: LMI (solving Lyapunov Inequalities:

$$A_i^T P A_i - P < 0$$

PLN Fuzzy Model

Rule i ($i=1..R$):

If $\mathbf{x}(t) = M_j$, $\mathbf{x}_1(t) = M_{i1}$, $\mathbf{x}_2(t) = M_{i2}$, ... $\mathbf{x}_g(t) = M_{ig}$,
 then $\mathbf{x}(t+1) = A_j \mathbf{x}(t) + B_j u(t) + E_j$ then $\mathbf{x}(t+1) = A_j \mathbf{x}(t) + B_j u(t) + E_j$

$$\mathbf{x}(t+1) = \prod_{i=1}^R h_i(\mathbf{x}(t)) (A_j \mathbf{x}(t) + B_j u(t) + E_j)$$

$$y_i = \prod_{j,k} c_j v_{ijk} x_k$$

$$\text{with } h_j(\mathbf{x}(t)) = c_j(\mathbf{x}(t)) = \frac{c_j}{\prod_{k=1}^m \text{distance}(\mathbf{x}(t), w_k)}$$

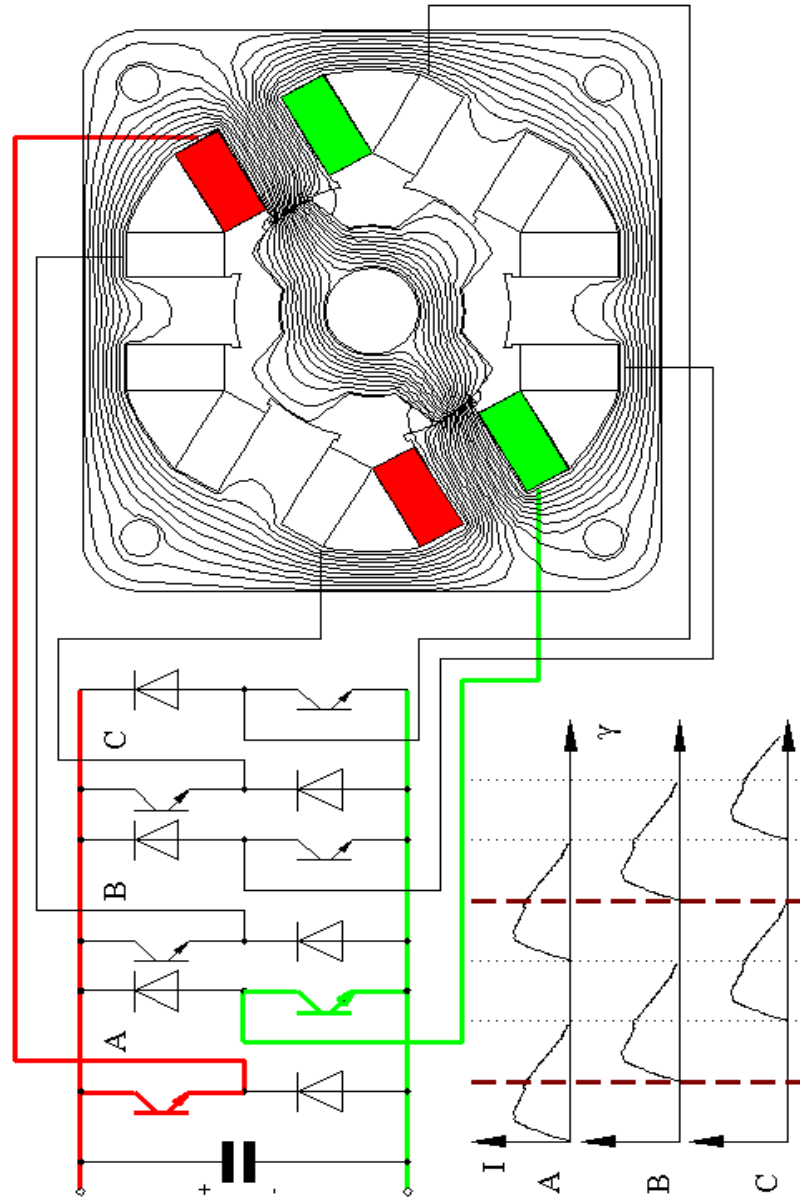
$$\text{distance}(\mathbf{x}(t), w_k) = \frac{\text{distance}(\mathbf{x}(t), w_k)}{\prod_{k=1}^m \text{distance}(\mathbf{x}(t), w_k)}$$

$$\text{and } A_j = (v_{ijk})_{i=1..p, k=1..n}$$

$$B_j = (v_{ijk})_{i=1..p, k=n+1..n+N}$$

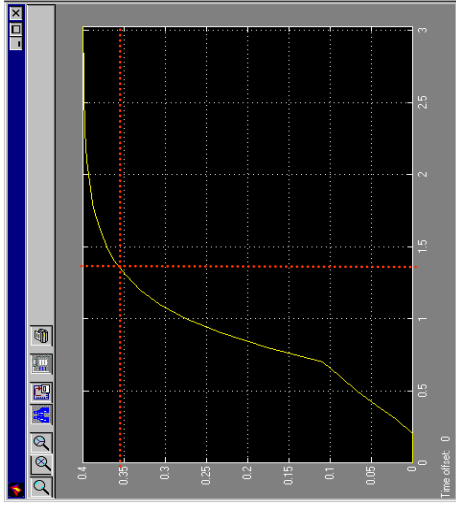
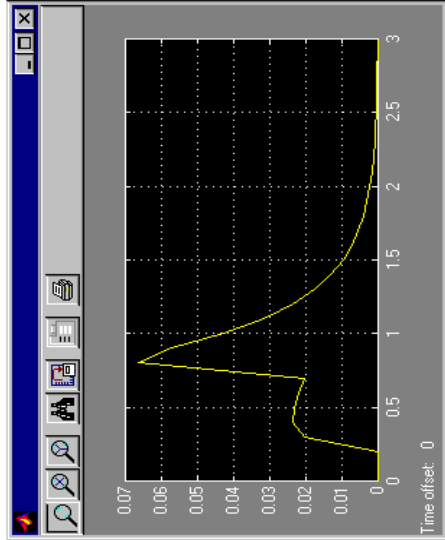
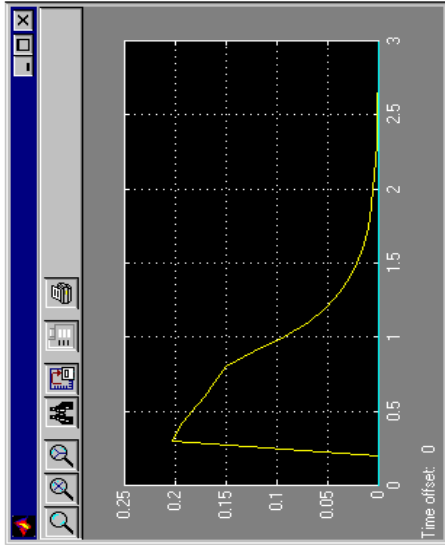
$$E_j = (v_{ijk})_{i=1..p, k=n+N+1..}$$

Principle of Switched Reluctance Motor (SRM)



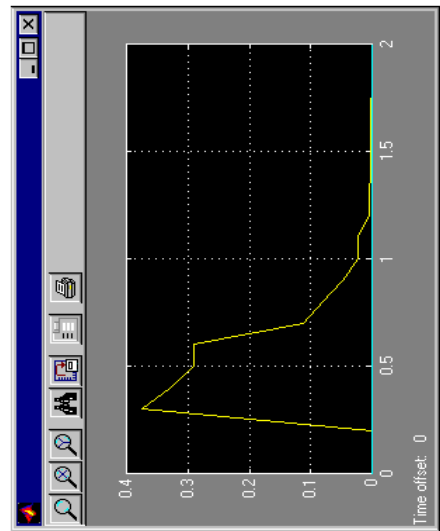
Simulation of SR-control

1 linear controller

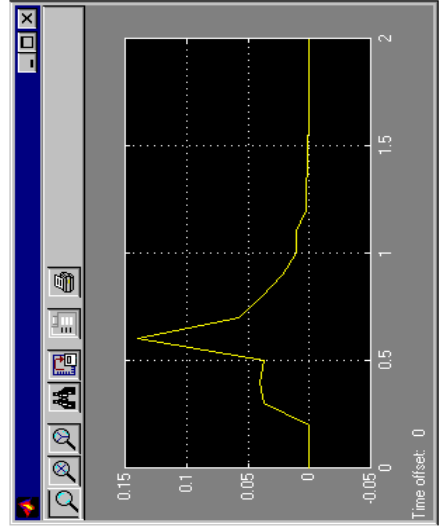


2 linear controllers

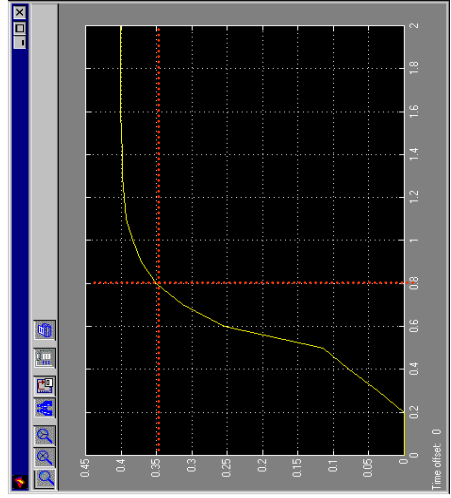
input voltage



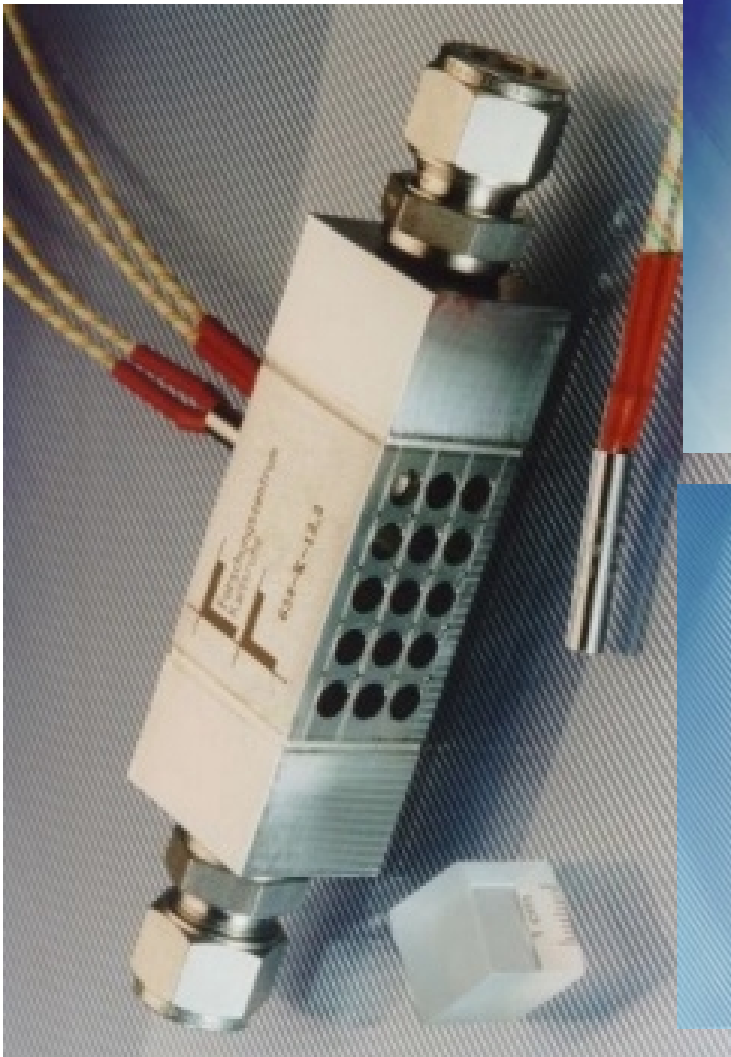
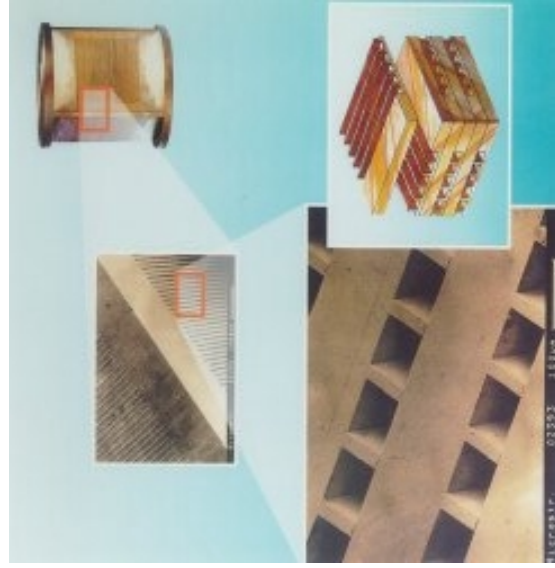
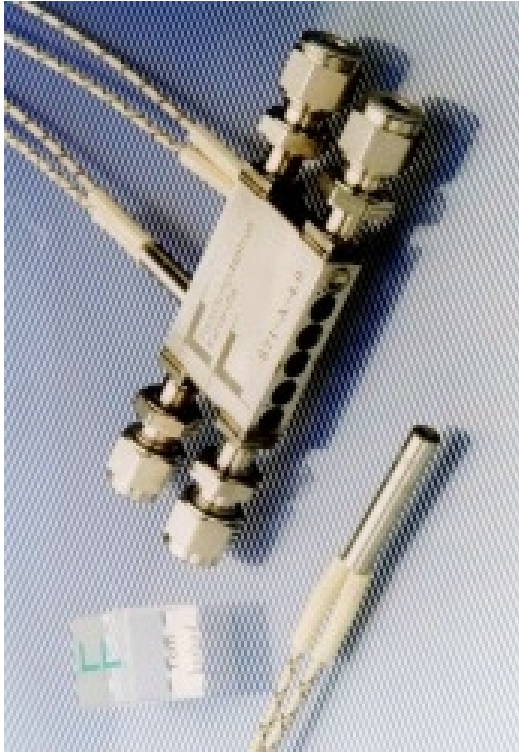
angle velocity



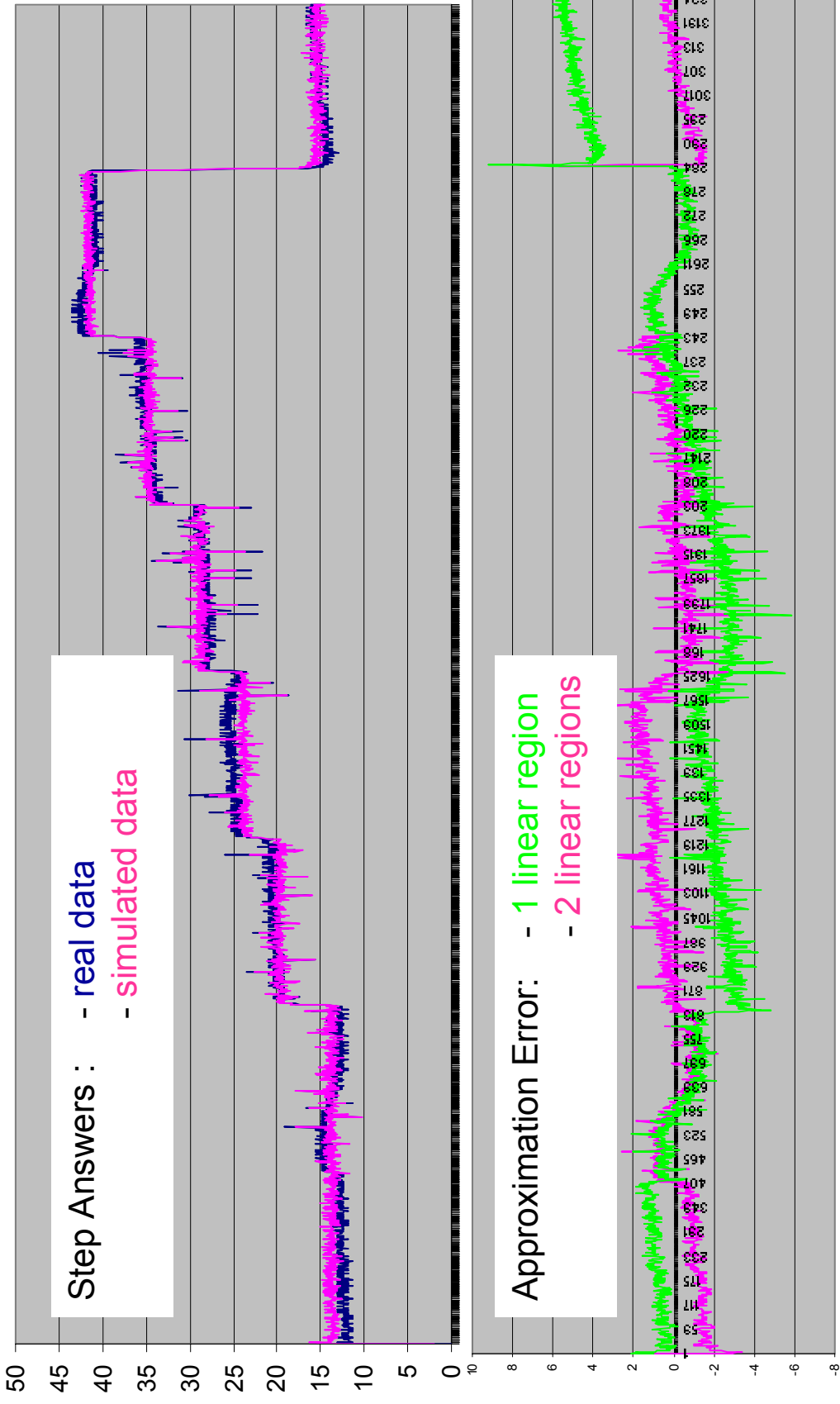
angle



Micro-Structure Devices



Approximation Error of MSD-Models



Conclusion

Goal of PLN:

- only one free parameter: max allowed error
- constructive
- very fast
- good generalization with few samples

Assessment:

- connection between classical system theory and connectionism
- easy interpretation
- complexity of task corresponds to complexity of model
- useful for system identification in control theory and function approximation

Future work:

- Stable controller design with LMI-Controller
- Improvement of system identification in case of sparsely covered input space



Fiberoptische Messung der Herzkontraktion

und

Regelung von Herzschrittmachern

Gerd Nowack, Karsten Hoeland¹

Lehrstuhl für Datenverarbeitung, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Ruhr-Universität Bochum,
IC 4/146, D-44780 Bochum Nowack@etdv.ruhr-uni-bochum.de

¹ Abteilung für Biomedizinische Technik, Medizinische Fakultät, Ruhr-Universität Bochum, MA 4/55,
D-44780 Bochum

1. Abstract

Bei Belastung des gesunden Körpers steigt die Herzfrequenz bis auf das drei- bis vierfache an. Dies geschieht jedoch nicht, wenn der Sinusknoten im Herzen ausgefallen ist und seine Funktion auf einen Herzschrittmacher mit konstanter Anregungsfrequenz übertragen wurde. Es gibt Schrittmacher mit einer Herzfrequenzsteuerung aufgrund der Beschleunigung des gesamten Körpers. Jedoch wird der Körper bei Beförderungen sehr oft beschleunigt, ohne daß damit eine Belastung verbunden wäre. Das Hauptziel der Untersuchung ist die Idee für einen Schrittmacher, der belastungsabhängig arbeitet. In dem vorgestellten Beitrag wird die Tatsache ausgenutzt, daß bei Belastung auch das Schlagvolumen steigt (um etwa 20%). Die vorgeschlagene Regelung auf ein konstantes Schlagvolumen bedeutet, daß bei Belastung automatisch die Herzfrequenz (innerhalb physiologischer Grenzen) erhöht wird.

2. Einleitung: Das Herz aus Sicht des Ingenieurs

Das Herz ist eine Blutpumpe, die im Körper das Blut zusammen mit den Nährstoffen und dem Sauerstoff zirkulieren läßt. Das zurückkommende, venöse Blut gelangt in die rechte Vorkammer (Atrium), ein Vorhaltesystem, aus dem die rechte Hauptkammer (Ventrikel) schnell gefüllt werden kann. Mit der Kraft des Herzmuskels (Myokard) wird das Blut in die Lungen (Lungenkreislauf) gepumpt. Dort werden Kohlendioxyd und Wasser abgegeben und Sauerstoff aufgenommen. Das Blut gelangt in die linke Vorkammer zurück zum Herzen. Von da aus wird es synchron mit der rechten Vorkammer in die linke Hauptkammer gepumpt. Von da aus gelangt es im Takt mit der rechten Hauptkammer in den Körperkreislauf. Zur elektrischen Steuerung werden also periodisch zwei Signale benötigt. Die Vorkammern werden durch das Signal des Sinusknotens (im oberen Teil der rechten Vorkammer gelegen) erregt, das zusätzlich die Funktion hat, den AV-Knoten (Atrioventricular-Knoten) zu triggern, durch dessen zeitverzögerte Signale (etwa 150ms) die Muskeln der Hauptkammern erregt werden. Die elektrischen Signale sind vom EKG bekannt. Zunächst tritt die eher kleine P-Zacke auf, die zur Vorhof-Depolarisation führt. Verzögert folgt der QRS-Komplex, das Hauptsignal zur Depolarisation der Ventrikelmuskeln, also des Myokards. Am Ende folgt die eher kleine T-Zacke aufgrund der Repolarisation der Ventrikelmuskeln. Die normale Periodendauer beträgt 1s. Das Hauptsignal, der QRS-Komplex, hat eine Dauer von 80 ms, was nur 8% der Periodendauer ausmacht. Er bleibt fast unverändert, wenn die Herzfrequenz durch Belastung ansteigt.

Genauer betrachtet, erhöht sich bei Belastung insgesamt das Herzzeitvolumen (HZV), also das Produkt aus Herzfrequenz und Fördervolumen pro Herzschlag. Die folgende Tabelle 1 (bzw. die Graphik in Abbildung 2) zeigt, daß dies vor allem durch die Erhöhung der Herzfrequenz (bis etwa auf den dreifachen Wert) erreicht wird. Dabei geht die Kontraktionszeit des Myokards vom 300ms auf 150ms zurück (Leistungsverdoppelung während eines Herzschlags) und zusätzlich wird noch die Erholzeit für die Repolarisation des Muskels vom 530ms auf 140ms verkürzt.

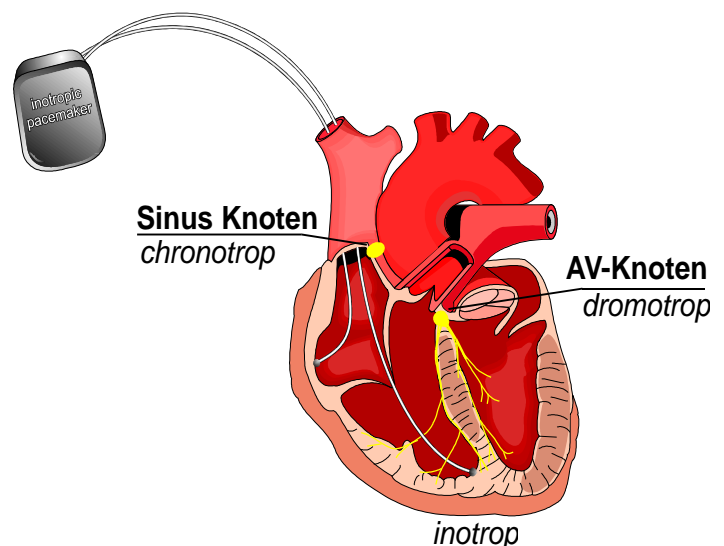


Abbildung 1: Menschliches Herz (aus [4])

Leistung mkp/min	Leistung W	O ₂ -Aufnahme ml/min	Herzfrequ. Pulse/min	Herzzeit.vol. l/min	Schlagvol. ml	Arteriovenöse. O ₂ -Diff: ml/100ml
Ruhe	(13,8)	267	64	6,4	100	4,3
288	47,1	910	104	13,1	126	7,0
540	88,3	1430	122	15,2	125	9,4
900	147,2	2143	161	17,8	110	12,3
1260	206,0	3007	173	20,9	120	14,5

Tabelle 1: Herzparameter bei mechanischer Belastung des Körpers (in [1] aus [2], ergänzt)

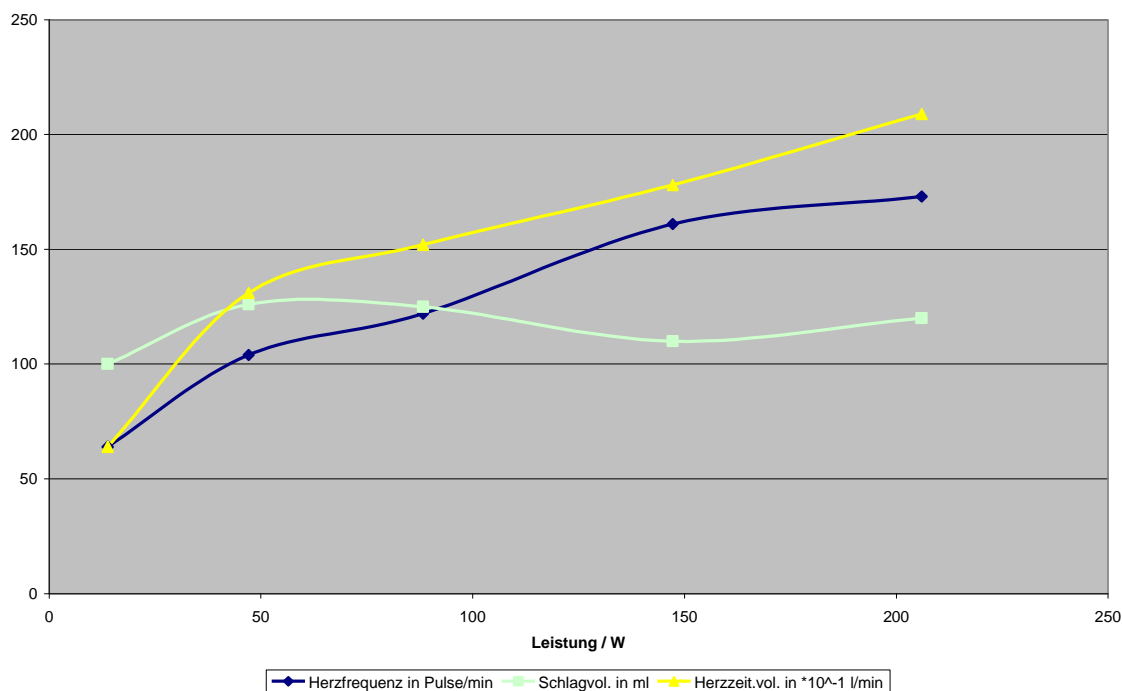


Abbildung 2: Herzparameter bei mechanischer Belastung des Körpers (Werte aus Tab. 1)

(Die Leistungsangaben können in W (Watt) umgerechnet werden: 1 mkp/min = 163,5mW.)

In der ersten Belastungsstufe erhöht sich die Sauerstoffaufnahme um das 3,4-fache, die Herzfrequenz erhöht sich um 62,5%, das Schlagvolumen um 26% und damit das Herzzeitvolumen um 105% (also etwa 2-fach). Dieser Belastungsfall ist zeitlich stabil, da der Leistungswert unter dem Grenzwert für Dauerbelastung von 300mkp/min (etwa 50W) liegt. Bei den angegebenen höheren Leistungen tritt ein zusätzlicher Ermüdungsanstieg der Herzfrequenz auf, da der benötigte Sauerstoffbedarf nur noch unvollständig gedeckt wird (Energiefreisetzung durch anaeroben Zerfall von Glykogen in Milchsäure, aus [3]). Bei der weiteren Erhöhung der Herzfrequenz durch Belastung geht das Schlagvolumen wieder zurück, auch weil die Zeit abnimmt, um beide Ventrikel zu füllen.

Neben der Belastung gibt es relativ viele weitere Einflußmöglichkeiten auf die Höhe der Herzfrequenz: um 30% durch Essen und um 50-100% durch Angst und Erschrecken. Weiterhin tritt eine Zunahme bei hoher Umgebungstemperatur auf und durch das Hormon Adrenalin (verengt die Gefäße), sowie den Eiweißabbaustoff: Histamin (erweitert die Gefäße). Der Haupteinfluß auf die Herzfrequenz geht aber von der mechanischen Belastung des Körpers aus. Bei Sportlern durchaus bis zum 4- bis 5-fachen des Ruhewertes. Neben der chronotonen Wirkung auf den Sinusknoten treten noch die dromotrope Wirkung auf den AV-Knoten (Verkürzung der Verzögerungszeit) und die Erhöhung der Kontraktionsgeschwindigkeit des Myocards auf (inotrope Wirkung).

Durch Erkrankung des Herzens entstehen verschiedene Risiken für eine Herzinsuffizienz. Hauptrisiko ist die Fehlsteuerung des Myokards. Aus Sicherheitsgründen sind nicht nur die beiden Knoten, sondern auch das Myokard selbst mit „Schrittmacher-Gewebe“ ausgestattet, d.h. es treten auch spontane Kontraktionen auf. Die niedrigste Impulsfrequenz hat das Myokard, dann folgt der AV-Knoten, die höchste aber hat der Sinusknoten. Im Normalfall bestimmt also der Sinusknoten die Depolarisation des Myokards, so daß die zusätzlichen „Generatoren“ wirkungslos bleiben. Fällt der Sinusknoten aus, so implantiert man einen Herzschrittmacher. Seine Periodendauer ist etwas größer als die des gesunden Sinusknotens. Bei Ausfall der natürlichen Steuerung (Sinusknoten) wird dann die Depolarisation künstlich herbeigeführt, so daß keine Rhythmusstörungen mehr auftreten. Das größte Problem bleibt dann die notwendige Herzfrequenzanpassung bei Belastung.

3. Geometriemodell des Herzens

Der obere Teil des Herzens enthält die beiden Vorkammern, wird aber dominiert durch die großen Blutbahnen. Das ankommende venöse Blut fließt durch die Vena Cava, die einen Durchmesser von 3cm und eine Wandstärke von 1,5mm hat, in die rechte Vorkammer. Dicht daneben liegt die Lungenarterie, die aus der rechten Hauptkammer zur Lunge führt. Auf der linken Herzseite sieht es ganz ähnlich aus. Die oben aus dem linken Ventrikel kommende Körperaorta hat einen Durchmesser von 2,5cm mit einer Wandstärke von 2mm (Hochdruckseite). Die hauptsächliche, durch Adern ungehinderte Bewegung der Herzwand, also des Myokards, vollzieht sich im unteren Teil. Dieser Teil hat eine typische Form, die idealerweise einem (gestreckten) Rotationsellipsoid entspricht.

Für das Volumen beider Hauptkammern zusammen (eine Hälfte des Ellipsoids) gilt: $V = \frac{2}{3} \pi R_i^2 H$ mit R_i = Innenradius in Höhe der Scheidewände zwischen den Vor- und Hauptkammern (kleinerer Ellipsenabschnitt) und H = Abstand zwischen den Scheidewänden und der Herzspitze (größerer Ellipsenabschnitt). Bei einem Innendurchmesser von etwa $R_i = 4,8$ cm und einem enddiastolischen Volumen von 200 ml (bei Entspannung) ergibt sich als Höhe beider Ventrikel: $H = 8,2$ cm. In Ruhelage tritt ein Schlagvolumen von etwa 100 ml auf, d.h. der Radius reduziert sich um etwa 10,42% und die Höhe um etwa 37 %. Aus der Veränderung der Höhe kann also das Schlagvolumen bestimmt werden: $V_{\text{Schlag}} = V_{\text{End}} * k * |e_H|$ mit V_{End} = enddiastolisches Herzvolumen, k = Korrekturfaktor, der die gleichzeitige Durchmesserverkleinerung korrigieren soll (im Beispiel $k = 50\%/37\% = 1,35$) und $|e_H|$ = Betrag der gemessenen Verkürzung der Ventrikelhöhe.

4. Wirkungskette der optimalen Herzschrittsteuerung

Ausgehend von einer erhöhten mechanischen Belastung steigt der Sauerstoffbedarf der Muskeln. Das autonome Nervensystem versucht nun die Parameter der Herztätigkeit durch sympathische und parasympathische Innervationen zu verändern. Die Herzfrequenzerhöhung gelingt im Falle eines Herzschrittmachers nicht mehr, sondern nur noch die Vergrößerung des Schlagvolumens. Dies wird nun fiberoptisch im Herzen gemessen. Diese Meßgröße steuert nun den Herzschrittmacher auf eine höhere Frequenz. Dadurch geht das Schlagvolumen wieder zurück. Aus physiologischer Sicht spricht nichts dagegen, das Schlagvolumen auf den Ruhewert zurückzuregeln, so daß im Belastungsfall ausschließlich die Herzfrequenz entsprechend angepaßt wird. Ein optimaler Herzschrittmacher steuert also die Herzfrequenz so, daß das Schlagvolumen konstant bleibt. Abb. 3 zeigt das zugehörige Blockschaltbild. Dabei wird die veränderliche Belastung als Störgröße in einem Regelkreis für konstantes Schlagvolumen angesetzt. Da das Sensorsignal der Innengeometrie des Herzens entspricht, wird die Herzfrequenz so geregelt, daß das Sensorsignal und damit das Schlagvolumen konstant bleiben.

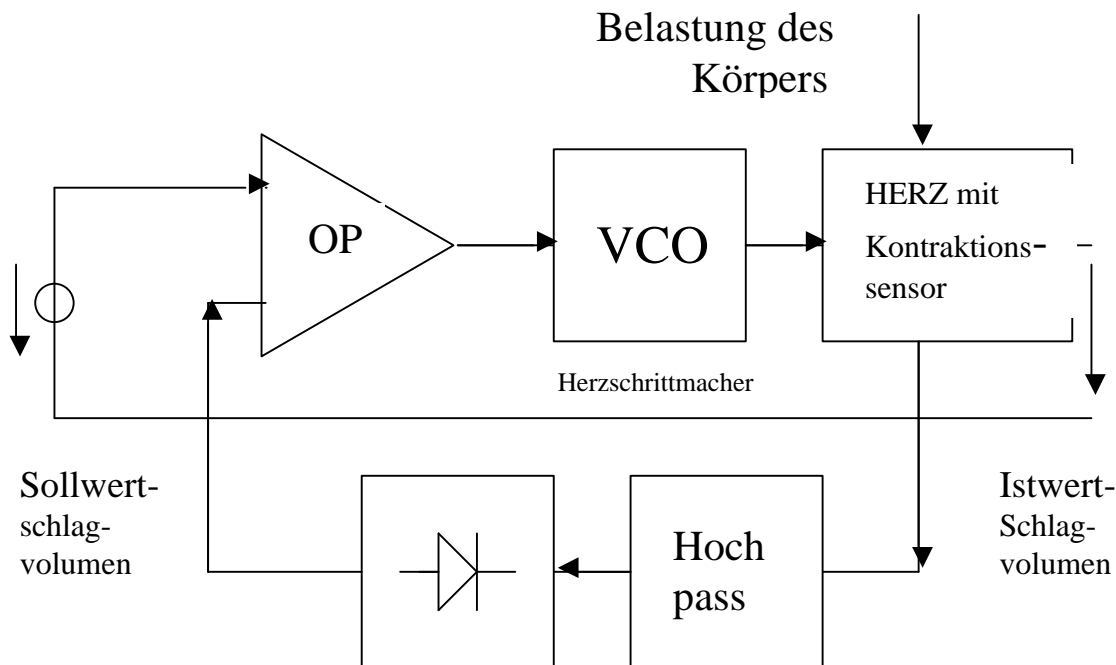


Abbildung 3: Blockschaftbild des optimalen Herzschrittmachers

5. Faseroptischer Sensor und Meßaufbau zur Messung der Biegungsämpfung

Die Lichtleitung beruht auf dem Effekt der Totalreflexion von Licht an einer Grenzfläche zwischen einem optisch dichten und einem optisch dünnen (z.B. Luft) Medium. Treffen Photonen in einem Winkel zwischen 90° und

dem Grenzwinkel $\left\{ \theta_{\text{Grenz}} = \arcsin \frac{1}{n_{\text{Glas}}} \right\}$ von etwa 42° (vom Lot aus gemessen) auf die Oberfläche der Lichtleit-

faser, werden sie total reflektiert. Lichtreduktion (Dämpfung) tritt auf, wenn Photonen in der Grenzlage in eine gebogene Lichtleitfaser eintreten. Dort, wo sich der Aufttrittswinkel verkleinert, treten die Photonen durch die Mantelfläche hindurch und gehen verloren. Da dieser Effekt besonders bei Multimode-Stufenindexfasern ausgeprägt ist, wird eine solche Faser als Sensor (Durchmesser: Kern $100\mu\text{m}$, Mantel= $250\mu\text{m}$) eingesetzt. Außerdem ermöglicht sie einerseits ein gutes Einkoppeln des Lichts, und andererseits ist sie flexibel genug, um die Beweglichkeit der Schrittmacherelektroden nicht zu beeinträchtigen. Diese sind innen hohl, so daß die Faser dort Platz findet. Im Herzen kann die Dämpfungsmessung nur von einer Seite aus erfolgen. Daher wird das im Herzen liegende Ende verspiegelt (Aufspütern von Metallatomen) und das andere zur Licht Ein- und Auskopplung verwendet. Dazu ist ein optischer Koppler erforderlich (Abbildung 4: Meßaufbau), der das an dem einen Ende eingekoppelte Licht etwa je zur Hälfte auf die gegenüberliegenden Ausgänge verteilt. Von der Lichtsenderseite aus gelangt also Licht je zur Hälfte in die Herzglasfaser und in ein Empfangssystem (Referenzphotodiode), das der Stabilisierung der Lichtleistung dient. Von der Herzseite aus wird das reflektierte (und gedämpfte) Licht der Hauptsignalphotodiode zugeführt. (Der zweite Anteil geht verloren.)

Der Sender ist eine Infrarot-Sendediode (IR-LED). Die Wellenlänge des Lichtes sollte möglichst groß sein, weil der Brechungsindex von Glas dann ab-, der Grenzwinkel aber zunimmt und damit also die Biegungsämpfung ansteigt. Da der Signalanteil des Signal-Photostromes aufgrund der Biegungsämpfung nur sehr gering ist, muß eine entsprechend große Meßsignalverstärkung implementiert werden. Dazu wird zunächst ein in der Größe programmierbarer Kompensationsstrom vom DC-Anteil des Photostromes (einige μA) subtrahiert, und dann der Differenzstrom durch einen I/U Konverter in eine Spannung gewandelt. Es folgen weitere Verstärker und ein Tiefpaßfilter. Die Gesamtschaltung ist so ausgelegt, daß der Konversionsfaktor bis zu einem Maximalwert von $1\text{V}/12,5\mu\text{A}$ eingestellt werden kann. Die Schaltungsparameter für die Offsetstromkompensation, Verstärkung und Sendeleistung werden zunächst manuell eingestellt und dann durch den Mikrokontroller automatisch angepaßt.

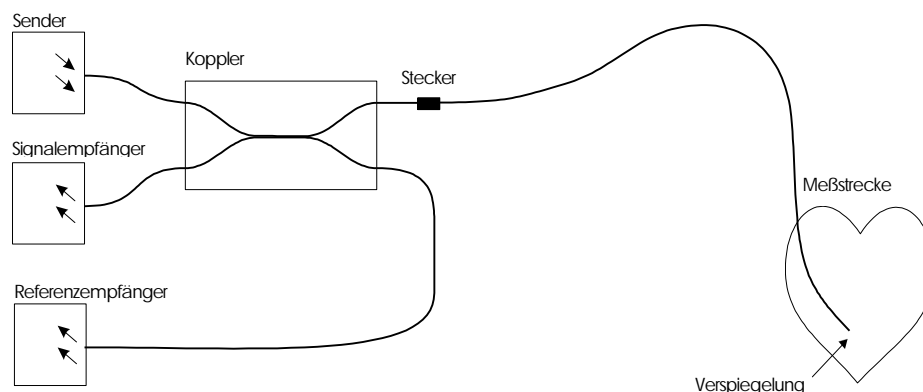


Abbildung 4: Meßaufbau [aus 4]

Für Testmessungen der biegungsabhängigen Dämpfung geeigneter Lichtleitfasern (siehe Tabelle 2) wurde der Meßaufbau nach Abbildung 4 verwendet. Die Fasern selbst wurden einmal um Zylinder mit verschiedenen Durchmessern (20 bis 120mm) gewickelt. Die Faserdämpfung wird in Abbildung 5 als Funktion des Biegedurchmessers dargestellt. Auf der Ordinate ist die prozentuale Photostromänderung, normiert auf den Photostrom bei dem Biegedurchmesser von 20mm , aufgetragen. Der LWL-Typ: UV-50 zeigt die höchste Empfindlichkeit.

Company	Type	Index	Aperture	Core μm	Cladding μm	Coating μm	Coating
Wave Optics	WT-8	Gradient	0,29	100	140	250	
SpecTran	HCL-100	Step	0,22	100	125	250	Tefzel
SpecTran	TCL-105	Step	0,22	105	125	155	PYRO COAT
Ceram Optec	WF-50	Step	0,22	50	125		
Ceram Optec	UV-50	Step	0,13	50	125		

Tabelle 2: Geeignete Lichtwellenleiter

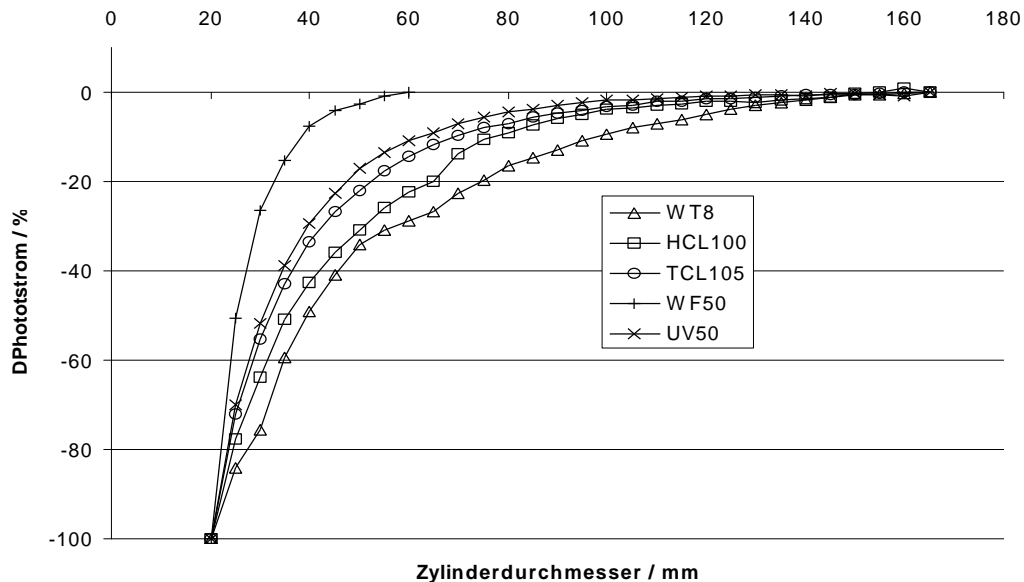


Abbildung 5: Photostromdifferenz der Lichtleitfaser

6. Herz-Präparation und Meßergebnisse

Die Einsatzfähigkeit des fiberoptischen Sensors wurde an gesunden Schweineherzen nachgewiesen. Dazu ist ein umfangreicher Versuchsaufbau erforderlich, an dem Ingenieure, Mediziner und speziell Kardiologen zusammenarbeiten. Das isolierte Schweineherz ist „funktionell denerviert“, d.h. es verhält sich wie ein transplantiertes Herz, das Herzfrequenz und Schlagvolumen auf einem konstanten Wert zu halten sucht. Bei einem erhöhten, arteriellen Widerstand (z.B. durch Querschnittsreduktion der Blutbahnen) vergrößert sich das Schlagvolumen des Herzens, da sich die Ventrikel aufgrund des höheren Innendrucks in der Entspannungsphase aufweiten. Eine Erhöhung der Herzfrequenz wird dagegen medikamentös erreicht, z.B. durch Adrenalin (an Stelle der natürlichen Innervation aufgrund der Tonussignale des nervus sympathicus).

Der fiberoptische Sensor gibt eine dem Herzvolumen proportionale Größe ab, d.h. er mißt das systolische (Pumpphase) sowie das diastolische Volumen (Entspannungsphase). Die Differenz entspricht dem Schlagvolumen, das beim optimalen Herzschrittmacher konstant ist, da bei Belastung die Herzfrequenz durch die Regelung entsprechend proportional vergrößert wird. Zum Funktionsnachweis eines optimalen Schrittmachers wird ein Versuchstier benötigt, dessen Herz durch den Schrittmacher getaktet und dessen körperliche Belastung (z.B. über die Neigung eines Laufbandes) verändert wird. Die Industrie scheut den relativ großen Aufwand. Mittlerweile ist der Patentschutz dieser Idee ausgelaufen (Frühjahr 2001). Vielleicht geht davon sogar eine positive Wirkung aus, die Forschung auf diesem Gebiet zu intensivieren.

7. Danksagung

Die Autoren danken den Herren Professoren Wolfgang Weber und Jürgen Werner für Ihre Unterstützung und Ihr Engagement auf dem Gebiet biomedizinischer Technik.

8. Literatur

- [1] W.F. **Ganong**: Medizinische Physiologie, ISBN: 3-540-05105-8, Berlin 1971
- [2] **Asmussen, Nielsen**: The cardiac output in rest and work ..., Acta physiol. Scandinav. 27, 217, 1952
- [3] **Landois-Rosemann**: Lehrbuch der Physiologie des Menschen, Verlag von Urban & Schwarzenberg, München, Berlin, 1962
- [4] **K. Hoeland, M. Meine, M. Hexamer, A. Kloppe, J. Werner, G. Nowack**: Neue Sensortechnologie in der Herzschrittmachertherapie, Bericht der Frühjahrstagung der Studiengruppe für Elektronische Instrumentierung, Frühjahr 1999, Ruhr-Universität Bochum

Weiter empfehlenswert:

- [5] **Rein, Schneider**: Einführung in die Physiologie des Menschen, ISBN: 3-540-06356-0, Berlin 1973
- [6] **K. Hoeland, A. Kloppe, M. Hexamer, G. Nowack, J. Werner**: A New Hemodynamic Sensor Based on Fibre-Optics for Measuring Mechanical Heart Signals, in Vorb., IEEE Transactions on Biomedical Engineering

Nowack@etdv.ruhr-uni-bochum.de

PCI-VME Interface SIS1100/SIS3100

Peter Wüstner

Forschungszentrum Jülich, Zentrallabor für Elektronik (ZEL)

Designprinzip der im ZEL entwickelten Datenaufnahmesysteme ist es, preiswerte PC-Technik mit PCI-Bus zu verwenden. Dadurch ergibt sich die Notwendigkeit, andere Bussysteme (VME, FASTBUS, CAMAC ...) mit PCI-Bus-Rechnern zu koppeln. Passende Interfaces sind in verschiedenen Versionen speziell für PCI-VME kommerziell erhältlich (z.B. von SBS/Bit3).

Die bisherigen Erfahrungen zeigen aber, daß nicht alle Wünsche bezüglich Geschwindigkeit, Funktionalität und Zuverlässigkeit gleichzeitig erfüllt werden.

Deswegen hat das ZEL gemeinsam mit der Firma SIS GmbH ein eigenes PCI-VME-Interface entwickelt.

Es besteht aus zwei Karten (SIS1100: PCI und SIS3100: VME), die über ein Glasfaserpaar gekoppelt sind. Dafür wird der physical Layer von Gigabit Ethernet verwendet.

Da bei einem solchen Konzept gekoppelter Busse kurze Latenzzeiten bei Einzeltransfers ohnehin nicht erreichbar sind, wurde bezüglich des Links nur Wert auf hohen Datendurchsatz gelegt. Einzelne Abfolgen von (Einzel-)Transfers können von einem Sequenzer auf der VME-Karte ohne die Link-Latenz abgearbeitet werden. Komplexe DatenaufnahmeprozEDUREN und eine Vorverarbeitung der Daten ermöglicht ein optionaler DSP auf der VME-Karte.

Bereiche des VME-Adreßraumes können in den Adreßraum des PCI-Rechners gemapped werden, so daß Zugriffe transparent möglich sind. Für Blocktransfers (mit DMA) ist in jedem Fall Unterstützung durch einen Treiber nötig.

TTL-, ECL- und NIM-Ein- und -Ausgänge auf beiden Karten lassen eine einfache Kopplung mit anderer Logik des Experiments (z.B. Trigger) zu.

wesentliche Merkmale der VME-Karte:

- VME List sequencer

- 64 MByte RAM als Datenpuffer

- Mappingtabelle mit 256 Einträgen

- VME master A16/A24/A32/A40 D8/D16/D32/BLT32/MBLT64/2eMBLT64

- VME slave A32/D32/BLT32/MBLT64

- Blocktransfer ohne Adreßinkrement (FIFO-Modus)

- Optionaler DSP

- frei verfügbare NIM und ECL Ein- und Ausgänge

wesentliche Merkmale der PCI-Karte

- Mappingtabelle mit 64 Einträgen

- Little endian / Big endian Konvertierung

- frei verfügbare TTL Ein- und Ausgänge

Es werden Treiber für Linux, NetBSD und Windows entwickelt.

Der Linuxtreiber existiert partiell, so daß erste Messungen gemacht werden konnten:

Einzeltransfer:

ca. 6 μ s pro Wort; Das ist eigentlich nur der Overhead des Systemcalls.

Pipeline-Read:

ca. 800 ns je Wort; Die Read-Requests werden einzeln vom Treiber erzeugt, es wird jedoch nicht bei jedem einzelnen Request auf dessen Ausführung gewartet, sondern erst, nachdem alle Requests gesendet sind.

FIFO-Read:

ca. 400 ns je Wort; FIFO-Read wird wie ein Blocktransfer auf der PCI-Seite ausgelöst, vom VME-Controller aber in Einzeltransfers mit konstanter Adresse zerlegt.

Block-Read:

ca. 270 ns je Wort; die Datenrate wird hier offenbar durch den verwendeten VME-Slave bestimmt.

Ein Blocktransfer in den und aus dem RAM der VME-Karte ist mit über 70 MByte/s (60 ns/Wort) möglich.

Das Übertragungsprotokoll auf dem Glasfaserlink ist nicht VME-spezifisch, so daß auch andere Kopplungen machbar und geplant sind. Die Firma SIS wird einen passenden CAMAC-Controller entwickeln. Im ZEL ist geplant, daß alle Detektorsysteme, die eine PCI-Ankopplung benötigen, diesen Link verwenden sollen.

Eine PCI-PCI bzw. VME-VME-Kopplung ist jetzt bereits möglich.

URLs:

<http://www.struck.de/pcivme.htm>

<http://zelweb1.zel.kfa-juelich.de/gigalink/>

SIS1100 + SIS3100

PCI - VME

Interface

Peter Wüstner

Willi Erven

Michael Ramm

FZJ/ZEL

Matthias Drochner

Klaus Zvoll

Tino Häupke

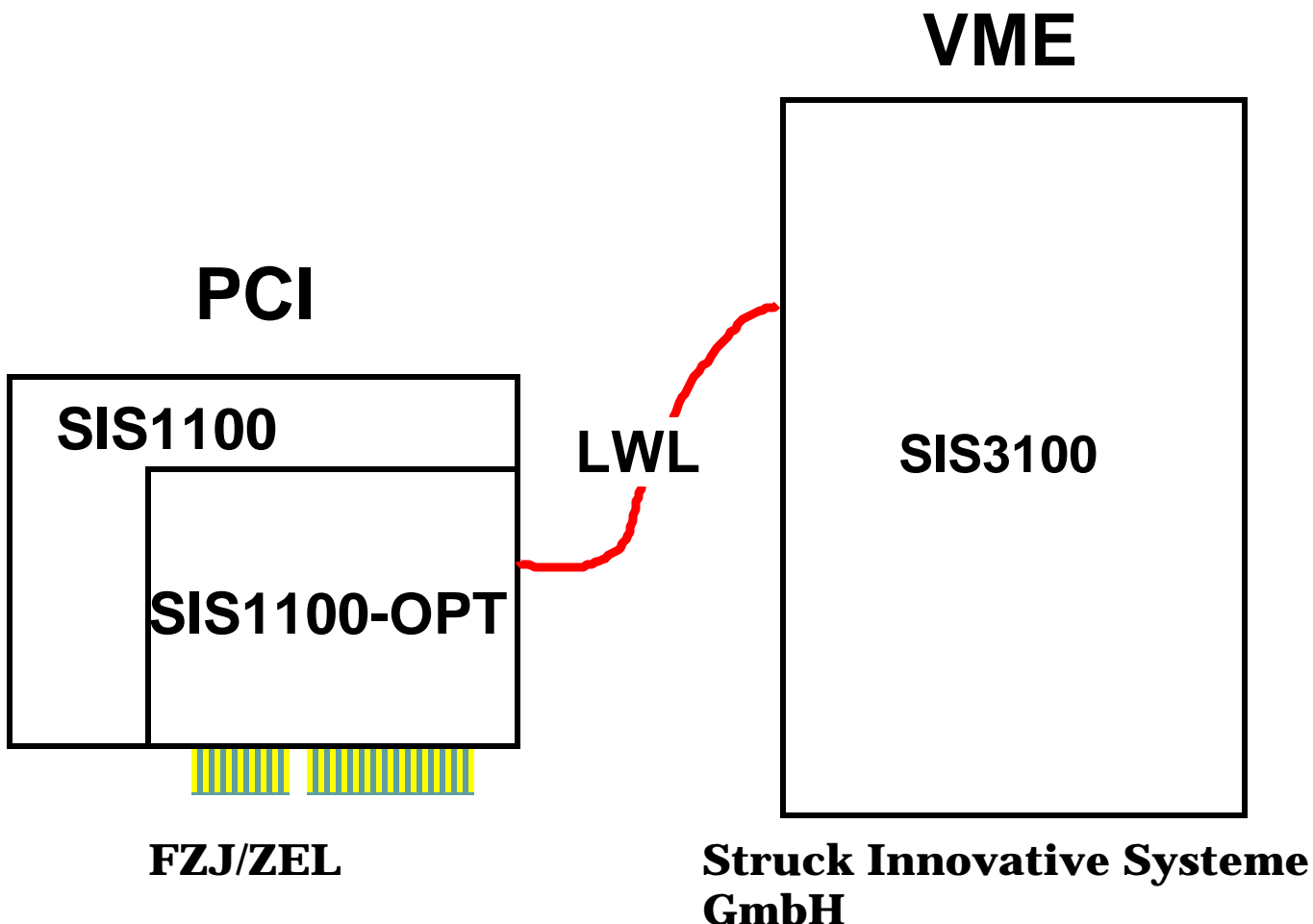
Struck Innovative Systeme GmbH

Matthias Kirsch

SIS1100 + SIS3100

PCI - VME

Interface



Features

VME List Sequencer

256 Mapping-Register (VME-Teil)

64 Mapping-Register (PCI-Teil)

VME Master

A16/24/32/40

D8/16/32 BLT32/64

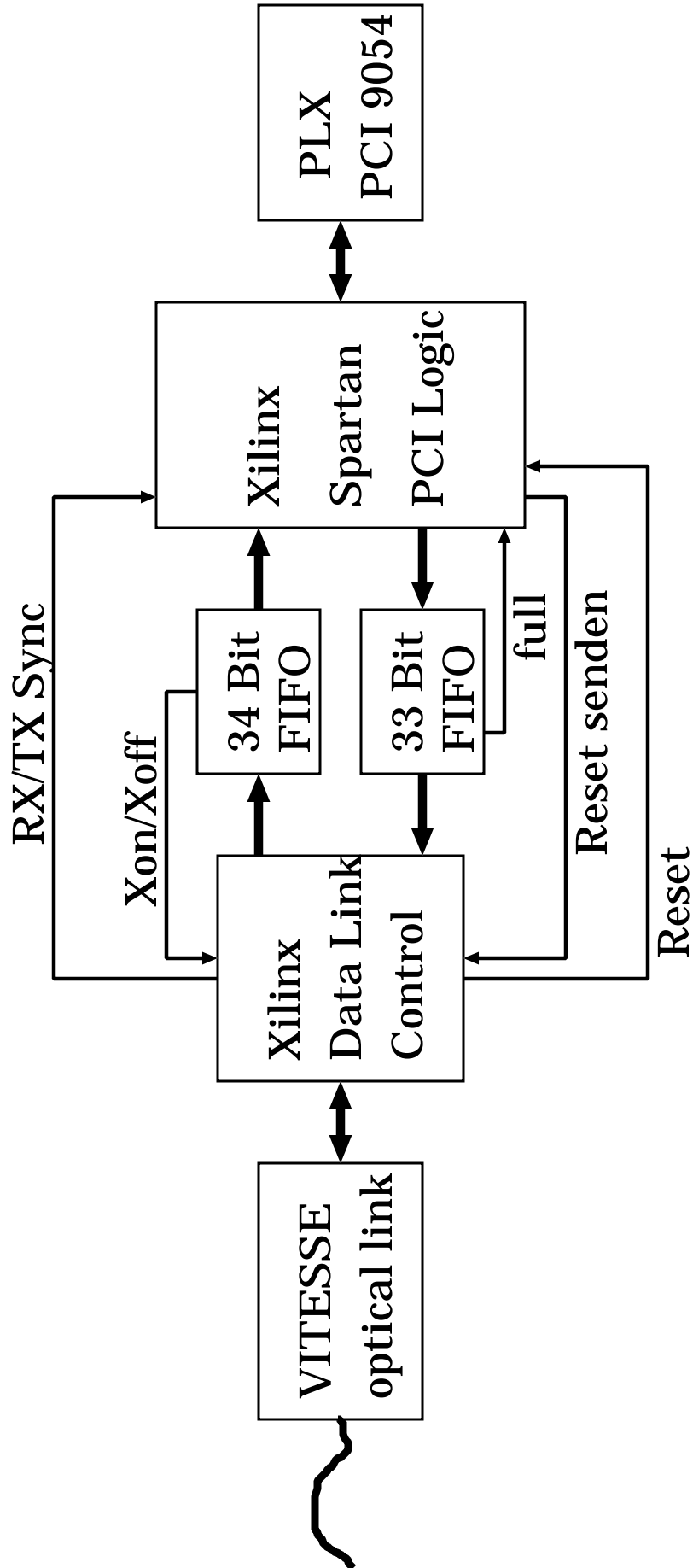
VME Slave A32 D32 BLT32/64

FIFO Modus

Front Panel Input/Output (Trigger ...)

little endian/big endian Konvertierung

Prinzip PCI-Teil



Protokoll (1)

physical Layer von Gigabit Ethernet

8Bit-10Bit Kodierung

256 "normale" Codes

16 special Codes

Fehlererkennung

Synchronisation:

idle characters (K28.5)

error characters (K28.4)

Flußkontrolle:

XON (K28.3) / XOFF (K28.2)

reset (K28.1)

Protokoll (2)

immer 32 Bit-Worte

Request Block:

Header
Address Modifier
Address (low)
Address (high)
Data
...

Protokoll (3)

Header:

Bit	Bedeutung
7-0	K28.0
9-8	00: Request 10: Confirmation 11: Error Confirmation
10	write request
11	address modifier
12	64Bit-Adresse
13	Blocktransfer
14	FIFO-Modus
15	end of transfer
21-16	remote space: Register; Bus; DMA ...
23-22	local space: Register; DMA ...
31-24	Byte enable oder Fehlercode

Datentransfer

Einzelwort:

read

write

+ AM

+ 64 Bit Adresse

+ 1, 2, 4, 8 Byte

Block:

read

write

+ wie oben

+ FIFO (Zieladresse konstant)

Autonomer Readout:

durch Sequencer (DSP) gesteuert

+ Front Panel I/O

Transfermodi

für Einzelworte:

"normal": Start über Registerzugriff
Resultat (Datum oder Fehler) in Register

memorymapped: Start und Datum über
Speicherzugriff, Fehler in Register

pipeline write: Start über Register
Fehlerabfrage nach letztem Transfer

pipeline read: Start über Register
Adressen über Register oder DMA
Daten mit DMA

Block Read

Time	AM	Address	Data	Size	Cycle	Stat
12.33us	09	00000000	00000202	LONG	RD	OK
8.610us	09	00000000	00000200	LONG	WRI	OK
29.41us	0B	00000100	00000000	LONG	RD	OK
270ns	0B	FFFFFFFF	...0001	WORD	RBLK	OK
270ns	0B	FFFFFFFF	...0002	WORD	RBLK	OK
250ns	0B	FFFFFFFF	...0003	WORD	RBLK	OK
270ns	0B	FFFFFFFF	...0004	WORD	RBLK	OK
270ns	0B	FFFFFFFF	...0005	WORD	RBLK	OK
270ns	0B	FFFFFFFF	...0006	WORD	RBLK	OK
250ns	0B	FFFFFFFF	...0007	WORD	RBLK	OK
270ns	0B	FFFFFFFF	...0008	WORD	RBLK	OK
270ns	0B	FFFFFFFF	...0009	WORD	RBLK	OK
270ns	0B	FFFFFFFF	...000A	WORD	RBLK	OK
250ns	0B	FFFFFFFF	...000B	WORD	RBLK	OK
270ns	0B	FFFFFFFF	...000C	WORD	RBLK	OK
270ns	0B	FFFFFFFF	...000D	WORD	RBLK	OK
270ns	0B	FFFFFFFF	...000E	WORD	RBLK	OK
250ns	0B	FFFFFFFF	...000F	WORD	RBLK	OK
270ns	0B	FFFFFFFF	...0010	WORD	RBLK	OK

FIFO Read

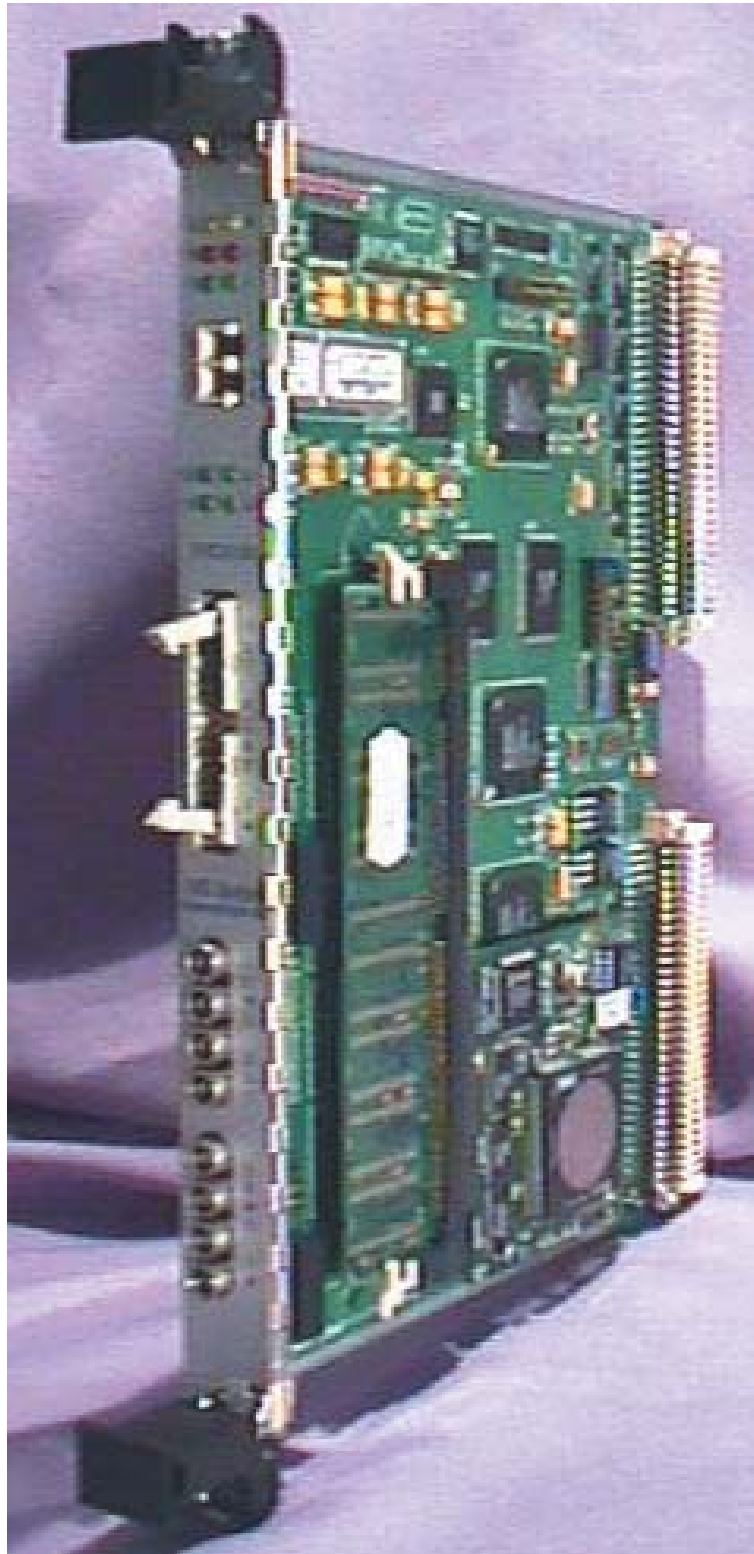
Time	AM	Address	Data	Size	Cycle	Stat
6.010us	09	00000010	0000003A	LONG	WRI	OK
5.930us	09	00000010	0000003B	LONG	WRI	OK
14.93us	09	00000000	00000202	LONG	RD	OK
8.690us	09	00000000	00000200	LONG	WRI	OK
34.85us	09	00000100	00000000	LONG	RD	OK
410ns	09	00000100	00000001	LONG	RD	OK
370ns	09	00000100	00000002	LONG	RD	OK
390ns	09	00000100	00000003	LONG	RD	OK
370ns	09	00000100	00000004	LONG	RD	OK
370ns	09	00000100	00000005	LONG	RD	OK
390ns	09	00000100	00000006	LONG	RD	OK
370ns	09	00000100	00000007	LONG	RD	OK
370ns	09	00000100	00000008	LONG	RD	OK
390ns	09	00000100	00000009	LONG	RD	OK
370ns	09	00000100	0000000A	LONG	RD	OK
370ns	09	00000100	0000000B	LONG	RD	OK
390ns	09	00000100	0000000C	LONG	RD	OK
370ns	09	00000100	0000000D	LONG	RD	OK

Pipeline Read

Time	AM	Address	Data	Size	Cycle	Stat
0ns	09	000200FC	...	083C	RD	OK
830ns	09	000200FC	...	083C	RD	OK
830ns	09	000200FC	...	083C	RD	OK
810ns	09	000200FC	...	083C	RD	OK
810ns	09	000200FC	...	083C	RD	OK
830ns	09	000200FC	...	083C	RD	OK
830ns	09	000200FC	...	083C	RD	OK
810ns	09	000200FC	...	083C	RD	OK
830ns	09	000200FC	...	083C	RD	OK
830ns	09	000200FC	...	083C	RD	OK
55.09us	09	000200FC	...	083C	RD	OK
830ns	09	000200FC	...	083C	RD	OK
810ns	09	000200FC	...	083C	RD	OK
830ns	09	000200FC	...	083C	RD	OK
830ns	09	000200FC	...	083C	RD	OK
810ns	09	000200FC	...	083C	RD	OK
830ns	09	000200FC	...	083C	RD	OK
830ns	09	000200FC	...	083C	RD	OK
810ns	09	000200FC	...	083C	RD	OK
24.05us	09	000200FC	...	083C	RD	OK

Single Write

Time	AM	Address	Data	Size	Cycle	Stat
0ns	09	00000060	00000000	LONG	WRI	OK
7.810us	09	00000020	00000000	LONG	WRI	OK
6.250us	09	00000000	00000002	LONG	WRI	OK
6.010us	09	00000010	00000000	LONG	WRI	OK
5.850us	09	00000010	00000001	LONG	WRI	OK
6.010us	09	00000010	00000002	LONG	WRI	OK
6.010us	09	00000010	00000003	LONG	WRI	OK
6.050us	09	00000010	00000004	LONG	WRI	OK
6.050us	09	00000010	00000005	LONG	WRI	OK
5.930us	09	00000010	00000006	LONG	WRI	OK
6.050us	09	00000010	00000007	LONG	WRI	OK
6.010us	09	00000010	00000008	LONG	WRI	OK
6.050us	09	00000010	00000009	LONG	WRI	OK
5.970us	09	00000010	0000000A	LONG	WRI	OK
6.010us	09	00000010	0000000B	LONG	WRI	OK
5.850us	09	00000010	0000000C	LONG	WRI	OK
5.930us	09	00000010	0000000D	LONG	WRI	OK



Das Standardmodell der Elementarteilchenphysik

Dieter Notz

Deutsches Elektronen-Synchrotron, DESY, Hamburg, Germany

EMAIL: Dieter.Notz@desy.de

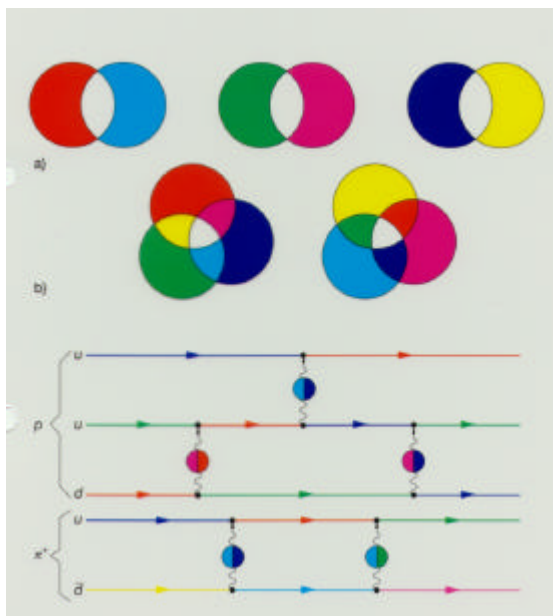
Das Standardmodell der Elementarteilchenphysik ist ein experimentell exzellent bestätigtes Modell zur Beschreibung der Elementarteilchen und ihrer elektromagnetischen, starken und schwachen Wechselwirkungen. Auch wenn das Standardmodell viele Fragen beantwortet und sich zur Zeit in bester Übereinstimmung mit den experimentellen Ergebnissen befindet, bleiben viele Fragen offen.

Das Teilchenspektrum des Standardmodells besteht aus sechs Quarks (u,d,s,c,b,t) und sechs Leptonen (e, μ und τ mit den zugehörigen ν) sowie deren Antiteilchen. Die Wechselwirkungen der Teilchen mit den Feldern erfolgt quantisiert durch Feldquanten. Das masselose Photon ist das Feldquantum der elektrisch geladenen Teilchen, acht masselose Gluonen g sind die Feldquanten für die Wechselwirkungen der Farbladungen tragenden Quarks, die geladenen Ws und das neutrale Z sind die Feldquanten der kurzreichweitigen schwachen Wechselwirkung.

Die minimale Version des Standardmodells enthält 18 freie, experimentell zu bestimmende Parameter, selbst das Massenspektrum des Standardmodells ist beliebig. Diese unbefriedigende Situation legt nahe, dass das Standardmodell auf einer noch zu findenden fundamentalen Theorie, die auch evtl. die Gravitation einbindet, fußt.

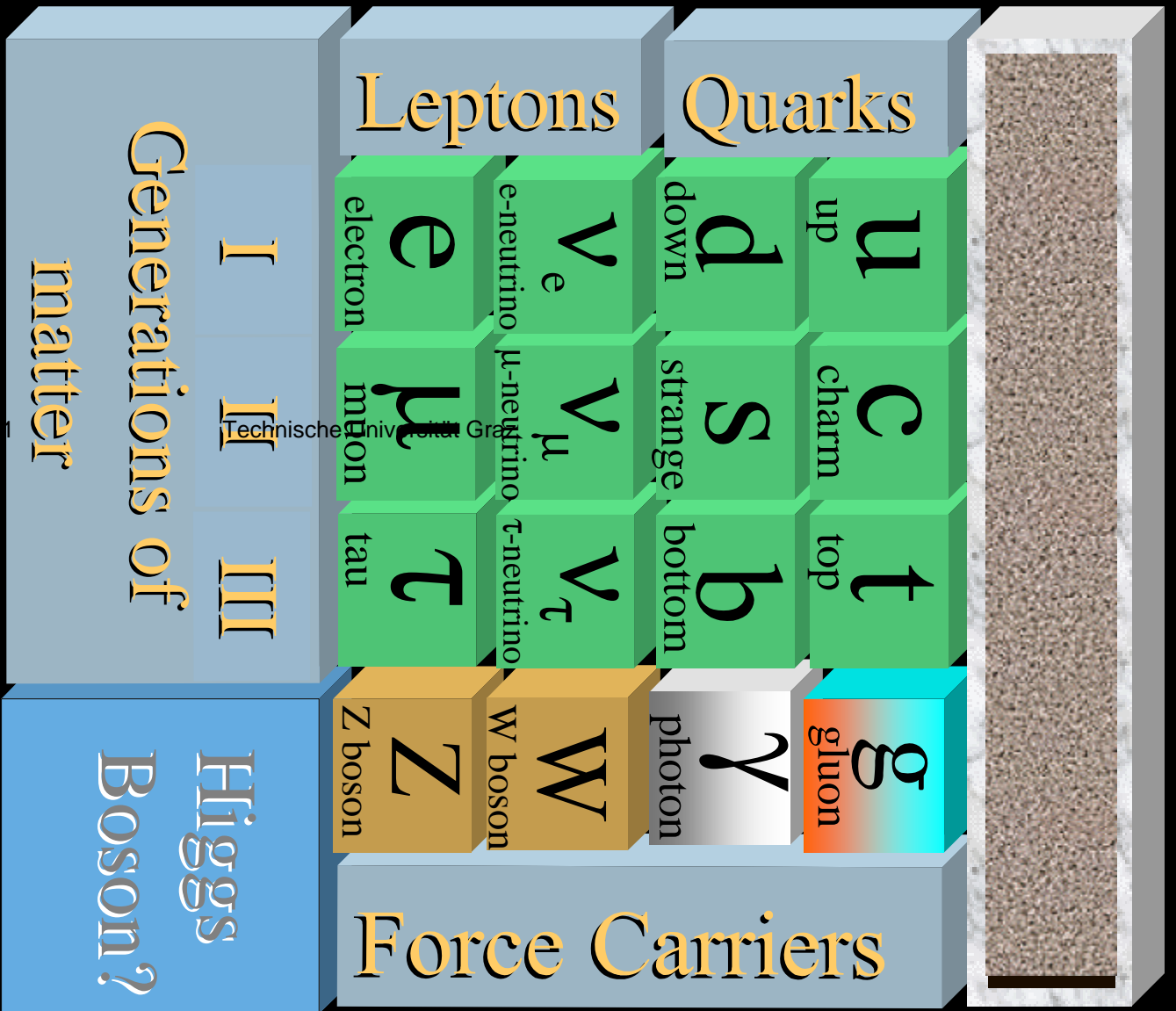
Quarks als elementare Bausteine der Materie sind heute akzeptiert. Der Weg zum Quark- und Standardmodell hat allerdings Jahrzehnte in Anspruch genommen. Vor der Betrachtung der aus Quarks zusammengesetzten Mesonen und Baryonen sollen erst einige Eigenschaften der Quarks betrachtet werden. Es existieren sechs verschiedene Quarktypen. Die elektrische Ladung beträgt entweder $+2/3e$ (u,c,t) oder $-1/3e$ (d,s,b). Quarks haben den Spin $1/2$ (Fermionen). Je zwei Quarks bilden eine Generation. Die Massen der Quarks sind sehr unterschiedlich. Die Quarks tragen Ladungen aller Wechselwirkungen. Sie sind die einzigen Fermionen die Farbladung tragen.

Anstelle der einzigen Ladung in der Elektrodynamik, die positives oder negatives Vorzeichen haben kann, treten drei Ladungsarten auf, die man symbolisch rot, grün oder blau nennt. Jede



dieser Ladungen kann auch ein negatives Vorzeichen haben: antirot (cyan), antigrün (magenta) und antiblau (gelb). Während die Farbladung der Quarks nur eine der drei Farben annehmen kann, steht den Antiquarks nur eine der drei Antifarben zur Verfügung.

Die Wechselwirkung der farbgeladenen Quarks mit dem Feld der starken Wechselwirkung erfolgt quantisiert durch die Gluonen, die keine Masse, aber ebenfalls eine Farbladung tragen. Die Energie zur Trennung zweier Quarks wächst für große Abstände linear an. Bei einem Abstand von 1 fm ist die Energie des Feldes so groß, dass ein Quark-Antiquark-Paar gebildet wird. Aus diesem Grund sind einzelne Quarks nicht frei nachweisbar.



Gravity
 the
 ghost at
 the
 feast



WinCC-Bedienoberfläche des Beschleunigers ELBE

Forschungszentrum Rossendorf e.V. , Dr. Karl-Wilhelm Leege

- **Grundstruktur des Leitsystems des Beschleunigers ELBE**

- Realisierung einer konsequenten Client-/ Server-Struktur
- Verwendete Informationsverbindungen:
 - MPI-Bus - Anschluß Operatorpanel und WinCC-Einzelplatzsystem an SPS (S7-400) der Kälteanlage
 - Profi-Bus - Anschluß WinCC-Server an alle SPS'en (S7-400 und S7-300) des Leitsystems einschließlich Kälteanlage
 - Ethernet - Verbindung der WinCC-Clients mit WinCC-Server, Zugriff auf das Instituts-LAN und das Internet
 - DG-Bus - Spezialbus für den Anschluß von Bedienknöpfen (Drehgebern) zur „direkten“ Steuerung der Strahlführungselemente

- **Übersicht WinCC-Projekt „ELBE-Bedienoberfläche“**

Die Bedienstrategie der Arbeitsteilung Bedien-PC (WinCC-Clients) und Steuerprogramme der SPS'en des Leitsystems hat sich bewährt.

Bedien-PC: grafische Bedienoberfläche auf Basis des Siemens-Softwareproduktes WinCC (Windows Control Center) mit den wesentlichen Eigenschaften:

- **Menü-Button-gesteuerte Prozeßbilder** mit Parameterboxen /-feldern (Tastatur- und Drehgebereingaben) hierarchisch strukturiert
- **Visualisierung der Prozeßabläufe** über zustandsgesteuerte Symbole (Farbe, Größe, Sichtbarkeit), z.B. Strahldarstellung
- **Prozeßdatenvisualisierung** mittels Kurvenfenster (Darstellung der archivierten Prozeßdaten über der Zeit), Balken und variablen Flächen (Darstellung von Mengen und Volumina)
- **Textfenster für Meldungen** (Alarmer, Warnungen und Betriebsinformationen)
- **Archivierung ausgewählter Prozeßdaten und Meldungen** in SQL-Datenbank
- Integriertes **Online-Hilfesystem**

- SPS'en:**
- **zeit- und ereignisgesteuerte Prozeßführung** nach Sollwertvorgaben von WinCC
 - **Realisierung aller zeitlichen Abläufe** wie z.B. das Hochfahren der HV und HF, Scannen der Dipole u.ä.
 - **schnelle Reaktion auf Ereignisse**, die das Abschalten der HV, HF, Pulse oder Gatespannung zur Folge haben
 - **Überwachung / Verriegelung von Prozeßgrößen** (z.B. Vakuumventile – Vakuumpumpen, Kühlwasserventile – Durchflußmelder)
 - **Positionierung von Stellantrieben** (Blendensteuerung, Tuning u.ä.)
 - **Normierung von Prozeßdaten** (vereinfacht bzw. vereinheitlicht die Darstellung und Archivierung der Prozeßdaten)

- **Erfahrungen bei der Inbetriebnahme der 1. Ausbaustufe des Beschleunigers ELBE**

Zeitverhalten: - der parallele Betrieb von mehreren WinCC-Bedienstationen (Clients) ist praktikabel, d.h. die Bildaufbau- und Bildwechselzeiten sind nicht störend. Der Informationsaustausch zwischen WinCC-Server und Clients ist gut organisiert und ausreichend schnell.

- Die Archivierungszykluszeit kann für ausgewählte Prozeßvariable auf 500 ms gesetzt werden, ohne das es bei der Abspeicherung der restlichen Prozeßvariablen (einige Hundert getestet) merkliche Probleme gibt.

Sicherheit: - Die Sicherheit bzw. Zuverlässigkeit des eingesetzten industriellen Softwareproduktes WinCC (Vers. 4.02 / NT Vers. 4.0) wird als sehr gut eingeschätzt. Dies zeigt sich vor allem darin, daß die Parallelarbeit von Strahlbetrieb (Tests und Optimierung) sowie Softwareentwicklung am **aktiven** Projekt fast problemlos möglich war. Die Anlage arbeitet auch sicher bei Abtrennung bzw. Ausfall der Profibus-Verbindung, was sich auch als günstig bei den notwendigen Deaktivierungen des WinCC-Servers erweist.

- Die Sicherheit bzgl. Bedienrechte / Zugriffssteuerung auf Prozeßvariable ist leider nicht ausreichend. Die Zugriffsrechte sind an Bedienelemente gekoppelt, was nicht auf zugehörige Prozeßvariable übertragen werden kann. So kann der Zugriff auf Prozeßvariable aus anderen Applikationsprogrammen z.B. über OPC nicht entsprechend gesteuert werden, was ein wesentliches Sicherheitsrisiko darstellt.

- **Verbindung WinCC-Bedienoberfläche (Maschinensteuerung) und Zugriffsmöglichkeiten für „externe“ Applikationen**

Das WinCC-System wurde als „offenes“ Window-System konzipiert und bietet verschiedene Möglichkeiten der Kommunikation mit anderen Applikationen. Getestet wurde von uns die **OPC**-Schnittstelle für ein gekoppeltes Bildverarbeitungssystem (auf Basis Lab Windows und NI-Framegrabberkarte) und andere Diagnosetools (auf Basis Lab View).

Die Ergebnisse sind durchaus praktikabel, aber bzgl. der Zugriffssicherheit, wie bereits erläutert, nicht akzeptabel. Letzteres gilt auch für den Zugriff mit **SQL**-Kommandos auf die verwendete Datenbank (Sybase SQL Anywhere). Es lassen sich damit z.B. archivierte Daten über Excel verarbeiten, aber der Zugriff auf andere Prozeßdaten ist nicht immer ohne weiteres möglich, da der WinCC-Datenmanager nicht zu jeder Zeit alle Prozeßvariablen verfügbar macht. Probleme bereiten auch interne Dateibezeichnungen, die z.B. mit Acces nicht verarbeitet werden können.

OLE-Objekte wurden in Form der Einbindung des Internet-Explores für das Online-Hilfe- und –Informationssystem verwendet. Damit steht ein sehr universelles Hilfsmittel zur Verfügung, was sich auch außerhalb des WinCC-Systems (ohne die notwendigen Lizenzen) für die Prozeßinformation verwenden läßt.

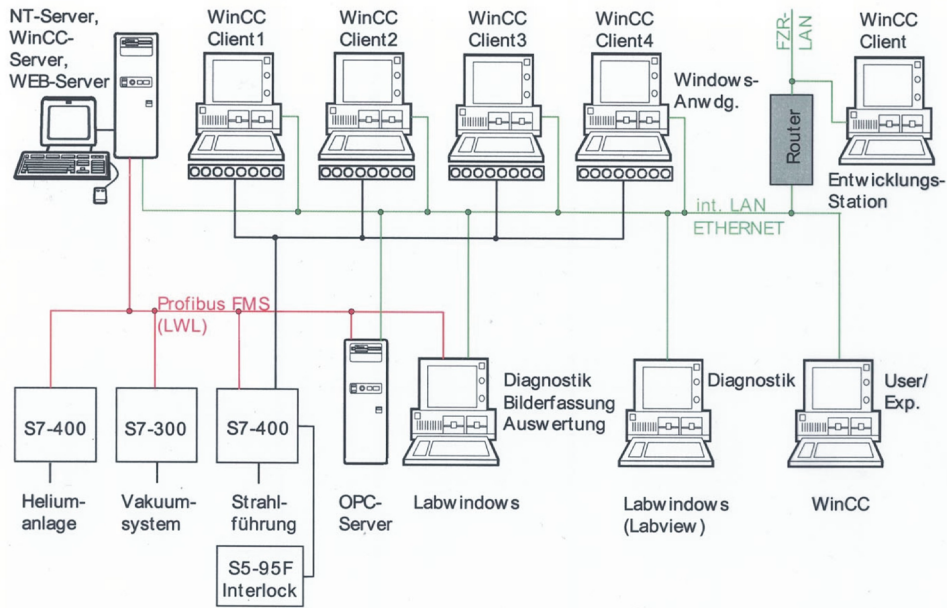
Die sogenannte **API**-Schnittstelle wurde bisher noch nicht verwendet, so daß diesbezüglich hier auch keine Aussagen getroffen werden können.

- **Beispiele für die WinCC-Bedienoberfläche des Leitsystems**

Mit einigen Screen-Copies der ELBE-Bedienoberfläche sollen die vorhergehenden Ausführungen illustriert werden.

Die Hauptmenü- und -bedienelemente sind in einem festen Rahmen angeordnet. Die Prozeß-Information und -bedienung erfolgt über hierarchisch aufrufbare Prozeßbilder. Die eigentlichen Parameterboxen und -felder sind i.d.R. auf der untersten Ebene angeordnet.

Die Farbe wird bewußt als Information und Orientierungshilfe (Menüzuordnung) eingesetzt. Die parallele Darstellung der Prozeßbilder auf mehreren Bedien-PCs verbessert die Übersichtlichkeit der Prozeßabläufe und Bedienerführung. Prinzipiell ist die Bedienung der Gesamtanlage aber über nur einen Bedien-PC möglich.



Grundstruktur des Leitsystems der Strahlungsquelle ELBE



ELBE07 leege Windows-Control-Center: >>PSS Elbe<< 28.09.01 13:54

Vacuum Beam Ctrl. MIS PSS Cool.S. Media Strahlbetrieb Beam on Pic.1 [no picture] open Pic.2 [no picture] open

ACCEL FEL.1 FEL.2 Nucl.Phys. Rad.Phys. Neut.Phys.

Overview Personal Safety System PSS (Interlock)

Beam Variant: 0 Accelerator Key "on" Spülzeit 2 min PSS deblockieren PSS enable (Outside)

Failure: Accelerator Key "on" Spülzeit 2 min PSS deblockieren PSS enable

Test Help Enable Vacuum Coolant

1 [no assignment] 2 [no assignment] 3 [no assignment] 4 [no assignment]

ELBE03: none ELBE04: none ELBE05: lehnertu ELBE06: leege ELBE07: none ELBE08: none ELBE09: lehnertu ELBE10: weiske FFE0: leege FFE24: none FFW0: none

