

WISSENSCHAFTLICH-TECHNISCHE BERICHTE

FZR-261

Mai 1999

ISSN 1437-322X

Archiv-Ex.:

**Bericht der Frühjahrstagung
der Studiengruppe für Elektronische
Instrumentierung vom 22. bis 24. März 1999
in der Ruhr-Universität in Bochum**

S
E
I

Herausgeber:
FORSCHUNGSZENTRUM ROSSENDORF
Postfach 51 01 19
D-01314 Dresden
Telefon (03 51) 26 00
Telefax (03 51) 2 69 04 61

Als Manuskript gedruckt
Alle Rechte beim Herausgeber

**Bericht der Frühjahrstagung
der Studiengruppe für Elektronische
Instrumentierung vom 22. bis 24. März 1999
in der Ruhr-Universität in Bochum**



Herausgeber:

Dr. Frank Gabriel i.A. der Studiengruppe für Elektronische
Instrumentierung der Forschungseinrichtungen und Universitäten

Tel.: 0351 / 260 - 3109

Fax: 0351 / 260 - 3110

E-mail: za-fwf@fz-rossendorf.de

Studiengruppe für Elektronische Instrumentierung



Teilnehmerliste 22.03. bis 24.03.99 in der Ruhr-Universität Bochum

<i>Badura, Eugen</i>	<i>GSI Darmstadt</i>
<i>Benk, Stefan</i>	<i>Ruhr-Uni Bochum</i>
<i>Born, Matthias</i>	<i>Uni Marburg</i>
<i>Brandt, B.-A.</i>	<i>Marburg</i>
<i>Deutsch, Werner</i>	<i>Max-Planck-Inst. für Strömungsforschung</i>
<i>Droste, Thomas</i>	<i>Ruhr-Uni Bochum</i>
<i>Ehret, Günter</i>	<i>FZ Karlsruhe</i>
<i>Gabriel, Frank</i>	<i>FZ Rossendorf</i>
<i>Grimm, Bernhard</i>	<i>MPI für Astronomie Heidelberg</i>
<i>Hilgers, Gerhard</i>	<i>PTB Braunschweig</i>
<i>Höland, Karsten</i>	<i>Ruhr-Uni Bochum</i>
<i>Klein, J. Winfried</i>	<i>Ruhr-Uni Bochum</i>
<i>Krömer, Oliver</i>	<i>FZ Karlsruhe</i>
<i>Leopold, Hans</i>	<i>TU Graz</i>
<i>Mende, Isolde</i>	<i>freie Publizistin</i>
<i>Meusbürger, Walter</i>	<i>TU Graz</i>
<i>Meyer, Ullrich</i>	<i>DESY</i>
<i>Müller, Klaus D.</i>	<i>Jülich</i>
<i>Notz, Dieter</i>	<i>DESY</i>
<i>Ortmann, Matthias</i>	<i>Ruhr-Uni Bochum</i>
<i>Rüschmann, Gustav</i>	<i>Uni Frankfurt</i>
<i>Seifert, Claudia</i>	<i>Siemens AG, KWU</i>
<i>Stolper, Matthias</i>	<i>DESY</i>
<i>Thielmann, Richard</i>	
<i>Thillosen, Nikolaus</i>	<i>S.E.T. St. Egreve</i>
<i>von Walter, Peter</i>	<i>Physik. Inst. Heidelberg</i>
<i>Wiggers, Jens</i>	<i>Ruhr-Uni Bochum</i>



Teilnehmer der Tagung

Vorträge zur
Frühjahrssitzung vom 22. bis 24. März 1999
an der Ruhr-Universität in Bochum

	Seite
Ein digitales Längenmeßsystem Matthias Ortmann, Wolfgang Weber <i>Ruhr-Uni Bochum</i>	5
Problematik der Bestimmung von Zugriffszeiten in vernetzten Systemen Thomas Droste, <i>Ruhr-Uni Bochum</i>	9
Neue Sensortechnologie in der Herzschrittmachertherapie Karsten Hoeland, <i>Ruhr-Uni Bochum</i>	13
Konzeption grafischer Benutzungsoberflächen in Software-Projekten Jens Wiggers, <i>Ruhr-Uni Bochum</i>	17
Echtzeitanforderungen an Virtual-Reality - Systeme Stefan Benk, Wolfgang Weber, <i>Ruhr-Uni Bochum</i>	23
Weg mit der Übernahmeverzerrung! Hans Leopold, Walter Meusburger <i>TU Graz</i>	28
Der ZEUS Siliziumstreifen­zähler Dieter Notz, <i>DESY Hamburg</i>	34
SIMOX-Analogschaltungen für Hochtemperaturanwendungen bis 300°C Petra Rolfes, <i>ELMOS GmbH Dortmund</i>	38
OLE for Process Control (OPC) (Übersicht) Friedrich Wulf, <i>HMI Berlin</i>	46
GSI-Therapieprojekt, der aktuelle Stand Eugen Badura, <i>GSI Darmstadt</i>	50
Mikromechanische Drehratensensoren und ihre elektronische Auswertung Oliver Krömer, <i>FZ Karlsruhe</i>	56
Magnetisch induktive Durchflußmessung mit kapazitivem Signalabgriff Helmut Brockhaus, <i>Fa. Krone, Duisburg</i>	64

Ein digitales Längenmeßsystem

Matthias Ortmann

Wolfgang Weber

Lehrstuhl für Datenverarbeitung, Ruhr-Universität Bochum, 44780 Bochum

Abstract

Es existieren verschiedene Möglichkeiten, die Länge eines Objektes zu messen. Werden die rein optischen Methoden betrachtet bei denen CCD-Sensoren eingesetzt werden, so benötigen diese Systeme ein abbildendes Objektiv und müssen somit in der Schärfe eingestellt werden. Dies kostet bei variierenden Abständen meist Zeit. Aus diesen Gründen soll hier ein Längenmeßsystem ohne abbildendes Objektiv vorgestellt werden, das nach dem Konturverfahren die Länge eines Objektes aus der mittels eines CCD-Zeilensensors aufgenommenen Grauwertverteilung des Schattens des beleuchteten Objektes durch Ermittlung der Wendepunkte bestimmt.

1 Einleitung – Stand der Technik

Wird bei der Bestimmung der Länge kleiner Objekte das optische Meßprinzip betrachtet, so werden meist Flächen-CCD-Sensoren zur Vermessung zweidimensionaler und Zeilen-CCD-Sensoren zur Vermessung von Objekten in einer Richtung eingesetzt. Bei beiden Varianten wird zur scharfen Abbildung immer ein Objektiv benötigt. Dies hat zur Folge, daß entweder der Abstand des zu vermessenden Objektes bekannt sein muß, so daß das Objektiv einmal scharf eingestellt wird, und sich alle weiteren Messungen dann auf diesen Abstand beziehen, oder daß es sich um ein für die SchärfEinstellung mit einem Motor versehenes Objektiv handelt. Hiermit kann ein Objekt in beliebiger Entfernung scharf eingestellt und dann vermessen werden, wenn das Objektiv verzeichnungsfrei ist. Beide Varianten haben jedoch den Nachteil, daß die reale Länge des Objektes über das Abbildungsgesetz berechnet werden muß. Dies ist relativ einfach möglich. Das Meßsystem muß jedoch erst kalibriert werden. Zusätzlich ist die Zeit, die für die Scharfstellung benötigt wird, nicht immer zu vernachlässigen, da bei bewegten Objekten meist Focuserien gemacht werden müssen.

Die angesprochenen Nachteile ergeben sich immer aus den zu verwendenden Objektiven, die, wird eine gute Abbildung erwartet, meist noch relativ teuer sind. Aus diesen Gründen soll hier ein Meßsystem, das nach dem Konturverfahren unter Verwendung von parallelem Licht arbeitet, vorgestellt werden, das ohne abbildende Objektive auskommt und innerhalb gewisser Grenzen unabhängig vom Abstand zwischen Objekt und Aufnahmeeinheit ist.

2 Das Meßprinzip

Bild 1 zeigt oben die prinzipielle geometrische Anordnung des Meßaufbaus. Eine Lichtquelle, die paralleles Licht aussendet und mindestens die Abmessungen des verwendeten CCD-Sensors besitzt, bestrahlt das zu messende Objekt. Das Objekt darf die Größe des verwendeten CCD-Sensors nicht überschreiten. Es wirft auf den sich unter dem Objekt befindlichen CCD-Zeilensensor ein Licht/Schatten-Muster [1]. Die sich ergebenden Grauwertverteilungen über den Pixeln geben direkt in digitalen Einheiten der Länge der Pixel Auskunft

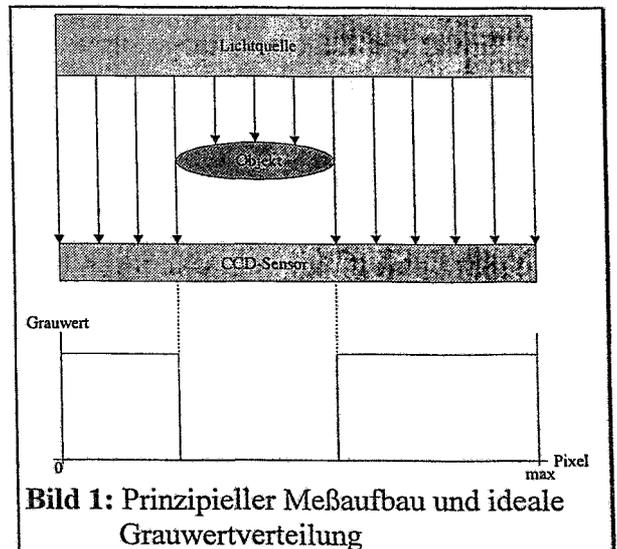


Bild 1: Prinzipieller Meßaufbau und ideale Grauwertverteilung

über die Länge des zu messenden Objektes. Hierbei zeigt Bild 1 im unteren Teil die theoretisch optimale Grauwertverteilung, die sich nur bei ideal parallelem Licht ergibt. Aus der Abbildung ist ersichtlich, daß das Meßprinzip unabhängig vom Abstand des Objektes zum CCD-Sensor bzw. zur Lichtquelle ist. Somit muß die reale Länge nicht noch über Abbildungsgesetze berechnet werden. Da eine Focussierung entfällt, ist eine kontinuierliche und schnelle Bildaufnahme möglich.

3 Die realisierte Hardware

Zur Aufnahme der Grauwertverteilung dient ein CCD-Zeilensensor des Typs ILX505A der Firma Sony. Hierbei handelt es sich um einen Schwarz/Weiß-Sensor mit 2592 effektiven Pixeln. Jedes Pixel hat eine Größe von $11\mu\text{m} \times 11\mu\text{m}$. Da der Sensor mit einer Austaktrate von 500kSps (Maximaltakt des ADUs) ausgetaktet aber durch eine starke Lichtquelle bestrahlt wird, ist seine Oberfläche durch eine fast schwarze Folie (belichteter, entwickelter Diafilm) abgedeckt, so daß bei der angegebenen Taktrate und

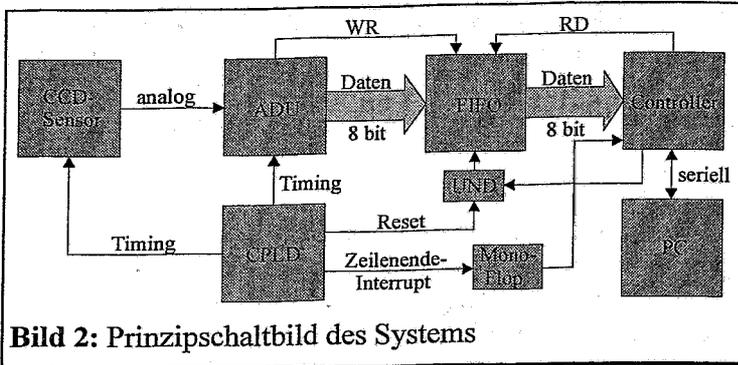


Bild 2: Prinzipschaltbild des Systems

bei der gewählten Beleuchtungsstärke eine optimale Ausnutzung des Dynamikbereiches des CCD-Sensors gewährleistet ist. Die vom Sensor gelieferten, analogen Signale werden, nachdem sie analog vorverarbeitet wurden, einem ADU (MAX120) zugeführt und digitalisiert. Der ADU schreibt die gewandelten Daten direkt in einen FIFO-Speicher (CY7C433). Die Taktung des CCD-Sensors und des ADUs übernimmt ein CPLD der Firma Lattice (ispLSI1024). Zusätzlich generiert es noch ein über ein Monoflop verlängertes Signal zur Anzeige des Zeilenendes für den Controller. Damit sichergestellt ist, daß sich immer nur die gültige Zeile in dem FIFO-Speicher befindet, löscht das CPLD den FIFO-Speicher nach jeder aufgenommenen Zeile durch einen Reset. Dieser kann durch ein vom Controller angelegtes Signal ausgeblendet werden, so daß die einmal aufgenommene Zeile unabhängig von der Aufnahmegeschwindigkeit verarbeitet werden kann. Diese Steuerungsmöglichkeit ist notwendig, da es sich bei der auf den FIFO-Speicher folgenden Verarbeitungseinheit um einen Mikrocontroller des Typs 80C552 handelt. Er sperrt, wenn er von dem auf einem PC laufenden Terminalprogramm über die serielle Schnittstelle den Befehl für eine neue Messung erhält, nach dem Erhalt des Zeilenendeinterrupts das Rücksetzsignal des CPLDs. Nun kann er die aufgenommenen Daten verarbeiten und das Ergebnis der Meßdatenauswertung an den PC weiterleiten oder auf einem Display anzeigen.

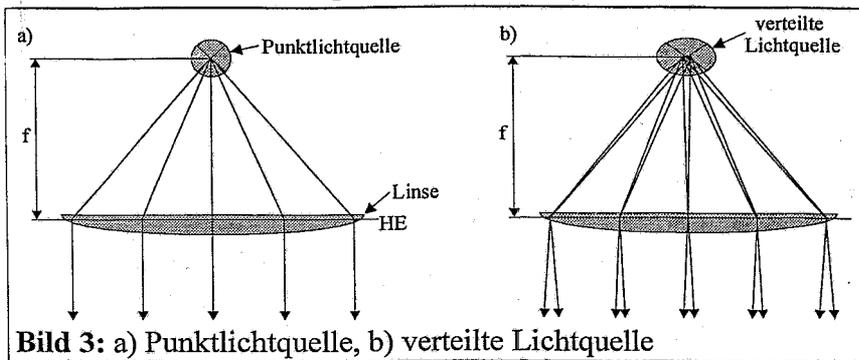
4 Die Beleuchtung

Wie in Bild 1 unten zu erkennen ist, ist die Art der sich ergebenden Grauwertverteilung in starkem Maße von den Eigenschaften der verwendeten Lichtquelle abhängig. Für dieses Meßsystem wird eine Lichtquelle benötigt, die ideal paralleles Licht abgibt.

Diese Forderung ist prinzipiell bei einem Laser gegeben. Hier stellt sich jedoch das Problem, daß die Leuchtfläche eines Lasers nur sehr klein ist. Die Aufweitung des Lichtstrahls durch ein Linsensystem, z.B. konvex $f \approx 1\text{cm}$ und konkav $f \approx 1\text{m}$, auf die benötigte Größe (bei dem verwendeten Sensor auf ca. 2,9cm) ist aufgrund der großen erforderlichen Linsenabstände nicht sinnvoll. Auch die Verwendung eines mechanisch verschiebbaren Lasers scheidet wegen des mechanischen Aufwandes aus.

Aus diesen Gründen wurde eine Anordnung gemäß Bild 3 a) eingesetzt. Im Vergleich zu der theoretisch idealen Lösung birgt der Aufbau einige Probleme. Ist die Anordnung optimal ju-

stiert, d.h., ist die Lichtquelle im Abstand der Brennweite f von der Linse und in der



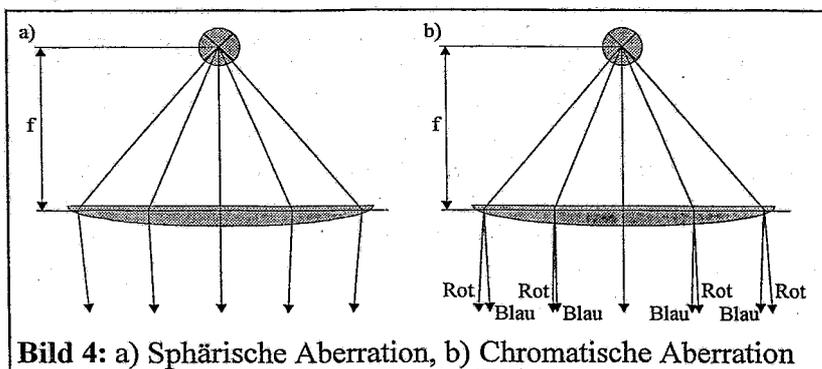
Hauptachse der Linse angeordnet, wird sich trotzdem kein ideales paralleles Licht ergeben. Dies liegt in erster Linie daran, daß keine ideale Punktlichtquelle existiert. Im vorliegenden Aufbau wurde z.B. ein Teil der Beleuchtungseinheit eines Dia-

projektors eingesetzt, in der eine Halogenlampe eingebaut ist. Dies hat zur Folge, daß, wie in Bild 3 b) zu sehen ist, die Strahlen nach der Linse divergieren, auch wenn sie durch den gleichen Punkt der Linse gehen, da sie von verschiedenen Punkten der Lichtquelle ausgehen. Wird nun ein Meßobjekt in dem Strahlengang positioniert, so wird es an den Kanten unterleuchtet und es existiert kein scharf abgetrennter Schatten. Abhilfe kann durch eine schmale aber tiefe Schlitzblende geschaffen werden, die die auf ihren Wänden auftreffenden Strahlen absorbiert. Die Auswirkungen der Unterleuchtung werden noch durch die im nächsten Kapitel erwähnten Linsenfehler [2] verstärkt.

4.1 Linsenfehler

Es sollen zwei Linsenfehler erwähnt werden. Als erstes sei die

1. Sphärische Aberration erwähnt. Sie tritt auf, weil die achsenfernen Strahlen aufgrund der Kugeloberfläche der Linse stärker gebrochen werden als die achsennahen Strahlen. Bild 4



zeigt unter a) ein Beispiel für die sphärische Aberration. Abhilfe kann durch asphärische Linsen, durch Linsensysteme oder durch Linsen mit sehr großer Brennweite, bei denen nur der mittlere Bereich, in dem die Strahlen als quasi parallel angenommen werden können, zur Erzeugung von parallelem Licht zur Beleuchtung des Sensors genutzt wird, geschaffen werden. Als zweites sei die

2. Chromatische Aberration erwähnt. Sie beruht auf der Tatsache, daß Licht unterschiedlicher Wellenlänge in Linsen verschieden stark gebrochen wird, da der Brechungsindex bei steigender Wellenlänge abnimmt. Bild 4 b) zeigt ein Beispiel für die chromatische Aberration. Abhilfe kann durch apochromatisch korrigierte Linsensysteme oder durch eine monochromatische Lichtquelle bzw. durch die Verwendung von Filtern und die entsprechende Ausrichtung für diese Lichtquelle geschaffen werden.

5 Der Algorithmus und die Meßergebnisse

Wie das Aufzeigen der möglichen Linsenfehler und die Erwähnung der nicht idealen Punktlichtquelle vermuten lassen, ist auch bei bester Ausrichtung des Meßsystems zu erwarten, daß die sich ergebende Grauwertverteilung nicht der Verteilung gemäß Bild 1 unten entspricht, und somit die Länge des zu messenden Objektes nicht sofort abgelesen werden kann. Aus den

theoretischen Überlegungen läßt sich vielmehr schließen, daß sich eher Meßkurven gemäß Bild 5 ergeben, die klar auf eine Unterleuchtung des Meßobjektes schließen lassen.

Wird nun eine reale Messung betrachtet, so ergeben sich Verläufe gemäß Bild 6. Um die Daten besser mit dem Digitalrechner verarbeiten zu können, werden sie erst mit einem Moving-Average-Algorithmus gefiltert. Das bedeutet, daß sich die Amplitude jedes Punktes als Mittelwert aus den Amplituden seiner Nachbarn ergibt. Dieser Algorithmus bewirkt je nach Fensterbreite eine stärkere oder weniger starke Glättung der Kurve. Dies bedeutet, daß das Rauschen zwar geringer wird, die Flankensteilheit an den Übergangsstellen jedoch auch abnimmt. Es ergeben sich Kurven mit dem Charakter des in Bild 5 gezeigten Verlaufes. Auf diesen

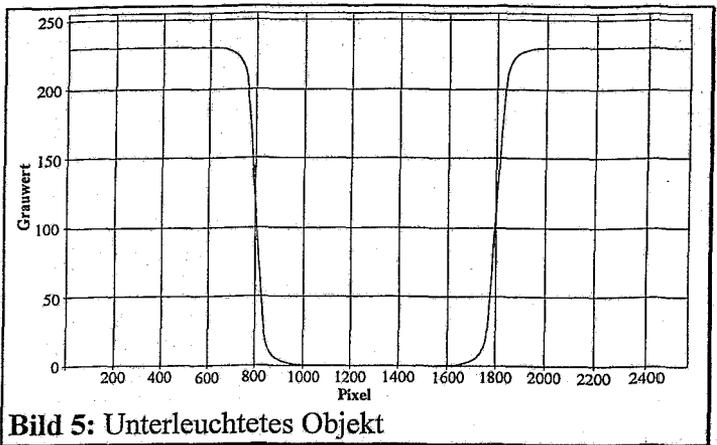


Bild 5: Unterleuchtetes Objekt

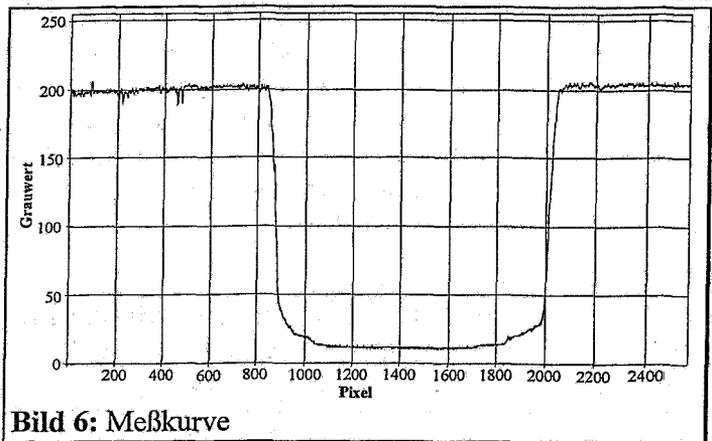


Bild 6: Meßkurve

Kurvenverlauf kann nun der eigentliche Algorithmus angewandt werden. Hierbei wird die Kurve auf Wendepunkte untersucht, da deren Abstand (Voraussetzung ist eine gleichförmige Unterleuchtung des Meßobjektes) multipliziert mit der Pixelbreite bei parallelem Licht genau der Länge des zu messenden Objektes entspricht. Hierbei wird die Steigung nicht bezogen auf den direkten Nachbarn ermittelt. Vielmehr wird die Tendenz über mehrere Pixel bestimmt, da so ausgeschlossen werden kann, daß der Algorithmus z.B. bereits kleine Schwarzwertschwankungen, die auch noch nach dem Moving-Average-Algorithmus existieren, als Objekt interpretiert. Sind die Wendepunkte gefunden, so kann aus der Differenz der Pixelnummern durch Multiplikation mit der Pixelgröße die Länge des Objektes berechnet werden. Dies ist möglich, da es sich nicht um ein abbildendes sondern um ein projizierendes Meßsystem handelt. Bei den durchgeführten Messungen wurden Übereinstimmungen mit den mit einer Mikrometerschraube gemessenen Werten von ca. ± 2 Pixeln erreicht.

Das beschriebene Verfahren erlaubt bei der Verwendung einer optischen Bank zur Erzeugung des parallelen Lichtes eine Längenmessung mit der Genauigkeit eines Pixels. Werden die Grauwerte über der Länge zusätzlich noch durch Splines interpoliert, so kann rein mathematisch eine Genauigkeit erreicht werden, die unterhalb der Pixelgröße liegt.

6 Danksagung

Herrn Paweletz danke ich für die Realisierung des Meßsystems in Hard- und Software im Rahmen seiner Studienarbeit.

7 Literaturverzeichnis

- [1] David S. Falk, Dieter R. Brill, David G. Stork: *Ein Blick ins Licht*, Springer-Verlag 1990
- [2] Bergmann, Schaefer: *Lehrbuch der Experimentalphysik - Optik*, 9. Auflage, Walter de Gruyter, 1993

Problematik der Bestimmung von Zugriffszeiten in vernetzten Systemen

Thomas Droste

Lehrstuhl für Datenverarbeitung, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik,
Ruhr-Universität Bochum, D-44780 Bochum - droste@etdv.ruhr-uni-bochum.de

Abstract

In einem lokalen Rechnerverbund ist die mögliche Zugriffszeit durch die physikalische Verfügbarkeit bestimmbar. Wird jedoch ein beliebiges, entferntes Zielsystem betrachtet, so kann die Zugriffszeit nicht direkt bestimmt werden. Voraussetzung ist eine Software, welche auf beiden Systemen installiert ist, um eine genaue Messung durchzuführen.

Dieser Artikel stellt eine passive Methode zur Messung vor, die auf dem Einsatz des ICMP¹ in TCP/IP-Netzwerken basiert. Dabei wird die Implementierung des Protokolls als eigene Software betrachtet, eine zusätzliche Installation eines Dienstes ist nicht erforderlich.

1 Einleitung

Die Zugriffszeit T ist die Antwortzeit T_A eines Systems plus der Signallaufzeit T_L auf eine Kommunikationsanforderung. Sie beinhaltet nicht die Weiterverarbeitung und die somit erfolgende Antwort, sondern bewertet nur die Netzwerkverbindung bzw. -anbindung selbst. Die physikalische Verfügbarkeit ist durch die Zugriffszeit T bestimmbar:

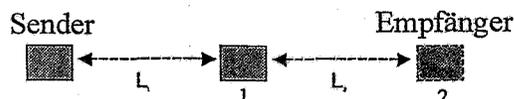
$$T = 2 \cdot T_L + T_A \quad T_{AK} \dots \text{konstant, unabhängig von der Paketgröße}$$

mit $T_A = T_{AK} + T_{AP}$ $T_{AP} \dots$ abhängig von der Paketgröße

Für ein vernetztes System ist die Zugriffszeit lokal durch die Topologie des lokalen Netzes mit T_L bekannt, die Antwortzeit ist unabhängig vom Zielsystem selbst.

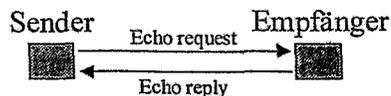
Bei einem globalen Netz setzt sich die Gesamtlaufzeit T_{Lges} aus den einzelnen Laufzeiten der Teilabschnitte zusammen (vgl. Abbildung 1):

$$T_{Lges} = \sum_{i=1}^n T_{Li} \quad n \dots \text{Anzahl der Abschnitte zum Zielsystem}$$



2 Grundidee

Die Bestimmung der Zugriffszeit erfolgt mittels des verbindungslose ICMP. Eine direkte Verbindung wird somit nicht aufgebaut, es muß demzufolge auf die Eigenschaften des Protokolls zurückgegriffen werden. Durch die Antwortzeit des Zielsystems in Form von ICMP-Nachrichten soll auf die Laufzeit und damit die Zugriffszeit auf das System ermittelt werden (vgl. Abbildung 2).



Weiterhin sollen sie Zwischenstationen in Bezug auf dessen Zugriffszeit betrachtet werden, da für ein Zielsystem mehrere Routen im WAN möglich sind, d.h. diese sich dynamisch ändern können. Daraus folgt wiederum eine Änderung der Gesamtzugriffszeit. Folglich muß die Zugriffszeit in Intervallen überprüft werden, damit die Bewertung aktuell bleibt.

¹ ICMP – Internet Control Message Protocol

Die Zwischenstationen werden indirekt ermittelt. Durch Erhöhung des TTL²-Wertes von 1 auf n in den ICMP-Headern werden die Pakete bis zur Station n nach dem Sender transportiert. Das TTL-Feld wird an jeder Zwischenstation dekrementiert. Wenn es den Wert Null erreicht wird eine entsprechende ICMP-Nachricht zurückgesendet (vgl. Abbildung3).

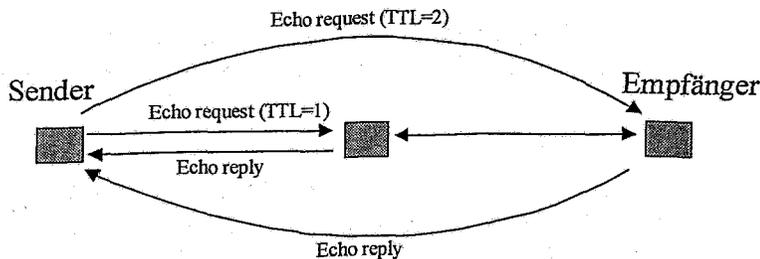


Abbildung 3: Beispiel einer Echo-Sequenz über eine Zwischenstation an einen Empfänger ($n=2$)

Eine Wiederholung bis zum Zielsystem ergibt gleichzeitig die Route der Pakete zwischen Sender und Empfänger.

3 Theoretisches Modell

Die Messung erfolgt in zwei Schritten. Zunächst wird ein ICMP-Paket mit kleinem Nutzdatenanteil und mit minimaler Paketgröße ($P_{min} = 32$ Byte, $T_L \rightarrow 0$, $T_{AP} \rightarrow 0$) gesendet, um damit die minimale Antwortzeit T_{Amin} zu erhalten. Die Zugriffszeit ergibt sich somit zu $T_{min} = T_{Amin} = T_{AK}$.

Es folgt eine Messung mit hohem Nutzdatenanteil ($P \gg 32$ Byte). Dabei wird von einem linearen Anstieg von T_L und T_{AP} ausgegangen (vgl. Abbildung 4). Es ergibt sich eine zweite Zugriffszeit T .

Aus beiden Messungen läßt sich die reale Bandbreite B_R bestimmen, die derzeit auf dem Medium verfügbar ist. Aus dieser kann durch Bereichsbestimmung die theoretische Bandbreite B_T ermittelt und damit die Netzwerkkategorie identifiziert werden. Mit B_T läßt sich wiederum der Zeitverlust T_L der Leitung berechnen. Die reale Bandbreite und der Zeitverluste der Leitung lassen sich durch folgende Gleichungen angeben:

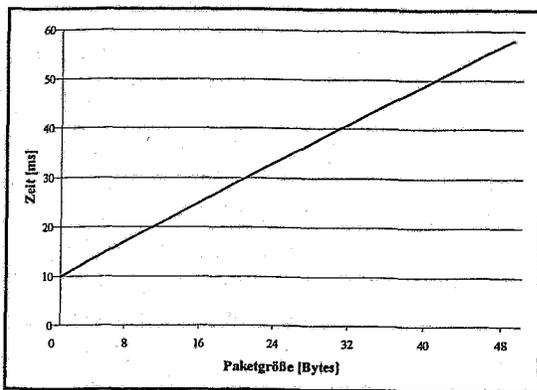


Abbildung 4: Übertragungszeit in Abhängigkeit der Paketgröße

$$B_R = \frac{2 \cdot P \cdot 8 \frac{\text{Bit}}{\text{Byte}}}{T - T_{Amin}}$$

$$T_L = \frac{P \cdot 8 \frac{\text{Bit}}{\text{Byte}}}{B_T}$$

Im weiteren erfolgt der Übergang auf n Abschnitte. Durch sukzessive Berechnung der vorhergehenden Abschnitte ist die reale Bandbreite des aktuellen Abschnittes $B_{R,n-1,n}$ zu ermitteln und daraus wiederum die entsprechenden Zeitverluste $T_{L,n}$:

$$B_{R,n-1,n} = \frac{2 \cdot P_n \cdot 8 \frac{\text{Bit}}{\text{Byte}}}{T - \sum_{i=1}^{n-1} T_{L,i} - T_{Amin,n}}$$

$$T_{L,n} = \frac{P_n \cdot 8 \frac{\text{Bit}}{\text{Byte}}}{B_{T,n-1,n}}$$

² TTL - Time to Live

Durch kontinuierliche Meßwiederholungen kann die Bandbreite weitestgehend eindeutig bestimmt werden. In der ersten Instanz wird eine Wiederholung der einzelnen Abschnitte durchgeführt. Dadurch lassen sich Verbindungsfehler bezüglich Antwortzeit und Timeout filtern, der minimale Spitzenwert dient zur Bandbreitenbestimmung.

In zweiter Instanz wird die Gesamtverbindung mehrmals gemessen. Eine Ausgleich von fehlerhaften Abschnittsmessungen findet statt. Die Unabhängigkeit von der aktuellen Netzwerkbelastung wird durch die zeitversetzte Messung erzielt, um dadurch Schwankungen der Netzwerkbelastungen auszugleichen.

4 Problemstellung

Die Problematik der Bestimmung ist durch das oben aufgestellte Modell differenziert zu betrachten.

Als erstes ist die Messung durch das ICMP zu betrachten. Die MTU³ ist für den ersten Abschnitt noch eindeutig, da sie direkt physikalisch bestimmbar ist, jede entfernte Station kann jedoch bezüglich ihrer MTU nicht mit Hilfe von ICMP-Nachrichten ermittelt werden. Fragmentierungen sind somit nicht erkennbar. Ein zweiter Nachteil liegt in der Implementierung des ICMP auf den einzelnen Systemen. Die Definition fordert Fehlerfreiheit, jedoch ist dies nicht gleichbedeutend mit vollständiger Implementierung. Durch fehlende, jedoch nicht Fehler verursachende Funktionen kann die Funktionalität des ICMP nicht ausgeschöpft werden. Dritter Schwachpunkt des ICMP ist die geräteabhängige Implementierung. Router verfolgen das Primärziel der Weiterleitung, die Beantwortung von ICMP-Nachrichten läuft sekundär ab. Dadurch ergibt sich eine Zeitabweichung zur realen Übertragung.

Um diesen Nachteilen zu begegnen müßte ein fester Dienst beidseitig eingerichtet werden, analog zu einer FTP-Verbindung. Die aktuelle Übertragung wäre somit errechenbar, jedoch nicht die der einzelnen Abschnitte.

Die Topologieeigenschaften (Ethernet, ATM, etc.) des Netzwerkes selbst ist ein weiterer Diskussionspunkt für die Bestimmung. Bei Ethernet z.B. wird durch das CMA/CD eine Ausnutzung der vollen Bandbreite verhindert wenn viele Stationen senden. Im Gegensatz dazu ist bei dem ATM die Nutzung eine definierte Bandbreite möglich. In Bezug auf die Ausnutzung der Bandbreite ist der gekapselte Datenstrom, d.h. inklusive Header und Nutzdaten zu betrachten. Die Segmentierung eines Netzwerkes durch Repeater, Bridge bzw. Hub, Switch, etc. fehlt in der Bestimmung ebenfalls. Jede Komponente erzeugt, da sie nicht ideal Übertragen kann, Laufzeiten. Es entstehen Zeitdifferenzen für verschiedene Segmente. Wird eine Modem-Verbindung betrachtet so kommen die Hardwarekomprimierung hinzu. In Abhängigkeit der Nutzdaten kann diese lokal ermittelt werden, jedoch nicht wenn ein Modem entfernt bzw. am Ende der Verbindung konnektiert ist.

Eine knotensensitive Auswertung ist hierbei ein möglicher Lösungsansatz. Die Betrachtung erfolgt auf MAC⁴-Ebene und die Komponenten zwischen den Knoten können daraufhin identifiziert werden. Um eine Komprimierung bei Modem-Verbindungen zu umgehen muß ein geeigneter Nutzdatenanteil gewählt werden, der durch die Komprimierungsverfahren nicht weiter im Volumen reduziert werden kann.

Die Abhängigkeit vom jeweiligen System ist ein weiterer Problempunkt. Die Antwortzeit ist u.a. abhängig von der Netzwerkkarte und dem implementierten Protokollstack. So differieren die Werte für Netzwerkkarten verschiedener Hersteller bezüglich ihres Durchsatzes. Die Protokollimplementierung selbst wirkt sich in Abhängigkeit der Anforderungen an das Zielsystem ebenfalls unterschiedlich aus. Zwischenknoten sind meist für eine optimale Übertragung der Daten ausgelegt, Arbeitsstationen hingegen für die Benutzung. Daher ist bei

³ MTU – Maximum Transfer Unit

⁴ MAC – Medium Access Control

letzteren die Antwortzeit höher, die Protokollumsetzung entsprechend langsamer. Die Verarbeitungsgeschwindigkeit hängt ebenfalls von der Hardware, Prozessor und Speicher ab, dazu kommt die aktuelle Systembelastung. Ist ein System ausgelastet kann es nicht auf Anforderungen sofort reagieren.

Um diese Probleme zu lösen kann wiederum ein beidseitiger Dienst Abhilfe schaffen, der die jeweiligen Systemparameter übermittelt. Der Nachteil liegt wiederum in der Notwendigkeit einer Dienstimplementierung an allen Abschnitten, da sonst keine Systeminformationen dieser übermittelt werden können.

Letztendlich ist das aufgestellte Modell selbst zu prüfen, da es auf einer Abhängigkeit der Daten basiert. Daraus ergibt sich eine Fehlerfortpflanzung die sich auf die Parameter des Modells auswirken, so z.B. $\sum_{i=1}^n T_{L,i} \Rightarrow B_{R,n-1,n}$. Das aktuelle Modellziel setzt auf eine ver-

bindungslose Messung auf, ohne einen speziellen zusätzlichen Dienst und nur durch protokollbasierende Messungen. Weiterhin steht die Ermittlung der Bandbreite einzelner Abschnitte im Vordergrund und somit die theoretisch (minimal) mögliche Zugriffszeit.

Der Lösungsansatz hierzu besteht in einer Änderung des Modells unter der Berücksichtigung der bereits beschriebenen Lösungsmöglichkeiten oder durch die Aufstellung eines neuen Modells durch andere Meßverfahren.

5 Ausblick

Durch die vorgestellten Lösungsansätze ist eine bessere Modellbeschreibung und eine genauere Bestimmung der Zugriffszeit durchaus denkbar. Die obigen Ansätze sind aber für WAN-Verbindungen teilweise nicht durchführbar, da sie u.a. einen zusätzlichen Dienst an jeder Zwischenstation benötigen. Für kleinere Teilnetze sind dies jedoch realisierbar, da sie örtlich begrenzt und eventuell leichter administrierbar sind. Es bleibt dabei eine Abschätzung zwischen Aufwand und Nutzen, der bei der weiteren Modellentwicklung und -umsetzung betrachtet werden muß.

An dieser Stelle möchte ich mich besonders bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Weber für die Unterstützung in der zu diesem Thema durchgeführten Studienarbeit bedanken, sowie bei Herrn Dr.-Ing. Gerd Nowack für die Anregung die Thematik auf der SEI-Tagung⁵ vorzutragen.

6 Literatur

- [LAN97] LANQuest Labs: 32Bit CardBus 10/100 MBps Benchmark, LANQuest, Fremont 1997
http://www.lanquest.com/reports/network_interface_cards/cardbus/100_mbps/
- [RIC94] Stevens, W. Richard: TCP/IP Illustrated, Volume 1, Addison-Wesley Publishing Company, Reading 1994, ISBN 0-201-63346-9
- [SCH99] Schüppel, Volker: Entwicklung einer Software zur Performance-Bestimmung einer Netzwerkverbindung, Studienarbeit S275, Lehrstuhl für Datenverarbeitung, Ruhr-Universität Bochum, Bochum 1999
- [STA98] Stasch, Eckhard: Ethernet, Fakultät für Informatik, Technische Universität Chemnitz, Chemnitz Juni 1998
<http://www.tu-chemnitz.de/mbv/PrintMedienTech/LEUTE/STASCH/Ethernet/>
- [TAY94] Taylor, Ed: The McGraw-Hill Internetworking Handbook, McGraw-Hill, New York 1994, ISBN 0-07-063263-4

⁵ Studiengruppe für Elektronische Instrumentierung, Frühjahrstagung 1999 an der Ruhr-Universität Bochum

Neue Sensortechnologie in der Herzschrittmachertherapie

K. Hoeland, M. Meine, M. Hexamer, A. Kloppe, J. Werner, G. Nowack¹

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

¹ Lehrstuhl für Datenverarbeitung, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Ruhr-Universität Bochum, IC 4/164, D-44780 Bochum

Anatomie und Physiologie des Herzens

Ein (menschliches) Herz besteht aus zwei Hälften, dem rechten und dem linken Teil. Diese Teile bestehen jeweils aus einem Vorhof (Atrium) und einer Kammer (Ventrikel). Zwischen diesen liegen die Segelklappen, die einen Rückfluß aus den Kammern in die Vorhöfe verhindern. Die Kammern werden dann durch die Taschenklappen von den folgenden Blutgefäßen, den Arterien getrennt. Während eines Pumpvorganges fließt das Blut durch die Vorhöfe in die Kammern, um dort durch eine Kontraktion in die großen Arterien zu gelangen. Die rechte Kammer pumpt das Blut in die Lunge (kleiner Kreislauf), die linke über die Hauptschlagader (Aorta) in den großen Kreislauf. Die Klappen bewegen sich passiv durch die Druckänderungen. Für eine normale Herzfunktion ist daher die Koordination zwischen Herzvorhöfen und Kammern wichtig.

Durch eine elektrische Erregung wird das Herz zur Kontraktion angeregt. Die Entstehung und Ausbreitung der Erregung ist durch die Anatomie des Herzens genau vorgegeben. Den zeitlichen Verlauf der Erregung kann durch das Elektrokardiogramm (EKG) sichtbar gemacht werden.

Zunächst entstehen im Sinusknoten (rechter Vorhof, siehe Abbildung) regelmäßig Impulse (60-70 Impulse/min in Ruhe und bis zu 200 Impulse/min unter Belastung). Diese regen die Herzmuskel (das Myokard) der Vorhöfe zur Kontraktion an. Im Atrioventricular-Knoten (AV-Knoten) wird ein eintreffender Impuls verzögert und nach ca. 150ms an das Erregungsleitungssystem der Kammern weitergeleitet. Die Verzögerung verhindert eine Kontraktion der Kammern, während diese gefüllt werden. Im Gegensatz zu den Vorhöfen erfolgt die Erregungsausbreitung in den Kammern zunächst über spezielle Leitungsbahnen bis zuletzt der Muskel die Impulse selber weiter überträgt.

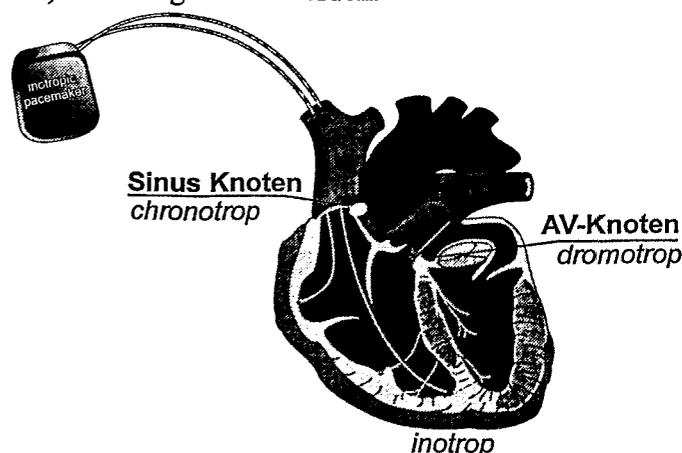


Abbildung 1: menschliches Herz

Herz und Körper als Regelsystem

Das Herzzeitvolumen (HZV), das Produkt aus Schlagfrequenz und Volumenförderung pro Schlag, paßt sich den Anforderungen des Körpers an. Dabei kann das HZV unter körperlicher Belastung auf das 5fache des Ruhewertes gesteigert werden. Bei gesunden Menschen wird die Menge durch das autonome Nervensystem geregelt, welches einige Parameter des Herzens durch sympathische und parasympathische Innervationen beeinflusst. Diese macht sich beim Sinusknoten als Frequenzsteigerung oder -senkung bemerkbar (chronotrope Wirkung), der AV-Knoten verkürzt oder verlängert die Verzögerungszeit (dromotrope Wirkung) und die Kontraktionsgeschwindigkeit und Kraft des Myokards wird erhöht oder erniedrigt (inotrope Wirkung).

Des Weiteren wird der Durchmesser der Blutgefäße teilweise über nervale Einflüsse verändert, damit der Strömungswiderstand und letztlich der Blutdruck. Dieser wird durch Barorezeptoren erfaßt und dem autonomen Nervensystem wiederum als Meßwert zugeführt.

So kann das System 'Herz - Kreislauf - autonomes Nervensystem' als ein belastungsabhängiger Regelkreis aufgefaßt werden.

Werden bestimmte Teile dieses Systems durch Krankheiten des Herzens funktionell eingeschränkt, ist der Regelkreis gestört.

Herzrhythmusstörungen

Im wesentlichen bedingen zwei Krankheitstypen des Herzens eine Behandlung mit einem Herzschrittmacher. Der erste Typ sind Erkrankungen des Sinusknotens. Diese werden unter dem Begriff Sick-Sinus-Syndrom (SSS) zusammengefaßt. Beim SSS ist entweder die Frequenz des Sinusknotens zu gering oder es gibt Aussetzer in der Impulsgenerierung. Diese Symptome bedingen einen Abfall des Blutdruckes und damit eine Minderdurchblutung des Gehirnes, was zu Ohnmacht führen kann. Ungefähr die Hälfte dieser Patienten haben gleichzeitig eine inadäquate Anpassung der Herzfrequenz unter Belastung. Der zweite Krankheitstyp sind Erkrankungen des AV-Blocks. Dabei ist die Verzögerungszeit des AV-Knotens verlängert, oder es wird nicht jeder Impuls des Sinusknotens weitergeleitet (z.B. nur jeder zweite oder dritte) und damit schlägt die Kammer zu langsam. Wenn gar keine Impulse des Sinusknotens weitergeleitet werden, übernehmen nachfolgende Erregungsleitungsbahnen die Impulsgenerierung, allerdings mit Frequenzen von nur ca. 15-45 Schlägen pro Minute.

Ein weiteres Anwendungsgebiet sind Patienten mit transplantierten Herzen, da dort die Nerven abgetrennt sind und eine Frequenzanpassung durch das autonome Nervensystem nicht mehr möglich ist.

Eine Behandlung mit implantierbaren Defibrillatoren ist nötig bei Patienten, bei denen im Herzen Vorhof- oder Kammerflimmern auftritt. Flimmern ist eine ungeordnete hochfrequente Erregungsbildung im Herzen. Dadurch tritt keine geordnete Kontraktion mehr auf und es wird kaum Blut gefördert.

Herzschrittmacher

Mit Herzschrittmachern können die oben beschriebenen Krankheiten behandelt werden. Der Schrittmacher gibt dazu elektrische Impulse ans Herz und löst damit Kontraktionen aus.

Herzschrittmacher bestehen aus einer elektronischen Schaltung zur Erzeugung der elektrischen Impulse, einer Telemetrieinheit zur Kommunikation mit externen Diagnose- und Programmiergeräten und einer Batterie zur Stromversorgung. Mit der Telemetrieinheit lassen sich Parameter aus dem Schrittmacher auslesen und umprogrammieren.

Außerhalb des Schrittmachers befinden sich die Stimulationselektroden, die in den rechten Vorhof und / oder in die rechte Kammer führen und dort verankert sind.

Stand der Technik: Steuerung / Regelung des Systems Patient - Herzschrittmacher

Bei Erkrankungen des AV-Blocks und gesundem Sinusknoten wird im Vorhof das Signal des Sinusknotens vom Schrittmacher erfaßt und mit einer Verzögerung (entsprechend gesundem AV-Block) vom Schrittmacher in der Kammer stimuliert. Hierbei wird die natürliche Herzfrequenz beibehalten und es muß nur die AV-Verzögerungszeit entsprechend der Sinusfrequenz angepaßt werden. In diesem Fall ist die Wiederherstellung der physiologischen Bedingungen durch den Schrittmachers als nahezu ideal anzusehen, da der Regelkreis wieder geschlossen wird.

Problematischer wird es beim SSS, da die optimale Stimulationsfrequenz (entsprechend einem gesunden Sinusknoten) ermittelt werden muß. Die meisten zur Zeit implantierten Schrittmacher zur Behandlung des SSS enthalten einen Aktivitätssensor (Vibrations- oder Beschleunigungssensor) zur Ermittlung der körperlichen Belastung des Patienten. Aus diesem Signal wird versucht, die benötigte Stimulationsfrequenz zu ermitteln. Jedoch ist dieses Signal unphysiologisch und korreliert kaum mit der natürlichen Stimulationsfrequenz. Psychische Belastungen z.B. werden mit diesem System gar nicht erfaßt. Der aktivitätsgesteuerte Schrittmacher bildet also eine Steuerung, die den Regelkreis nicht wieder schließt.

Da die Sinusfrequenz vom autonomen Nervensystem gesteuert wird, wäre es sinnvoller, weitere Parameter im Herzen zu messen, die ebenfalls vom autonomen Nervensystem gesteuert werden. Dies sind z.B. die AV-Verzögerungszeit (an diesem Projekt wird an unserem Institut ebenfalls gearbeitet), oder der inotrope Einfluß, welcher in diesem Bericht vorgestellt wird. Mit diesen Parametern könnte der natürliche Regelkreis wieder geschlossen werden.

Defibrillatoren

Die Behandlung von Kammerflimmern erfolgt mit einem Defibrillator. Dieser gibt Elektroschocks ab, die dafür sorgen, daß die kreisförmige Ausbreitung der Impulse unterbrochen wird, so daß sich die physiologische Ausbreitung der Impulse wieder einstellen kann.

Bei diesen Geräten muß ein Flimmern eindeutig erkannt werden, da einerseits ausbleibende Schocks zum Tod des Patienten führen könnten und andererseits unnötige Schocks für den Patienten sehr unangenehm sind. Die Erkennung des Flimmerns aus den im Herzen abgeleiteten elektrischen Signalen ist jedoch schwierig, besonders wenn gleichzeitig ein Herzschrittmacher implantiert ist, der Stimulationssimpulse abgibt. Besser wäre deshalb ein Meßsignal, welches den mechanischen Status des Herzen (Kontraktionen) erfäßt.

Neues Meßsystem zur Messung inotroper Parameter im Herzen

Das inotrope Signal enthält Parameter, die sich aus der Änderung der Kontraktionseigenschaften des Myokards ergeben. Dies sind u.a. die Geschwindigkeit der Kontraktion sowie das Volumen, das pro Kontraktion gefördert wird. Es gibt bereits einige Ansätze, wie inotrope Parameter des Herzens erfäßt werden können. So werden die Druckänderung in der Kammer oder die Vibrationen des Myokards gemessen. Jedoch liefern diese Systeme oftmals anstatt der gewünschten inotropen Parameter andere schwer zu definierende Parameter, und/oder sie sind technisch aufwendig, da ein elektrischer Sensor in der Elektrode im Herzen integriert werden muß und die Langzeitstabilität der Meßwerte oft unzureichend ist.

Wir suchten daher einen Sensor, der möglichst einfach und langzeitstabil einen guten inotropen Parameter liefert. Als geeigneten Sensor setzen wir einen Lichtwellenleiter (LWL) ein, der in der Elektrode integriert wird.

Die Elektroden im Herzen bewegen sich rhythmisch entsprechend der Kontraktion und werden dabei gebogen. Die Änderungen des Biegeradius lassen sich mit einem LWL erfassen. Röntgendurchleuchtungen von Herzen mit Schrittmacherelektroden, die während eines Kontraktionszyklus zu verschiedenen Zeitpunkten gemacht wurden, und die Auswertung anderer Quellen zeigen, daß die relevanten Biegeradien im Bereich von ungefähr 10mm bis zu 60mm liegen. Das zu entwickelnde Meßsystem muß also in diesem Bereich eine gute Meßempfindlichkeit besitzen.

Grundlagen Lichtwellenleiter (LWL)

Lichtwellenleiter, wie sie zur Datenübertragung oder zur Lichtenergieübertragung (z.B. Laserschweißen) genutzt werden, haben die Eigenschaft, daß ihre optische Dämpfung vom Biegeradius abhängt. Diese Dämpfung steigt exponentiell mit dem negativen Verhältnis von Biegeradius und weiteren Faserparametern. Da dieser Effekt besonders bei Multimode-Stufenindexfasern ausgeprägt ist, wird eine solche Faser eingesetzt. Der Kerndurchmesser beträgt bei dieser Faser 100µm und der Gesamtdurchmesser 250µm. Diese Faser ermöglicht ein gutes Einkoppeln des Lichts und ist andererseits flexibel genug, um die Beweglichkeit der Elektroden nicht zu beeinträchtigen.

Meßaufbau

Wenn der LWL in der Elektrode integriert werden soll, ist nur ein Ende der Glasfaser zugänglich. Daher muß der Aufbau so sein, daß das im Herzen liegende Ende der Glasfaser verspiegelt ist und am anderen Ende sowohl das Licht eingekoppelt wie auch ausgekoppelt wird. Die Verspiegelung erfolgt durch Aufdampfen von Gold oder Silber. Zum gleichzeitigen Ein- und Auskoppeln wird ein optischer Koppler verwendet (Abbildung 2: Meßaufbau). An dessen einem Ende wird das Licht eingekoppelt, auf der anderen Seite des Kopplers je zur Hälfte in die Meßfaser und in den Referenzempfänger übertragen, um Intensitätsschwankungen des Senders zu erfassen. Die Meßfaser wird über einen Stecker an den Meßaufbau (später Herzschrittmacher) extern angeschlossen. Das Licht durchläuft nun die Meßfaser, wird durch die Biegungen gedämpft, am verspiegeltem Ende reflektiert und nach nochmaligem Durchlaufen der Meßfaser wieder in den Koppler

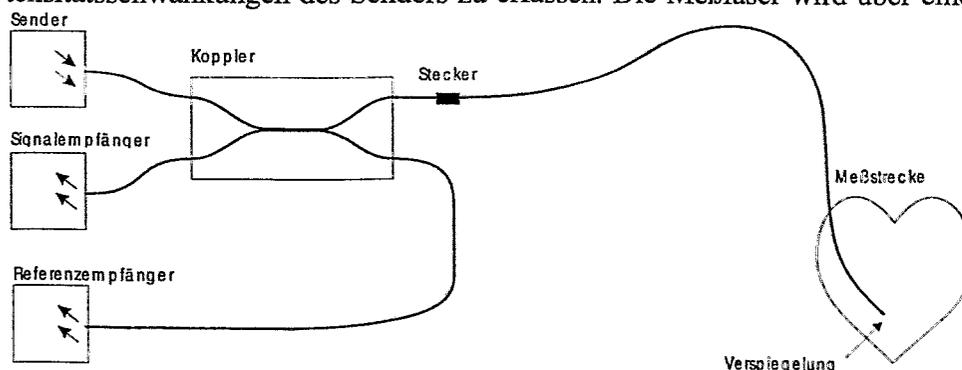


Abbildung 2: Meßaufbau

geleitet. Dort wird je die Hälfte an den Sender zurückübertragen und auf den Meßempfänger geleitet. Der Sender besteht aus einer Infrarot Sendediode (die Biegungsdämpfung steigt mit der Wellenlänge des Lichtes) und die Empfänger aus Photodioden. Da die Änderungen des Photostromes bedingt durch die Biegungsdämpfung nur im Promillebereich liegen, muß die Elektronik zur Meßsignalverstärkung entsprechend ausgelegt werden.

Dazu wird zunächst ein Offsetstrom vom Photostrom subtrahiert, und das Differenzsignal durch einen I/U Konverter in eine Spannung gewandelt. Dieses Signal wird dann verstärkt und durch einen Tiefpaß gefiltert. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß die Empfindlichkeit bis zu $1\text{V}/12,5\text{pA}$ eingestellt werden kann. Der Offsetstrom kann dabei einige μA betragen.

Über einen Mikrokontroller können Parameter wie die Offsetstromkompensation, Verstärkung und Sendeleistung manuell eingestellt oder durch den Mikrokontroller automatisch angepaßt werden. Später sollen dort Algorithmen integriert werden, die das Meßsignal auswerten und physiologische Parameter des Herzens berechnen.

Meßergebnisse

In einem ersten Prototyp zur Messung der biegungsabhängigen Dämpfung der LWL wurde Licht in einem Ende der Faser eingekoppelt und am anderen Ende ausgekoppelt. Zunächst diente der Aufbau zur Entwicklung der oben beschriebenen Verstärkerschaltung und anschließend zur Messung der Parameter des ausgewählten LWLs. Dazu wurde die Faser um Zylinder mit verschiedenen Durchmessern gewickelt und die Photostromänderung gemessen. Das Diagramm (Abbildung 3) zeigt die Stromänderung über einen Meßbereich von 20mm bis 120mm Zylinderdurchmesser.

In weiteren Versuchen wird das Meßsystem in einem „Working Heart“ in unserem Institut getestet. Das ist ein Versuchsaufbau, in dem ein „isoliertes“ Schweineherz in einem technischen Aufbau selbstständig

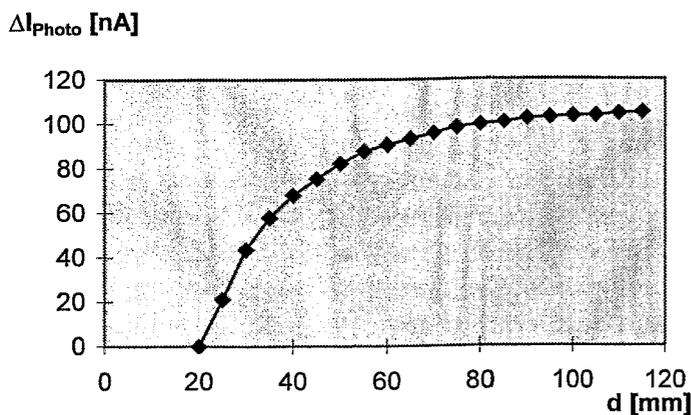


Abbildung 3: Änderung des Photostromes durch Biegung

weilerschlägt. Dort können Meßsignale des LWL-Sensors aus dem Herzen aufgenommen werden. Gleichzeitig werden andere Parameter des Herzens gemessen (z.B. Blutdruck, Strömungsgeschwindigkeit, EKG) und der Einfluß von Herzstimulation, Änderung der Vor- und Nachlast oder medikamentös beeinflusster Herzaktivität auf diese Parameter untersucht werden. Es ist damit also möglich, Korrelationen zwischen verschiedenen Herzparametern und dem LWL-Meßsignal zu gewinnen. Als mögliche Parameter erwarten wir die Kontraktionsgeschwindigkeit und das Schlagvolumen zu erhalten.

Schlußfolgerung

Unsere Meßeinrichtung bietet etliche Vorteile gegenüber bestehenden Systemen. Diese sind u.a. der Einsatz nichtelektrischer Komponenten (außerhalb des Schrittmachergehäuses) und dadurch eine perfekte Störuneempfindlichkeit gegenüber elektrischen und magnetischen Feldern sowie keine Stromversorgung des Sensors in der Elektrode, Langzeitstabilität der Sensorempfindlichkeit und ein Meßsignal, daß unabhängig vom elektrischen Status des Herzens ist (wichtig für Defibrillatoren).

Konzeption grafischer Benutzungsoberflächen in Software-Projekten

Jens Wiggers

AG Integrierte Informationssysteme, Ruhr-Universität Bochum, 44780 Bochum

Motivation

Durch die immer kürzeren Entwicklungszyklen der Mikroprozessoren steigt die Rechenleistung moderner PCs ständig an. Als Folge dieser Entwicklung können immer komplexere Probleme durch immer umfangreichere Softwareprogramme gelöst werden.

Der steigende Komplexitätsgrad der Software bedingt steigende Anforderungen an die Entwickler-Teams. Das führt zur Notwendigkeit, die gegebene Aufgabenstellung zu modularisieren. Bereits auf dieser abstrakten Ebene kann mit Hilfe des objektorientierten Paradigmas eine Lösung erarbeitet und bis zur Implementierung konsequent objektorientiert umgesetzt werden.

Insgesamt entsteht eine Schnittstellenproblematik, die mit der textuellen Beschreibung der Schnittstellen zwischen den Modulen beginnt und bei der exakten Definition der Schnittstellen der programmierten Komponenten in Form von Methoden und Übergabeparametern endet. Der Erfolg der Arbeit wird erst bei der Integration der Module zum Gesamtprodukt sichtbar.

GUI-Design Problematik

Die beschriebene Problematik gilt im besonderen auch für die Gestaltung der grafischen Benutzungsoberfläche (GUI). Sie stellt sicher, daß auch Nichtexperten die volle Funktionalität der Programme ausnutzen können und ist somit ein wesentliches Software-Qualitätsmerkmal. Daraus resultiert der immer größer werdender Stellenwert der GUI-Entwicklung im Software-Designprozeß. Der anteilige Aufwand für die Entwicklung der Benutzungsoberflächen betrug 1984 30-35% und 1992 bereits 50% [1].

Als logische Konsequenz der ständig steigenden Anforderungen an das GUI und die damit verbundene Spezialisierung der Designer bezüglich Softwareergonomie, folgt eine Trennung der Entwicklung der eigentlichen Anwendung von der des GUI (s. Abbildung 1).

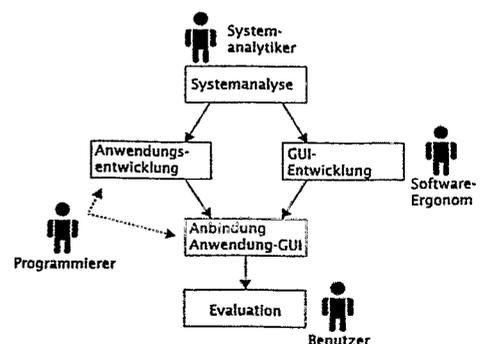


Abbildung 1: Trennung von Anwendungs- und GUI-Entwicklung [2]

Das Ziel der Softwareergonomie definiert sich in der menschen- und aufgabengerechten Anpassung der Software an die Bedürfnisse der Benutzer. In diesem Zusammenhang legt die VDI-Richtlinie 5005 Handlungsflexibilität, Kompetenzförderlichkeit und Aufgabenangemessenheit (vgl.

Abbildung 2) als Ziele fest. Wie können die – eher theoretischen – Anforderungen nun in der Praxis umgesetzt werden?

Die Benutzer erwarten eine einheitliche Gestaltung des GUI (look-and-feel) und die Umsetzung von bekannten (Quasi-)Standards in diesem Bereich. Das praktische Problem entsteht durch

die Vielzahl der Entwickler, die Teilkomponenten des Gesamtprodukts bearbeiten und die diese Forderungen durchaus unterschiedlich umsetzen können. Populäre Lösungsansätze bestehen in der Vorgabe von Gestaltungsregelwerken (Style-Guides) und/oder eines festen Erscheinungsrahmens (Framework).

Style-Guides legen Grundregeln für die grafische Gestaltung des GUI fest. So soll ein anwendungsübergreifendes einheitliches look-and-feel sichergestellt werden. Die Definition von Regeln impliziert gleichzeitig den größten Nachteil des Regelwerkes: es ist beschränkt. Jede nicht exakt definierte Problemstellung eröffnet einen Entscheidungsfreiraum für die Entwickler und birgt so ein potentielles Risiko der Abweichung vom erstrebten Standard. Die stetige Erweiterung der Style-Guides zur Erfassung aller Problemstellungen zieht eine entsprechend lange Einarbeitungszeit für die Entwickler nach sich. Damit werden so indirekt unter Umständen erhebliche Kosten verursacht.

Eine weitere Möglichkeit zur Vereinheitlichung der Benutzungsoberfläche einer Software ist die Vorgabe eines Frameworks in der Art, wie z.B. bei der Entwicklung von Webseiten: Es wird von vornherein festgelegt, welche Elemente wie und an welcher Stelle auf der Benutzungsoberfläche agieren. Jedes Modul muß sich in diesem Rahmen darstellen und ist in der individuellen Gestaltung des look-and-feel auf die Vorgabe des Frameworks beschränkt. Nachteilig bei diesem Lösungsansatz ist aber die fehlende Flexibilität. Kommt ein neues – in den vorherigen Überlegungen nicht berücksichtigtes – Modul hinzu, muß das ganze Framework überarbeitet werden. Die Wiederverwendbarkeit gleicher Muster bei mehreren Modulen wird nicht unterstützt und so die Wartbarkeit der Software verschlechtert.

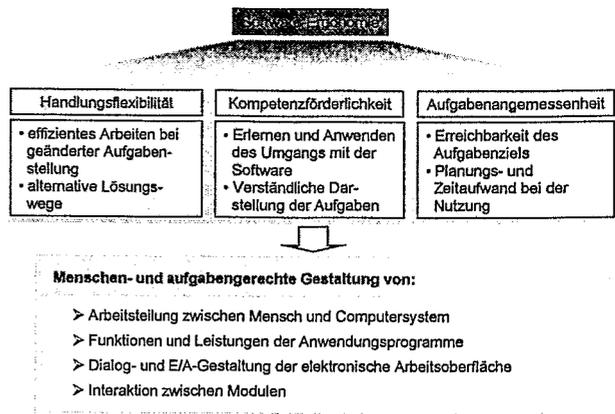


Abbildung 2: VDI-Richtlinie 5005

Schließlich kann der Test des Gesamtprojektes nur durch eine aufwendige Neuübersetzung aller Quellen erfolgen.

Lösungsansatz

Für eine optimale Lösung, ein flexibles Framework, können folgende Anforderungen aufgestellt werden:

- Vorgabe eines einheitlichen look-and-feel durch vorgegebene Organisation des GUI
- Realisierung der Module als eigenständige ausführbare Komponenten, die sich im Rahmen des Frameworks selbständig darstellen
- Erweiterbarkeit des Frameworks durch neue Module ohne Änderung des Framework-Quellcodes
- Bereitstellung von wiederverwendbaren Elementen durch das Framework
- Örtliche Ungebundenheit der Komponenten, d.h. sie können dem ausführenden Rechner über ein Netzwerk zur Verfügung gestellt werden

Für die technische Umsetzbarkeit dieser Anforderungen ist die Wahl der Programmiersprache ein entscheidender Faktor. Die im Hinblick auf ihre Verbreitung noch relativ junge Programmiersprache Java bietet dazu Lösungen an. Durch das Konzept der virtuellen Maschine ist die eigentliche Programmierung unabhängig von der Ausführungsplattform. Dazu implementiert Java eine Klassenbibliothek „Swing“, die eine vom Betriebssystem unabhängige GUI-Entwicklung erlaubt. Das look-and-feel ist damit in weiten Grenzen frei durch den Programmierer definierbar. Die Sprache selbst ist vollständig objektorientiert und syntaktisch an C bzw. C++ angelehnt. Sie ist für den Einsatz in Computernetzen ausgelegt. In Java wurde auch ein Komponentenmodell realisiert (JavaBeans).

Die Einzelkomponenten – auch Beans genannt – werden direkt in Java programmiert und „erben“ die bereits erwähnten Eigenschaften:

Plattformunabhängigkeit, Portabilität und Objektorientiertheit. So sind sie wiederverwendbar und der gesamte Code wird besser wartbar. Jede Java-Applikation

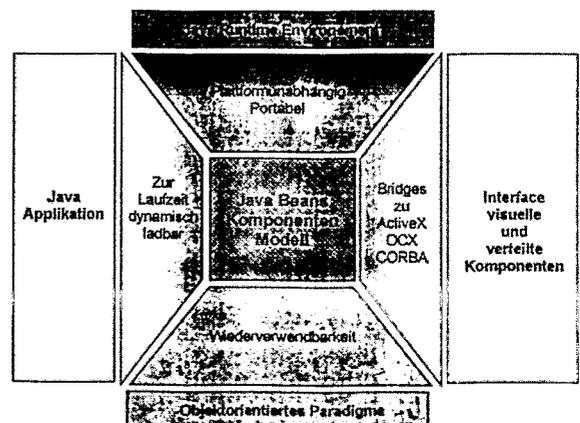


Abbildung 3: Java-Beans

kann einzelne Beans zur Laufzeit – z.B. auch über ein Netzwerk – nachladen, d.h. jede Bean

wird einzeln kompiliert und dann dynamisch eingebunden. Desweiteren bietet das Java-Beans Konzept auch Schnittstellen zu Komponenten-Systemen anderer Hersteller (ActiveX, OCX) und zu Verteilten Systemarchitekturen wie z.B. CORBA. (vgl. Abbildung 3)

Aus diesen Gründen wird Java in der AG Integrierte Informationssysteme als Programmiersprache eingesetzt. Die Realisierung des Projektes *NetPro* soll hierfür als Beispiel dienen.

Umsetzung am Beispiel *NetPro*

NetPro ist ein wissensbasiertes Toolset zur Auslegung von Computernetzen. Basis für die optimale Auslegung oder das Reengineering eines Netzes bilden Aufbau- und Ablauforganisation eines Unternehmens. Sie bestimmen letztlich den Work-Flow sowie die Nutzungsprofile und damit den Datenverkehr im Bezug auf Mengen, Zeiten und Sicherheitsanforderungen. Für die technische Realisierung – insbesondere hinsichtlich der Verkabelung – ist die bauliche Infrastruktur ein notwendiger Parameter. Beim Reengineering sind bereits vorhandene Hard- und Softwarekomponenten – wenn möglich – in die neue Lösung zu integrieren.

Für die Eingabe aller Parameter wurde ein flexibles Framework in Java implementiert. Jeder Kreis in Abbildung 4 repräsentiert ein Modul, welches ein Student bearbeitet. Im Rahmen von Projektgesprächen sind zunächst

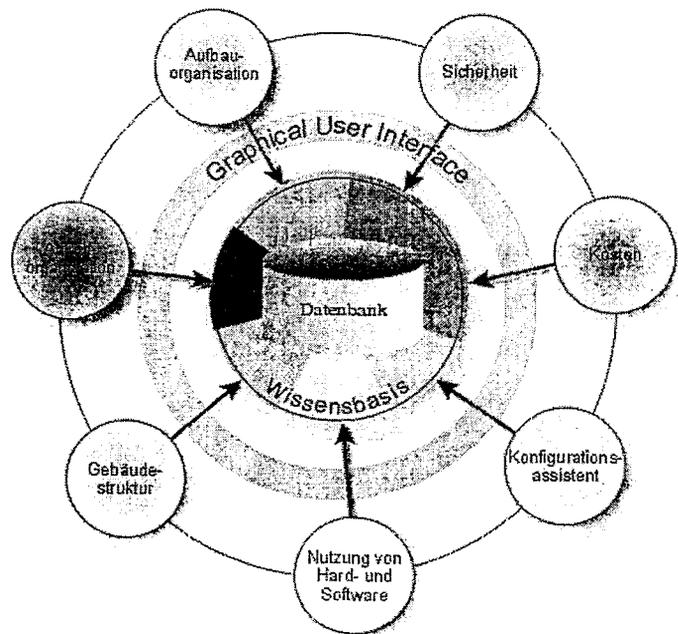


Abbildung 4: NetPro-Eingabemodule

die Schnittstellen untereinander und zur Datenbank festgelegt worden, um dann die Module als Java-Beans-Komponenten zu implementieren. Das Framework, in dem sich die Beans darstellen, ist als eigenständige Java-Applikation realisiert worden.

Diese Applikation bedient sich der Java-Swing-Klassen, um ein plattformunabhängiges GUI zu implementieren. Abbildung 5 zeigt einen Screenshot des GUI. Das Fenster ist dreigeteilt: im linken Teil ist eine Element zur Darstellung von Baumstrukturen (Tree), im rechten Teil ein Container (Repository) für Drag&Drop-Funktionalität angeordnet. Beide können von der

sich in der Mitte darstellenden Komponente des jeweiligen Moduls genutzt werden. Nach einer Analyse der wiederverwendbaren Muster in allen Modulen zeigte sich, daß gerade Tree und Repository häufig Verwendung finden. Im Sinne der mehrfach erwähnten Vorteile der Wiederverwendbarkeit sind sie einmal im GUI implementiert und stehen dann jeder Komponente über definierte Schnittstellen zur Verfügung.

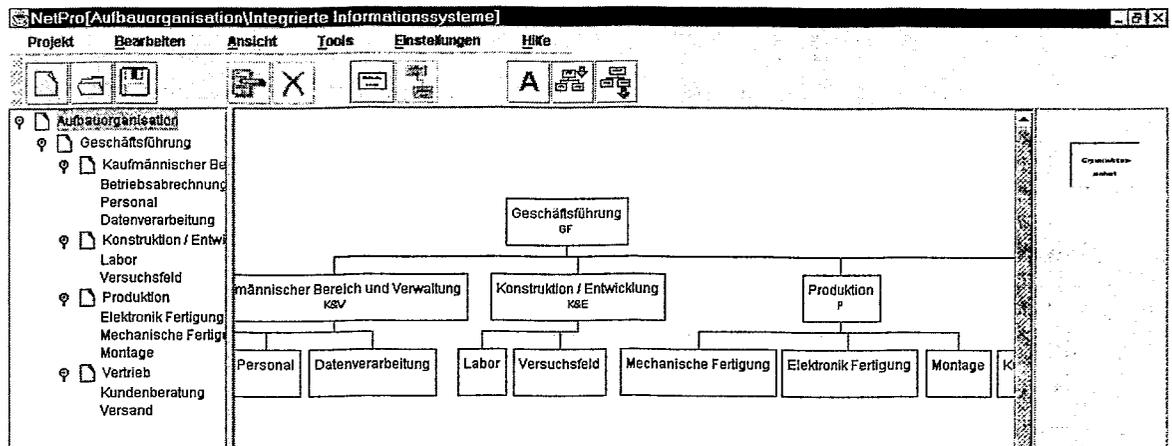


Abbildung 5: Flexibles Framework von *NetPro*

Im oberen Teil der Abbildung befinden sich eine Menüleiste und eine Schaltknopf-Leiste (Toolbar). Ihre Grundkonfiguration und -funktionalität sind ebenfalls durch das GUI vorgegeben. Jede Komponente kann aber so programmiert werden, daß diese Konfiguration durch Erweiterung an spezielle Bedürfnisse, z.B. durch das Einfügen von Menüeinträgen, angepaßt wird.

Neben der Vorgabe, das Modul als Java-Bean in das flexible Framework einzupassen, erhalten alle Entwickler der Eingabemodule zusätzlich einen Style-Guide, der primär für eine einheitliche Bedienbarkeit der einzelnen Module sorgt (z.B. Kontextmenüs, Tool-Tips).

Ausblick

Zur Zeit kann das GUI neue Module zur Laufzeit erkennen und einbinden, wenn sie sich auf dem lokalen Rechner befinden. Die Komponentenarchitektur der Java-Beans erlaubt auch die dynamische Anbindung von Modulen über ein Netzwerk. Vorstellbar ist somit folgende Weiterentwicklung des GUI:

Die Entwickler legen ihr Modul auf ihrem lokalen Rechner in der letzten stabilen Version ab. Ein auf einem zentralen Rechner aufgerufenes GUI lädt sich über ein beliebiges (Inter-)Netzwerk die notwendigen Komponenten nach.

So ist jederzeit eine Überprüfung des aktuellen Implementierungsstandes speziell im Hinblick auf Schnittstellenproblematik und softwareergonomische Aspekte möglich.

Danksagung

Entwurf und Realisierung des GUI wurden im Rahmen einer Diplomarbeit von Herrn Abdelghani Faiz durchgeführt, der durch seine Erfahrung die mit dem Einsatz des JDK 1.2 auftretenden Probleme souverän löste.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Y. Tüchelmann danke ich für seine Anregungen und Unterstützung.

- [1] Smith, Mosier, *Design guidelines for the user interface software*, Technical Report ESD-TR-86-278, U.S. Air Force Electronic Systems Division, Massachusetts, 1986
Myers, Rosson, *Survey on User Interface Programming*, In: Proceedings CHI'92, ACM-Press, Yew York, 1992
- [2] Hofmann, *Grafische Benutzungsoberflächen*, Spektrum Akademischer Verlag, Heidelberg/Berlin, 1998

Echtzeitanforderungen an Virtual-Reality – Systeme

Eine Entscheidung zwischen Qualität und Aktualität

Stefan Benk, Wolfgang Weber

Abstract

Die Besonderheit von Virtual Reality – Systemen ist, daß die Aktualität der Datenströme von größerem Interesse ist als die Qualität.

VR-Datenströme müssen verlustbehaftet sein dürfen!

Im Gegensatz zum Zahlungsverkehr, wo auf Heller & Pfennig genau abgerechnet werden muß, spielt die Genauigkeit der Bild- und Tondaten in einem VR-System eine untergeordnete Rolle.

Für den elementaren Informationsgehalt von VR-Daten ist nur ein geringer Datenstrom nötig. Für einen realitätstreuen Informationsgehalt steigt aber hingegen die Anforderung an den Datenstrom exponentiell an.

Dieser Beitrag definiert die Echtzeitanforderungen an VR-Systeme und zeigt Möglichkeiten zur adaptiven Verbesserung der Resultate auf.

Problematik in VR-Systemen

Da der Benutzer von VR-Systemen jederzeit in die Parametrisierung der virtuellen Szenerie eingreifen kann, laufen die Systeme der aktuellen Zeit immer hinterher. Die Auswertung der Parameter und der daraus resultierenden Generierung eines Bildes, können erst nach dem Eingriff berechnet werden. Ist die Zeit zwischen der Manipulation und der daraus resultierenden Antwort des VR-Systems kaum merkbar, so wird von Echtzeitfähigkeit gesprochen. Dies sagt allerdings nichts über die Realitätstreue des VR-Systems aus.

Die Antwortzeit hängt im Wesentlichen von der Komplexität und der Leistungsfähigkeit des VR-Systems ab. Ein Faktor, der dieses auszudrücken versucht, ist die Anzahl von Flächenprimitiva (normalerweise Dreiecke), die in einer Sekunde berechnet werden müssen (Komplexität) bzw. können (Leistungsfähigkeit).

Um die Leistungsfähigkeit zu steigern, bzw. höhere Komplexität und somit realitätsnähere Ergebnisse zu erhalten, sind verschiedene Ansätze möglich. Pipelining und Parallelisierung sollen hier nur am Rande erwähnt werden.

Eine andere Möglichkeit der Leistungssteigerung ist die Berechnung von Daten in freien Rechenzeitschlitzen, bevor diese angefordert werden. Diese Methode kann allerdings nur effektiv arbeiten, wenn auch eine Vorhersagefunktion vorhanden ist, die mit ausreichender Genauigkeit in die Zukunft schaut. War die Vorhersage allerdings unzutreffend, so sind auch die vorberechneten Daten unbrauchbar.

Die Rechenleistung von Computern und die Bandbreite von Datennetzen wird somit auch nie ausreichen, Realitätstreue bei VR-Systeme zu erreichen. Dies kann auch nicht das Ziel sein. Das Ziel sollte eine an dem Benutzer orientierte Simulation sein.

⇒ Die Wirklichkeit braucht nur so gut simuliert zu werden, wie sie vom Benutzer auch nur wahrgenommen werden kann.

Grundlegende Anforderungen an VR-Systeme

Die Bandbreite und Rechenleistung von VR-Systemen ist begrenzt. Deshalb muß auch eine Klassifizierung der VR-Datenströme vorgenommen werden, um die Ressourcen optimal nutzen zu können. Klassische Ressourcenverteilungsfunktionen können nicht zum Tragen kommen, da VR-Datenströme eigenen Gesetzmäßigkeiten unterliegen.

- Verlustbehaftung

- Iteratierbarkeit
- Interpolierbarkeit
- Vorhersagbarkeit

In diesem Beitrag sollen im Folgendem nur die visuellen und akustischen Anforderungen betrachtet werden.

Zeitliche Anforderungen an visuelle Daten

Zu unterscheiden sind zum einem die Quantisierungsintervalle und zum anderem die Totzeit zwischen der Manipulation und Antwort des VR-Systems.

Bei der visuellen zeitlichen Anforderung an die Bildwiederholfrequenz haben sich folgende Standards etabliert:

Medium	Bilder/Sekunde
Kino	24
Fernsehen PAL	25 = 50/2
Fernsehen NTSC	30 = 60/2
Computerarbeitsplatz	> 72

Die Anforderung an VR-Systeme in Anlehnung an das Auge des Benutzer ist allerdings wesentlich niedriger. Das zeitliche Auflösungsvermögen des Auges kann durch zwei Grenzwerten charakterisiert werden. Die Einzelbilderkennungszeit und die Flimmergrenzfrequenz.

Die Einzelbilderkennungszeit des menschlichen Auges beträgt bei einfachen geometrischen Objekten ca. 100ms. Komplexere Szenerien bedürfen deutlich längeren Zeiten. Flimmern hingegen kann sogar noch bei Zeiten unter 20ms wahrgenommen werden. Der Flimmereindruck entsteht allerdings nur, wenn sich zwei aufeinanderfolgende Bilder im Wesentlichen unterscheiden. Beim Computermonitor ist das der visuelle Desktop des Betriebssystems gefolgt von einem schwarzen Leerbild, welches durch die begrenzte Nachleuchtdauer der Bildröhre entsteht.

Die Totzeit der visuellen Anforderung sollte demzufolge bei der Einzelbilderkennungszeit liegen (ca 100ms).

Zeitliche Anforderungen an akustische Daten

Bei der akustischen zeitlichen Auflösung des Gehörs liegen die Grenzen bei 20kHz. Daraus ergibt sich ein Quantisierungsintervall von $1/(2 \cdot 20\text{kHz}) = 25\mu\text{s}$. In Anlehnung an den CD-Standard sollte als Grenze $1/(44.1\text{ kHz}) = 22,7\mu\text{s}$ gewählt werden.

Die Totzeitanforderung bei akustischen Daten ist hingegen komplexer. Für einen unabhängigen akustischen Datenstrom werden Laufzeiten von bis zu 200ms vom Gehirn nicht registriert. Bei voneinander abhängigen Datenströmen wie z.B. bei Tönen in einem Musikstück können Zeiten von 2ms noch wahrgenommen werden.

Stereosignal bzw. die simultane Ansteuerung mehrerer Lautsprecher erlauben maximale Laufzeitunterschiede von $30\mu\text{s}$, da das Gehirn ansonsten die zeitliche Differenz als Richtungsinformationen auswertet

Unabhängige akustische Signale können hingegen bis zu 200ms zeitlich versetzt ausgegeben werden, ohne dass dies als störend empfunden wird.

Örtliche Anforderung an visuelle Daten

Die visuelle örtliche Auflösung wird in Punkte/Flächeneinheit angegeben (z.B. DPI). Jeder Punkt wird wiederum durch eine Farbe repräsentiert, die in Grundfarben unterteilt werden kann.

Das Auflösungsvermögen des menschlichen Auges wird in Bogenminuten angegeben. Das Auge kann in der ‚fovea centralis‘ bis auf eine Bogenminute exakt auflösen. D.h., bei einem Objektstand von 200mm werden extreme Kontrastunterschiede im Bereich von 0.05mm gerade noch wahrgenommen. Dieser Wert entspricht einer Auflösung von 500DPI.

Im Randbereich des Sehens, nimmt das Auflösungsvermögen des Auges exponentiell ab. Bereits 10 Grad neben dem ‚point of view‘ ist die örtliche Auflösung um Faktor 5 niedriger. Ab einer Abweichung von 20 Grad liegt das Auflösungsvermögen unterhalb 10%.

Das örtliche Auflösungsvermögen bei bewegten Bildern ist daher auch niedriger, als bei Standbildern. Bei bewegten Bildern ist nur ein Gesamteindruck relevant. Die Auflösung im peripheren Sehen von 10 Bogenminuten ist folglich ausreichend.

In ruhenden Bildern hingegen kann sich der Betrachter auf einzelne Unterbereiche im Bild konzentrieren. Dort ist dann die volle Auflösung erforderlich.

Eine Umrechnung in DPI ist somit relativ zum Abstand der Projektionsfläche vorzunehmen. Ein 17“ Monitor bei einem Betrachtungsabstand von 50cm müßte eine Bildauflösung von 2300 x 1725 Punkten unterstützen, um den Anforderungen des Auges gerecht zu werden.

Der Punkt selbst wird in der Regel entweder durch seinen Rot, Grün und Blauanteil bei der additiven Farbmischung ausgedrückt oder Gelb, Cyan und Mangentha bei der subtraktiven Farbmischung. Ein Dynamikbereich von 1 : 256 für jede Farbe ist bei der Ausgabe ausreichend.

Örtliche Anforderung an akustische Daten

Unter der örtlichen akustischen Auflösung wird die Anzahl der Quantisierungsstufen verstanden. Wieder in Anlehnung an den CD-Standard ist der Dynamikumfang von 16 Bit ausreichend.

Anforderungen an VR-Systeme

Zusammenfassend werden in der Tabelle die zeitlichen und örtlichen Anforderungen an VR-Systeme aufgeführt:

Anforderung	Totzeit [ms]	Wiederholrate [ms]
zeitlich – visuell	100	100
zeitlich – akustisch	0.03 - 2 - 200	0.022

Anforderung	Quantisierung [Bit]	Ortsfrequenz
örtlich – visuell	3 * 8	1 (10) Bogenminuten
örtlich – akustisch	16	

Diese Anforderungen können als Richtwerte betrachtet werden, da sich diese an der oberen Leistungsfähigkeit der relativen menschlichen Sinne orientieren.

Absolut ist der Dynamikumfang der Sinne zwar größer, aber aufgrund von Adaptionsvorgängen können nur die in der Tabelle relativierten Werte erreicht werden.

Vorhersagbarkeit von VR-Daten

Wenn qualitativ hochwertig vorhergesagt werden kann, welche Konstellation in der VR-Szenerie benötigt wird, so kann die Ermittlung der Daten vorbereitet werden. Das Ergebnis ist eine Verringerung der Totzeiten. An den Berechnungszeiten ändert sich hingegen nichts.

Wird die Vorhersage zu weit in die Zukunft gerichtet, und kann das Jetzt aus der Interpolation der Zukunft und der Vergangenheit gefunden werden, so können auch freie Ressourcen zur

Leistungssteigerung des Gesamtsystems geschaffen werden. Eine Voraussetzung ist aber, daß die Interpolation weniger rechenaufwendig ist.

Werden verteilte Systeme zur Generierung der VR-Daten eingesetzt, so ist auch das anfallende Datenvolumen von Interesse. Eine Optimierung des Gesamtsystems wird dann erreicht, wenn die Antwortzeiten minimal sind. Das bedeutet, das nicht nur die Rechenzeiten, sondern auch die Übertragungszeiten von der Datenquelle zur Datensenke von Bedeutung sind.

⇒ *Vorhersagefunktionen sollten demzufolge nicht nur die Konstellation, sondern auch den Rechenaufwand und das Datenvolumen vorhersagen.*

Zielorientierte Gewichtung der Qualitätsansprüche

Die vorangegangenen Anforderungen an VR-Systeme definieren das qualitative Ziel eines VR-Systemes. Das wir dennoch weit davon entfernt sind, zeigt sich u.a. am Beispiel der akustischen Anforderungen:

Ein Monosignal von 16Bit Auflösung mit einer Samplefrequenz von 44.1kHz betrachten wir als ideal. Die wirklichkeitsgetreue Wiedergabe eines akustischen Signals bedarf aber einer räumlichen Positionierung in der virtuellen Welt und dem damit verbundenen Schalltracing. Aber, eine akustisch exakte 3D-Berechnung ist extrem aufwendig!

Die Anforderung an die Wiedererkennung von Signalen ist demgegenüber deutlich niedriger. In der folgenden Tabelle wird der Sachverhalt bei visuellen Daten veranschaulicht. Auch bei akustischen Daten ist eine adäquate Reduktion möglich.

Die unter den Bildern angegebenen Zahlen in eckigen Klammern geben das Vielfache des Leistungsanspruches (CP) gegenüber dem Bild mit der geringsten Auflösung an.

Die Frage ist, in welcher Reihenfolge sollen die einzelnen Qualitätsansprüche gesteigert werden, um letztendlich ein effizienteres Gesamtsystem zu erhalten.

Visuell läßt sich anhand der Tabelle leicht erkennen, daß das linke obere Bild als Grundlage für einen peripheren visuellen Eindruck genügt. Die Bestimmung des Qualitätsziels für ruhende Bilder, kann dann über die Leistungsfähigkeit des VR-Zielsystems bestimmt werden.

Ein weiterer Aspekt der Qualitätssteigerung ist die Redundanz der Qualitätsstufen. Die zusätzlich benötigte Leistung zur Generierung eines Bildes besserer Qualität ist die Differenz der Leistungsansprüche ($CP_{\text{highQ}} - CP_{\text{lowQ}}$).

⇒ *Die Leistungsanpassung von VR-Systemen sollte über den ‚dichten‘ Weg von der minimalen zur gewünschten Qualität erfolgen.*

Bochum, März 1999

Stefan Benk ist seit 1994 wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Datenverarbeitung, der Ruhr-Universität Bochum unter der Leitung von Prof. Dr.-Ing. Dr. E.h. W. Weber. Das Forschungsgebiet befaßt sich mit der Visualisierung und Komprimierung von Volumendaten im virtuellem Raum.

Weiterführende Literatur

- Augenheilkunde, Martin Reim, Ferdinand Enke Verlag, Stuttgart 1996, ISBN 3-432-94505-1
- Fraktale Welten, T. Wegner, te-wi Verlag, 1993, ISBN 3-89326-707-3
- Faszination virtueller Welten, Nicholas Lavroff, te-wi Verlag, 1992, ISBN 3-89362-703-0
- Fractal Image Compression, Yuval Fisher, Springer-Verlag, 1994, ISBN 0-387-94211-4
- Graphics File Formats, James D. Murray, O'Reilly & Associates, 1996, ISBN 1-56592-161-5
- Akustik-Show, Martina Kremer, www.dasp.uni-wuppertal.de/akustikshow/, 25.03.99
- Räumlich durchs Auge, Michael Bach, www.heise.de/ct/99/07/158/, 26.03.99

- Stereographics, Autor Unbekannt, www.stereographics.com/html/chapter_1.html, 7.12.97

	4Bit Grau	12Bit Farbe	24Bit Farbe
25*33 Pixel	 413 Bytes [1]	 1.238 Bytes [3]	 2.475 Bytes [6]
50*66 Pixel	 1.650 Bytes [4]	 4.965 Bytes [12]	 9.900 Bytes [24]
100*132 Pixel	 6.600 Bytes [16]	 19.800 Bytes [48]	 39.600 Bytes [96]
200*264 Pixel	 26.400 Bytes [64]	 79.200 Bytes [192]	 158.400 Bytes [348]

Tabelle: Iterative Steigerung von visuellen Daten

Weg mit der Übernahmeverzerrung!

H. Leopold und W. Meusburger

Technische Universität Graz

Lineare Gegentaktleistungsverstärker in Klasse-B sind für viele Anwendungen aus Gründen des hohen Wirkungsgrades sehr begehrt. Sie konfrontieren aber den – von linearen Systemen verwöhnten – Schaltungsentwickler mit einer schwierigen, zum Teil sogar bösartigen Form der Übertragungskennlinie, deren Domestizierung seit Jahrzehnten Gegenstand neuer Vorschläge und Entwicklungen ist. In der Klasse-B werden die positive und die negative Halbwelle des Signales von zwei unterschiedlichen (unipolaren) Verstärkerelementen verarbeitet, die sich das Signal am Nulldurchgang möglichst „stoßfrei“ übergeben sollten. Fehler an der Nahtstelle der beiden Halbkennlinien sind die Ursache von sogenannten Übernahmeverzerrungen, die im Bereich der kleinen Aussteuerung besonders stören und die schwierig zu analysieren sind, weil sie bei der Bestimmung des Gesamtklirrfaktors kaum in Erscheinung treten.

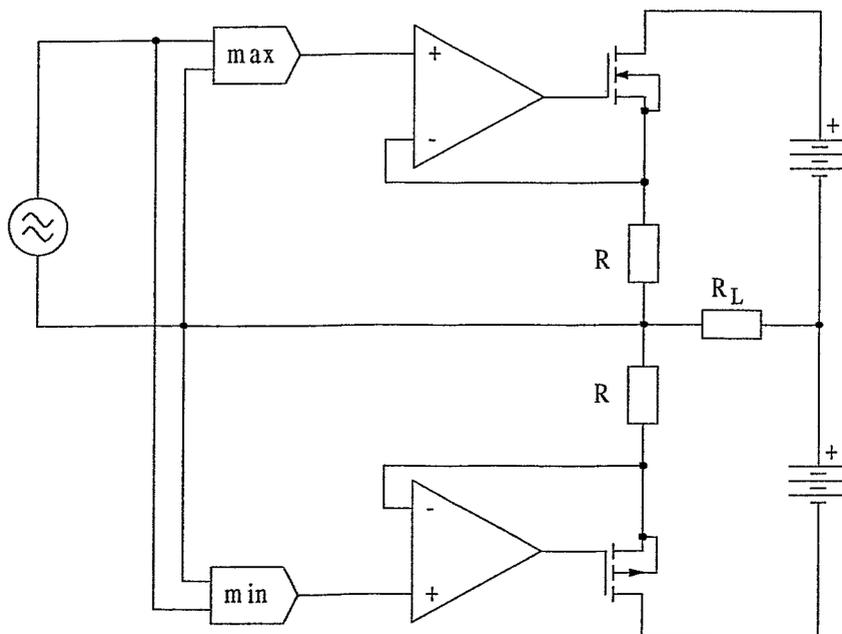


Abb. 1: Klasse-B Verstärker

Das Prinzipschaltbild einer Klasse-B Leistungsstufe ist in Abb. 1 dargestellt. Die beiden Verstärkerelemente sind zwei idealisierte, komplementäre Transistoren mit der Steilheit $1/R$. Das Eingangssignal wird mit zwei Extremwertselektoren in eine positive und negative Halbwelle gespaltet, als solche getrennt verstärkt und im Lastwiderstand wieder vereinigt. Die Schaltung nach Abb. 1 ist demnach ein bipolarer Steilheitsverstärker, der auch als Folger konfiguriert werden kann. Für langsame Applikationen (Aktorverstärker) reicht ein aus Operationsverstärkern und Dioden gebildeter Phasensplitter, der für Audioanwendungen zu große Zeitfehler verursacht.

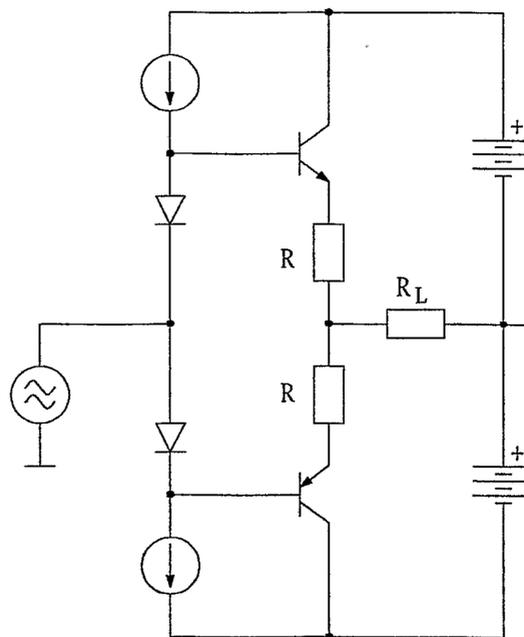


Abb. 2: Emitterfolgerleistungsstufe

In Abb. 2 ist die heute sehr verbreitete Emitterfolgerleistungsstufe gezeigt. Sie verzichtet auf eine besondere Extremwertselektion und steuert beide Basen gemeinsam mit dem Eingangssignal an, das um je eine Diodenspannung in Richtung der Basen verschoben wurde. Auf diese Weise wird ein kleiner Ruhestrom in den Transistoren eingestellt, dessen Wert hinsichtlich der Nahtstelle der Kennlinien kritisch, dessen Stabilität jedoch aus thermischen Gründen zufolge der Aussteuerung der Transistoren nicht ausreichend ist. Darüberhinaus wird durch die gemeinsame Ansteuerung beider

Transistoren der für die gegenständliche Halbwelle nicht benötigte in den Sperrbereich gesteuert und dadurch ein Zeitfehler bei der nächsten Signalübergabe vorbereitet. Unter dem Namen „non-switching Class-B“ [1, 2] wurden Maßnahmen bekannt, die diesen Effekt vermeiden. Wesentlich besser wird die Schaltung nach Abb. 2, wenn die beiden Transistoren stromarme – mit den Dioden über das Substrat thermisch gekoppelte – Eingangsstufen zusammengesetzter Mehrfachtransistoren sind. Ausgehend vom Ruhestrom von 0,1 A ergibt eine Aussteuerung der positiven Hälfte auf 10 A eine Reduktion des Stromes in der negativen auf ein Milliampere und umgekehrt. Die integrierte Schaltung LT 1166 [3] arbeitet vorzüglich nach diesem Prinzip.

Ein Schaltungsvorschlag von M.J. Renardson betreffend die automatische Kompensation von Abweichungen des Ruhestromes [4] ließ die Autoren zur Abb. 1 zurückkehren und erwägen, die Amplitudenfehler eines passiven aber schnellen Extremwertselektors zu korrigieren. Dies gelingt in der Tat und führt zu einem Verstärker nach Abb. 3.

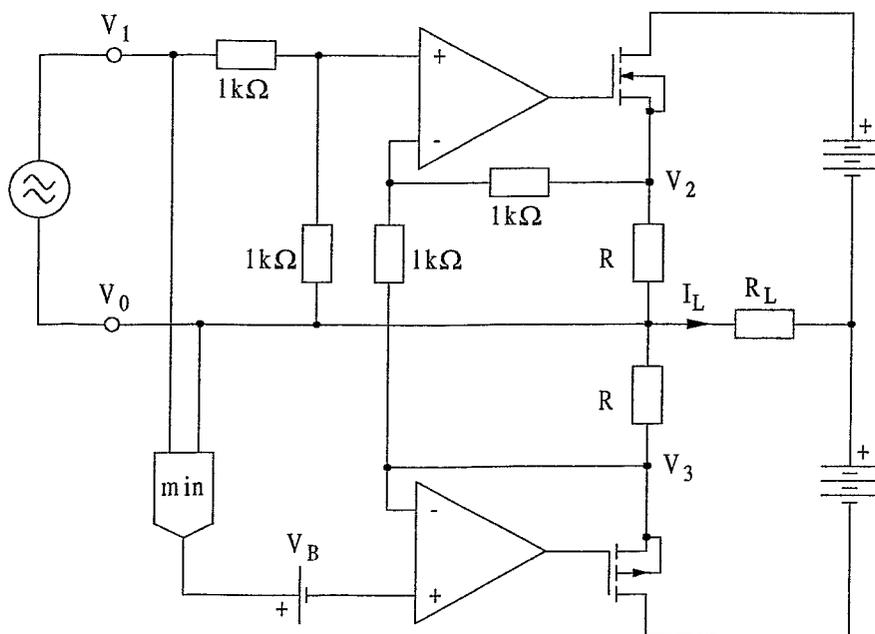


Abb. 3: Vorgeschlagene Architektur

In diesem bleibt der für die positive Halbwelle zuständige, nun als Differenzverstärker mit einfacher Verstärkung nach [4] geschaltete Teilverstärker immer stromführend. In der negativen Halbwelle, in der der Minimumselektor das Eingangssignal an den Eingang des unteren Teilverstärkers legt, fließt wegen der Aktion der Subtrahierschaltung nur der positive Ruhestrom durch den oberen Teilverstärker. Dieser kann daher Fehler des unteren und des Minimumselektors bis zum Betrag der Vorspannung V_B korrigieren.

In der positiven Halbwelle gilt:

$$V_3 = -V_B$$

$$V_2 = V_1 - V_3 = V_1 + V_B$$

$$I_L = \frac{V_2 + V_3}{R} = \frac{V_1}{R}$$

In der negativen:

$$V_3 = V_1 - V_B$$

$$V_2 = V_1 - V_3 = V_1 - V_1 + V_B = V_B$$

$$I_L = \frac{V_2 + V_3}{R} = \frac{V_1}{R}$$

Wie man sieht, beeinflusst der Betrag der Vorspannung V_B die Übertragungsfunktion in keiner Halbwelle. Er kann daher auch die Toleranzen der Bauelemente im Minimumselektor aufnehmen.

In Abb. 4 ist das vollständige Schaltbild eines experimentellen Verstärkers nach Abb. 3 dargestellt. In Abb. 5 erkennt man den Verlauf der Spannungen an den Ausgängen der beiden Teilverstärker in ihrer Relation zur Eingangsspannung. Die Sprungantwort des Verstärkers geht aus Abb. 6 hervor. Die Abbildungen 7 und 8 zeigen den Klirrfaktor als Funktion der Signalfrequenz in offener Schleife bzw. als Folger.

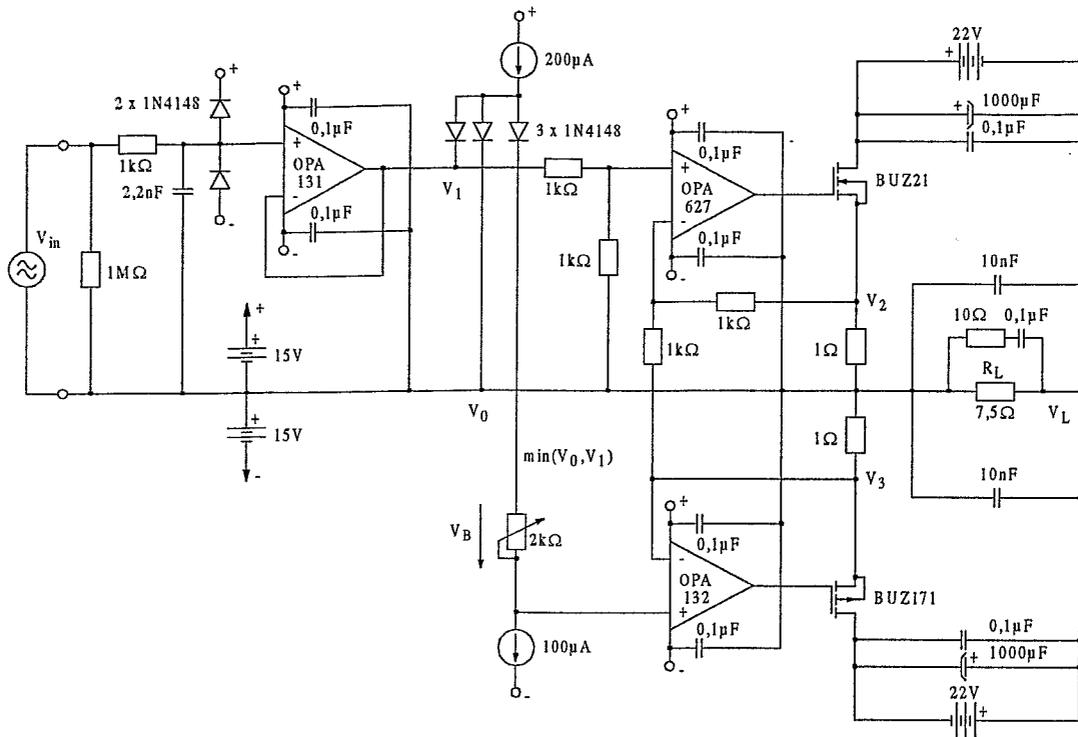


Abb. 4: Ausgeführte Schaltung

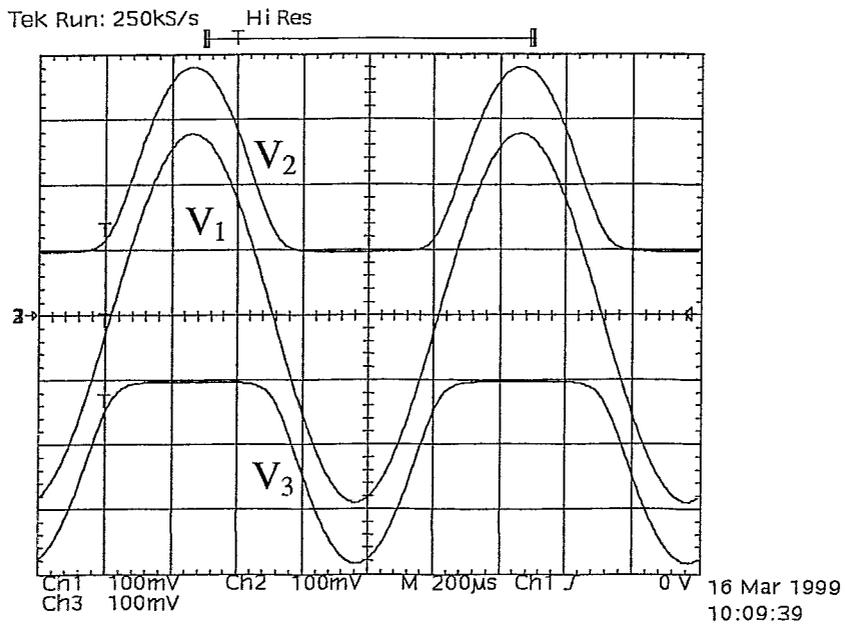


Abb. 5: Oszillogramm der Signale

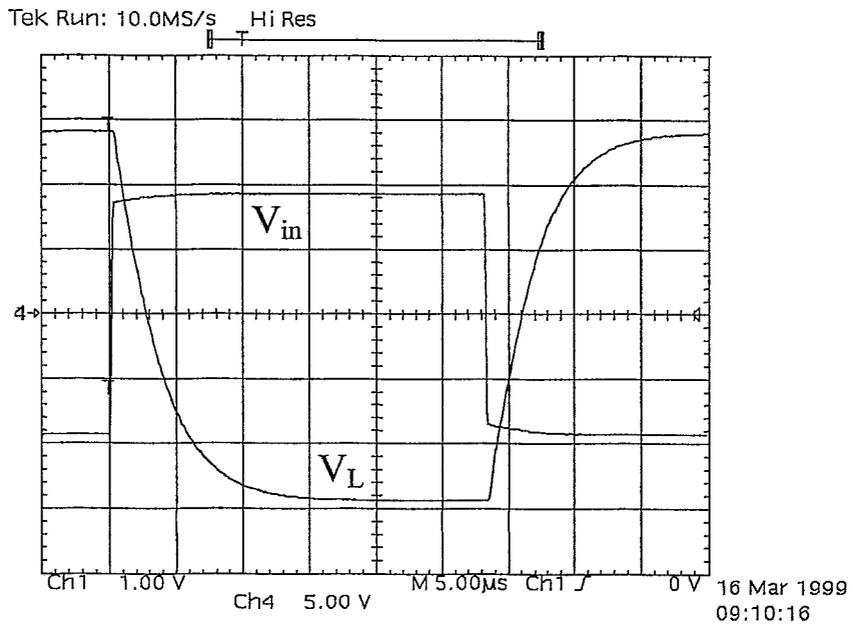


Abb. 6: Sprungantwort

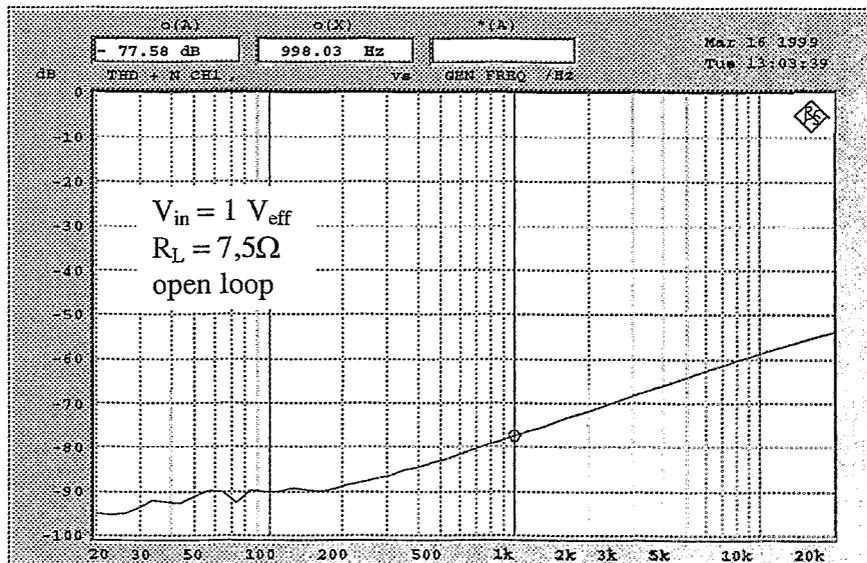


Abb. 7: Klirrfaktor, open loop

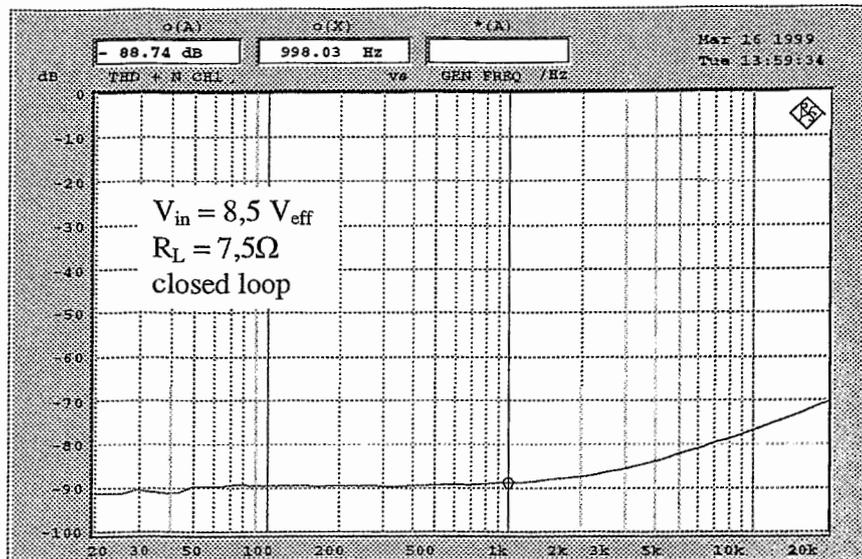


Abb. 8: Klirrfaktor als Folger

Referenzen

- [1] P. Blomley, „A New Approach to Class-B“, Wireless World, p. 57, Feb. 1971.
- [2] R.J. Widlar, „Unique IC buffer enhances op amp designs, tames fast amplifiers“, Application note LT 1010, Linear Technology Corp., Sept. 1984.
- [3] LT 1166, „Power Output Stage Automatic Bias System“, Linear Technology Corp., Linear Databook, p. 2-104, 1996.
- [4] M.J. Renardson, „Class-B in a new class“, Electronics World, p. 274, April 1998.

Der ZEUS Siliziumstreifenzähler

Dieter Notz

Deutsches Elektronen-Synchrotron, DESY, Hamburg, Germany

EMAIL:Dieter.Notz@desy.de

Zusammenfassung

Im ZEUS Experiment bei DESY wird ein Siliziumstreifenzähler in der Nähe des Wechselwirkungspunktes installiert. Dieser Zähler erreicht eine Genauigkeit für Spuren von $10 \mu\text{m}$. Es ist daher möglich, Spuren und Zerfallsprodukte kurzlebiger Teilchen dicht am Strahlwechselwirkungspunkt zu messen. Deswegen heißt dieser Detektor auch Mikrovertexdetektor.

Das ZEUS Experiment

Im ZEUS Experiment werden geladene Spuren mit der zentralen Driftkammer vermessen. Die Drähte dieser Kammer beginnen bei einem Radius von ca. 18 cm und reichen bis ca. 78 cm. Eine Spur wird von max. 72 Drähten vermessen. Die Drähte sind parallel zum Strahl oder mit einem Winkel von 5° oder 7° gespannt. Durch die Anordnung der Drähte können Spuren in der Nähe des Wechselwirkungspunktes nur ungenau vermessen werden.

Der Mikrovertexdetektor

Mit Hilfe des Mikrovertexdetektors sollen Spuren genauer vermessen werden. Der Detektor besteht aus zwei unterschiedlichen Baugruppen: Um den Wechselwirkungspunkt werden

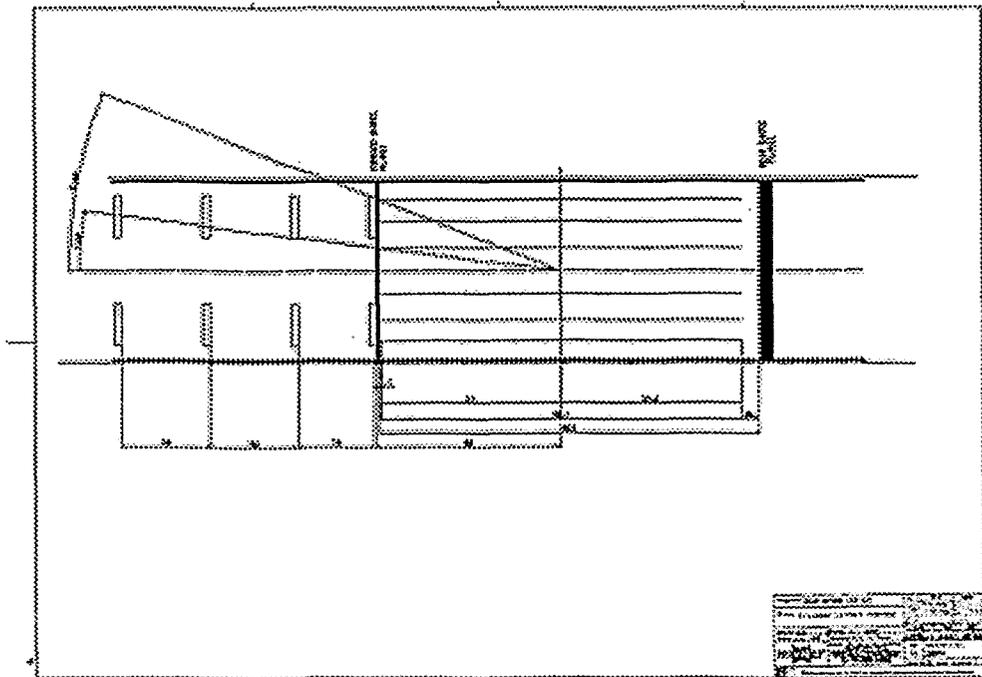


Abbildung 1: Der Aufbau des Mikrovertexdetektors

drei Lagen von Detektoren parallel zum Strahl angeordnet. In der Vorwärtsrichtung befinden sich zum Vermessen vorwärts laufender Spuren vier Scheiben mit "Drähten" senkrecht zum Strahl. Eine Übersicht über den Detektor zeigt (Fig. 1). Es ist wichtig, daß die Meßgenauigkeit der Spuren nicht zu stark durch Vielfachstreuung im Strahlrohr beeinträchtigt wird. Deswegen wird das Strahlrohr so dünn wie möglich ausgelegt. In mehreren Studien wurden Versuche mit Kohlefasern in Form von Wellpappe, von eckigen Trägerstrukturen oder von Schaum (Rohacell) durchgeführt. In allen Fällen bestand die innere Lage aus 0.2 mm Aluminium. Die die Festigkeit dieses Aufbaus nicht gewährleistet war, wird das Strahlrohr aus einer Aluminium Beryllium Legierung hergestellt.

Der zentrale Teil des Detektors

Das Hauptelement des Detektors sind Siliziumzähler mit einer Größe von ca. 6cm*6cm. Diese werden in drei Lagen um den Wechselwirkungspunkt angeordnet. Die innerste Lage enthält vier, die zweite Lage zehn und die dritte Lage 16 "Leitern". Die Anordnung der Leitern findet man in Fig. 2.

Der Detektor wird in Form von zwei Halbschalen gefertigt. Diese bestehen aus zwei Lagen Wabenstruktur und mehreren dünnen Lagen Kohlefasern und Aluminium. Die Leitern werden am Ende von zwei Flanschen gehalten. Der Flansch, durch den die Kabel geführt werden, besteht aus drei dünnen, präzise gefertigten Profilen. Die Leitern sind aus 0.35 mm dicken Kohlefaserlagern gefertigt. In umfangreichen Tests wurde gezeigt, daß sich die Leitern unter dem Gewicht der Detektoren und der Elektronik kaum durchbiegen. Die Längenausdehnung durch Erwärmung ist minimal, so daß eine hohe Genauigkeit erreicht wird. Jede Leiter ist ca. 60 cm lang und kann daher zehn Detektoren aufnehmen.

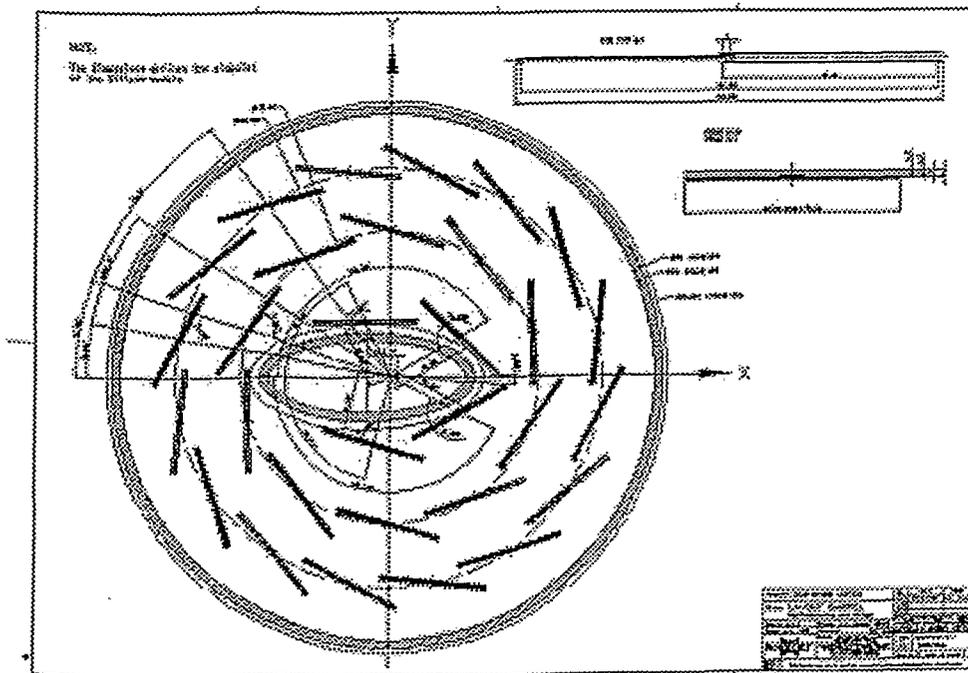


Abbildung 2: Die Anordnung der Leitern. Jede Leiter trägt 10 Detektoren in zwei Lagen für jede Koordinate

Der vordere Teil des Detektors

Im Vorwärtsbereich sind vier Scheiben mit Detektorelementen vorgesehen, die dicht bis an das Strahlrohr geführt werden. Die Detektoren sind hier keilförmig und in jeder Scheibe doppellagig mit einem Winkel von $\pm 13^\circ$ ausgerichtet (Fig. 3).

Der eingebaute Detektor wird in seiner Lage ständig vermessen. Hierzu dienen drei Laser, deren Strahlen am Anfang und Ende des Detektors durch genaue Sensoren mit der zentralen Driftkammer abgeglichen werden. Die Sensoren am Detektor bestehen aus $5 \times 5 \text{ mm}^2$ großen transparenten amorphen Siliziumstreifenzählern der Firma EG&G Heimann.

Die Silizium Streifenzähler

Die Detektoren bestehen aus $64.24 \times 64.24 \text{ mm}^2$ großen einseitigen Siliziumzählern. Die Dicke des n dotierten Si beträgt $280 \mu\text{m}$. Je zwei Detektoren mit senkrecht aufeinanderstehenden Streifen werden mit hoher Präzision aneinander geklebt. Die beiden Koordinaten werden durch Kaptonfolien ($50 \mu\text{m}$ Upilex S beschichtet mit $5 \mu\text{m}$ Kupfer und $1.5 \mu\text{m}$ Gold) verbunden. Je zwei Detektoren sind übereinander angeordnet und ebenfalls über Folien mit der Elektronik verbunden (Fig. 4). Die Detektoren arbeiten nach dem Prinzip der Ladungsteilung. Alle $20 \mu\text{m}$ befindet sich ein Streifen mit p+ Implantierung. Jeder 6. Streifen wird über Aluminiumstreifen ausgelesen. Die Rückseite des Detektors ist mit n+ dotiert. Die elektrische Spannung zwischen den beiden Seiten beträgt maximal 200 V . Ausgelesen werden die Detektoren von Helix 3.0 Chips des Halbleiterlabors Heidelberg. Die Chips enthalten die analoge Verstärkerelektronik sowie die Pipelines, um 128 Ereignisse, die alle 96 ns erzeugt werden können, bis zum Trigger zwischenspeichern. Fig. 5 zeigt die Oberseite des Detektors im Bereich eines Bond-Pads.

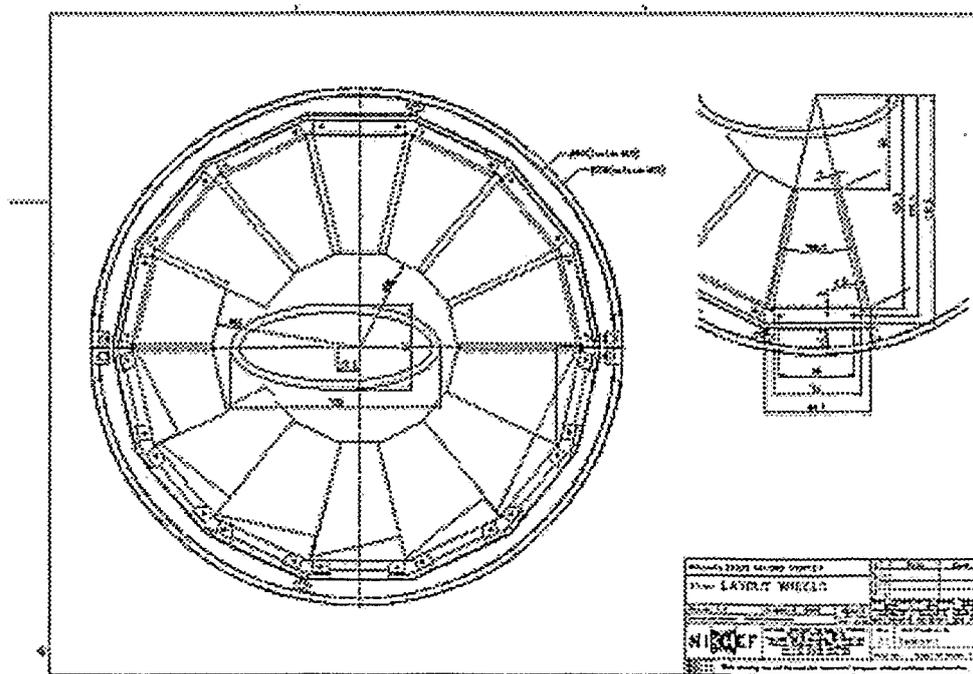


Abbildung 3: Die Anordnung der Wheels. Jedes Rad trägt 14 Detektoren in zwei Lagen um je $\pm 13^\circ$ versetzt

Schlußbemerkung

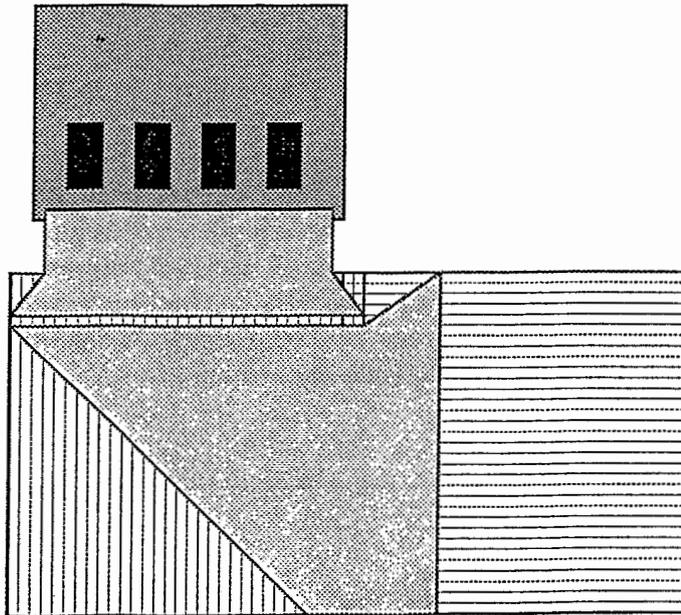
Mit dem Mikrovertexdetektor wird ZEUS eine neue Klasse von physikalischen Ereignissen bearbeiten können.

WWW Adressen:

<http://www.nikhef.nl/pub/departments/mt/projects/zeus/vertex/>

<http://wwwasic.ihep.uni-heidelberg/~feuersta/projects/Helix/index.html>

Stored in TEXPUBLIC/bochum.1999



Die Anordnung der Detektoren in einem Halbmodul. Gezeigt ist Abbildung 4: ferner die Verbindung zur Ausleseelektronik (Hybrid und Helix 3.0 Chips)

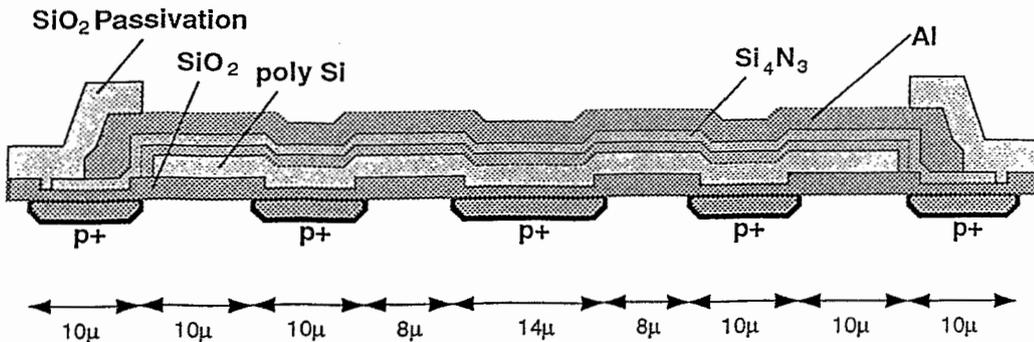


Abbildung 5: Querschnitt durch einen Detektor im Bereich eines Auslese-pads.

SIMOX - Anlogschaltungen

für Hochtemperaturanwendungen bis 300 °C

P. Rolfes

prolfes@elmos.de

1. Motivation

Die präzise Regelung von Systemen, die unter erhöhten Betriebstemperaturen arbeiten, nimmt einen immer wichtigeren Stellenwert ein. Die Verwendung von sogenannten „Smart-Sensor-Systemen“ spielt auf diesem Gebiet eine bedeutende Rolle. Ein Smart-Sensor-System besteht aus dem eigentlichen Sensor, der die physikalische Größe in ein elektrisches Signal transformiert, der Sensorelektronik, die dieses Signal unter Zuhilfenahme von Operationsverstärkern so aufbereitet, daß es z. B. über einen ADU für die digitale Auswertung zu einem µP geleitet wird.

Das größte Marktvolumen für Hochtemperatursysteme befindet sich im Temperaturbereich unterhalb von 300 °C, um Applikationen in der Automobiltechnik, z. B. der Motorsteuerung direkt am oder sogar im Motorblock abzudecken.

Obwohl verschiedenste Sensoren für Betriebstemperaturen bis 300 °C verfügbar sind, wird durch Verwendung der kommerziellen Silizium-Technologie die maximale Betriebstemperatur der Sensor- und Auswerteelektronik bisher auf 150 °C begrenzt. Aus diesem Grund mußten bisher die Sensor- und Auswerteelektronik durch einen hohen Verdrahtungsaufwand oder durch Kühlung vor den hohen Temperaturen geschützt werden.

Diese Maßnahmen verursachen einen immensen Zusatzaufwand, der sich in erhöhten Kosten widerspiegelt. Weiterhin wird die Störsignalunterdrückung aufgrund der langen Zuleitungen zwischen dem heißen und kalten Bereich erheblich verschlechtert. Die eben genannten Nachteile fordern neue Technologien zur Realisierung von 1-Chip-Lösungen für Betriebstemperaturen bis 300 °C, bei denen sich sowohl der Sensor als auch die Sensor- und die Auswerteelektronik im heißen Bereich befinden.

Eine kurzfristig realisierbare Lösung bietet die SIMOX-Technologie an, die speziell im letzten Jahrzehnt für den Entwurf strahlenresistenter Schaltungen entwickelt wurde.

Im Rahmen eines vom BMBF geförderten Hochtemperaturprojektes wurde mit Unterstützung des Fraunhofer Institutes IMS in Duisburg beim ASIC-Hersteller ELMOS in Dortmund ein SIMOX-Prozeß entwickelt. Dort erfolgten während der Projektlaufzeit 3 Prozeßdurchläufe.

Zur Demonstration der Leistungsfähigkeit des Hochtemperaturverhaltens von SIMOX-Schaltkreisen habe ich mich im Rahmen meiner Promotion auf die Optimierung von Präzisionsoperationsverstärkern konzentriert, die das „Herzstück“ der meisten „Smart-Sensor-Systeme“ darstellen.

Dieser Präzisionsoperationsverstärker muß folgende Spezifikationen erfüllen:

- Neben der monolithischen Realisierbarkeit und der maximalen **Betriebstemperatur von 300 °C**
- kann die positive **Versorgungsspannung maximal 10 V** betragen.
- Aus wirtschaftlichen Gründen muß die benötigte **Chipfläche** minimiert werden.

- Aufgrund der geringen Signalamplituden der Sensoren wird über den gesamten Temperaturbereich eine Offsetspannung kleiner 5 mV gefordert.

Zwingend notwendige Voraussetzung für den geplanten Entwurf qualitativ hochwertiger Schaltungen, die zudem in einem neuen Prozeß gefertigt und unter extremen Betriebsbedingungen eingesetzt werden sollen, sind detaillierte Untersuchungen zum elektrischen Verhalten der neuartigen SIMOX-Bauelemente. Die Ergebnisse dieser umfangreichen Bauelemente-Untersuchungen werden unter Punkt 2 vorgestellt.

2. SIMOX-Bauelemente und -Technologie

Die SIMOX-Technologie nutzt zur Realisierung der verschiedenen Bauelemente einen ca. 100 nm dünnen Siliziumfilm. Dieser Siliziumfilm wird durch eine ca. 400 nm dicke vergrabene Siliziumdioxidschicht vom Träger-Siliziummaterial getrennt, wie es in Bild 1 dargestellt ist.

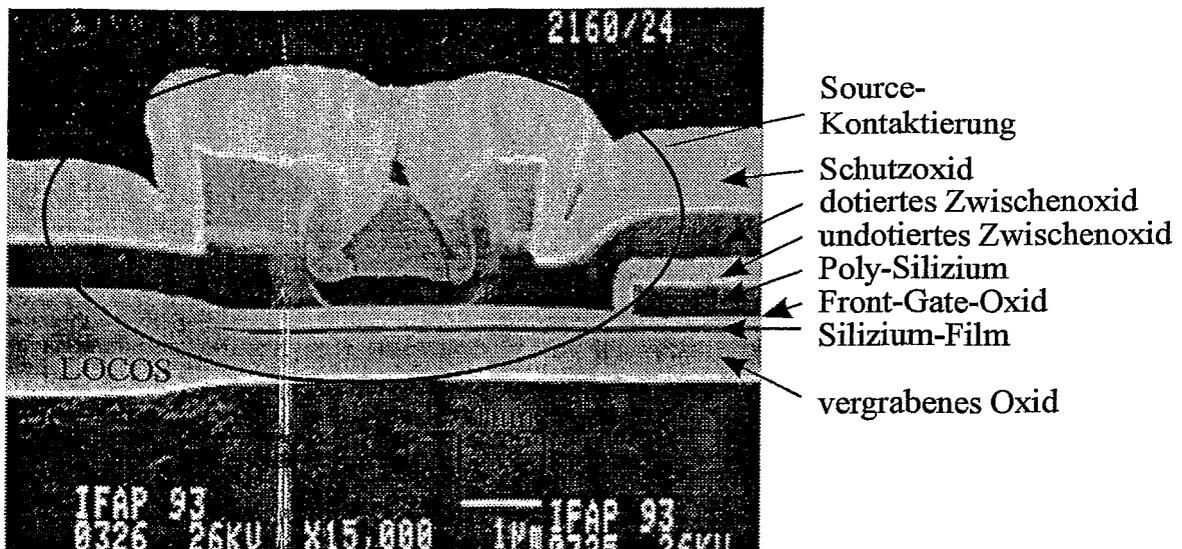


Bild 1: REM-Aufnahme eines SIMOX-MOSFETs

Die laterale Isolation der Bauelemente erfolgt durch das Feldoxid eines modifizierten LOCOS-Prozesses. Auf diese Weise sind SIMOX-Bauelemente vollkommen voneinander dielektrisch isoliert, weshalb kein Latch-up auftreten kann. Mit dem SIMOX-Prozeß werden die Flächen der PN-Übergänge minimiert, wodurch im Vergleich zum Standard-CMOS-Prozeß eine Reduktion der Leckströme um 2 - 3 Dekaden erreicht wird. Diese beiden Vorteile sind die ausschlaggebenden Faktoren, die die Realisierung hochtemperaturtauglicher Schaltungen bis 300 °C erst ermöglichen.

Eine Besonderheit der SIMOX-Technologie ist der allgemein bekannte Back-Gate-Effekt, da das Substrat über dem vergrabenen Oxid als steuernde Elektrode eines parasitären MOSFETs wirkt. Dieser Back-Gate Effekt erschwert vor allem den Entwurf analoger Schaltungen mit hohen Betriebsspannungen.

Mit dem verfügbaren CMOS-Prozeß sind Poly-Widerstände, hoch dotierte und schwach dotierte Aktivgebietswiderstände (PN)-und Zener-Dioden und spannungsunabhängige Gateoxid-Kondensatoren realisierbar Neben den N- und P-Kanal-MOSFETS können auch laterale NPN- und PNP-Bipolartransistoren und sogar JFETs integriert werden.

Diese Bauelemente wurden in Abhängigkeit des Back-Gate Effektes, der Temperatur und des Langzeitverhaltens bei hohen Temperaturen näher untersucht.

Back-Gate-Abhängigkeit

- Bauelemente mit hoch dotierten Gebieten zeigen keine Abhängigkeit vom Back-Gate Potential.
- Alle übrigen Bauelemente mit schwach dotierten Gebieten weisen einen hohen Einfluß des Back-Gate Potentials auf. Aufgrund des dünnen Siliziumfilmes sind die verwendeten MOSFETs vollständig verarmt und zeigen in Abhängigkeit vom Back-Gate Potential eine Schwellspannungs- und ggfs. Steilheitsänderungen, die sehr ausführlich untersucht wurden. Mittlerweile existieren Simulationsmodelle mit dessen Hilfe diese Back-Gate Abhängigkeiten jedoch gut beschrieben werden.
- Das elektrische Verhalten der schwach dotierten Aktivgebietswiderstände, Bipolartransistoren und JFETs wird durch den Back-Gate Effekt in einem so hohen Maße beeinträchtigt, daß diese Bauelemente für den späteren Schaltungsentwurf vollkommen ungeeignet sind und im Folgenden nicht weiter betrachtet werden.

Temperatur-Abhängigkeit

- Das Temperaturverhalten von Polysiliziumwiderständen ist im SIMOX-Prozeß genauso gut wie im Standard-CMOS-Prozeß.
- Aufgrund der vollständigen dielektrischen Isolation und geringeren Sperrschichtflächen weisen hoch dotierte Aktivgebietswiderstände, -Dioden, Gateoxidkondensatoren und -MOSFETs im Vergleich zum Standard-CMOS-Prozeß erheblich bessere Temperatureigenschaften auf.

Langzeit-Abhängigkeit

- Bzgl. der Langzeitdegradation der elektrischen Parameter sind alle Bauelemente mit hoch dotierten Gebieten, bei denen das elektrische Verhalten hauptsächlich im Volumen stattfindet, unkritisch.
- Bei MOSFETs hingegen findet das elektrische Verhalten im Wesentlichen an der Si-SiO₂-Grenzfläche statt. Im Gegensatz zur Standard-CMOS-Technologie besitzen SIMOX-MOSFETs eine zusätzliche Grenzfläche mit dem vergrabenen Oxid. Darüber hinaus bildet der Übergang zwischen dem Feldoxid und dem vergrabenen Oxid eine andere Formierung der Transistorkanten. Die Transistorkante kann speziell im niedrig dotierten Kanalgebiet das elektrische Verhalten des MOSFETs beeinträchtigen. Hierzu habe ich sehr detaillierte Bias-Temperature Aging Langzeit-Messungen bei Temperaturen bis 300 °C an verschiedensten MOSFETs durchgeführt. Diese Untersuchungen haben gezeigt, daß die Lebensdauer von PMOS- und kantenfreien NMOS-Transistoren größer ist als von Standard-NMOS-Transistoren.

Erst nach Abschluß dieser umfangreichen Bauelemente-Untersuchungen konnte der eigentliche analoge Schaltungsentwurf beginnen. Hierzu wurden 4 verschiedene Operationsverstärkerkonzepte bzgl. ihrer Hochtemperaturfähigkeiten optimiert, simuliert, die Layouts für die monolithische Integration entworfen und die realisierten Schaltungen über den gesamten Temperaturbereich meßtechnisch charakterisiert.

3. SIMOX-Operationsverstärker bis 300 °C

Bei den Schaltungskonzepten handelt es sich um

- den konventionellen CMOS-OPV,
- den Chopper-Verstärker,
- den (Commutating Auto Zero) CAZ-Verstärker und
- einen OPV mit Speicherfeldeffekttransistoren im Eingang.

CMOS-OPV

Beim CMOS-OPV mit symmetrischer Eingangsstufe setzt sich die Offsetspannung im Wesentlichen aus folgenden Termen zusammen:

- aus der prozeßbedingten Schwellspannungsdifferenz der Eingangstransistoren und
- aus Unsymmetrien der Last, die mit der halben Sättigungsspannung verstärkt werden.

Die U_{OS} -Kompensation erfolgt im Weiteren durch geschickte Maßnahmen bzgl. des Layouts und der Wahl des Arbeitspunktes AP.

- Hierzu habe ich verschiedene Layouts kreiert, die sogar bis zum Entwurf spezieller Schachbrett-Strukturen mit kantenfreien Ring- oder H-Gate-Transistoren führten, die in Bild 2 dargestellt sind.

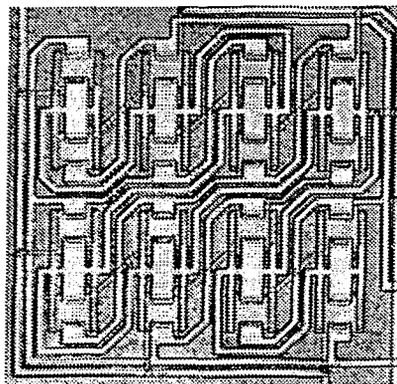


Bild 2: Layout der Eingangstransistoren als Schachbrettstruktur mit H-Gate-Transistoren

- Der AP der Eingangstransistoren muß unterhalb des ZTCs gewählt werden. In diesem Fall ist die Sättigungsspannung und Sättigungsspannungstemperaturdrift am geringsten, wodurch die Offsetspannung und Offsetspannungstemperaturdrift minimiert wird.
- Die Stromquellen und Stromspiegel werden hingegen im ZTC, um temperaturunabhängige konstante Ströme zu liefern.
- Zur Gewährleistung eines guten Langzeitverhaltens wurden für die Eingangstransistoren PMOS-H-Gate MOSFETs ausgewählt.

Mit diesen Maßnahmen liegt der Mittelwert der $U_{os,0}$ bei -2 mV mit einer nicht zu vernachlässigen Streuung von 3,5 mV.

Die Temperaturdrift beträgt $-9 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ und die benötigte Chipfläche bei $0,13 \text{ mm}^2$.

Chopper

Beim Chopper-Verstärker wurde die U_{OS} -Kompensation durch einen vollkommen symmetrischen Aufbau mit Ringmodulatoren und einem symmetrischen AC-Verstärker realisiert, dessen Blockschaltbild in Bild 3 zu sehen ist.

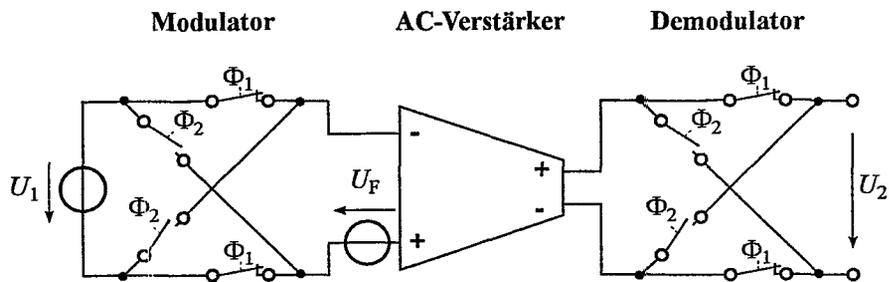


Bild 3: Blockschaltbild des symmetrischen Chopper-Verstärkers

Weiterhin habe ich die Gateflächen der TMGs minimiert A_{TMG} . Auf diese Weise wird eine teilweise Kompensation des Schalterübersprechens der Modulatoren erreicht, so daß die $U_{os,0}$ 0,05 mV und die Temperaturdrift $0,5 \mu V/^\circ C$ betragen.

Ein Nachteil des Chopper-Prinzips ist die große Chipfläche von 9 mm^2 , da zur Ausfilterung der Intermodulationsprodukte ausgangsseitige Tiefpässe benötigt werden.

Ein weiterer Nachteil ist die geringe Bandbreite, weshalb das CAZ-Prinzip präferiert wird.

CAZ

Beim CAZ-Verstärker wird der Verstärkerbetrieb durch einen Abgleichzyklus unterbrochen, um einen Kondensator mit der Offsetspannung aufzuladen.

Während des Verstärkerbetriebes entladen bei hohen Temperaturen die Schalterleckströme I_L den Kondensator C_{CAZ} , was zu einer Offsetspannungsdrift in Abhängigkeit der Zeit $\delta U_{os}/\delta t$ führt.

Aus diesem Grund habe ich die Leckströme der TMG minimiert $I_{Leck, TMG}$.

Eine weitere Verbesserung wird durch einen ausgangsseitigen Abgleich erzielt, bei dem die Kondensatorspannung um einen Teilerfaktor K zur eingangsseitigen Offsetspannung addiert wird.

Durch Einführung eines Referenzzweiges wird eine zusätzliche Schalterleckstromkompensation auf die resultierende Leckstromdifferenz der Schalter erreicht ΔI_L . Bild 4 zeigt das Blockschaltbild des CAZ-Verstärkers.

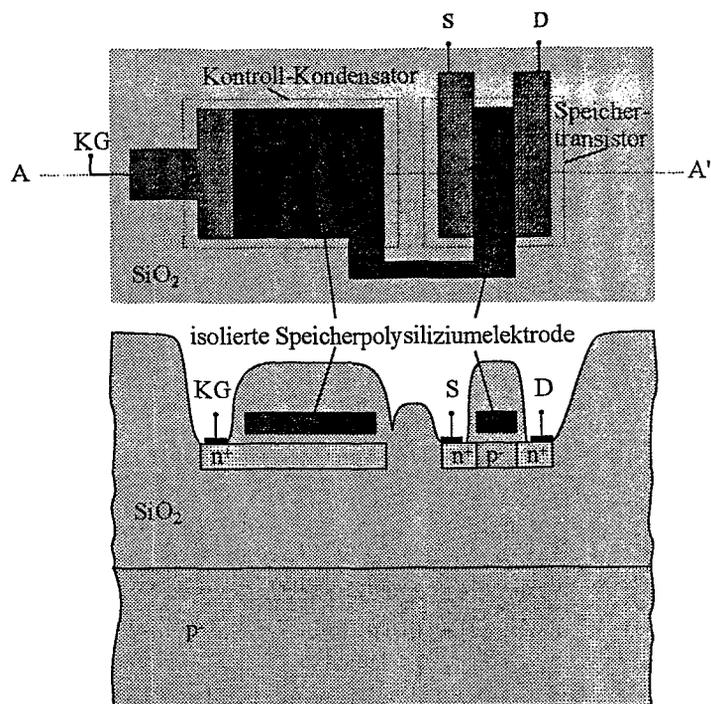


Bild 5: Schematische Darstellung der Speicherzellen nach dem SAMOS-Prinzip

Mit diesem Prinzip werden $U_{os,0}$ kleiner $160 \mu V$ erreicht.

Die resultierende Offsetspannungstemperaturdrift beträgt $20 \mu V/^{\circ}C$.

Der Vorteil von diesem Konzept ist die geringe Chipfläche von nur $0,4 \text{ mm}^2$.

Bei hohen Temperaturen ändert sich die Ladung der Speicherelektrode aufgrund von Tunnel-effekten. Aus diesem Grund muß der Abgleichzyklus entsprechend häufig wiederholt werden. Für einen kontinuierlichen Betrieb verdoppelt sich somit die Chipfläche.

Tabelle 1 gibt einen Überblick der elektrischen Parameter der verschiedenen Schaltungskonzepte.

		CMOS	Chopper	CAZ	Speicher-
HT-Maßnahmen		H-Schachbrett			FET
$U_{os,0}(RT)$	[mV]	$x = -2$ $\sigma = 3,5$	< 0,1	< 0,1	< 0,16
$\delta U_{os}/\delta \vartheta$	[$\mu V/^{\circ}C$]	-9	< 0,5	< 0,5	< 20
Chipfläche	[mm]	0,13	9	2 x 3	2 x 0,4

Tabelle 1: Überblick der elektrischen Parameter der verschiedenen Schaltungskonzepte

4. Zusammenfassung

Unter Berücksichtigung der geringen Anzahl an verfügbaren Prozeßdurchläufen ist es gelungen, die Fähigkeiten der SIMOX-Technologie und der damit realisierbaren Bauelemente optimal für den analogen Hochtemperaturschaltungsentwurf einzusetzen.

Hierzu wurden 4 verschiedene Schaltungskonzepte so optimiert, daß jedes von ihnen vollständig monolithisch integrierbar ist und bei Temperaturen bis 300 °C und Spannungen bis 10 V betrieben werden kann. Die verschiedenen Konzepte unterscheiden sich im Wesentlichen durch die benötigte Chipfläche und die resultierende Offsetspannung.

Die Ergebnisse dieser Untersuchungen erlauben es nun, Smart-Sensor-Systeme für Betriebstemperaturen bis 300 °C zu realisieren.

OLE for Process Control (OPC)

(Übersicht)

Friedrich Wulf
Hahn-Meitner-Institut Berlin GmbH
Abteilung Experimentensysteme (DS)

In modernen Produktions-, und Fertigungsbetrieben wächst die elektronische Datenverarbeitung der Betriebsleitungsebene immer mehr mit der Automatisierungstechnik der Produktionsprozesse zusammen. Dieser Trend wirkt sich auch für die Erstellung neuer Experimentsteuerungen aus. Bis auf die Ankopplungen spezieller Meßelektronik können die Komponenten der industriellen Automatisierungstechnik in der Steuerung physikalischer Experimente sinnvoll eingesetzt werden.

Die Automatisierungslandschaft mit den Komponenten einzelner Hersteller, den unterschiedlichen Bussystemen mit den verschiedenen Protokollen und Schnittstellen führt bei der Integration immer wieder zu großen Schwierigkeiten. Speziell die Einbindung der Komponenten in die Anwenderprogramme bei gleichzeitigem Datenaustausch mit der typischen Bürokommunikationswelt verlangt nach einer Standardisierung. In der Automatisierungsindustrie ist in den vergangenen Jahren der Übergang von der speziellen SPS-Steuerung zu einer Soft-SPS-Steuerung vollzogen worden. Hierbei wurden zuerst die Visualisierungs- und Bedienungsaufgaben von einem PC übernommen. Danach wurden die SPS-Funktionalitäten von Co-Prozessorkarten im PC, die mit einem Realzeitbetriebssystem ausgestattet sind, übernommen. Durch die Erweiterung des PC-Betriebssystems (in der Regel Windows-NT mit Erweiterung der Kernels) wurde die Realzeitanforderung direkt vom PC übernommen. Zukünftig können SPS-Funktionalitäten durch die Verwendung von Betriebssystemen, die echtzeitfähig sind (Windows-NT, embedded Windows-NT, Windows CE), auf preiswerten PC-Plattformen realisiert werden. Dies ermöglicht die Nutzung verteilter Steuerungssysteme, die mittels eines „Echtzeit-Netzwerkes“ miteinander verbunden und über die Anlage verteilt sind.

Kostendruck bezüglich der Rechnerhardware und die komfortablen Entwicklungswerkzeuge in Verbindung mit den weltweit dominierenden Programmen der PC-Welt haben in der Automatisierungsbranche die Entscheidung für den Einsatz von Windows-Betriebssystemen geprägt.

Historische Entwicklung

Die Entscheidung der Automatisierungsindustrie, Windows-Betriebssysteme für die Automatisierungstechnik einzusetzen, führte im Mai 1995 zur Gründung einer Task Force OPC (OLE for Process Control) bestehend aus den Firmen Fischer-Rosemount Systems, Intellution, Intuitive Technology, Opto 22 und Rockwell Software. Ziel war es, die Austauschbarkeit und Interoperabilität im Feld- und Zellbereich, die bisher durch die Normierungsbestrebungen der IEC 1131 nicht erreicht werden konnte, zu verbessern. OPC soll Softwareentwickler von der Datendistribution befreien und unabhängig von der eingesetzten Steuerungstechnik und den verwendeten Bussystemen eine einheitliche Datenschnittstelle zur Verfügung stellen. Auf der Basis der OLE-, COM/DCOM-Technologie von der Firma Microsoft wurde dann im August 1996 die erste Spezifikation OPC 1.0 für eine einheitliche Software-Schnittstelle zur Anbindung von Hardwarekomponenten und Applikationen erstellt. Im Oktober 1998 wurde die verbesserte und erweiterte Version OPC 2.0 herausgebracht, die mittlerweile von mehr als 170 Firmen der Automatisierungstechnik weltweit unterstützt wird.

Technischer Hintergrund

OPC ist eine Spezifikation¹ für die Realisierung eines Client/Server-Konzeptes. Der OPC-Server stellt die Prozeßdaten zur Verfügung, die von mehreren Clients genutzt werden können. Da die Kommunikationsmechanismen auf COM/DCOM-Technologie aufbauen, ist dieses Konzept zur Zeit nur für die Windows-Welt direkt verfügbar. Über eine CORBA/COM- Schnittstelle kann die UNIX-Welt mit einbezogen werden, wobei die neueren Entwicklungen für UNIX, Solaris, LINUX und MacIntosh COM/DCOM-Funktionalität ebenfalls integrieren.

OPC definiert Objekte, die durch Objektinterfaces beschrieben sind. Im OPC-Server existieren zwei Ausprägungen der Objektinterfaces, die von einem OPC-Client angesprochen werden können (Abb. 1).

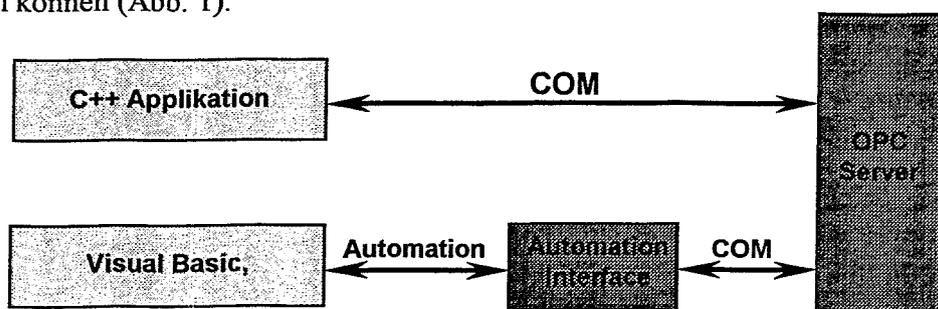


Abb.1 Objektinterfaces eines OPC-Servers²

Das COM-Interface kann von Applikationen, die in C⁺⁺ programmiert sind, direkt angesprochen werden. Über das Automation Interface wird die Kommunikation mit Scriptsprachen wie Visual Basis ermöglicht. In der neuen Spezifikation OPC 2.0 ist speziell dieser Teil zur Anbindung an Office-97-Applikationen mit VBA oder Visual Basic verbessert worden. Hierzu wurde im Auftrag der OPC-Foundation von der Firma Factory Soft ein Beispiel-Code geschrieben und zur Verfügung gestellt.

Der OPC-Server besteht aus drei hierarchisch abgestuften Objekten: Server, Gruppen und Items (Abb. 2).

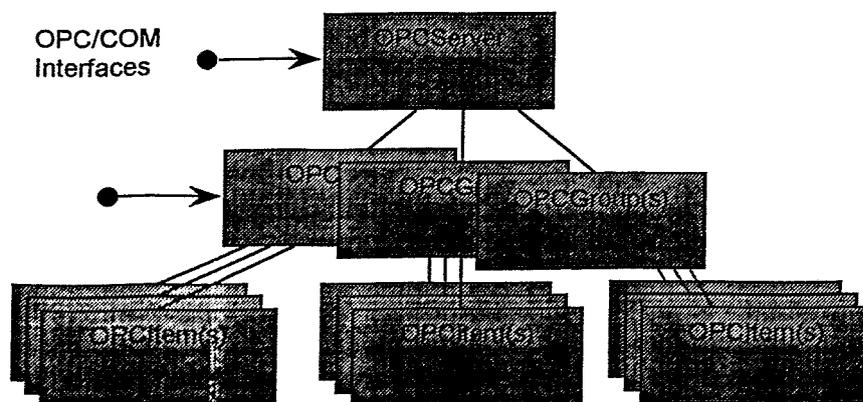


Abb. 2 OPC-Server Objekthierarchie

Das Standard OPC-Server Objekt liefert neben Funktionen der Statusinformation und Fehlerbehandlung die Verwaltung von privaten Gruppen durch die Clients. Aufgrund des vorhandenen BrowseServers ist ein Durchsuchen des Servers auf seine vorhandenen Items, ohne deren Syntax zu kennen, möglich. Das bedeutet, daß die Prozeßvariablen nicht mehr an mehreren Stellen definiert werden müssen, sondern sie werden von dem Server an die anfordernden Clients weitergeleitet. OPC Group Objekte ermöglichen das Gruppieren von Items sowie deren Datenaustausch zwischen dem OPC Server und dem OPC Client. Spezielle Funktionen erlauben die Statusverwaltung von privaten Gruppen. So können zum Beispiel Updatezeiten oder Toleranzbänder einer Gruppe verändert werden. Auch können Clients einer Gruppe Items hinzufügen oder auch wieder entfernen. Für den Datenzugriff stehen synchrone und asynchrone Schnittstellen zur Verfügung. Bei synchronen Zugriffen wird die Funktion erst nach vollständiger Bearbeitung beendet, während asynchrone Aufrufe die Aufträge in einer Queue des Servers hinterlegen, um dann sofort zum Client zurückkehren. Ein Data Item besteht immer aus drei Werten, einem Timestamp, einer Quality Mask und dem eigentlichen Wert. Ab OPC-Version 2.0 sind die Datentypen, die Bitmaps, Soundfiles, HTML-Links oder auch Pfade repräsentieren, dazugekommen.

Leistungsmerkmale

Eine wichtige Randbedingung für den Einsatz von OPC ist die Geschwindigkeit der Kommunikation zwischen Client und Server und die damit verbundene Auslastung der CPU. Hierbei ist zu unterscheiden, ob im Einzel- oder Multimodus gelesen wird. Die Einzelmodus-Leseoperation gibt Aufschluß über die Leistungsfähigkeit des COM/DCOM-Protokolls und damit über die gesamte Transaktionszeit. Bei den Daten in den nachfolgenden Tabellen ist zu berücksichtigen, daß jedes Item sich aus den 3 Werten Timestamp, Quality Mask und Wert zusammensetzt. Die Messungen wurden auf einem Pentium PC mit einer Taktrate von 233 MHz gemessen³. In der Tabelle 1 sind die Werte für eine Client/Server-Kommunikation aufgelistet, die auf einem Rechner ohne zusätzliche Prozesse abläuft.

	Speed	Items	Reads	Time (sec)	CPU Use	Items /sec	Transactions /sec
Client	P233	100	10 000	16	40	62 500	625
Server					60		
Client	P233	1	50 000	15	50	3 333	3 333
Server					50		

Tabelle 1 Transaktions- und Datenübertragungszeiten für einen lokalen Client/Server-Prozeß

Eine Reduzierung der Datenübertragungsrate wird in der Praxis durch den exception mode des Servers erreicht; d.h. es werden nur die Werte übertragen, die sich verändert haben. Dadurch ergeben sich typische Übertragungsraten von 5000 Items/s, die in diesem Fall zu einer CPU-Belastung von ca. 8% führen würden.

In einem verteilten System mit einem 10BaseT Ethernet, einem Client und einem Server ergeben sich folgende Werte:

	Speed	Items	Reads	Time (sec)	CPU Use	Items /sec	Transactions /sec
Client	P233	100	1 000	15	10	6 666	66
Server	P233				12		
Client	P233	1	3 000	9	10	333	333
Server	P233				10		

Tabelle 2 Transaktions- und Datenübertragungszeiten für einen verteilten Client/Server-Prozeß

Auch hier bedeuten die typischen Übertragungsraten von 5000 Items/s eine CPU-Auslastung von 7.5 % für den Client und 8% für den Server. Ein Server mit 4 Clients ergibt unter den gleichen Bedingungen im Mittel eine Übertragungsrates von ca. 4500 Items/s für den Client, wobei der Server ca. 18 000 Items/s verarbeiten kann. Die CPU des Servers wird mit 10% der verfügbaren CPU-Zeit belastet.

Diese Daten sind natürlich auch abhängig von der jeweiligen Implementierung der Client und Server. Es gibt für die Entwicklung von Client und Server von verschiedenen Firmen Entwicklungswerkzeuge, die die Implementierung eigener Anwendungen stark vereinfachen. Die Industrie bietet zunehmend für die einzelnen Steuerungskomponenten kostenlose OPC-Server an. Im HMI wird z.Z. die Einsatzmöglichkeit von OPC für die Experimentsteuerung untersucht. Unter den WWW-Adressen www.opcfoundation.org und www.opceurope.org können weitere Informationen eingeholt werden.

¹ OLE for Process Control Standard, Release 1.0

² Ein erster Überblick zu OPC und technische Informationen, Steffen Himstedt, 10.10.1998

³ DCOM, OPC and Performance Issues, Al Chrisholm, Intellution Inc. 3.2.1998

Das GSI – Therapieprojekt, der aktuelle Stand ¹⁾

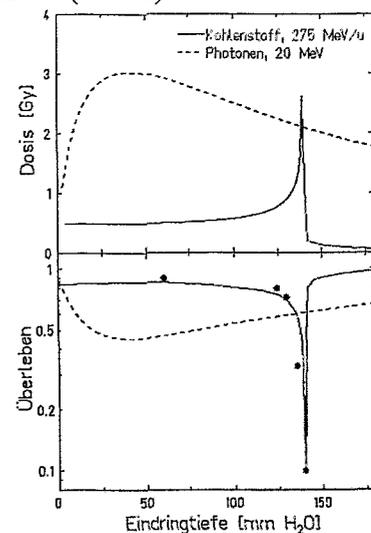
E.Badura ²⁾, GSI - Darmstadt

Anwendung schwerer Ionen zur Bestrahlung von Tumoren in GSI, zum ersten mal in Europa, basiert auf der besonders günstigen Verteilung der Strahlung - Dosis im bestrahlten Gewebe. Durch die Abgabe der fast gesamten Energie in einer genau definierten Tiefe, kann die Bestrahlung mit Kohlenstoff-Ionen viel schonender für gesunde Zellen, als mit z.B. Photonen, und mit effektiver Wirkung im Tumor durchgeführt werden (Abb.1).

Der scharfe Abfall der Verteilung für Tiefen größer als die Tiefe des Bragg – Maximums eignet diese Methode besonders für Bestrahlungen von Tumoren, die nah an sehr empfindlichen Organen liegen.

Abb. 1

Dosisverteilung (oben) und Zellen – Überlebenswahrscheinlichkeit bei Bestrahlung mit Kohlenstoff – Ionen und mit Photonen



Ein absolutes Novum in der Bestrahlungstherapie ist die Anwendung des Raster-Scan – Verfahrens (Abb. 2).

Das Volumen, das bestrahlt werden soll, wird in Scheiben (Isoebenen), die durch die Energie der Ionen definiert sind, geteilt. Jede Ebene wird mit Ionen gleicher Energie bestrahlt, so daß die Ionen vom Punkt (Bestrahlungspunkt) zum Punkt durch die Scanner-Magnete geleitet werden und an diesen Punkten bleiben, bis die entsprechende Teilchenzahl deponiert wurde. Nachdem die vorbestimmten Teilchenzahlen in allen Bestrahlungspunkten erreicht wurden, wird die Energie der Ionen geändert, und so eine neue Isoebene gewählt.

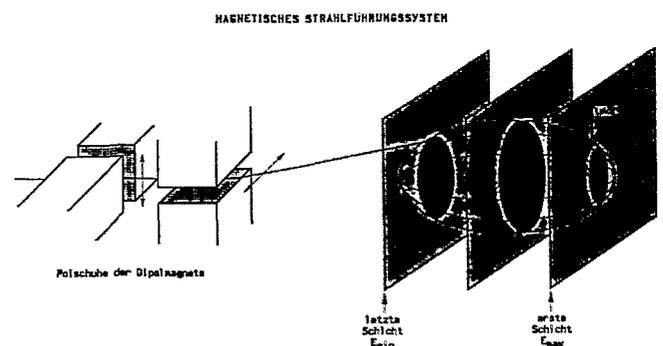


Abb. 2 Das Raster-Scan – Verfahren

¹⁾ Konzepte und Lösungen der GSI – Therapie sind zu Patenten angemeldet

²⁾ Für die GSI - Therapiegruppe

Basierend auf dieser Methode wurden bereits lange vor den ersten Patienten Modell-Bestrahlungen durchgeführt. Ein Beispiel ist in der Abb. 3 gezeigt. Hier wurde ein kugelförmiges Volumen in einem Wassertank bestrahlt. Es kann gesehen werden, wie scharf das zu bestrahlende Volumen (im Falle Therapie das Tumorgewebe) von dem Rest (vom gesunden Gewebe) abgegrenzt wird.

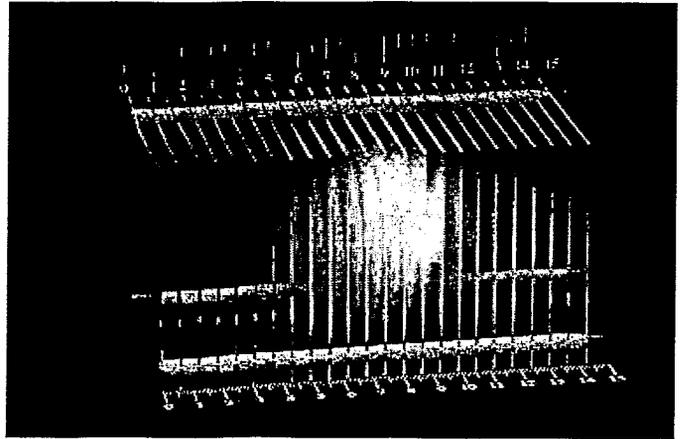


Abb. 3 Dosisverteilung in Wasser

1. Der bisherige Verlauf des Projektes

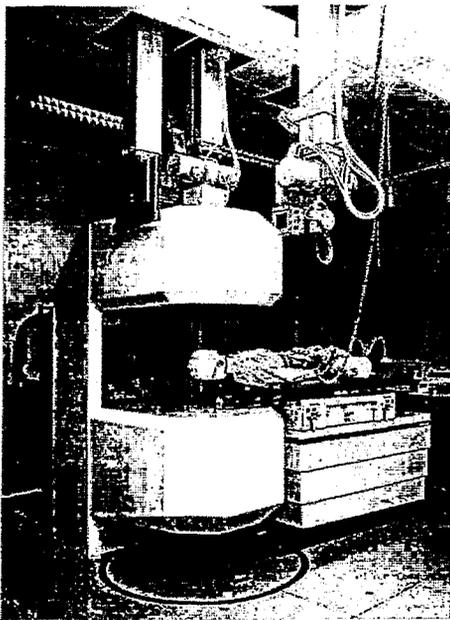


Abb. 4 Der Bestrahlungsraum

Im Dezember 1997 wurden bei der GSI die ersten Patienten mit Kohlenstoffionen behandelt. Seitdem wurden mehr als 30 Personen mit hauptsächlich Tumoren im Kopf – Bereich bestrahlt. Vorläufige Ergebnisse (vorläufig, weil eine Aussage über Nebenwirkungen erst nach 2 und über Heilbarkeit erst nach 5 Jahren gemacht wird) sind sehr vielversprechend. In allen Fällen haben sich die Tumoren zurückgebildet, und keine Nebenwirkungen wurden beobachtet, obwohl die Bestrahlungsbereiche meistens sehr nah an empfindlichen Körperorganen lagen (z.B. an Sehnenerven oder am Hirnstamm). Hier haben sich die Eigenschaften der Ionen und die Bestrahlungsmethode (Raster-Scan) als für die Therapie sehr gut geeignet erwiesen.

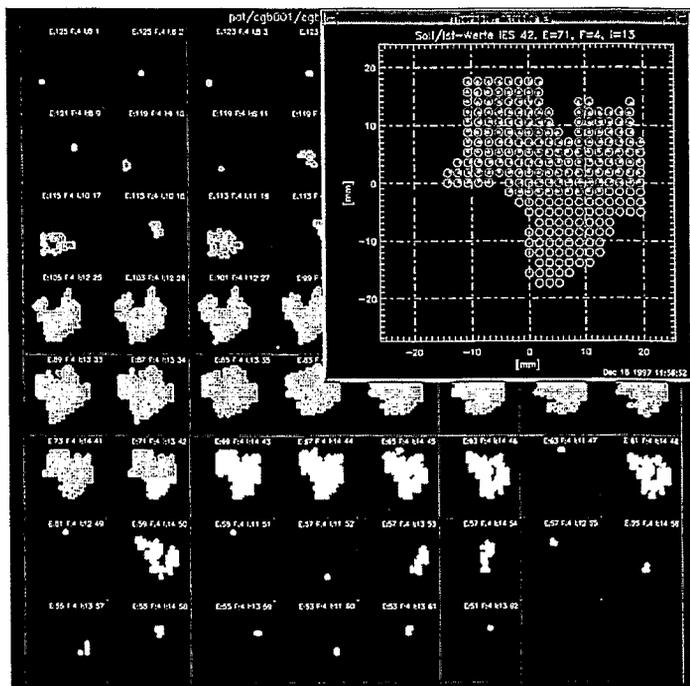
Ermutigt durch diese Ergebnisse will die Uniklinik in Heidelberg eine Ionen – Bestrahlungsanlage in ihren Gebäuden bauen. Ein entsprechendes Projekt wurde bereits erarbeitet.

2. Ausgewählte Geräte des Kontrollsystems

Über den Aufbau und insbesondere über das Kontrollsystem der Therapieanlage in GSI wurde bereits in den SEI – Tagungen mehrmals berichtet¹⁾. Aus diesem Grund wird der Aufbau und das Kontrollsystem hier nicht mehr beschrieben, sondern nur noch ausgewählte Geräte von denen, die bisher nicht präsentiert wurden bzw. wurden nach den erwähnten Tagungen in das Therapieprojekt eingeführt.

¹⁾ SEI Frühjahrstagung 1997 in Darmstadt und SEI Herbsttagung 1997 in Frankfurt

Der Therapie – Online – Monitor (TOM) zeigt visuell in Echtzeit den Verlauf der Bestrahlung. Das große Bild (Abb. 5) zeigt alle Isoebenen. Die noch nicht bestrahlten Ebenen werden weiß gefärbt. Die bereits bestrahlten Flächen werden in anderen Farben dargestellt, abhängig davon, ob alles ordnungsgemäß verlaufen ist, oder ob ein Fehler und welcher Fehler auftrat (z.B. eine Abweichung in der Position des Strahls von der vorgegebenen Lage).



Das kleine Bild zeigt die Ebene, die gerade bestrahlt wird. Hier werden auch die einzelnen Bestrahlungspunkte gezeigt, und zwar als Kreise für die erwarteten Strahlagen und als Punkte - für die gemessenen Strahlpositionen. Die Punkte können auch unterschiedliche Farben haben (abhängig davon, ob es Abweichungen und welche von Vorgaben gab, z.B. hatte die Breite des Strahls andere Parameter als erwartet).

Weiter bietet der TOM die Möglichkeit, den Verlauf der Bestrahlung zu analysieren, z.B. einzelne Strahlagen, Intensitäten, Abweichungen von den erwarteten Werten u.a. können gezeigt werden.

Abb. 5 Beispiel aus dem Kontrollsystem: TOM (Therapie Online Monitor)

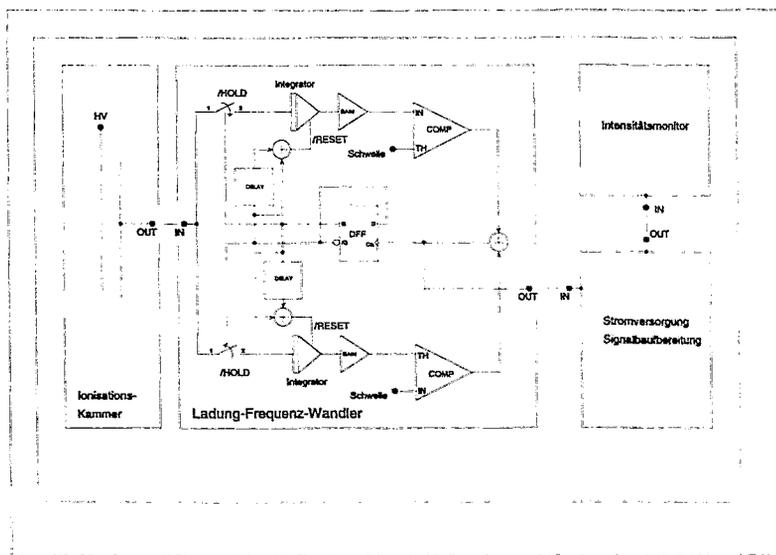


Abb. 6 Die erste Version des QFW (Blockschema)

Eine der Erweiterungen ist der verbesserte Ladungs-Frequenz-Wandler (QFW). Der frühere QFW, obwohl ausreichend gut, hat eine Weiterentwicklung der ursprünglichen Idee provoziert.

Die erste Ausführung bestand aus zwei Integratoren, die abwechselnd aktiv sind (Abb. 6).

Die neue Version zeichnet sich durch eine dynamische Schwelle an den Spannungskomparatoren aus. Das Erreichen der eingestellten Schwelle verursacht ihre Erhöhung. So muß die Integratorspannung immer wieder einer neuen Schwelle folgen, bis die letzte mögliche Stufe er-

reicht wurde. Erst dann schaltet der Wandler zum zweiten Integrator und wieder zur kleinsten Schwelle. Die Schwelle wird mittels eines Treppenspannungsgenerators erzeugt, der in diesem Fall als analoge Summe der Ausgänge eines Binärzählers gebaut ist. Durch Auswahl der Bitzahl des Zählers kann die Treppe beliebig genau gemacht werden.

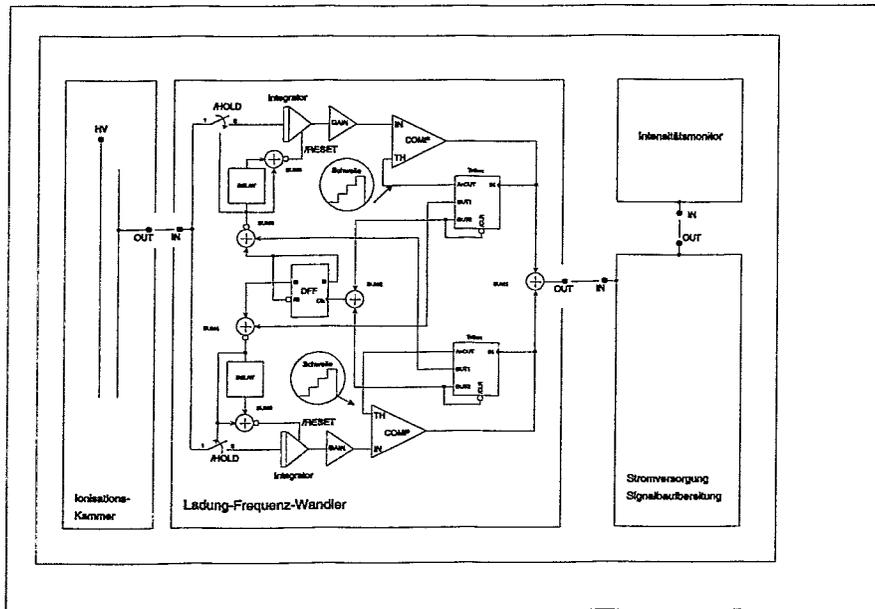


Abb. 7 Der Ladungs-Frequenz-Wandler mit dynamischer Schwelle (Prinzip)

Diese Lösung ermöglicht es auch, Ladungsteilung zwischen den Integratoren einzuführen, so daß der zweite Integrator bereits startet, während der erste die letzte Schwelle noch nicht erreicht hat. In der Abb. 8 ist ein Simulationsergebnis des QFW mit einer 4-Bit dynamischen Schwelle gezeigt. Die beiden unteren Graphen zeigen Spannungen an den Eingängen (Meßeingang und Schwelle) der beiden Spannungskomparatoren. Die oberste Grafik zeigt die Ausgangspulse des Gerätes. Die Spannungsverläufe an den Komparatoren, gemessen an dem im Therapie-Kontrollsystem eingesetzten Ladungs-Frequenz-Wandler zeigt Abb. 9. Die unterschiedlichen Zeitskalen zwischen den Abb. 8 und 9 kommen von unterschiedlichen Eingangsströmen in beiden Fällen.

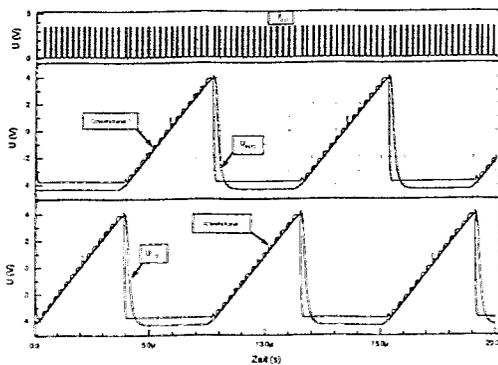


Abb. 8 QFW mit dynamischer Schwelle – simulierte Verläufe

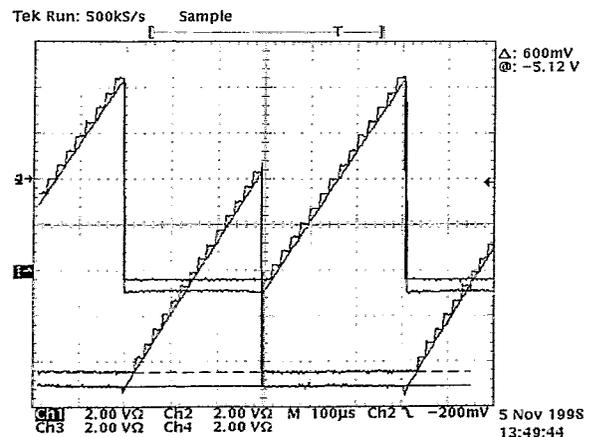
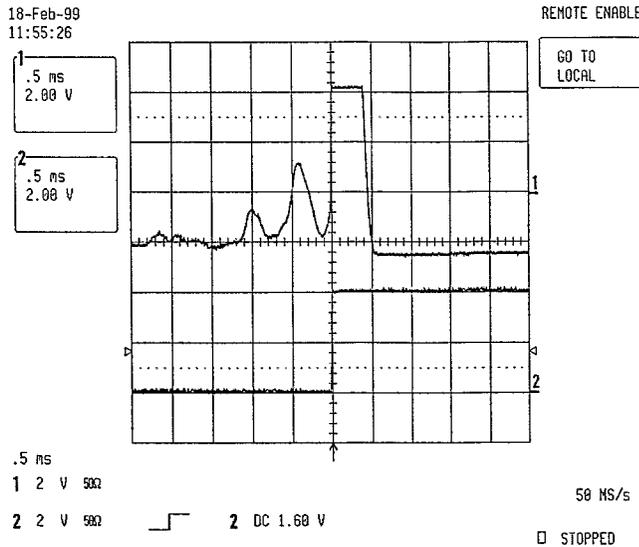


Abb. 9 QFW mit dynamischer Schwelle – gemessene Verläufe

Sehr wenig wahrscheinlich, aber doch möglich, ist die Situation, in der eine Extraktion des ganzen Inhaltes des Synchrotrons durch eine entsprechende Einstellung eines Magneten zustande kommt. Um dies zu entdecken und die Bestrahlung sofort zu unterbrechen, werden mehrere Verfahren parallel eingesetzt. Eines davon ist der Detektor der schnellen Extraktion (SEDAT).



Er nutzt die Eigenschaft, daß die Anstiegsflanke des Signals vom Stromverstärker in diesem Fall viel Schneller als im Normalfall ist (Abb.10).

Der SEDAT besteht aus drei Detektoren (Abb. 11): dem Strahldetektor, dem Amplitudendetektor und dem Flankendetektor. Sollte innerhalb eines definierten Zeitfensters eine Koinzidenz zwischen allen Detektoren vorkommen, wird ein Alarm erzeugt.

Abb. 10

Intensitätsverlauf bei schneller Extraktion (obere Kurve)

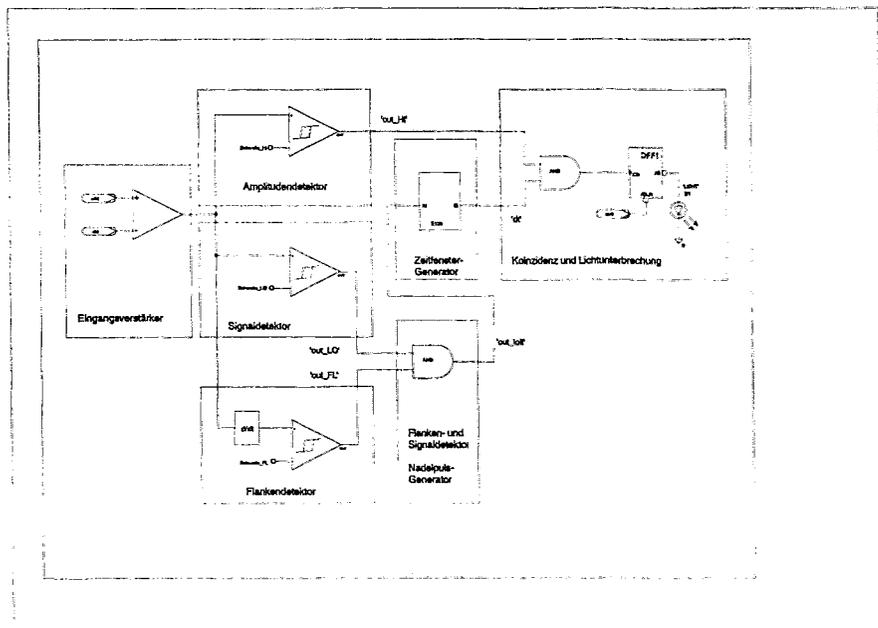


Abb. 11 Detektor der schnellen Extraktion (Prinzip)

In Abb. 12 und 13 werden Spannungsverläufe an den einzelnen Teilen des Gerätes dargestellt. Die untere Kurve zeigt in beiden Bildern die Reaktion des Flankendetektors, die mittlere Grafik stellt die Test-Eingangsspannungen dar. Die oberste Kurve zeigt die Reaktion des Strahldetektors (Abb. 12) bzw. das Unterbrechungssignal (Abb. 13). Eine Unterbrechung wird nur in diesem Fall erzeugt, wenn alle drei Detektoren angesprochen haben, und zwar innerhalb eines vordefiniertes Zeitfensters. In dem hier gezeigten Fall kommt das Unterbrechungssignal erst,

wenn auch der Amplitudendetektor angesprochen hat (dieses Signal wird hier nicht gezeigt). Der Flankendetektor erfüllt hier zwei Aufgaben. Er soll feststellen, daß die Anstiegszeit des Signals genügend kurz ist. Andererseits soll er auf die Vorzeichenänderung der 1. Ableitung der Eingangsspannung reagieren. So kann es festgestellt werden, daß ein neues Signal ansteigt, während das frühere noch nicht abgeklungen ist (Pile-Up-Effekt), wie die letzten zwei Pulse in der Abb. 13.

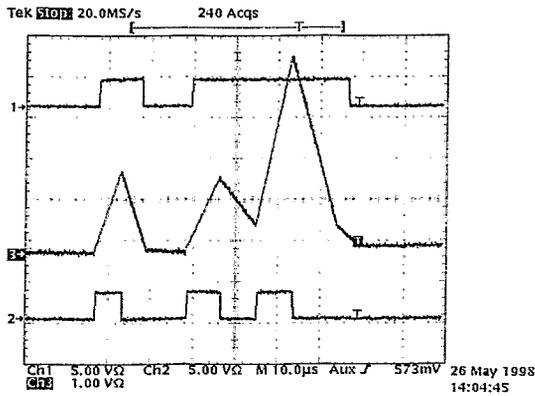


Abb. 12 Signale im SEDAT (s. Text)

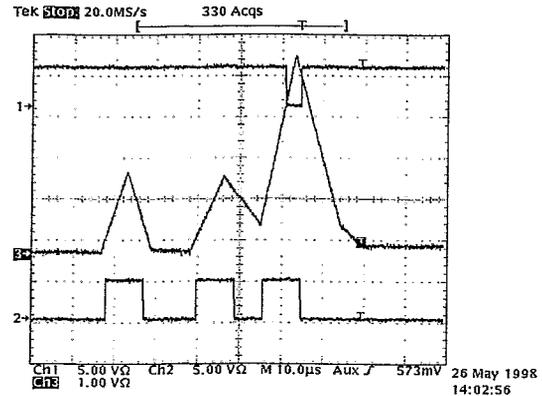


Abb. 13 Signale im SEDAT (s. Text)

3. Schluß

Das GSI – Therapieprojekt ist erfolgreich gestartet.

Bisherige Ergebnisse zeigen große Wirkung der Bestrahlung auf das Tumorgewebe bei praktisch keinen Nebenwirkungen (vorläufige Aussage, eine echte Aussage ist nach so kurzer Zeit noch nicht möglich).

Aufgrund des erfolgreichen Verlaufs wird eine ähnliche Anlage an der Uni – Klinik in Heidelberg gebaut.

Neue Geräte wurden entwickelt, die die Sicherheit und Funktionalität des Aufbaus weiter erhöhen.

Mikromechanische Drehratensensoren und ihre elektronische Auswertung

Oliver Krömer, Knut Schumacher

Hauptabteilung Prozeßdatenverarbeitung und Elektronik, Institut für Mikrostrukturtechnik
Forschungszentrum Karlsruhe GmbH, Postfach 3640, 76021 Karlsruhe

Abstrakt

Im Zuge der fortschreitenden Miniaturisierung von Sensorsystemen wird auch die mikromechanische Realisierung von Drehratensensoren angestrebt. Neben Kreiseln und faseroptischen Gyrometern ist die Drehratenmessung mit mechanischen Oszillatoren am weitesten verbreitet. Hierbei wird die auf eine oszillierende Probemasse wirkende Corioliskraft detektiert und als Maß für die Drehrate herangezogen. Mechanische Oszillatoren haben weiterhin den Vorteil, daß sie auch in Silizium- oder LIGA-Mikromechanik realisiert werden können und somit einen hohen Miniaturisierungsgrad erreichen. Das im FZK entwickelte LIGA-Gyrometer findet auf einem ca. $4 \times 6 \text{ mm}^2$ großen Substrat Platz. Die frei bewegliche Probemasse bildet zusammen mit ortsfesten Gegenelektroden zwei Differentialkondensatorpaare, über die sowohl die elektrostatische Anregung als auch die kapazitive Detektion möglich ist.

Die Sensorelektronik entdämpft über den elektrostatischen Antrieb den mikromechanischen Oszillator, so daß zwangsläufig eine Oszillation auf der mechanischen Eigenresonanz angefacht wird. Die Oszillatoramplitude wird durch die Elektronik ebenfalls erfaßt und konstant gehalten. Die Auslenkung der Probemasse infolge der Corioliskraft wird über Detektionselektroden kapazitiv erfaßt und durch elektrostatische Rückstellkräfte kompensiert. Die zur elektrostatischen Kraftkompensation notwendige Spannung dient als Maß für die Drehrate. Aufgrund des kraftrückgekoppelten Auswerteverfahrens und besonderer Maßnahmen zur Rauschminimierung sind Drehratenmessungen im Bereich $\pm 400 \text{ }^\circ/\text{s}$ mit einer Linearität von $0,05 \text{ } \%$ FSO und einer Auflösung von $0,04 \text{ }^\circ/\text{s}$ möglich.

1. Einleitung

Systeme zur Erfassung von Drehraten haben eine Fülle von Anwendungsmöglichkeiten (Abb. 1). Ein mittlerweile schon klassisches Anwendungsfeld ist die Automobiltechnik, wo Drehratensensoren zur Antriebs- und Fahrwerksregelung eingesetzt werden. In Unfalldatenschreibern dienen sie zur Rekonstruktion des Bewegungsverlaufs eines Fahrzeugs vor und nach einem Crash.

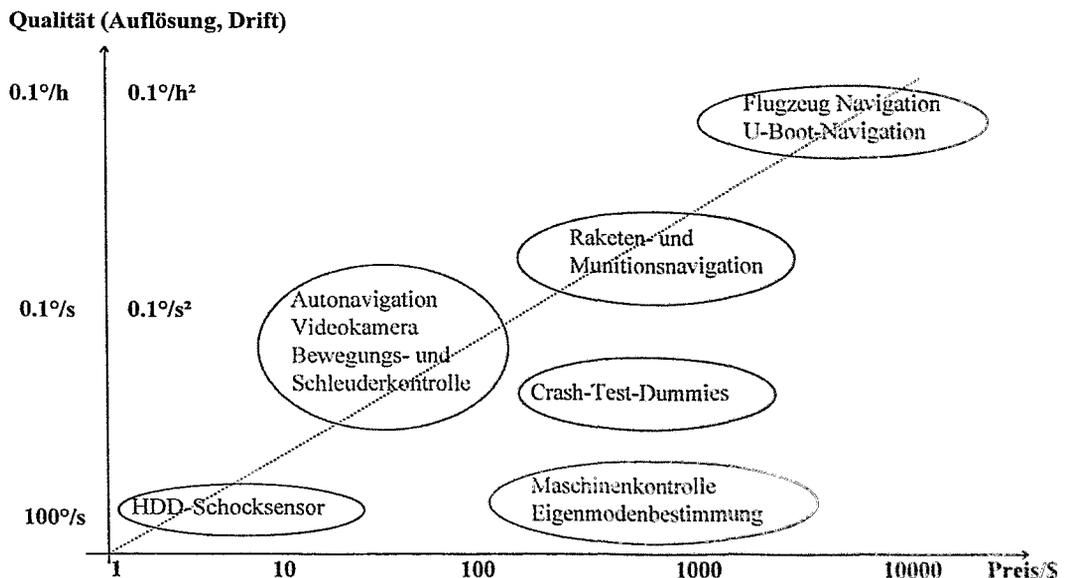


Abb. 1: Anwendungsbereiche von Drehratensensoren verschiedener Güte- und Preisklassen

Auch für die Überwachung und Steuerung von Prozessen werden Drehratensensoren eingesetzt. Möglich ist zum Beispiel die Detektion von Torsionsschwingungen an Maschinen oder Bauwerken, die Belastungsmessung an Crash Test Dummies oder der Einsatz als „Antiwackel“-Sensor in Videokameras.

In der Medizin, Sportdiagnostik und Biomechanik dienen sie zur Erfassung der Bewegungsabläufe von Gliedmaßen und Gelenken und können unter Umständen sogar körpereigene Sensorik ersetzen. Ein weiteres sehr anspruchsvolles Anwendungsgebiet ist die Inertialnavigation, wo durch Integration des Drehratensignals über die Zeit die Orientierung des Navigationssystems relativ zu einem Bezugssystem ermittelt werden kann. Bei Navigationsanwendungen ist die erreichbare Offsetstabilität von entscheidender Bedeutung.

2. Sensorprinzip

Neben Kreiseln oder faseroptischen Gyrometern ist die Drehratenmessung auch mit mechanischen Oszillatoren möglich. Diese haben den entscheidenden Vorteil, daß sie mikromechanisch realisiert werden können und so eine sehr kompakte Bauform erreichen. Grundprinzip der Drehratenmessung mit mechanischen Oszillatoren ist die Erfassung der Corioliskraft. Das Zustandekommen und die Wirkung der Corioliskraft soll in einem Gedankenexperiment verdeutlicht werden (Abb. 2).

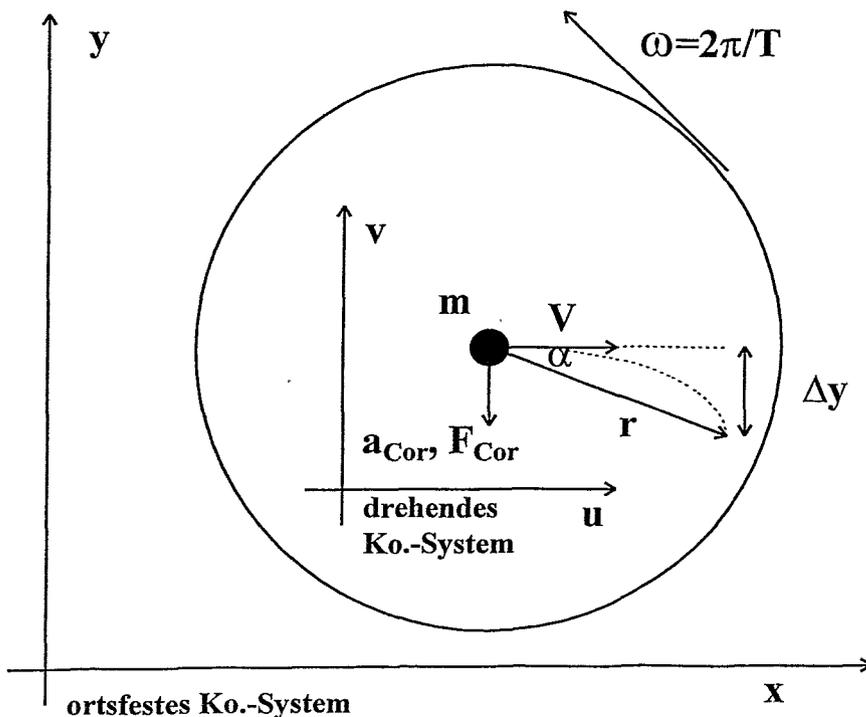


Abb. 2: Die Corioliskraft

In einem ortsfesten KO-System (x, y) befindet sich ein Drehtisch mit der Drehrate $\omega = 2\pi/T$. Zum Zeitpunkt $t = 0$ wird eine Masse m in x -Richtung mit der Geschwindigkeit v gestartet. Im mitdrehenden KO-System (u, v) durchläuft die Masse eine parabelförmige Bahn und zeigt nach der Zeit t eine Ablenkung Δy . Für Δy gilt:

$$\Delta y = \alpha \cdot r \quad \text{mit } \alpha = \omega \cdot t \quad \text{und} \quad r = v \cdot t \quad \text{gilt}$$

$$\Delta y = v \cdot \omega \cdot t^2$$

Allgemein gilt bei gleichförmig beschleunigter Bewegung:

$$\Delta y = \frac{1}{2} a_{Cor} t^2 \quad \text{mit der Coriolisbeschleunigung } a_{Cor}$$

Damit erhält man für die Coriolisbeschleunigung bzw. die Corioliskraft:

$$a_{Cor} = 2 \cdot \omega \cdot v$$

$$F_{Cor} = 2 \cdot m \cdot \omega \cdot v$$

Wie man Abb. 2 leicht entnimmt, bilden ω , v und F_{Cor} in dieser Reihenfolge ein rechtshändiges System:

$$\vec{F}_{Cor} = 2 \cdot m \cdot \vec{\omega} \times \vec{v}$$

Natürlich wirkt die Corioliskraft nicht nur auf Probemassen mit konstanter Geschwindigkeit ($v(t) = \text{const.}$), sondern z.B. auch auf oszillierende Systeme (Abb. 3).

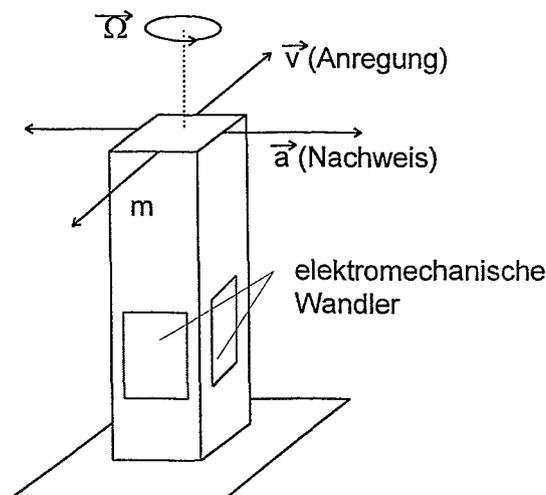


Abb. 3: Der schwingende Balken

Ein einseitig fest eingespannter Balken wird durch einen elektromechanischen Wandler zur Oszillation angeregt ($v(t) = v_0 \cos(\omega_0 t)$). Bei Vorhandensein einer Drehrate Ω wird infolge der Corioliskraft der Balken nicht nur in Antriebsrichtung, sondern auch in der dazu senkrechten Nachweisrichtung oszillieren. Das Balkenende schwingt also in Form einer Ellipse. Über einen zweiten elektromechanischen Wandler wird die Auslenkung in Nachweisrichtung detektiert.

Nachteil des „*schwingenden Balkens*“ ist seine komplizierte dreidimensionale Struktur, welche einer mikromechanischen Realisierung entgegensteht. Planare, zweidimensionale Anordnungen sind mit Hilfe der Oberflächenmikromechanik wesentlich einfacher zu realisieren. Eine stark abstrahierte Skizze ist in Abbildung 4 dargestellt. Eine fertigungstechnisch besonders elegante Lösung wird dann erreicht, wenn der Antrieb elektrostatisch und die Detektion kapazitiv ausgeführt wird, da sich Elektrodenkombinationen mikromechanisch relativ einfach realisieren lassen.

Ein solches Sensorelement ist mit Hilfe der LIGA-Technik mikromechanisch realisiert worden. Die LIGA-Technik gestattet es, bewegliche, metallische Mikrostrukturen mit einer Auflösung im Sub- μm -Bereich lateral frei zu strukturieren. Als Strukturhöhe werden typisch einige 100 μm erreicht. Als Substratmaterial dient Aluminiumoxid-Keramik (Al_2O_3). Die metallische Mikrostruktur besteht in der Regel aus galvanisch abgeschiedenem Nickel.

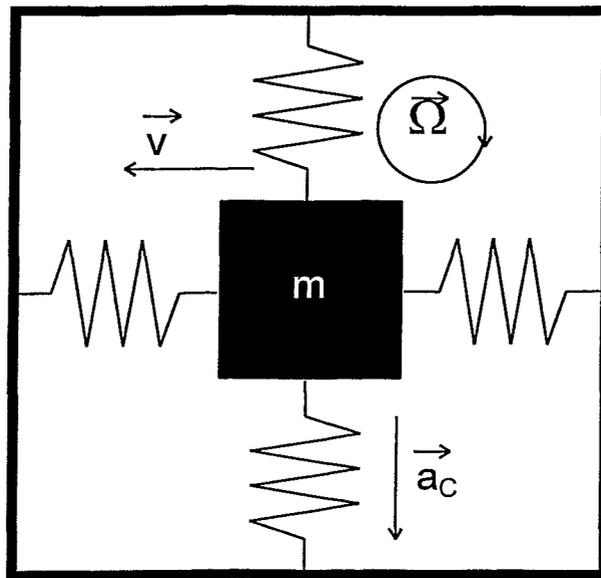


Abb. 4: Planarer Drehratensensor

Abbildung 5 zeigt eine REM-Aufnahme des Sensorelementes. An zwei Auslegern ist über vier u-förmige Federn ein Außenrahmen in X-Richtung beweglich aufgehängt. An den Außenseiten des Außenrahmens befinden sich zwei elektrostatische Linearaktoren, deren Elektroden kammförmig ineinander greifen. Über die Linearaktoren wird der Außenrahmen zu Schwingungen in x-Richtung angeregt, welche sich über zwei Blattfedern auf den Innenrahmen übertragen. Der Innenrahmen wird infolge der Corioliskräfte in Y-Richtung ausgelenkt, was über die zentral angeordneten Detektionselektroden erfaßt wird. Die kleinsten lateralen Strukturen bilden die Elektrodenkämme mit einem Abstand von ca. 4µm. Die Nickelstrukturhöhe ist 150 - 200 µm. Die Ruhekapazitäten der Antriebs- bzw. Detektionselektroden betragen 3 pF. Die mechanischen Eigenresonanzen sowohl für die Antriebs- als auch Detektionsrichtung liegen zwischen 500 und 600 Hz.

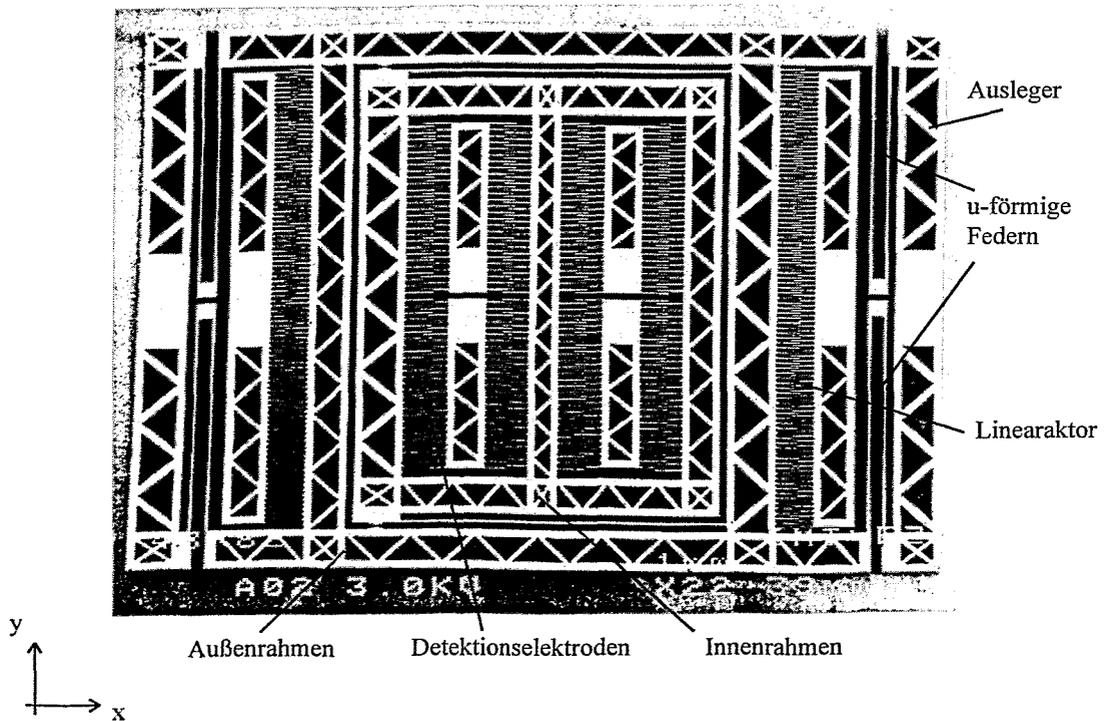


Abb. 5a: LIGA-Drehratensensor

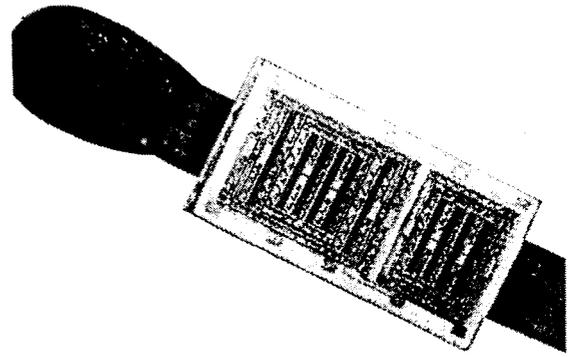
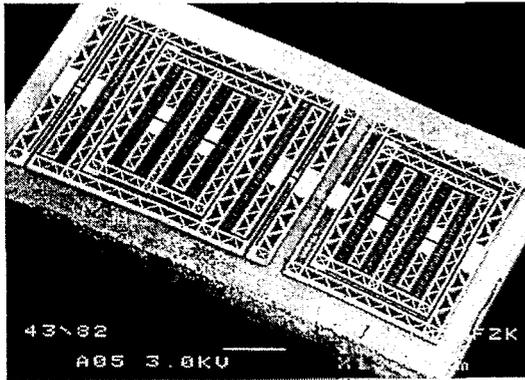


Abb. 5b: Gesamtansicht des Sensorelementes

Der Gesamtansicht (Abb. 5b) entnimmt man, daß auf dem Sensorsubstrat zusätzlich ein Beschleunigungs-sensorelement vorhanden ist. Neben der Möglichkeit ein sehr kompaktes Beschleunigungs-Drehraten-Erfassungssystem zu realisieren, bietet dies den Vorteil, Querempfindlichkeiten des Drehratensensors auf Linearbeschleunigungen zu kompensieren.

3. Auswerteelektronik

Elektrisch erscheint das Sensorelement als doppelter Differentialkondensator mit gemeinsamer Mittelelektrode (Abb. 6). Je ein Differentialkondensator repräsentiert entweder die Antriebs- oder die Detektionsrichtung. Die Differentialkondensatoren gestatten die Auslenkung der Probemasse in X- und Y-Richtung zu detektieren (Lagedetektion) und bieten außerdem die Möglichkeit, elektrostatische Kräfte an die Probemasse anzulegen.

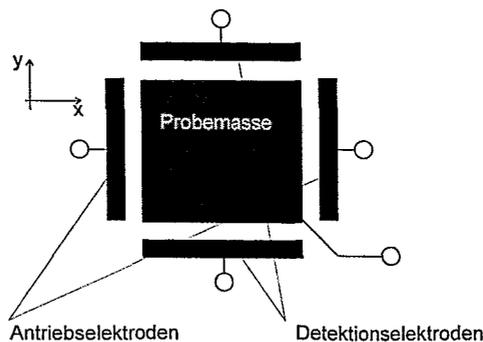


Abb. 6: Elektrisches Ersatzschaltbild des LIGA-Sensorelementes

Lagedetektion im Differentialkondensator:

Abbildung 7 zeigt zur Vereinfachung die Lagedetektion in einem einfachen Differentialkondensator. An die Außenelektroden wird ein gegenphasiges Oszillatorsignal mit einigen 100 kHz angelegt. Das Signal an der Mittelelektrode (Probemasse) entspricht dem Oszillatorsignal, welches mit der Auslenkung y amplitudenmoduliert ist. Durch eine phasensensitive Gleichrichtung mit einem Synchrondemodulator wird daraus eine auslenkungsproportionale Spannung gewonnen.

Legt man bei einem doppelten Differentialkondensator nach Abb. 6 an die Außenelektroden für die X- und die Y-Richtung zwei unterschiedliche Oszillatorfrequenzen an, kann simultan die Auslenkung der Probemasse in Antriebs- und Detektionsrichtung, also zweidimensional, erfaßt werden (Frequenzmultiplex).

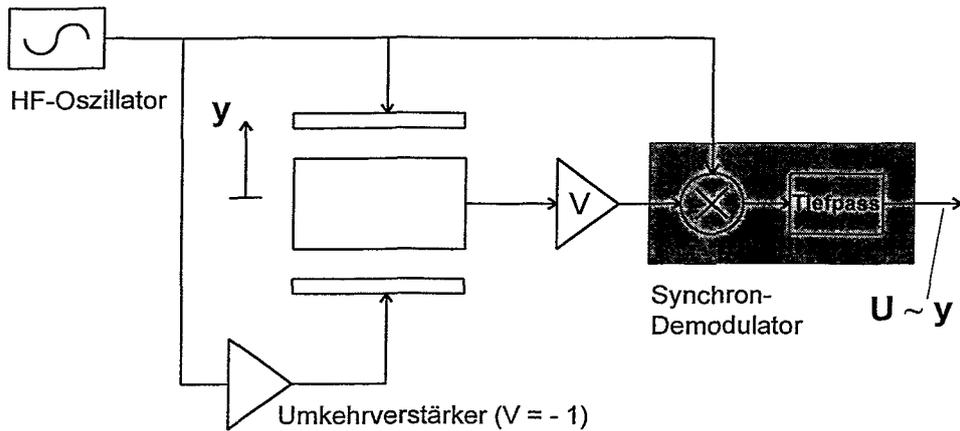


Abb. 7: Lagedetektion durch HF-Ansteuerung des Sensorelementes

Erzeugung elektrostatischer Kräfte im Differentialkondensator:

Zur Erzeugung von elektrostatischen Kräften an der Probemasse, wird die Mittelelektrode (Probemasse) auf ein zeitlich konstantes Referenzpotential U_{ref} gelegt (Abb. 8). Die Außenelektroden werden von einer betragsgleichen jedoch gegenpoligen Spannung U_F angesteuert. Die Berechnung der Einzelkräfte F_1 und F_2 und der Gesamtkraft F_Σ ergibt, daß die resultierende elektrostatische Kraft proportional zur angelegten Spannung U_F ist:

$$F_1 = \frac{1}{2} \frac{\epsilon A}{d_0^2} (U_F - U_{ref})^2$$

$$F_2 = \frac{1}{2} \frac{\epsilon A}{d_0^2} (U_F + U_{ref})^2$$

$$F_\Sigma = F_2 - F_1 = 2 \frac{\epsilon A U_{ref}}{d_0^2} U_F$$

mit: ϵ - Dielektrizitätskonstante A - Elektrodenfläche d_0 - Elektrodenabstand

Da die zur elektrostatischen Kräfteerzeugung zusätzlich an das Sensorelement angelegten Spannungen entweder zeitlich konstant oder nur langsam veränderlich (einige 100 Hz) sind, beeinflussen sie die hochfrequente Lagedetektion nicht, so daß simultan in X- und Y-Richtung die Lage der Probemasse erfaßt und über elektrostatische Kräfte kontrolliert werden kann.

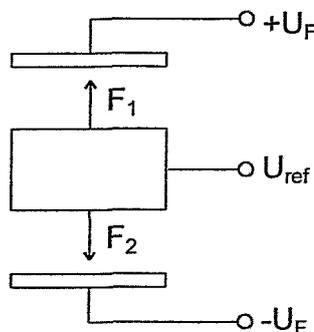


Abb. 8: Erzeugung elektrostatischer Kräfte im Differentialkondensator

Die Auswertelektronik hat die Aufgabe, das Sensorelement zur Oszillation auf seiner mechanischen Eigenresonanz anzuregen, die Schwingungsamplitude zu stabilisieren und die Auslenkungen infolge der Corioliskräfte zu detektieren. Abbildung 9 zeigt das Blockschaltbild, anhand dessen zunächst die Anfachung der Schwingung beschrieben werden soll:

Schwingungsanfachung:

Die Auslenkung in Antriebsrichtung wird zunächst in eine proportionale Spannung $U \sim x(t)$ und durch Differenzieren in eine geschwindigkeitsproportionale Spannung $U \sim v(t)$ umgewandelt. Über einen spannungsgesteuerten Verstärker (VCA) und den elektrostatischen Antrieb für die X-Richtung wird eine geschwindigkeitsproportionale Kraft $F_x(t)$ auf das Masse-Feder-Dämpfer-System des Sensorelementes gegeben. Die Rückkopplung einer geschwindigkeitsproportionalen Kraft erzeugt eine zusätzliche Dämpfung des Masse-Feder-Dämpfer-Systems. Da die Verstärkung des spannungsgesteuerten Verstärkers negativ ist, kommt es zu einer Entdämpfung des Systems. Überwiegt die entdämpfende Wirkung der Rückkopplung die mechanische Eigendämpfung der Mikromechanik, entsteht zwangsläufig eine Oszillation auf der mechanischen Eigenresonanz. Um ein Ansteigen der Schwingungsamplitude bis zum Übersteuern bzw. bis zur Zerstörung der Mikromechanik zu verhindern, wird die Geschwindigkeitsamplitude mit einem Sollwert verglichen und das Fehlersignal über einen I-Regler auf den Steuereingang des VCA's gegeben. Neben der Unterdrückung von Übersteuerungseffekten hat die Amplitudenstabilisierung entscheidenden Einfluß auf die Offset- und Steilheitsstabilität des Gesamtsystems, da, wie oben gezeigt wurde, der Corioliseffekt geschwindigkeitsabhängig ist.

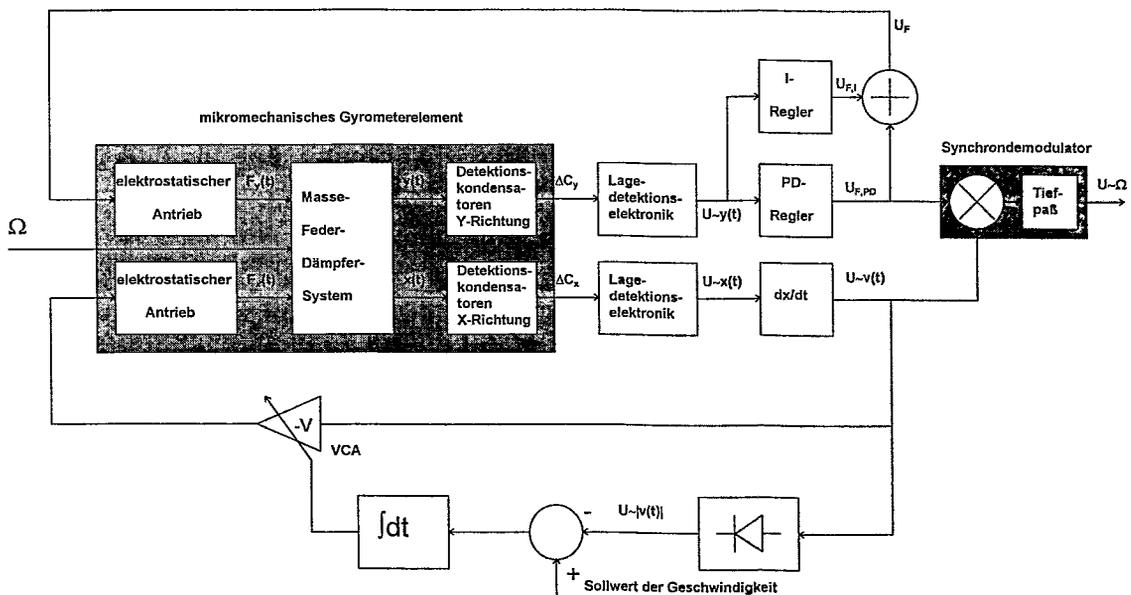


Abb. 9: Blockschaltbild der Gyrometerelektronik

Detektion der Corioliskräfte:

Die Auslenkungen in Y-Richtung infolge von Corioliskräften werden in eine proportionale Spannung $U \sim y(t)$ gewandelt. Über einen PID-Regler und den elektrostatischen Antrieb für die Y-Richtung wird an die Probemasse eine Kraft $F_y(t)$ angelegt. Während bei der Krafrückkopplung für die X-Richtung (Antriebsrichtung) durch Wahl einer entsprechenden Phasenlage für die Rückführgröße eine Destabilisierung bis zur Oszillation erreicht wurde, wird in der Y-Richtung (Detektionsrichtung) genau der gegenteilige Effekt, nämlich die Stabilisierung angestrebt. Die Rückstellkraft $F_y(t)$ kompensiert die Corioliskraft und regelt die Auslenkungen in Detektionsrichtung stets zu Null (Lageregelung). Die hierfür notwendige Lageregelungsspannung U_f ist, wie oben gezeigt wurde, proportional zur Corioliskraft.

Lageregelung hat gegenüber einer Open-Loop-Auswertung den Vorteil der höheren Linearität und eines flachen Frequenzganges. Ferner sind die Übertragungseigenschaften weitgehend von den Parametern des PID-Reglers bestimmt, so daß Fertigungstoleranzen der Mikromechanik kompensiert werden können.

Infolge des zeitabhängigen Geschwindigkeitssignals $v(t) = v_0 \cdot \cos(\omega_0 t)$ wird das Drehratensignal $\Omega(t)$ entsprechend der Formel für die Corioliskraft auf die Resonanzfrequenz ω_0 der Mikromechanik aufmoduliert:

$$F_{Cor} = 2 \cdot m \cdot v(t) \cdot \Omega(t)$$

$$F_{Cor} = 2 \cdot m \cdot \Omega(t) \cdot v_0 \cos(\omega_0 t) \quad \text{mit } U_F \propto F_{Cor}$$

$$U_F \propto \Omega(t) \cdot \cos(\omega_0 t)$$

Das Spektrum der Corioliskraft und damit auch der Lageregelungsspannung U_F ist in Abbildung 10 dargestellt. Aus der Lageregelungsspannung U_F kann ein zur Drehrate $\Omega(t)$ proportionales Signal $U_{\Omega}(t)$ durch Synchron-demodulation, also Multiplikation mit dem Trägersignal und anschließender Tiefpaßfilterung, gewonnen werden:

$$U_{\Omega}(t) \propto U_F \cdot \cos(\omega_0 t) \propto \Omega(t) \cdot \cos^2(\omega_0 t) \propto \Omega(t)(1 + \cos(2\omega_0 t)) \propto \Omega(t)$$

durch Tiefpaß unterdrückt

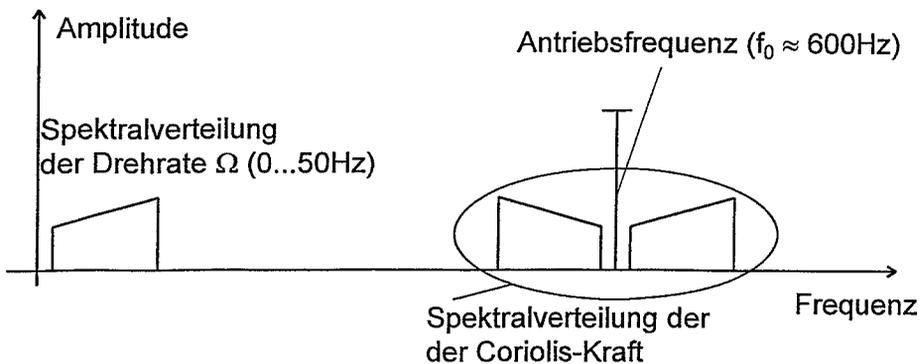
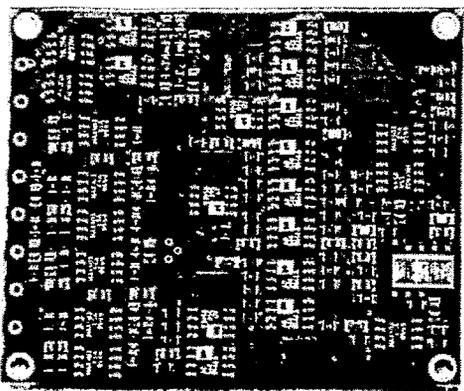


Abb. 10: Exemplarische Spektralverteilung der Drehrate und daraus resultierender Corioliskraft

Es gelangt nur der PD-Anteil $U_{F,PD}$ und nicht der I-Anteil $U_{F,I}$ von U_F zur Synchrondemodulation, da der I-Regler nur quasistatische Signale (z.B. Gravitation) überträgt. Der für die Drehratenmessung interessante Frequenzbereich in Nähe der Oszillationsfrequenz f_0 wird vom PD-Regler bereitgestellt.

Die Elektronik wurde in SMD-Technik mit ca. $50 \times 60 \text{ mm}^2$ Größe realisiert (Abb. 11). Das Sensorelement wird mit Wire-Bonds kontaktiert. Das Closed-Loop-Design (Lageregelung), die Stabilisierung der Geschwindigkeitsamplitude und besondere Maßnahmen zur Rauschminimierung spiegeln sich wieder in extrem hoher Linearität, hoher Offset- und Steilheitsstabilität und hoher Auflösung:



Meßbereich	$\pm 400 \text{ }^\circ/\text{s}$
Empfindlichkeit	$17 \text{ mV}/^\circ/\text{s}$
Auflösung	$0,04 \text{ }^\circ/\text{s eff.}$
	$0,007 \text{ }^\circ/\text{s}/\sqrt{\text{Hz}}$
Bandbreite	30 Hz
Linearitätsfehler	$< 0,05\% \text{ FSO}$
Stabilität der Steilheit	$< 1,5\% (-40\dots 85^\circ\text{C})$
Stabilität des Nullpunktes	$< 1,5 \text{ }^\circ/\text{s} (25\dots 85^\circ\text{C})$
	$< 20 \text{ }^\circ/\text{s} (-40\dots 85^\circ\text{C})$
Temperaturbereich	$-40 \text{ }^\circ\text{C}\dots 85 \text{ }^\circ\text{C}$
Versorgungsspannung	$\pm 15 \text{ V}$
Stromverbrauch	$< 30 \text{ mA}$

Abb. 11: Gyrometerelektronik in SMD-Technik

Magnetisch Induktiver Durchflußmesser (MID) mit kapazitiven Elektroden

Dr.-Ing. Helmut Brockhaus

KROHNE Meßtechnik GmbH&Co.KG, 47058 Duisburg, Ludwig Krohne Straße 5, Tel.:
0203/301-249, Fax.: 0203/301-368, E-Mail HBrockhaus@Krohne.de

1. Kurzfassung

Krohne hat einen neuen Magnetisch-Induktiven Durchflußmesser (MID) entwickelt, der die Meßsignale ohne elektrischen Kontakt zur Flüssigkeit aufnimmt. Die elektrischen Signale werden durch kapazitive Elektroden aufgenommen, die in das keramische Meßrohr selbst integriert sind. Der neue sehr robuste Aufbau unter Verwendung der Mikrosystemtechnik stellt eine hohe mechanische Stabilität wie auch eine exzellente Unempfindlichkeit gegenüber Vibrationen und Rauschen sicher.

2. Einleitung

2.1 Messprinzip eines konventionellen Magnetisch-Induktiven Durchflußmessers

Ein konventioneller MID besteht aus einem elektrisch isolierenden Meßrohr, einem Spulenpaar um ein starkes magnetisches Feld senkrecht zum Meßrohr zu erzeugen und einem Elektrodenpaar um eine elektrische Spannung über der Meßflüssigkeit senkrecht zum Meßrohr und senkrecht zu Magnetfeld abzugreifen (siehe Bild unten). Besonders Meßrohre aus einem keramischen Material weisen sehr gute elektrische Eigenschaften bei gleichzeitig hoher Stabilität gegen Korrosion, Abrasion und Temperaturänderungen auf.

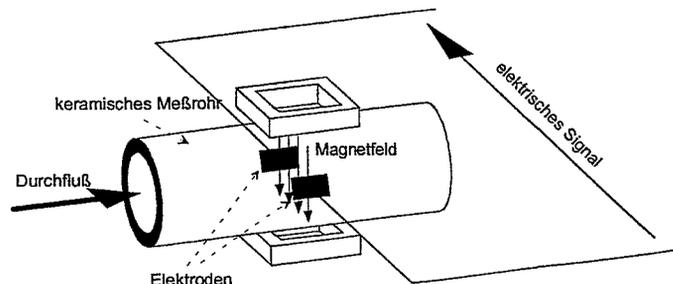


Bild 2.1.1 Aufbau eines Magnetisch-Induktiven Durchflußmessers

Die Flüssigkeit innerhalb des Meßrohres, deren Durchflußgeschwindigkeit gemessen werden soll, muß eine gewisse elektrische Leitfähigkeit aufweisen, wenn ein Magnetisch-Induktiven Durchflußmessers verwendet werden soll.

Die geladenen Teilchen q innerhalb der Flüssigkeit werden in Abhängigkeit von deren Strömungsgeschwindigkeit v durch das magnetische Feld B abgelenkt. Die Kraft F auf positiv geladene Teilchen hat die entgegengesetzte Richtung wie die Kraft auf negativ geladenen Teilchen. Es entsteht durch die Ladungstrennung ein elektrisches Feld E senkrecht zur Magnetfeldrichtung und zur Strömungsrichtung.

$$-q \cdot \vec{E} = \vec{F} = -q \cdot (\vec{v} \times \vec{B}) \quad (1)$$

Das elektrische Feld ist proportional zur Strömungsgeschwindigkeit und kann an den Elektroden gemessen werden.

In der Praxis sind die gemessenen Spannungen sehr klein und stark gestört durch die industrielle Umgebung und Offsets durch elektrochemische Prozesse zwischen den Elektroden und der Flüssigkeit. Das Magnetfeld wird daher periodisch mit einer bekannten Feldfrequenz f_{Feld} umgepolt. Mit Hilfe einer analogen und digitalen Signalverarbeitung kann das stark gestörte Meßsignal gewonnen werden.

2.2 Prinzip eines kapazitiven Magnetisch-Induktiven Durchflußmessers

Der prinzipielle Unterschied zwischen einem konventionellen MID und einem kapazitiven MID besteht darin, daß bei einem kapazitiven MID die Elektroden die Meßflüssigkeit nicht berühren. Das elektrische Feld wird über großflächige Elektroden an der Außenseite des isolierten Meßrohres detektiert.

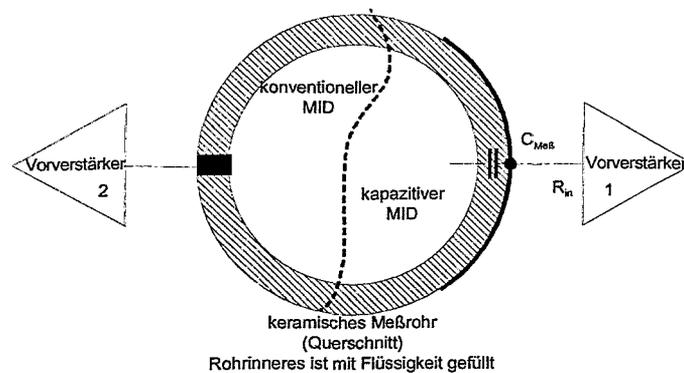


Bild 2.2.1 Unterschied zwischen einem konventionellen und einem kapazitiven Magnetisch-Induktiven Durchflußmesser

Die Elektroden an der Außenseite des Meßrohres und die Flüssigkeit an der Innenseite des Meßrohres bilden Kapazitäten $C_{\text{Meß}}$. Wenn das Produkt aus der Eingangsimpedanz R_{in} des Vorverstärkers (1) und der Kapazität $C_{\text{Meß}}$ groß genug gegenüber der Umschaltzeit des magnetischen Feldes ist, dann ist die über den Elektroden gemessene Spannung beim kapazitiven MID die gleiche wie beim konventionellen MID (siehe Bild oben).

$$R_{\text{in}} C_{\text{Meß}} \gg \frac{1}{2 \pi f_{\text{Feld}}} \quad (2)$$

2.3 Weitere Gesichtspunkte zur Dimensionierung des Vorverstärkers

- Meßkapazität $C_{\text{Meß}}$ ca. 30pF, variiert mit isolierenden Ablagerungen, mit Toleranz der Meßrohre (ϵ_r)
- Meßfrequenz 1/6 oder 1/2 der Netzfrequenz (8,33Hz ... 30Hz)
- keine Fehler im den Rahmen der Meßgenauigkeit durch verschiedene Meßfrequenzen (0,1% rel. Fehler)
- Eingangsimpedanz R_{in} im $T\Omega$ Bereich, C_{in} unter 0,1pF
- ESD Schutz $\pm 2\text{kV}$
- geringes eingangsbezogenes Spannungsrauschen unter $150\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

3. Vorteile des kapazitiven gegenüber dem konventionellen Magnetisch-Induktiven Durchflußmesser

3.0.1 Kein Risiko von Korrosion, Undichtigkeit, Gasaustritten oder Bakterienwachstum an den Elektroden

Das Meßsignal wird über Kapazitäten zwischen der Meßflüssigkeit im Inneren des Meßrohres und einer Metallisierung auf der Außenseite des Meßrohres isoliert durch die Wand des keramischen Meßrohres abgegriffen. Es gibt keine Durchführung durch die keramische Wand des Meßrohres und damit auch keine Spalte.

3.0.2 Stabile Durchflußmessungen bei niedriger Leitfähigkeit, wechselnder Leitfähigkeit, Ablagerungen und Feststoffanteilen

Die erforderliche minimale Leitfähigkeit der Flüssigkeit wird bei dem kapazitiven Magnetisch-Induktiven Durchflußmesser auf $0,05\mu\text{S}/\text{cm}$ gegenüber $5\mu\text{S}/\text{cm}$ beim konventionellen MID reduziert, da die Eingangsimpedanz der Vorverstärker 10^{12} Ohm übersteigt (siehe folgendes Bild).

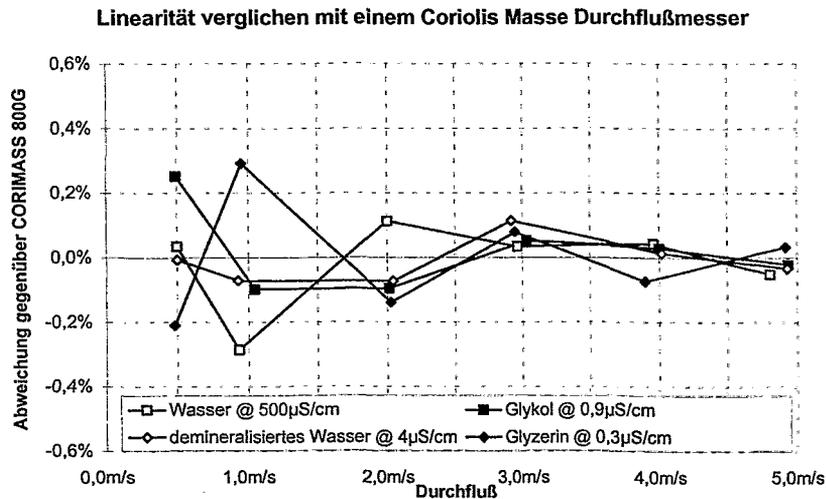


Bild 3.0.1 Gemessene Linearität bei Flüssigkeiten mit verschiedenen Leitfähigkeiten

Gegenüber konventionellen Elektroden wird bei den kapazitiven Elektroden die effektive Fläche um den Faktor 50 ... 100 erhöht. Dies reduziert die Empfindlichkeit gegenüber Feststoffanteilen in der Flüssigkeit.

Da der genaue Wert der Kapazität $C_{\text{Meß}}$ die Messung der Strömungsgeschwindigkeit nicht beeinflusst, solange die Gleichung (2) erfüllt ist, können dünne isolierende Schichten an der Wand des Meßrohres zugelassen werden. Der Volumendurchfluß muß bei dickeren Ablagerungen korrigiert werden, da der effektive Querschnitt des Meßrohres nicht mehr stimmt.

3.0.3 Nullpunktstabilität

Im folgenden Bild wird die Nullpunktstabilität bei Veränderung der Leitfähigkeit gemessen. Hierzu wird Propanol mit etwa $70\mu\text{S}/\text{cm}$ Leitfähigkeit schrittweise mit demineralisiertem Wasser und weiter mit Leitungswasser gemischt. Dadurch wird ein Leitfähigkeitsbereich von $70\mu\text{S}/\text{cm}$ bis $800\mu\text{S}/\text{cm}$ abgedeckt. Die Messung wird natürlich ohne erneute Nullpunktkalibrierung durchgeführt. Es werden hierbei über 30 Minuten gemittelt, um auch langsame Driften zu erfassen.

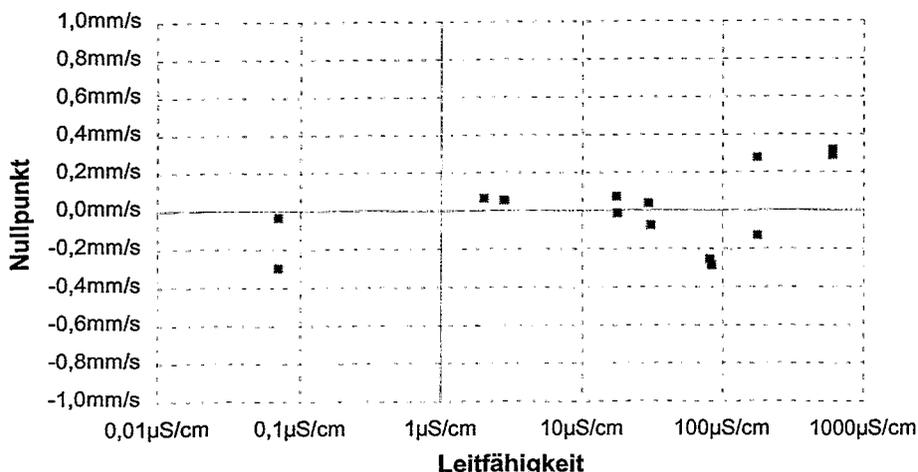


Bild 3.0.2 Nullpunktmessung ($v=0\text{m/s}$) mit Propanol gemischt mit demineralisiertem Wasser bzw. Leitungswasser, jeder Meßpunkt ist ein Mittelwert über 30 Minuten

3.1 Integrierter Sensor mit Hilfe der Mikrosystemtechnik

Die Kapazitäten $C_{\text{Meß}}$ und die Vorverstärker für den Signalabgriff werden mit Hilfe von "Low Temperature Cofired Ceramic" (LTCC) Tapes auf dem keramischen Meßrohr integriert. Diese LTCC - Tapes werden in der Mikrosystemtechnik bei der Herstellung von keramischen Schaltungsträgern mit mehreren Lagen verwendet. Drei Lagen werden auf das Meßrohr gesintert: die kapazitive Elektrode (1), die Abschirmung (2) und das Layout für den Vorverstärker (3). Die Bauelemente für die Vorverstärker werden direkt auf die oberste Lage in "Surface Mounted Technology" (SMT) montiert (siehe folgendes Bild).

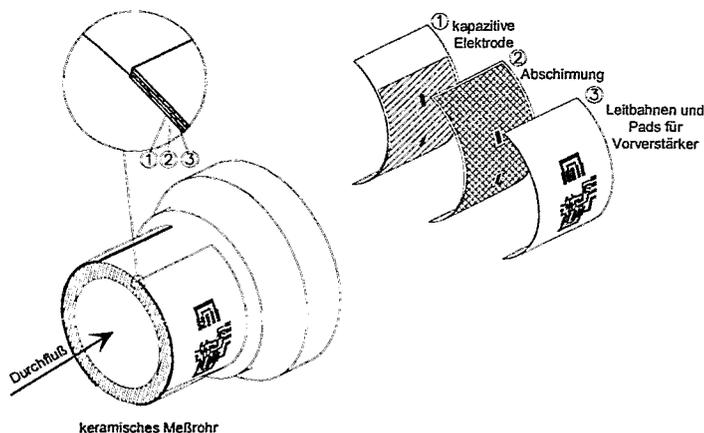


Bild 3.1.1 Prinzipielle Konstruktion des keramischen Meßrohres mit integriertem kapazitiven Signalabgriff und Vorverstärker

Durch den Einsatz der Mikrosystemtechnik ergeben sich bei diesem kapazitiven MID keine Probleme mit Mikrofonieeffekten, wie sie bei älteren Konstruktionen aufgetreten sind. Durch die extrem stabile gesinterte Verbindung der LTCC Tapes sind keine mechanischen Bewegungen der kapazitiven Elektroden oder der Zuleitungen von den Elektroden zu den Vorverstärkern möglich. Alle verwendeten Materialien weisen keine piezoelektrischen Effekte auf, so daß kein piezoelektrisches Rauschen wie bei der Verwendung von Isoliermaterialien aus Kunststoff auftreten kann.

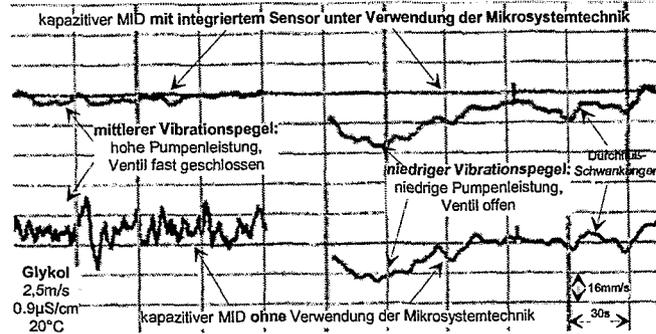


Bild 3.1.2 Vergleichsmessung des Rauschens bei 2,5m/s Durchfluß zwischen dem neuen kapazitiven MID (obere Kurve) und einem kapazitiven MID mit einem kurzen Kabel (etwa 20cm lang) zwischen Elektrode und Vorverstärker bei verschiedenen Vibrationspegeln.

Vergleichsmessungen während eines mittleren Vibrationspegels (Bild oben, linke Hälfte) zeigen, daß der neue kapazitive MID etwa um den Faktor 5 niedrigeres Rauschen aufweist, als ein kapazitiver MID, der nicht mit Hilfe der Mikrosystemtechnik aufgebaut wurde. Die Vibrationen wurden durch die Pumpe erzeugt. Zum Vergleich werden beide kapazitiven MID währen eines niedrigen Vibrationspegels betrieben (Bild oben, rechte Hälfte).

4. Zusammenfassung

Dieser neue kapazitive Durchflußmesser weist einige einzigartige Eigenschaften auf:

- kapazitiver Signalabgriff unter Verwendung der Mikrosystemtechnik
- exzellente Unempfindlichkeit gegen Vibrationen
- hohe mechanische Stabilität

Tabelle 4.0.1 Übersicht über die technischen Daten des MID mit kapazitiven Elektroden "CAPAFLUX" der Firma KROHNE

Leitfähigkeit der Flüssigkeit	ab 0,05µS/cm (ab 1µS/cm bei demi. Wasser)
Temperatur der Flüssigkeit	-20°C ... +100°C bis 120°C für kurze Zeit (< 30min.)
Genauigkeit	besser ± 0,5% ab 1m/s besser ± 5mm/s unter 1m/s
Nennweiten	DN25, DN40, DN50, DN80, DN100