
Archiv-Ex.:

FZR-116

November 1995

Bericht der Herbsttagung
der Studiengruppe für
Elektronische Instrumentierung
vom 2. bis 4. Oktober 1995 in Graz

S
E
I

Forschungszentrum Rossendorf e.V.

Postfach 51 01 19 - D-01314 Dresden

Bundesrepublik Deutschland

Telefon (0351) 260 3109

Telefax (0351) 260 3110

E-Mail za-fwf@fz-rossendorf.de

Bericht der Herbsttagung
der Studiengruppe für Elektronische Instrumentierung
vom 2. bis 4. Oktober 1995 in Graz

Inhalt:

Teilnehmerliste

Kurzfassung der Vorträge

Teilnehmerliste Graz vom 2. - 4. Oktober 1995

Badura, Eugen	GSI Darmstadt
Borutta, Hans	- - -
Buschbeck, Frank	Österr. Forsch.zentrum Seibersdorf
Eckardt, Andreas	Inst. f. Weltraumsensorik Berlin
Gabriel, Frank	FZ Rossendorf
Gemmeke, Hartmut	Forschungszentrum Karlsruhe
Halling, Horst	KFA Jülich
Kennepohl, Klemens	KFA Jülich
Leopold, Hans	Inst. f. Elektronik Graz
Meisel, Ulrich	HMI Berlin
Meyer, Ullrich	DESY Zeuthen
Mihlan, Heinz, F.	PTB Braunschweig
Möbius, Walter	Uni Konstanz
Namaschk, Bernhard	HMI Berlin
Niesler, Bodo	Ruhruni Bochum
Pröhl, Dieter	FZ Rossendorf
Rausch, Rainer	KFA Jülich
Röhler, Robert	TU Graz
Rüschmann, Gustav	Inst. f. Kernphysik Frankfurt/M.
Sattler, Erich	- - -
Stephan, Gerrit	Uni Mainz
Stöckler, Gerhard	TU Graz
Stolper, Matthias	DESY Hamburg
Thielmann, Richard	Uni Marburg
Urban, Hans-Joachim	Uni Freiburg
Wagner, Ferdinand	FH Lausitz Senftenberg
Winkler, Gunter	TU Graz

Herbstsitzung vom 2 - 4. Oktober an der Technischen Universität in Graz

Verzeichnis der Vorträge

	Seite
- Bericht aus dem EMV-Labor des Instituts für Elektronik G. Winkler , <i>Inst. f. Elektronik, TU Graz</i>	1
- Über die Entwicklung anwendungsspezifischer integrierter Schaltungen P. Söser , <i>Inst. f. Elektronik, TU Graz</i>	8
- Eine neuronale Netzwerkarchitektur für parametrisierbare Fuzzy-Systeme M. Pistauer , <i>Inst. f. Elektronik, TU Graz</i>	15
- WAAC - eine neue Weit-Winkel-Kamera für Luftaufnahmen A. Eckardt , <i>DLR Institut für Weltraumsensorik</i>	23
- CCD-Bildaufnahme ohne perspektivische Verzerrungen G. Nowack , <i>Ruhr-Uni Bochum</i>	27
- Ein rauscharmer Strom-Spannungs-Konverter mit hoher Bandbreite B. Namaschk , <i>HMI Berlin</i>	31
- Tier-PET, neuer Entwicklungsstand H. Halling , <i>KFA Jülich</i>	35
- Bauelementeinformation K. Kennepohl , <i>Forschungszentrum Karlsruhe</i> G. Lindner , <i>Sensortechnik</i>	39
- Schnelle Messung der Verstärkungs- und Rauschwerte von Eingangverstärkern F. Buschbeck , <i>Österreichisches Forschungszentrum Seibersdorf</i>	46
- Tragbares γ -Spektrometer für Safeguards-Anwendungen: Gerätekonzept, Hard- und Softwaredetektor F. Gabriel , D. Pröhl , R. Jainsch , <i>FZ Rossendorf</i>	52

BERICHT AUS DEM EMV-LABOR DES INSTITUTS FÜR ELEKTRONIK

G. Winkler *)

Institut für Elektronik der Technischen Universität Graz

Bei der Entwicklung elektronischer Systeme und Geräte wird am Institut für Elektronik unter der Führung von Prof. Leopold auf Störfestigkeit und Zuverlässigkeit großer Wert gelegt. Vor ca. 7 Jahren wurden die ersten Störgeneratoren (ESD, Burst) beschafft, die die Störversuche mit Gasanzünder und Kollektorfunken von Elektromotoren ablösen. In dieser Zeit traten in den USA erstmals EMV-Probleme mit am Institut für Elektronik entwickelten Dichtemeßgeräten auf. Mit dem Burstgenerator konnte bewiesen werden, daß das Problem nicht beim Meßgerät lag, sondern durch unzumutbar starke Störungen auf der Netzleitung hervorgerufen wurde. Dabei wurde erkannt, wie wichtig der entwicklungsbegleitende Einsatz von Störgeneratoren zur reproduzierbaren Simulation von Störungen ist. Die ersten Ausgaben der IEC801 (Elektromagnetische Verträglichkeit von Meß-, Steuer- und Regeleinrichtungen in der industriellen Prozeßtechnik) lieferten wertvolle Informationen über die zu erfüllenden Anforderungen.

Seither wurde das EMV-Labor stetig erweitert, und bildet neben seiner entwicklungsbegleitenden Funktion auch die Grundlage zur Ausbildung von Studenten der Studienrichtungen Elektrotechnik und Telematik auf dem Gebiet der EMV in einer Vorlesung und in praktischen Laborübungen.

Im EMV-Labor durchführbare Tests:

- Simulation leitungsgebundener Störgrößen mit ESD-, Burst-, Blitzgenerator
- Netzsimulation mit Leistungsverstärker (Netzausfall, Netzurückwirkungen)
- Messung der Störaussendung auf der Netzleitung mit Netznachbildung und Meßempfänger (bis 30 MHz)
- Einkopplung hochfrequenter Störspannungen auf Netz- und Signalleitungen über Koppeleinrichtungen (bis 200 MHz)
- Messung der Funkstörstrahlung mit Meßantenne und Meßempfänger (bis 1GHz, keine normgerechte Meßumgebung)

Im Jahre 1989 wurde eine Richtlinie des Rates der Europäischen Gemeinschaften bezüglich der Rechtsvorschriften der Mitgliedsstaaten über die elektromagnetische Verträglichkeit erlassen. In weiterer Folge dürfen ab dem 1.1.1996 keine Geräte, Systeme und Anlagen mehr erstmalig in Verkehr gebracht werden, die kein CE-Kennzeichen tragen. Mit diesem Kennzeichen bescheinigt der Hersteller, daß sein Produkt die geltenden EMV-Bestimmungen

*) Vortrag gehalten am 2. Oktober 1995 in der Herbstsitzung der Studiengruppe für Elektronische Instrumentierung am Institut für Elektronik der Technischen Universität Graz

einhält. Damit wird die elektromagnetische Verträglichkeit als Qualitätsmerkmal gesetzlich vorgeschrieben. Die Anforderungen sind in den Fachgrundnormen EN 50081 (Störaussendung) und EN 50082 (Störfestigkeit) angegeben. Diese Normen sind in jeweils zwei Teile gegliedert. Teil 1 gilt für den Wohnbereich, Geschäfts- und Gewerbebereich sowie Kleinindustrie und Teil 2 für den Industriebereich. Die Anforderungen der EN50081-1 sind in Tabelle 1 angegeben.

Anschluß	Frequenz	Grenzwerte	Grundnorm
Gehäuse	30 bis 230 MHz	30 dB(μ V/m) in 10m	EN 55022
	230 bis 1000 MHz	37 dB(μ V/m) in 10m	Klasse B
Netz- wechsel- strom	0 bis 2 kHz		EN 60555-2 EN 60555-3
	0,15 bis 0,5 MHz	66 bis 56 dB(μ V) QP 56 bis 46 dB(μ V) MW	EN 55022 Klasse B
	0,5 bis 5 MHz	56 dB(μ V) QP 46 dB(μ V) MW	
	5 bis 30 MHz	60 dB(μ V) QP 50 dB(μ V) MW	
	0,15 bis 30 Mhz		EN 55014

EN55022
1988 Grenzwerte und Meßverfahren für Funkstörungen
von informationstechnischen Einrichtungen

EN60555 Rückwirkungen in Stromversorgungsnetzen die
durch Haushaltsgeräte und durch ähnliche
elektrische Einrichtungen verursacht werden
1987 Teil 2: Oberschwingungen
1987,1991 Teil 3: Spannungsschwankungen

EN55014 Grenzwerte und Meßverfahren für Funkstör-
spannungen von Geräten mit elektromotorischem
1994 Antrieb und Elektrowärmegegeräten für den Haus-
gebrauch und ähnliche Zwecke, Elektrowerkzeugen
und ähnlichen Elektrogeräten

Tabelle 1: EN 50081-1:1992 (Störaussendung, Gewerbebereich)

Ein Auszug aus der Norm pr EN 50082-2:1994 (Störaussendung, Industriebereich) mit den für ein Prozeßdatensystem vorgeschriebenen Tests ist in Tabelle 2 angeführt. Die endgültige Fassung dieser Norm ist mit Ende September 1995 angekündigt, liegt dem Autor jedoch noch nicht vor. Beiden Normen sind informative Anhänge beigelegt, die über zukünftige weitere Anforderungen informieren. Von den in den beiden Normen vorgeschriebenen Messungen können im EMV-Labor des Instituts für Elektronik die Prüfungen der Störfestigkeit mit hochfrequenten Feldern von 200 MHz bis 1 GHz ab Ende Oktober, die Messung der Störleistung auf Leitungen im Bereich über 30MHz (EN55014) vorraussichtlich ab Dezember durchgeführt werden. Die Prüfung mit niederfrequenten Magnetfeldern ist nur bei Meßgeräten mit magnetfeldempfindlichen Bauteilen erforderlich und kann derzeit nicht durchgeführt werden.

Gehäuse:

Phänomen	Frequenz	Prüfstörgröße	Grundnorm	Krit
HF-Feld	80 bis 1000 MHz	10 V/m 80% AM (1kHz)	ENV 50140	A
HF-Feld pulsmod.	900 ± 5 MHz	10 V/m 200 Hz Wiederholfr.	ENV 50140	A
Magnetfeld	50 Hz	30 A/M	EN 61000-4-8	A
ESD		4 kV Kontaktentl. 8 kV Luftentladung	EN 61000-4-2	B

Anschlüsse für Prozeß- Meß- und Steuerleitungen:

Phänomen	Frequenz	Prüfstörgröße	Grundnorm	Krit
HF-Feld	0,15 bis 80 MHz	10 V/m 80% AM (1kHz)	ENV 50141	A
schnelle Transienten		2 kV (Spitze), 5 kHz 5/50 ns Koppelzange	IEC 801-4	B

Wechselstrom-Netzein- und -ausgänge:

Phänomen	Frequenz	Prüfstörgröße	Grundnorm	Krit
HF-Feld	0,15 bis 80 MHz	10 V/m 80% AM (1kHz)	ENV 50141	A
schnelle Transienten		2 kV (Spitze), 5 kHz 5/50 ns direkte Einspeisung	IEC 801-4	B

IEC 801-4
(EN 61000-4-4
1994) Elektromagnetische Verträglichkeit von Meß-, Steuer- und Regeleinrichtungen in der industriellen Prozeßtechnik
Störfestigkeit gegen schnelle transiente Störgrößen (Burst)

EN 61000-4-2
1994 Prüf- und Meßverfahren; Hauptabschnitt 2:
Prüfung der Störfestigkeit gegen die Entladung statischer Elektrizität

EN 61000-4-8
1993 Prüf- und Meßverfahren; Hauptabschnitt 8:
Prüfung der Störfestigkeit gegen Magnetfelder mit energietechnischen Frequenzen

ENV 50140
1993 EMV Störfestigkeits-Grundnorm
Störfestigkeit gegen hochfrequente elektromagnetische Felder

ENV 50141
1993 EMV Störfestigkeits-Grundnorm
Störfestigkeit gegen leitungsgeführte Störgrößen,
induziert durch hochfrequente Felder

Tabelle 2: pr EN 50082-2:1994 (Störfestigkeit, Industriebereich), Auszug

Im folgenden wird auf mögliche Störungen auf den Netz- und Signalleitungen eines elektronischen Gerätes eingegangen:

Störspannungen und Störströme auf den Zuleitungen eines elektronischen Gerätes können nicht nur störende, sondern auch zerstörende Wirkung haben. Sie müssen daher bereits beim Entwurf berücksichtigt werden. Wichtige Ursachen für transiente Störungen sind elektrostatische Entladungen (ESD), Blitzentladungen und Schalthandlungen im Energieversorgungsnetz. Hochfrequente Felder werden von den Zuleitungen als Antennen aufgefangen und in das Gerät weitergeleitet. Niederfrequente Störspannungen können z.B. von Rundsteueranlagen erzeugt werden.

Beim Entwurf eines Gerätes kann schon durch die Wahl der richtigen Schaltung bzw. störtester Signalübertragungsverfahren eine hohe Zuverlässigkeit erreicht werden. Der Einsatz von Filterschaltungen an den Schnittstellen läßt sich jedoch kaum vermeiden. Ein Filter hat dabei die Aufgabe die Störungen abzuschwächen, bei gleichzeitiger minimaler Beeinflussung des Nutzsignals.

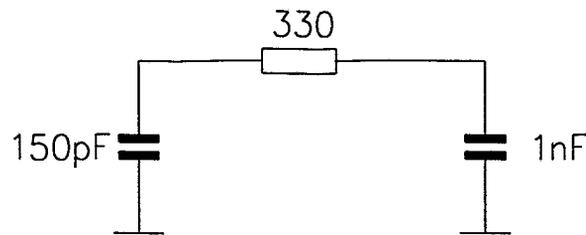


Bild 1: 150pF, U=8kV nach dem Ladungsausgleich 1.15nF, U=1kV

Eine elektrostatische Entladung findet z.B. beim Ladungsausgleich zwischen Mensch und Gerät statt. Bei direkter Entladung in einen offenen Stecker können beträchtliche Überspannungen entstehen (Bild 1). Ein 1nF Filterkondensator lädt sich bei einem Ladungsausgleich mit dem auf 8kV geladenen Kondensator der ESD- Pistole weit über 100V auf. Die Verwendung entsprechend spannungsfester Bauelemente bzw. ESD-fester Schnittstellenbausteine und Suppressor-Dioden ist daher erforderlich. Eine potentialgetrennte Schnittstelle kann bei wiederholter Durchführung des ESD-Tests so weit aufgeladen werden, bis an der schwächsten Isolationsstelle ein Überschlag auftritt (z.B. im Transformator der Hilfsenergieversorgung). Abhilfe schafft ein 10 MΩ Entladewiderstand. Eine uni- oder bidirektionale Suppressor-Diode verhindert zu große Spannungsdifferenzen (Bild2).

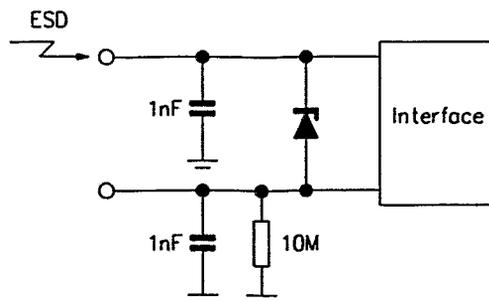


Bild 2: Schutz durch Supressordiode und Entladewiderstand

Die Auswirkungen der elektromagnetischen Störfelder hervorgerufen durch die fließenden Ausgleichsströme können durch Schirmungsmaßnahmen und richtiges Anordnen der einzelnen Schaltungsteile verringert werden.

Durch das Schmelzen von Sicherungen bei Kurzschlüssen kann auf der Netzleitung eine hohe Überspannung entstehen. Größe und Dauer dieser Überspannung sind in der VDE0160 beschrieben. Die Höhe des „VDE0160-Impulses“ ist dort mit dem 2,3-fachen des Scheitelwerts der Nennspannung und die Halbwertsbreite mit 1,3ms angegeben. Da der Energiegehalt dieses Impulses sehr hoch ist, kann er nicht wie energiearme schnelle transiente Störungen durch ein nichtlineares Bauelement (Varistor) unterdrückt werden. Ein Ausweg besteht darin, den Eingangsteil eines primärgetakteten Netzteils für die Höhe der Überspannung auszulegen, oder ihn für die Dauer des Überspannungsimpulses mit einem spannungsfesten Schalter vom Netz zu trennen. Bei Netzteilen kleiner Leistung ist auch ein Schutz durch Einfügen eines Vorwiderstandes vor den Ladekondensator möglich.

Die Scheitelwerte transientser Überspannungen hervorgerufen durch Blitzschläge und Schaltheandlungen im Stromversorgungsnetz sind viel höher als der des „VDE0160-Impulses“ aber von wesentlich kürzerer Dauer (μs bzw. ns Pulsdauer) und mit Ausnahme des direkten Blitzschlags relativ energiearm. Der Schutz gegen direkte Blitzschläge kann durch Gasableiter erfolgen (Grobchutz). Die Energie wird nicht im Gasableiter sondern im Widerstand der Zuleitung in Wärme umgewandelt. Im allgemeinen kann man das Vorhandensein eines Grobschutzes in der Netzleitung annehmen. Es wird in den meisten Fällen genügen, die Netz- und Datenleitungen gegen die indirekten Folgen eines Blitzschlags zu schützen. Hier kommen oft Varistoren (Mittelschutz) und Suppressor- oder Klemmdioden (Feinschutz) zum Einsatz. Die Störfestigkeit gegen μs -Impulse wird mit dem in IEC801-5 beschriebenen Hybridgenerator vorgenommen (1,2/50 μs Kurvenform der Leerlaufspannung, 8/20 μs Kurvenform des Kurzschlußstroms). Im Anhang des Entwurfs der EN50082-2 sind die in Tabelle 3 angegebenen Prüfschärfgrade festgelegt.

	Kopplung	\dot{U}	Koppelimpedanz
Netzleitung:	sym.	2kV	18 μF
	unsym.	4kV	9 μF , 10 Ω
Datenleitung: (ungeschirmt)	sym.	1kV	0.5 μF , 40 Ω
	unsym.	2kV	0.5 μF , 40 Ω

Tabelle 3: Prüfschärfgrade für die Prüfung mit dem Hybridgenerator im Industriebereich (pr EN55082-1)

Bei geschirmten Datenleitungen wird die Prüfspannung direkt an den Kabelschirm gelegt (IEC801-5). Auch bei beidseitig geerdetem Kabelschirm kann ein Innenleiter dabei eine Spannung von mehr als 100V gegen Erde annehmen! Dies ist bei der Auslegung der Spannungsfestigkeit einer potentialgetrennten Schnittstelle zu beachten. Bei der Prüfung der Störfestigkeit gegenüber transienten unsymmetrischen Stoßspannungen mit dem Hybridgenerator ist darauf zu achten, daß übliche Funk-Entstörfilter mit stromkompensierter Drossel in Sättigung gehen können. Die Störspannung gelangt dann ungedämpft zum Netzteil und eine Störung infolge des schnellen Spannungsanstiegs kann die Folge sein. In Bild 3 sind zwei unterschiedlich gebaute Filter mit dem gleichen Nennstrom (3A) einander gegenübergestellt.

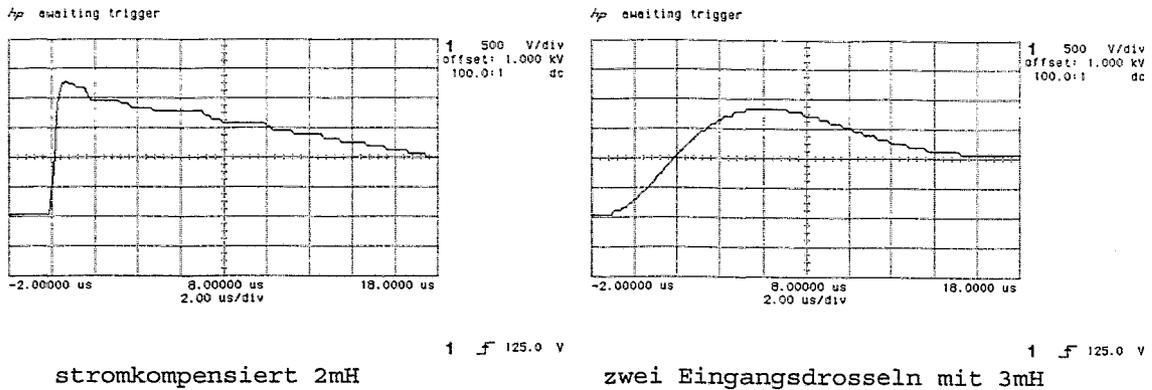


Bild 3: Vergleich der Ausgangsspannung unterschiedlicher Netzfilter.
Scheitelwert der Stoßspannung 2kV.

Burst-Impulse entstehen z.B. beim Abschalten induktiver Lasten (Zünden und Löschen eines Lichtbogens zwischen den Schaltkontakten). Die Prüfung mit Burst-Impulsen (ns-Impulse nach IEC801-4; 5ns Anstiegszeit) kann bei richtigem Aufbau des Gerätes (Filter, Gehäuse, Massekonzept) relativ leicht bestanden werden. Bei Datenleitungen ist zu beachten, daß bei unterschiedlich hohen Impedanzen zwischen den einzelnen Datenleitungen und Erde aus einer ursprünglichen Gleichtaktstörspannung eine Differenzstörspannung entstehen kann (Bild 4). Die an den Filterkondensatoren auftretenden Spannungen (bis 100V) müssen bei ihrer Auslegung entsprechend beachtet werden. Die Prüfschärfegrade sind in Tabelle 2 angegeben (schnelle Transienten).

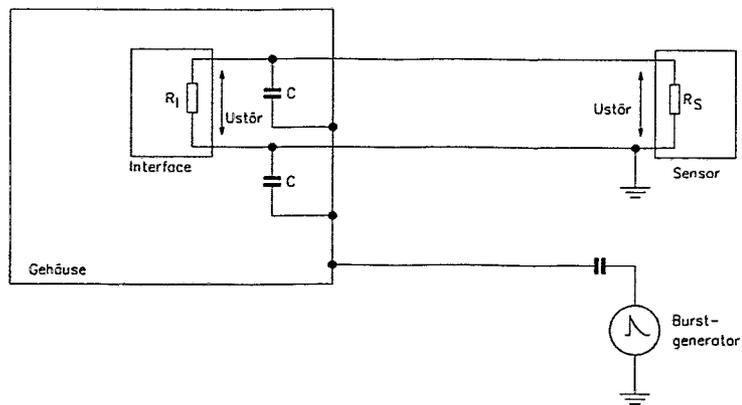
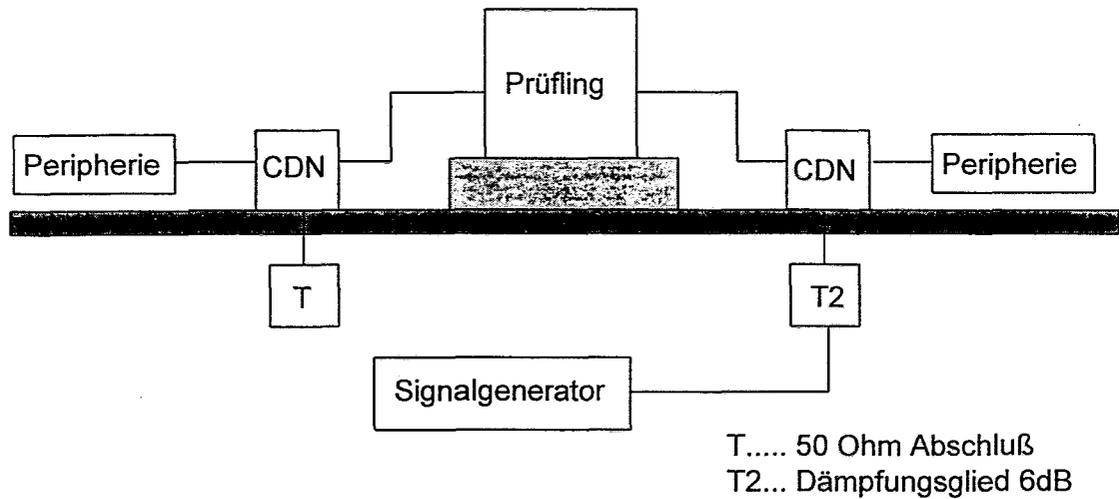


Bild 4: Entstehung einer Störspannung im Eingang einer potentialgetrennten Schaltung.

Die Prüfung der Störfestigkeit gegenüber hochfrequenten elektromagnetischen Feldern kann bei Frequenzen bis 80 MHz (Gehäuseabmessungen klein gegenüber der Wellenlänge der Störfrequenz) durch direkte Einkopplung der Prüfstörgröße in die Zuleitungen zum Prüfling ersetzt werden. Bei diesen Frequenzen erfolgt die Beeinflussung eines kleinen Prüflings hauptsächlich durch leitungsgeführte Störgrößen, die durch die hochfrequenten Felder in den Zuleitungen induziert werden. Der Vorteil der direkten Kopplung liegt vor allem in einer großen Kosteneinsparung, da keine Absorberhalle notwendig ist. Die zum Test benötigte Sendeleistung ist ebenfalls wesentlich geringer. Der Prüfaufbau mit Koppelnetzwerken und ein Beispiel für ein Koppelnetzwerk sind in Bild 5 dargestellt.

Prüfaufbau mit Koppelnetzwerken:



Beispiel für ein Koppelnetzwerk (CDN):

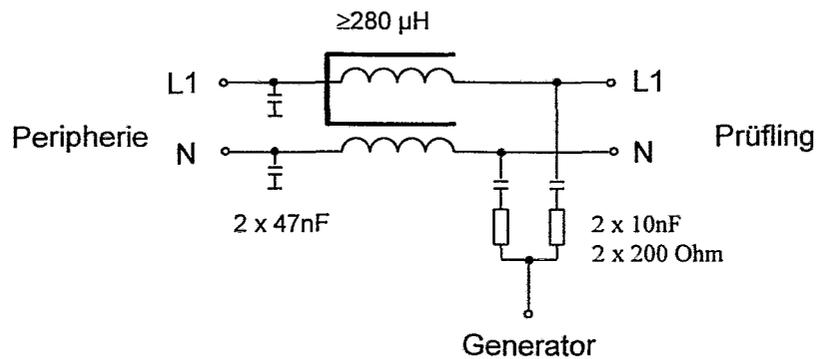


Bild 5: Prüfaufbau zur Prüfung der Funkstörfestigkeit mit direkter Einkopplung der hochfrequenten Störgröße in die Zuleitungen zum Prüfling

In der Fachgrundnorm für Störfestigkeit im Industriebereich ist diese Prüfmethode bereits vorgeschrieben (Tabelle 2, ENV 50141) und ersetzt dort die Prüfung mit hochfrequenten Feldern bis 80 MHz. Vergleichsmessungen ergaben einen gutem Zusammenhang zwischen Störtests mit direkter Einkopplung und Tests mit elektromagnetischen Feldern im Frequenzbereich bis 230 MHz. Die Eignung des Tests mit direkter Einkopplung mit Frequenzen bis zu 1 GHz als Vortest zu normgerechten Messungen wird Gegenstand weiterer Untersuchungen in EMV-Labor sein.

Über die Entwicklung anwendungsspezifischer integrierter Schaltungen

Peter Söser

TU-Graz; Institut für Elektronik
Inffeldgasse 12
A-8010 Graz

ABSTRACT: Der Trend in der elektronischen Schaltungstechnik geht eindeutig in Richtung einer immer höheren Systemintegration. Die Gründe dafür liegen hauptsächlich in der dadurch möglichen Kosten- und Platzeinsparung bzw. auch in der im Normalfall geringeren Leistungsaufnahme. Viele Schaltungsentwickler verwenden nicht mehr ausschließlich fertige integrierte Bausteine, sondern entwickeln eine eigene, anwendungsspezifische integrierte Schaltung (ASIC). Die Entwurfsunterstützung ist dafür durch CAD-Produkte in einem hohen Maß vorhanden. In diesem Beitrag wird auf die Einteilung der ASICs, die Entwurfsrandbedingungen, den Entwurfsablauf und die Kosten einer ASIC-Entwicklung anhand eines Beispiels eingegangen.

1. Die Entwicklung des ASIC-Marktes

Seit den siebziger Jahren gibt es integrierte Bausteine, die vom Anwender nach den eigenen Wünschen entworfen werden können. Diese programmierbaren Logikbausteine (Programmable Logic Device, PLD) besitzen eine feste Anzahl von Gattern und eine Verbindungsmatrix, die eine Verdrahtung der Gatter entsprechend der gewünschten Logikfunktion ermöglicht. Unterscheidungskriterien dabei sind die Art der Verbindung (Schmelzen einer Sicherung, MOS-Schalter, etc.) der Matrixpunkte und die Tatsache, ob dieser Vorgang reversibel ist oder nicht. Mit der zunehmenden Verfeinerung der fertigungstechnischen Möglichkeiten geht eine steigende Komplexität dieser Bausteine einher.

Seit es leistungsfähige Rechner und Programme für die Entwurfsunterstützung gibt, verlagert sich der Schaltungsentwurf, die Simulation und das Layout immer mehr zum Anwender bzw. Schaltungsentwickler. Hochsprachenbeschreibungen und die Möglichkeit, Schaltungen darauf aufbauend zu simulieren und in weiterer Folge daraus ein Layout zu synthetisieren, haben eine weitere Vereinfachung des Entwurfsablaufes im Bereich der integrierten Digitalschaltungen gebracht. Basis für viele Entwürfe sind Zellbibliotheken des ASIC-Herstellers, die den Vorteil

bieten, daß sie genau spezifiziert und charakterisiert zur Verfügung stehen und vom Hersteller gewartet und seinen neuen Prozeßmöglichkeiten angepaßt werden.

Zunehmend an Bedeutung gewinnt auf dem Gebiet der anwendungsspezifischen integrierten Schaltungen der Analogbereich. Hier ist nach wie vor ein breites Wissen des Schaltungsentwicklers unbedingt notwendig. Die Bandbreite dieses Wissens erstreckt sich von der Schaltungstechnik bis zur profunden Kenntnis des Fertigungsprozesses und des Layouts von integrierten Schaltungen. Eine gute Hilfestellung durch CAD-Werkzeuge ist in diesem Bereich durch das Schematic-Driven-Layout (SDL) gegeben, bei dem der Entwickler von den zeitaufwendigen und fehleranfälligen Layoutaufgaben weitgehend befreit wird. Das Layout der Bauelemente der Analogschaltung wird dabei nach den Vorgaben des Entwicklers automatisch generiert. Sie entsprechen dabei den Design-Rules des Herstellungsprozesses.

In den letzten Jahren gab es auf dem europäischen ASIC-Markt zwei markante Trends, die in Abb. 1 bzw. Abb. 2 graphisch veranschaulicht sind.

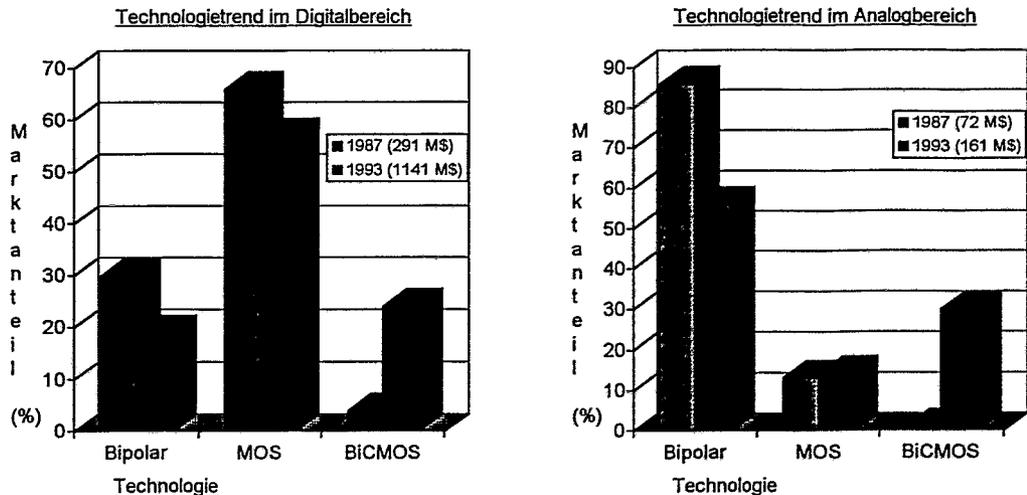


Abbildung 1: Technologietrends am europäischen ASIC-Markt [1]

Die BiCMOS-Technologie erobert zunehmend Anteile sowohl im Bereich der Digital- als auch der Analogschaltungen. Die reinen Bipolarschaltungen sind auf dem ASIC-Markt in Europa quantitativ im abnehmen. Der signifikante Anstieg im Einsatz der BiCMOS-Technologie ist sicherlich auf die zunehmende Integration von analogen und digitalen Schaltungsteilen auf einem Chip zurückzuführen. Aus der Darstellung in Abb. 1 ist weiters der stärkere Anstieg der ASIC-Entwicklungen in der Digitaltechnik gegenüber der Analogtechnik deutlich zu erkennen (Die absoluten Umsatzangaben für den europäischen Markt sind in Klammer neben der Jahreszahl angegeben).

Wird die Designmethode als Kriterium herangezogen, so läßt sich aus Abb. 2 ein Trend weg vom Full-Custom-Design (FCD) und hin zum Standardzellen-Entwurf (Standard Cell Design, SCD) feststellen. Das Wachstum im Bereich der PLDs und der Gate-Arrays (GA) ist im Vergleich dazu moderater.

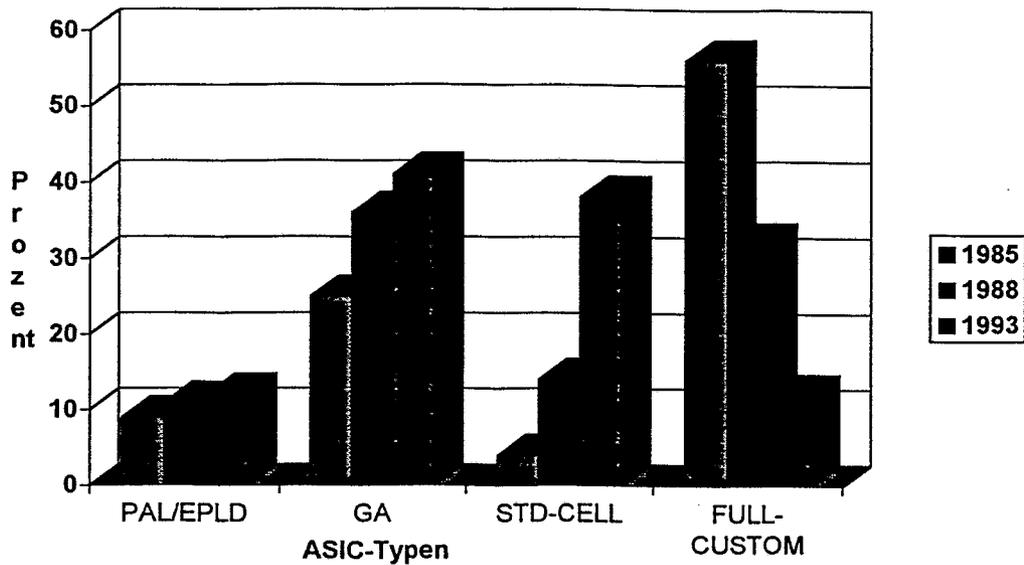


Abbildung 2: Designmethoden am europäischen ASIC-Markt [1]

2. Einteilung der ASICs

Im folgenden wird ein kurzer Überblick über die wichtigsten ASIC-Typen gegeben. Sie erhebt keineswegs einen Anspruch auf Vollständigkeit. Zu beachten ist weiters, daß die technologische Entwicklung auf diesem Gebiet rasant voranschreitet, und daher die Angabe mancher Technologiegrenzwerte bereits überholt sein kann.

2.1 Programmierbare Bausteine

Programmierbare Logikbausteine:

Diese Bausteine waren die ersten anwendungsspezifischen integrierten Schaltungen. Es gibt mittlerweile eine Vielzahl von Typen. Die Grundstruktur besteht aus einem Array von logischen Grundgattern (UND, ODER), einer Verbindungsmatrix und unterschiedlich konfigurierbaren Ausgangsschaltungen. Die Kreuzungspunkte der Matrix können je nach Type auf unterschiedliche Art miteinander verbunden werden. Ein weiteres Unterscheidungsmerkmal besteht darin, ob und auf welche Art diese Verbindung wieder aufgelöst werden kann. Der Vorteil dieser Art von ASICs liegt in der raschen Durchlaufzeit von der Schaltungsidee bis zum programmierten Baustein. Der Anwender bewerkstelligt in der Regel den gesamten Entwurfsablauf mit Hilfe von CAD-Werkzeugen selbst. Als nachteilig sind die hohen Kosten für große Stückzahlen und die geringe Komplexität anzusehen. Analogschaltungen sind mit dieser Entwurfsmethode nicht möglich.

Field-Programmable-Gate-Arrays (FPGA):

Bei diesen Bausteinen wird die anwendungsspezifische Schaltung durch elektrische Konfiguration von komplexen Makrozellen (Configurable Logic Block, CLB) verwirklicht. Die Makrozellen sind untereinander über eine programmierbare Leitungsmatrix verbunden. Dieser

Typ von ASIC erfreut sich wegen seiner relativ großen Komplexität und den zahlreichen und kostengünstigen CAD-Entwurfswerkzeugen vor allem für rasche Prototypenentwürfe steigender Beliebtheit. Zunehmend wird bei dieser ASIC-Art der Boundary-Scan Teststandard nach IEEE 1149.1 unterstützt. Der Anwender bewerkstelligt in der Regel den gesamten Entwurfsablauf mit Hilfe von CAD-Werkzeugen selbst. Der Entwurf beschränkt sich auf Digitalschaltungen.

Electrically Programmable Analog CircuitTM (EPAC):

Eine interessante Neuentwicklung im Bereich der ASICs stellen die Electrically Programmable Analog Circuits der Fa. IMP Inc. dar [2]. Die Programmierbarkeit bezieht sich nicht nur auf die Verbindung der analogen Schaltungskomponenten sondern auch auf Parameter wie Verstärkung, Offset, Filtergrenzfrequenzen, Leistungsaufnahme. Vier komplette Systemeinstellungen können im Baustein abgespeichert und über Steuerleitung im Betrieb umgeschaltet werden.

2.2 Zellbasierende ASICs

Gate-Array:

Bei diesem Typ von ASIC kann der Schaltungsentwickler auf Grundzellen zurückgreifen, die charakterisiert und in einer Zellbibliothek zusammengefaßt sind. Die Fertigung kann nicht beim Anwender erfolgen. Sie muß vom Hersteller durchgeführt werden, wobei sich der Herstellungsaufwand auf 3 bis 5 Masken der anwendungsspezifischen Verdrahtung der vorgefertigten Grundzellen beschränkt. Die Flexibilität ist dadurch groß. Es gibt Gate-Array-Master in unterschiedlicher Gatter- bzw. Transistoranzahl. Bei einigen Herstellern sind neben den digitalen Schaltungszellen auch einfache analoge Komponenten vorhanden.

Standardzellen-Entwurf:

Durch die bei dieser ASIC-Entwurfsmethode möglichen Einbindung analoger Schaltungselemente und der großen Komplexität und Flexibilität des Entwurfes gewinnt dieser Gruppe zunehmend an Bedeutung. Grundlage dafür sind fertige Zellbibliotheken des ASIC-Herstellers und immer leistungsfähigere CAD-Werkzeuge, die es dem Anwender ermöglichen, den Entwurf bis auf die Ebene des Maskensteuerbandes durchzuführen. Die Flexibilität erkauft man sich dabei um den Preis eines kompletten Maskensatzes für die Fertigung (ca. 12 Masken). Die Entwicklungs- und Fertigungszeit ist hoch. Verbunden mit den hohen Kosten für die Maskenerstellung rentiert sich diese Entwurfsmethode erst bei mehreren tausend Stück.

2.3 Full-Custom Entwurf

Wird beste Platzausnutzung und optimale Leistung bei einer integrierten Schaltung verlangt, so muß man in den Bereich des Full-Custom Entwurfes vordringen. Die Schaltung wird auf Layoutebene erstellt. Sie verlangt neben guten Schaltungstechnikenkenntnissen auch ein tiefes Verständnis für die verwendete Technologie und vor allem auch der Design-Rules. Der Entwurf ist überaus zeitaufwendig und nur sinnvoll, wenn eine genügend große Stückzahl von ASICs eingesetzt wird. Diese Entwurfsmethode verliert mehr und mehr an Bedeutung.

3. Entwurfsablauf

In der Abb. 3 ist schematisch der Entwurfsablauf bei der Erstellung eines ASICs dargestellt. Für die einzelnen Schritte sind dabei auch die beteiligten Personen (Entwickler, Hersteller) und die benötigten CAD-Entwurfswerkzeuge und Entwurfsschritte angeführt.

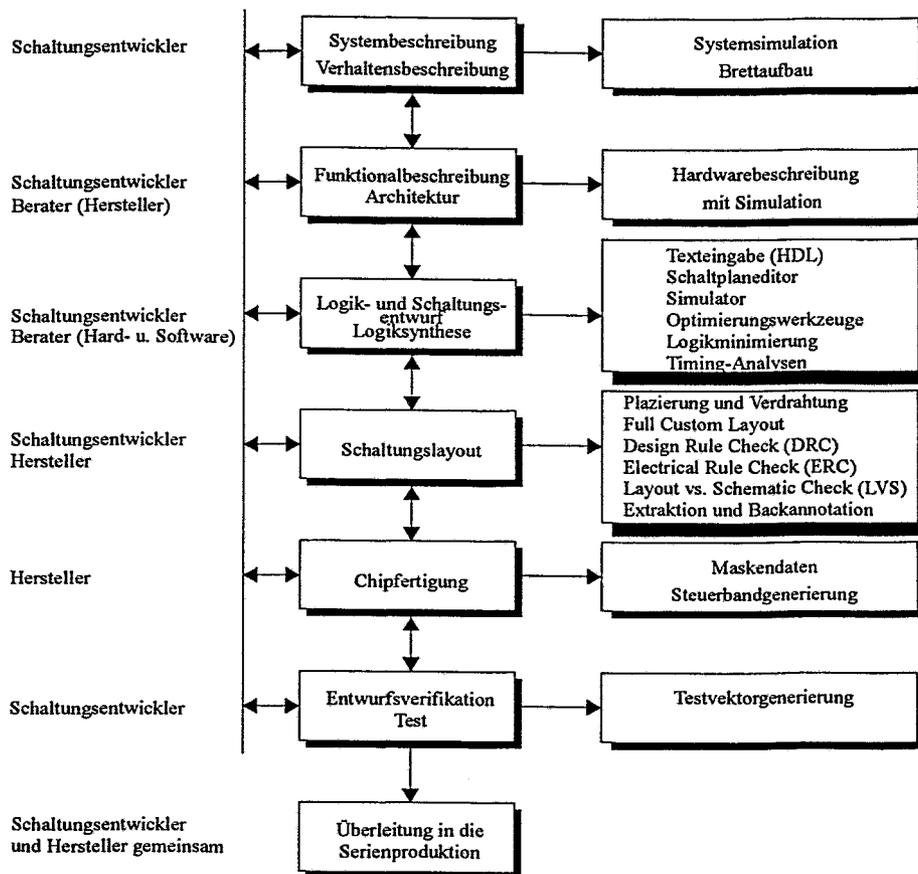


Abbildung 3: ASIC-Entwurfsablauf und -werkzeuge

4. CAD-Entwurfswerkzeuge

Eine breite Palette von Entwurfswerkzeugen ermöglicht und unterstützt den Entwurf von ASICs. Ihr Einsatz ist notwendig, um ein sicheres Funktionieren des fertigen Bausteins zu gewährleisten und so Kosten für die Entwicklung einzusparen.

4.1 Hochsprachenbeschreibungen und Synthese

Im Bereich der digitalen Schaltungsentwicklung und im Bereich der Systemsimulation und Verhaltensbeschreibung kommen zunehmend Hardwarebeschreibungssprachen (HDL, Hardware Description Language) zum Einsatz. VHDL (Very High Speed Integrated Circuits HDL) hat dabei eine weite Verbreitung gefunden. Sie ist standardisiert nach IEEE 1076 und bietet vielfältige Möglichkeiten der Simulation auf verschiedenen Entwurfsebenen und darüberhin-

aus stellt sie eine Schnittstelle zu Synthesewerkzeugen dar. Ein wesentlicher Vorteil von VHDL ist die leichte Portierbarkeit auf andere Entwurfsplattformen und Fertigungstechnologien.

4.2 Analogschaltungsentwicklung

Zunehmende Bedeutung beim Entwurf von ASICs kommt dem Bereich der Analogschaltungen zu. Hier läßt sich nicht so einfach eine Bibliothek erstellen, da sich in einer Schaltung fast jedes Bauelement vom anderen unterscheiden kann. Verschiedene Parameter wie Form, Größe, Typ, usw. lassen eine beliebige Anzahl von verschiedenen Bauelementen zu. Dadurch muß für fast jedes Bauelement ein individuelles Layout erstellt werden. Da diese Tätigkeit sehr zeitraubend und fehleranfällig ist, bietet sich hier eine Automatisierung an. Ein durchgängiger Designablauf am Computer soll dabei möglich sein. Dieser beginnt bei der Schaltplaneingabe und endet mit dem fertigen Layout. Alle Zwischenschritte müssen überwacht werden und sollten so weit wie möglich automatisiert sein (SDL). Die Erstellung des Layouts erfolgt dabei mit Hilfe von Layoutgeneratoren, die vom Entwickler mit vielen Vorgaben beeinflusst werden können. Der Generator stellt dabei sicher, daß das Layout den Design-Rules entspricht. In der Abb. 4 sind die Layouts für Kapazitäten mit gleichem Kapazitätswert und unterschiedlichen Randbedingungen (mit Guard-Ring etc.) dargestellt. Der Entwickler bestimmt über Parameter im Schaltplan, wie das Layout tatsächlich aussehen wird.

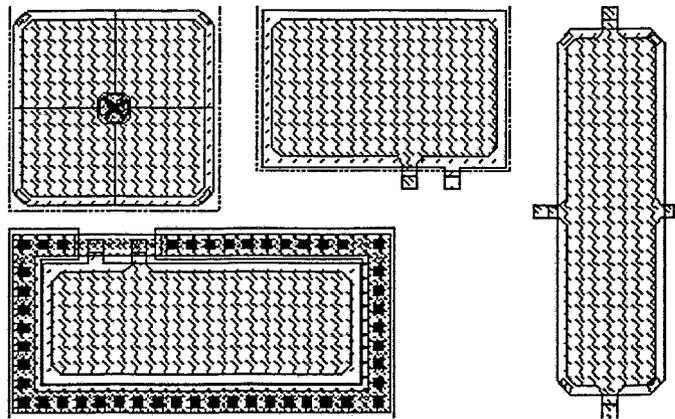


Abbildung 4: Gleiche Kapazität - unterschiedliches Layout [3]

5. Zeitaufwand, Kosten - ein Beispiel

Im Bereich des Standardzellenentwurfes fehlen vielfach die Erfahrungen, mit welchem Zeitaufwand und mit welchen Kosten man dabei rechnen muß. Daher wird anhand eines am Institut für Elektronik der TU-Graz realisierten Beispiels eine Aufstellung gemacht [4]. Bei den Kosten sind die Kosten für die Entwurfswerkzeuge (Hard- und Software) und die Personalkosten nicht mit eingerechnet.

Beim konkreten Baustein handelt es sich um einen Kontroll- und Steuerbaustein für ein Sensorinterface, der als Standardzellenentwurf realisiert wurde. Das Entwurfswerkzeug war die GDT-Entwicklungsumgebung der Fa. Mentor Graphics. Als Fertigungstechnologie wurde ein 1 μm CMOS-Prozeß (Wafermaterial mit 4" Durchmesser) der Firma Austria Mikro Systeme International AG mit zwei Metallverdrahtungsebenen gewählt. Die integrierte Schaltung hat

eine Fläche von 3,5x4 mm und wird in ein PLCC44-Gehäuse eingebaut. Der Schaltungsumfang des Kernbereichs (ohne Padzellen) beträgt etwa 30.000 Transistoren. Die erste, noch mit einem Fehler behaftete Version wurde im Rahmen eines Multi-Project-Wafers gefertigt. Dadurch bietet dieses Projekt einen guten Vergleich der Kosten je nach der geplanten Fertigung.

Die **Zeit** für die Schaltungsentwicklung betrug **4 Mannmonate**. In dieser Zeit ist die Einarbeitung in das GDT-Programmpaket enthalten, mit dem am Institut erstmals ein Projekt bis zur Erstellung des Maskensteuerbandes durchgearbeitet wurde. Die **Fertigungsdauer** betrug **2 Monate**.

Die **Kosten** für 20 Musterbausteine aus dem Multi-Project-Wafer-Fertigungsdurchlauf betragen ca. **90.000,- AS**. Dem gegenüber stehen die Kosten für die Fertigung der gleichen Anzahl von Bausteinen auf einem eigenen Wafer von ca. **275.000,- AS**.

6. Zusammenfassung

Vor allem auf Grund der möglichen Kosten- und Platzreduktion für das Gesamtsystem wächst der Einsatz von ASICs in der elektronischen Schaltungstechnik stetig. Für die Auswahl der verwendeten Entwurfsmethode bzw. der Fertigungstechnologie stehen viele Randbedingungen zur Entscheidungsfindung an. Einen kleinen Überblick darüber kann die Tab. 1 geben. Wichtig für die Entscheidung, ob und wenn ja welche Art von ASIC eingesetzt werden soll, ist sicherlich die Verfügbarkeit von CAD-Entwurfswerkzeugen und entsprechenden Rechnern. Die Kosten für diese Infrastruktur steigen in der untenstehenden Tabelle von links nach rechts an.

	PLD	FPGA	GA	SCD	FCD
Max. Gatteranzahl	2K	10K	100K	250K	500K
Geschwindigkeit	langsam	langsam/mittel	mittel/schnell	schnell	sehr schnell
Anwenderfunktionen	nein	ja	ja	ja	ja
vom Anwender programmierbar	ja	ja	nein	nein	nein
Entwicklungszeit	kurz	kurz	mittel	mittel	lang
Fertigungszeit	Minuten	Minuten	Tage	Monate	Monate

Tabelle 1: Entwurfskriterien und ASIC-Typen

7. Literatur

- [1] Declercq M.: Evolution and trends of microelectronics; Advanced engineering course on CMOS&BiCMOS VLSI Design '94; EPFL, Lausanne, Switzerland; August 22 - September 9, 1994
- [2] IMP - Preliminary Product Information; IMP, Inc. San Jose California, USA; November 1994
- [3] Meusbürger W.: Entwicklung von Device-Generatoren zur Unterstützung des Analog-IC-Designs mit Mentor V8; Dokumentation zum Elektronik-Projekt, TU-Graz, Institut für Elektronik; Eigenverlag, März 1995
- [4] Röhler R., Senn H., Söser P.: ASIC-Entwicklung - Zeitaufwand, Kosten und Fehler; Tagungsband zum AUSTROCHIP-Tag 1994 in Wien; Seite 115-121; Eigenverlag; 1994

Eine neuronale Netzwerkarchitektur für parametrisierbare Fuzzy-Systeme

M. Pistauer

Technikum Kärnten

Ortenburgerstraße 27

A-9800 Spittal a.d. Drau

Austria

E-Mail: m.pistauer@fh-spittal.ac.at

ZUSAMMENFASSUNG— Vom zunehmenden Automatisierungsgrad technischer Prozesse ausgehend wird in dieser Arbeit ein neues innovatives Verfahren zur Verarbeitung unscharfer Prozeßdaten präsentiert um aus prozeßbeschreibenden Daten durch die numerischen Methoden neuronaler Netzwerke eine unscharfe Klassifizierung von Prozeßdaten zu erreichen und in weiterer Folge daraus eine interpretierbare neuronale Netzwerkstruktur zu erstellen und zu optimieren. Diese spezielle Netzwerkarchitektur korrespondiert mit der Struktur eines konventionellen parametrisierbaren Fuzzy Systems und ermöglicht folglich eine sprachliche Beschreibung der Prozeßzusammenhänge. Damit wird die Prozeßkontrolle der Sensor-Aktor Ebene auch Ebenen mit höherem Abstraktionsgrad zugänglich. Zwei erfolgreiche Implementierungen dieses Verfahrens im Bereich Analyse und Diagnose von technischen Prozessen werden gezeigt.

1 Einleitung

Die Entwicklung intelligenter Kontrollsysteme für industrielle Prozesse erlangt durch den Wunsch nach zunehmender Automatisierung bei gleichzeitiger Steigerung der Komplexität der Produktionsabläufe immer mehr an Bedeutung. Dabei stehen die Forderungen an die Zuverlässigkeit und Qualität des Prozesses an oberster Stelle. Konventionelle algebraische oder modellbasierte Lösungen zur Steuerung und Kontrolle von komplexen, dynamischen, zeitlich varianten und mit Störgrößen behafteten Prozessen erfüllen vielfach nicht die gestellten Anforderungen.

Beim Entwurf intelligenter Prozeßcontroller wird wie beim konventionellen Entwurf zunächst das Ein- Ausgangsverhalten des Prozesses beobachtet. Der Controller hat die Aufgabe das Prozeßverhalten innerhalb gewisser Grenzen zu beeinflussen. Die Beschreibung des Prozeßverhaltens kann neben numerischen Methoden auch symbolisch erfolgen. Die Möglichkeit zur Erfassung der symbo-

lischen Beschreibung und deren Überleitung in ein prozeßbeschreibendes Modell stellt somit eine bedeutende Eigenschaft intelligenter Steuer- und Kontrollsysteme dar. Einer symbolischen Beschreibung eines Prozesses entsprechen auch Aussagen eines Experten. Dieser ist in der Lage eine linguistische Prozeßdatenbeurteilung durchzuführen und daraus eine geeignete Controllerstrategie zu entwickeln um des Prozeßverhalten unter Berücksichtigung aktueller, zeitvarianter Prozeßzustände einem gewünschten Verhalten unter bestimmten Einschränkungen nachzuführen. Die Verarbeitung von Daten durch ein Fuzzy System erfolgt genau nach diesem Prinzip. Der besondere Vorteil liegt dabei in der Erweiterbarkeit, Modularität und Transparenz solcher unscharfen Modelle.

Einen wesentlichen Stellenwert hat dabei die Adaptierbarkeit von Fuzzy Systemen. Die Anwendung numerischer Methoden ist dabei erwünscht. Künstliche neuronale Netzwerke stellen eine verteilte Repräsentation von Wissen durch die gewichtete Verbindung einer großen Anzahl einfacher Recheneinheiten (Neuronen) dar. Die Wissensverarbeitung erfolgt parallel, die Art der Verbindungen und die Anzahl und Funktion der Recheneinheiten bestimmen das Netzwerkverhalten. Ziel ist eine funktionsgleiche Abbildung der Übertragungsfunktion des unscharfen Prozeßcontrollers durch ein künstliches neuronales Netzwerk um die Methoden des maschinellen Lernens anwenden zu können. Vergleicht man diese Form der Abbildung gegenüber dem linguistischen Kontrollkonzept, so ist beim neuronalen Netzwerk die Netzwerkstruktur nicht festgelegt und daher auch eine Extraktion von Kontrollregeln und die Klassifikation von Prozeßdaten nicht möglich. Es existiert keine direkte Korrespondenz zwischen der Daten- und Regelbasis des Fuzzy Controllers und den Parametern des neuronalen Netzwerks.

Durch eine, dem Fuzzy-System entsprechende, feste Struktur eines neuronalen Netzwerkes soll unter Anwendung maschineller Lernverfahren das Verhalten

'erlernt' und optimiert werden. Damit ist auch die Erstellung von Regelkonzepten möglich, wenn durch Prozeßbeobachtung nur Ein- und Ausgangsdaten als korrespondierende Zahlenpaare existieren. Eine Möglichkeit wird vom Autor in dieser Arbeit gezeigt und auf bereits vorhandene Implementierungen hingewiesen.

2 Neuronale Netzwerkstruktur

Der in [10] beschriebene Ansatz einer Netzwerkstruktur für Entscheidungsbäume zeigt, daß bei der Erstellung der neuronalen Netzwerktopologie eine schichtweise Approximation der drei Schritte zur Verarbeitung unscharfer Prozeßdaten – Fuzzifizierung, Inferenz und Defuzzifizierung – notwendig ist. Die zur Abbildung des unscharfen Kontrollverhaltens notwendige Netzwerktopologie muß daher grundsätzlich folgende Eigenschaften aufweisen:

- 1. Geschichtete Strukturierung:** Bei dieser Form der Strukturierung werden verschiedene Schichten ('Layer') gebildet, deren Neuronen einheitliche Aufgaben erfüllen. Die Schichten dienen dabei der Aufnahme von am Netzwerk angelegten Testmustern und der Ausgabe der dem Übertragungsverhalten des Netzwerkes entsprechenden Ausgabemuster. Um auch eine komplexere Ausbreitung der Testmuster im Netzwerk zu ermöglichen, und damit ein exakteres gewünschtes Netzwerkverhalten zu erzeugen, sind innere Schichten notwendig ('Hidden Layer'). Alle Schichten sollen die angestrebte schrittweise Umsetzung der angeführten Teilaufgaben realisieren.
- 2. Unidirektionale Aktivationsausbreitung:** Entsprechend dem Datenfluß in Fuzzy-Systemen soll die Aktivationsausbreitung vom Eingang zum Ausgang nur in einer Richtung erfolgen ('Feedforward Network').
- 3. Adaptive Verbindungsstruktur:** Das Erlernen der Gewichte von Verbindungen zwischen einzelnen Neuronen soll in einem iterativen Prozeß erfolgen können, um das Netzwerkverhalten einem gewünschten Verhalten zu approximieren. Grundlage der anzuwendenden Lernverfahren bildet die Theorie von Hebb [1].

Basierend auf eine in [3] beschriebene Struktur für Fuzzy-Control Systeme und die angegebenen Anforderungen wird das in der Abbildung 1 gezeigte Netzwerkmodell verwendet. Darin korrespondieren alle zu adaptierten Parameter mit Parametern eines Fuzzy-Systems. Diese Parameter entsprechen dem Mittelpunkt und der Aufweitung der Zugehörigkeitsfunktionen der linguistischen Variablen des abzubildenden parametrisierbaren Fuzzy-Systems und sind für das Übertragungsverhalten des

Netzwerkes entscheidend. Desweiteren wird noch ein Gewicht für den Bedingungsteil jeder *Fuzzy WENN-DANN Regel* als zusätzlicher Netzwerkparameter eingeführt. Wie in [4] gezeigt wird kann dadurch der verbleibende quadratische Fehler nach Abschluß aller Optimierungsphasen um mehr als die Hälfte reduziert werden.

Abweichend von der üblichen Unterscheidung zwischen Eingangs- und Aktivierungsfunktion der Neuronen sowie einer gewichteten Verbindung zwischen den Neuronen in neuronalen Netzwerken besitzt jedes Neuron eine seiner Aufgabe entsprechende Aktivierungsfunktion, deren zum Fuzzy-System korrespondierende Parameter modifiziert werden.

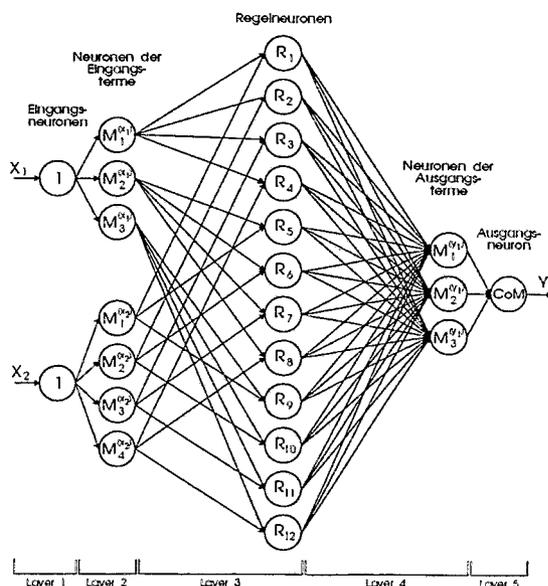


Abbildung 1: Initiale Netzwerkstruktur

2.1 Aktivierungsfunktion der Neuronen

Folgend werden die Gleichungen für die Aktivierungen der einzelnen Neuronen je Layer (Schicht) angegeben. In den l Layern, $l = 1, \dots, 5$, werden die Eingangswerte der Neuronen mit $u^{(l)}$ und die Aktivierungen mit $o^{(l)}$ bezeichnet.

Layer 1:

Neuronen in diesem Layer dienen zur Erfassung der linguistischen Eingangsvariablen des Netzwerkes. Sie erfassen die scharfen Eingangswerte und übertragen sie direkt an die folgende Schicht. Die Aktivierung entspricht der Eingangsgröße.

$$o_k^{(1)} = x_k \quad (1)$$

Layer 2:

Da die Aufgabe der Neuronen in diesem Layer darin besteht den Prozeß der *Fuzzifizierung* durchzuführen,

entspricht die Aktivierungsfunktion der Zugehörigkeitsfunktion eines Terms i einer linguistischen Eingangsvariable x_k . Als Zugehörigkeitsfunktionen werden Glockenkurven verwendet. Kurvenparameter sind Mittelpunkt m_i und Varianz σ_i , wobei der Index i für die unterschiedlichen Terme einer Variablen x_k verwendet wird.

$$o_{ik}^{(2)} = M_i^{(x_k)} = e \left(- \frac{(u_k^{(2)} - m_i^{x_k})^2}{(\sigma_i^{x_k})^2} \right) \quad (2)$$

Layer 3:

Jedes Neuron in diesem Layer entspricht dem Bedingungsteil einer *Fuzzy WENN-DANN Regel*. Da der Minimum-Operator (\min) zur Durchführung der Fuzzy UND-Operation zur Verknüpfung der Terme im Bedingungsteil der Produktionsregel verwendet wird, berechnet sich die Aktivierung der Neuronen in diesem Layer $o_j^{(3)}$ aus dem Minimum aller Aktivierungen der Neuronen im Layer 2, welche mit dem Neuron verbunden sind, demnach:

$$o_j^{(3)} = R_j = \min \{ u_j^{(3)} \} \quad (3)$$

Layer 4:

Der Konsequenzteil einer *WENN-DANN Produktionsregel* wird durch die Verknüpfung verschiedener Bedingungsteile der einzelnen Fuzzy WENN-DANN Regeln, welche für den jeweiligen Term der Ausgangsvariablen gelten, gebildet. Haben mehrere Regeln die selbe Konsequenz, so ist aus den Erfülltheitsgraden dieser Produktionsregeln, angegeben durch die Aktivierung der Neuronen im Layer 3, ein Gesamtgrad je Term zu berechnen. Unter Verwendung des Maximum-Operators (\max) für diese Berechnung lautet die Gleichung der Aktivierung der Neuronen im Layer 4 $o_{ik}^{(4)}$ somit daher:

$$o_{ik}^{(4)} = M_i^{(y_k)} = \max \{ u_{ik}^{(4)} \} \quad (4)$$

Layer 5:

Die Berechnung scharfer Ausgangswerte aus den Aktivierungen einzelner Terme der Variablen (*Defuzzifizierung*) wird durch die Neuronen dieses letzten Layers (*Ausgangslayer*) realisiert. Die Neuronenaktivierungen $o_k^{(5)}$ entsprechen den Ausgabewerten y_k des Netzwerkes. Eine optimierte *Schwerpunkt Defuzzifizierungsmethode* wird durch Gleichung 5 realisiert. Die Zugehörigkeitsfunktionen der Ausgangsvariablen y_k sind Glockenkurven mit Mittelpunkt $m_i^{y_k}$ und Varianz $\sigma_i^{y_k}$ als Kurvenparameter. Der Index i kennzeichnet die unterschiedlichen Terme einer Variable y_k . Der scharfe Ausgangswert y_k kann durch

folgende Gleichung berechnet werden:

$$o_k^{(5)} = y_k = \text{CoM}_k = \frac{\sum_i m_i^{y_k} \sigma_i^{y_k} u_{ik}^{(5)}}{\sum_i \sigma_i^{y_k} u_{ik}^{(5)}} \quad (5)$$

Regelgewicht:

Da der Erfülltheitsgrad des Bedingungsteiles einer Produktionsregel der Aktivierung R_j der Neuronen im Layer 3 entspricht, kann jeder Regel ein Gewicht w_{R_j} zugeordnet werden. Dieses Gewicht entspricht kausal der Aussagekraft einer Produktionsregel. Für die gewichtete Aktivierung der Neuronen im Layer 3 gilt:

$$R'_j = w_{R_j} R_j \quad (6)$$

2.1.1 Bestimmung initialer Netzwerkparameter

Im ersten Schritt dieser *unüberwachten Lernphase* werden die Mittelpunkte m_i und Weiten σ_i der glockenförmigen Zugehörigkeitsfunktionen (Gl.(7)) der Ein- und Ausgangsvariablen durch eine *Selbst-Organisierende Cluster Methode* [2] bestimmt, wobei der Index $i = 1 \dots j$ verschiedene Terme der linguistischen Ein- und Ausgangsvariablen (x_k bzw. y_k) des korrespondierenden parametrisierbaren Fuzzy-Systems darstellt.

$$\mu(x) = e \left(- \frac{(x - m_i^x)^2}{(\sigma_i^x)^2} \right) \quad (7)$$

Mit einer gegebenen Anzahl von Eingangsdaten $x_k(p), k = 1 \dots n$, und den dazu korrespondierenden Ausgangswerten $\hat{y}_k, k = 1 \dots m$ wird eine frei wählbare Menge an Referenzdaten $\{m_i^{x_k}(p) : m_i^{x_k} \in X, i = 1 \dots j\}$ und $\{m_i^{y_k}(p) : m_i^{y_k} \in Y, i = 1 \dots j\}$ nach jeder Trainingsepoche p modifiziert. Die folgenden Gleichungen sind analog auch für $m_i^{y_k}$ und $\sigma_i^{y_k}$ anwendbar.

$$|x_k(p) - m_c^{x_k}(p)| = \min_{i=1 \dots j} \{ |x_k(p) - m_i^{x_k}(p)| \} \quad (8)$$

$$\Delta m_c^{x_k} = \alpha(p) \cdot [x_k(p) - m_c^{x_k}(p)] \quad (9)$$

$$m_i^{x_k}(p+1) = m_i^{x_k}(p) \quad \text{if } c \neq i$$

wobei $\alpha(p)$ einen skalar veränderlichen Adaptierungsfaktor darstellt, mit $0 < \alpha(p) < 1$. Abhängig von der Anzahl n zur Verfügung stehender Trainingsdaten verringert sich $\alpha(p)$ je Trainingsepoche nach:

$$\alpha(p+1) = \alpha(p)^2 \quad \text{mit } \alpha(0) = \sqrt[3]{0.1} \quad (10)$$

Die optimale Weite $\sigma_i^{x_k}$ der glockenförmigen Aktivierungsfunktion ist in dieser Phase nicht relevant. Die

Berechnung erfolgt nach dem Prinzip der *nächstliegenden Nachbar-Heuristik* durch:

$$\sigma_i^{x_k} = \frac{|m_i^{x_k} - m_c^{x_k}|}{r} \quad (11)$$

r stellt einen *Überlappungsfaktor* dar. Die erzielbare Netzwerkperformance nach dieser unüberwachten Lernphase hängt stark mit der richtigen Wahl von r zusammen [4].

2.1.2 Festlegung der Netzwerkstruktur

Die Anzahl der Neuronen im Layer 3 $N^{(3)}$ ist von der Anzahl der Terme T_{x_k} jeder linguistischen Eingangsvariable x_k abhängig.

$$N^{(3)} = \prod_{k=1}^j T_{x_k} \quad (12)$$

Die in Fuzzy-Systemen bestehende Form der Produktionsregeln zeigt, daß mehrere Bedingungen auf eine Konsequenz übergeführt werden. Die in der Abbildung 1 dargestellte Netzwerkstruktur soll so vereinfacht werden, daß jedes Neuron im Layer 3 nur mit einem Neuron im Layer 4 verbunden ist. Initial wird daher angenommen, daß jede Bedingung einer Regel, definiert durch die Aktivierung der Neuronen im Layer 3, alle möglichen Konsequenzen einnehmen kann. Der kausale Zusammenhang zwischen der Bedingung einer Regel und ihren möglichen Konsequenzen wird durch die Verbindungen des Neurons im Layer 3 mit allen Neuronen im Layer 4 hergestellt. Nach den Formalismen des *Wettbewerbslernens* wird das Verbindungsgewicht $w_{j-ik}^{(4)}$ zwischen den Neuronen im Layer 3 und Layer 4 adaptiert (Gl.(14)). Nach dieser Lernphase wird nur die Verbindung mit dem größten Gewicht verwendet, alle anderen Verbindungen werden gelöscht.

$$w_{iJ}^{(4)} = \max_{j=1..n} \{w_{j-ik}\} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} w_{iJ}^{(4)}(p+1) &= w_{iJ}^{(4)}(p) + \eta \left(-w_{iJ}^{(4)}(p) + R_j \right) \\ w_{j-ik}^{(4)}(p+1) &= w_{j-ik}^{(4)}(p) \quad \text{if } j \neq J \end{aligned} \quad (14)$$

2.1.3 Optimierung der Netzwerkparameter

Nachdem in den vorhergehenden Lernphasen die entgeltige Netzwerkstruktur bestimmt wurde, werden in dieser *überwachten Lernphase* die Netzwerkparameter verändert, um den Fehler, definiert in Gl.(15), zu minimieren. Durch Vergleich des berechneten Netzwerkausgangswertes y_{pk} mit dem gewünschten Wert \hat{y}_{pk} ist der Fehler E_{pk} nach jeder Trainingsepoche p definiert durch:

$$E_{pk} = \frac{1}{2} (y_{pk} - \hat{y}_{pk})^2 \quad (15)$$

Jeder Netzwerkparameter P wird gemäß der *'Delta Regel'* nach dem *'Gradient Descent'* Verfahren adaptiert.

$$P(p+1) = P(p) - \eta \frac{\partial E_p}{\partial P} \quad (16)$$

$$-\frac{\partial E_p}{\partial P} = -\frac{\partial E_p}{\partial \hat{y}_{pj}} \frac{\partial \hat{y}_{pj}}{\partial P} \quad (17)$$

Unter Verwendung von Gl.(15)

$$\frac{\partial E_p}{\partial \hat{y}_{pj}} = -(y_{pj} - \hat{y}_{pj}) = -\delta_{pj} \quad (18)$$

$$P(p+1) = P(p) - \eta \delta_p \frac{\partial \hat{y}_p}{\partial P} \quad (19)$$

mit η als Lernrate und δ_p als Fehlersignal. Nach dem in Gl.(18) definierten Fehlersignal δ_{pj} sind für die Fehlersignale $\delta_{pk}^{(i)}$, $i = 1 \dots 5$, der Neuronen im Layer i die partiellen Ableitungen des Fehlers nach ihrer Aktivierung zu bilden ($\delta_{pk}^{(i)} = \frac{\partial E^{(i)}}{\partial o_{pk}^{(i)}}$). In den Neuronen der Layer 2, 3 und 4 ist der Fehler durch das Fehlersignal des Neurons im nachfolgenden Layer definiert, $E_{pk}^{(i)} = \delta_{pk}^{(i+1)}$ (*'Error Backpropagation'* [8]).

3 Experimentelle Ergebnisse

Zur Dokumentation der erzielbaren Ergebnisse der Abbildung einer beliebigen Übertragungsfunktion durch die neuronale Netzwerkstruktur wird als Maßzahl zur Beurteilung das mittlere Quadrat der Abweichungen der berechneten Ausgangswerte \hat{y} von den Sollwerten y aller Trainingsepochen p berechnet.

$$E = \frac{\sum (y_p - \hat{y}_p)^2}{p} \quad (20)$$

Um die verschiedenen Lernmethoden qualitativ beurteilen zu können werden Testdaten mit der nicht-linearen Funktion $y = a^2 + \sqrt{b} - c^{1.2}$ erzeugt. Mit Werten für $a, b, c \in [0, 9]$ werden 1000 verschieden Testdaten gebildet. Damit können für y , über den angegebenen Zusammenhang, Werte im Bereich zwischen -13.9666 und 84 gebildet werden. Zur Berechnung einer relativen, auf die Intervallbreite normierten, und damit vergleichbaren Fehlergröße wird folgende Formel verwendet:

$$E_{rel} = \frac{\sqrt{E}}{y_{max} - y_{min}} 100\% \quad (\text{in } \%) \quad (21)$$

3.1 Regelbasis

Die nach der unüberwachten Lernphase entstandene Netzwerkstruktur wurde mit folgenden Voreinstellungen erzielt:

Lernrate η ... 0.01
 Überlappung τ ... 1.5
 Initiale Regelgewichtung ... 0.5

Tabelle 1 gibt die Regelbasis des Fuzzy-Systems zur Berechnung der nichtlinearen Funktion $y = a^2 + \sqrt{b} - c^{1.2}$ an. Die Terme '0', '1', '2' und '3' bezeichnen die vier verschiedenen Zugehörigkeitsfunktionen innerhalb des Wertebereiches einer Variable (vgl. Abbildung 5).

WENN			DANN	WENN			DANN
a	b	c	y	a	b	c	y
0	0	0	0	2	0	0	2
0	0	1	0	2	0	1	2
0	0	2	0	2	0	2	2
0	0	3	0	2	0	3	1
0	1	0	0	2	1	0	2
0	1	1	0	2	1	1	2
0	1	2	0	2	1	2	2
0	1	3	0	2	1	3	2
0	2	0	0	2	2	0	2
0	2	1	0	2	2	1	2
0	2	2	0	2	2	2	2
0	2	3	0	2	2	3	2
0	3	0	0	2	3	0	2
0	3	1	0	2	3	1	2
0	3	2	0	2	3	2	2
0	3	3	0	2	3	3	2
1	0	0	1	3	0	0	3
1	0	1	1	3	0	1	3
1	0	2	1	3	0	2	3
1	0	3	0	3	0	3	3
1	1	0	1	3	1	0	3
1	1	1	1	3	1	1	3
1	1	2	1	3	1	2	3
1	1	3	1	3	1	3	3
1	2	0	1	3	2	0	3
1	2	1	1	3	2	1	3
1	2	2	1	3	2	2	3
1	2	3	1	3	2	3	3
1	3	0	1	3	3	0	3
1	3	1	1	3	3	1	3
1	3	2	1	3	3	2	3
1	3	3	1	3	3	3	2

Tabelle 1: Regelbasis zur Abbildung der Gleichung $y = f(a, b, c)$

Dabei ist zu erkennen, daß der unscharfe Wert der Variable 'a' direkt das Ergebnis bestimmt. Dies entspricht auch der Gleichung $y = a^2 + \sqrt{b} - c^{1.2}$, durch ein Quadrieren von 'a' wirkt sich diese Variable am stärksten auf den Wertebereich des Ergebnisses aus. Lediglich für große unscharfe Werte von 'c' liegt das Ergebnis von 'y' zum Teil nicht im selben

Bereich der Variable 'a', was ebenfalls der Gleichung entspricht. In weiterer Folge wird diese Regelbasis für die folgende überwachte Lernphase verwendet.

3.2 Optimierung der Netzwerkparameter

In den folgenden Abbildungen ist das zeitliche Lernverhalten bei verschiedenen Netzwerkparameteroptimierungen dargestellt. Bei den Ein- und Ausgangsvariablen wurden jeweils die Mittelpunkte m und/oder die Varianzen σ optimiert.

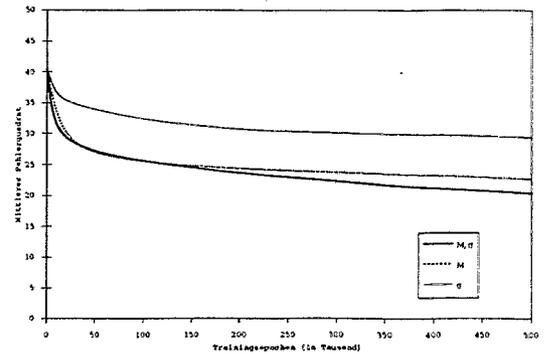


Abbildung 2: Lernverhalten bei Adaption der Parameter der Ein- und Ausgangsvariablen

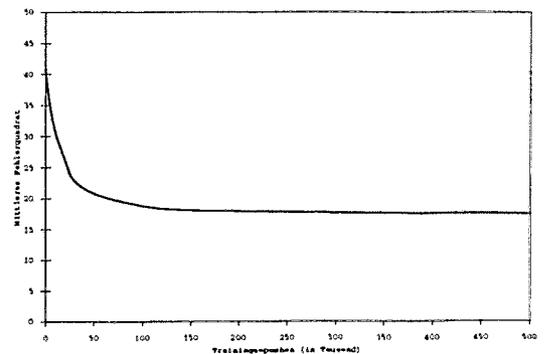


Abbildung 3: Lernverhalten bei Adaption der Regelgewichtungen

Als signifikant kann die Adaption der Regelgewichtungen angesehen werden. Ein Vergleich zeigt, daß die erzielbaren Ergebnisse durch die wenig rechenintensive Adaption der Regelgewichte (Abbildung 3) gegenüber den Ergebnissen bei Adaptionierung aller Parameter der Ein- und Ausgangsvariablen (Abbildung 2) gleich gut sind. Bei den Gewichtsadaptionierungen stellt sich aber schon nach 150 Durchläufen ein endgültiger Wert ein. Eine Kombination beider Me-

thoden bewirkt eine Halbierung des Fehlers (Abbildung 4).

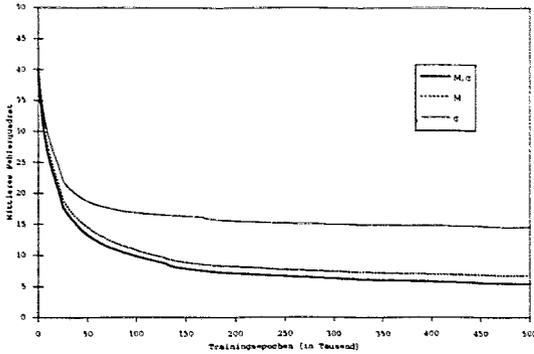


Abbildung 4: Lernverhalten bei Adaption der Parameter der Ein- und Ausgangsvariablen und der Regelgewichtungen

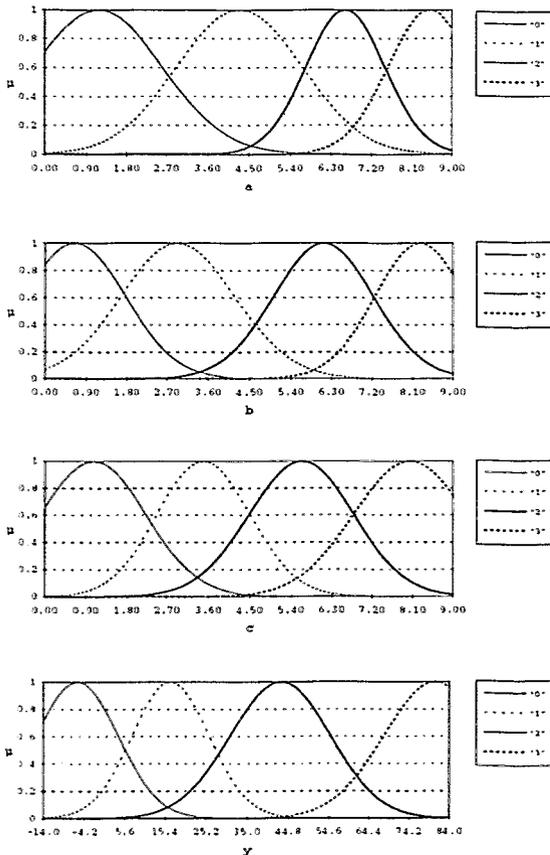


Abbildung 5: Zugehörigkeitsfunktionen der Ein- und Ausgangsvariablen nach der überwachten Lernphase für die Funktion $y = f(a, b, c)$

4 Implementierung

4.1 Regelung eines Drehscheibenextraktors bei maximalem Stoffaustausch

Basierend auf der vorgestellten neuronalen Netzwerkstruktur für parametrisierbare Fuzzy-Systeme wurde aus den vorliegenden Daten einer Extraktionsanlage ein Prozeßmodell erlernt, um damit in einem zweiten Schritt ein linguistisches Regelkonzept für die Drehzahl eines Drehscheibenextraktors (RDC), wie schematisch in Abbildung 6 ersichtlich, zu erstellen

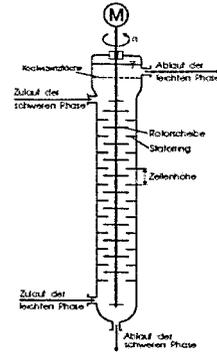


Abbildung 6: Schematische Darstellung eines Drehscheibenextraktors

Für das hydrodynamische Verhalten des Extraktionsvorganges werden verschiedene komplexe mathematische Modelle angegeben, die das Zusammenwirken der physikalischen Vorgänge im RDC annähernd beschreiben [9]. Für einen bestimmten Dispersphasenanteil im Extraktor sind die Volumenströme der kontinuierlichen Phase v_c und der dispersen Phase v_d sowie der Rotordrehzahl n entscheidend. Weiters erzeugt eine höhere Drehzahl durch eine stärkere Verwirbelung der Phasen kleinere Tropfendurchmesser und damit einen stärkeren Stoffaustausch. Bei zunehmendem 'hold up' erhöht sich die initial geringe Kollisionsfrequenz der Tropfen. Damit verbunden ist eine Zunahme der Viskosität der dispersen Phase, womit ihre Zirkulationsfähigkeit stark abnimmt. Die Folge ist eine sogenannte *Phasen-inversion*, der Stoffaustausch ist gestoppt.

Für eine bestehende Anlage mit Kerosin in der dispersen Phase und Wasser in der kontinuierlichen Phase wurde eine Regelstrategie für die Drehzahl des Extraktors entworfen, welche aus einem inversen Modell der Extraktionsanlage bestimmt wurde. Über die Anlage selbst lagen keine Meßdaten vor. In [12] wurden für einen 100 mm Drehscheibenextraktor Laborversuche durchgeführt um die Korrelation zwischen der Tropfengröße und dem Dispersphasenanteil x in Abhängigkeit der Durchflüsse der kontinuierlichen Phase v_c und dispersen Phase v_d sowie der Ro-

tordrehzahl n für verschiedene Zellenhöhen H_z zu ermitteln.

Mit Hilfe des in dieser Arbeit beschriebenen neuronalen Netzwerkes wurde mit diesen Daten ein Anlagenmodell bestimmt. Mit dem Modell konnten alle Profeßzustände und die dazu korrespondierenden Rotordrehzahlen ermittelt werden, welche einen maximalen Stoffaustausch im Extraktor ermöglichen. Diese dienen als Trainingsdaten zur Erstellung einer unscharfen Regelstrategie, die einen Betrieb der Anlage im optimalen Bereich ermöglichen. Mit den Parametern des neuronalen Regelmodells wurde ein Fuzzy Controller direkt in einem modularen Prozeßdatensystem implementiert [5].

4.2 Fuzzy Diagnose Modul für ein modellbasiertes Echtzeit-Expertensystem

Ein Diagnose Modul für einen technischen Prozeß als Teil eines modellbasierten Echtzeit-Expertensystems [11] wird verwendet um Signale eines technischen Prozesses (pneumatisches System) unscharf zu erfassen, sie unscharf zu bewerten und damit, ähnlich wie bei der Mustererkennung, fehlerhafte Komponenten im Prozeß zu erkennen [6]. Wie bei menschlichen Experten ist das Ergebnis der Prozeßbeobachtung sprachlich interpretierbar und kann einer übergeordneten Prozeßdiagnose zugeführt werden. Die Abbildung 7 zeigt die Struktur des Systems.

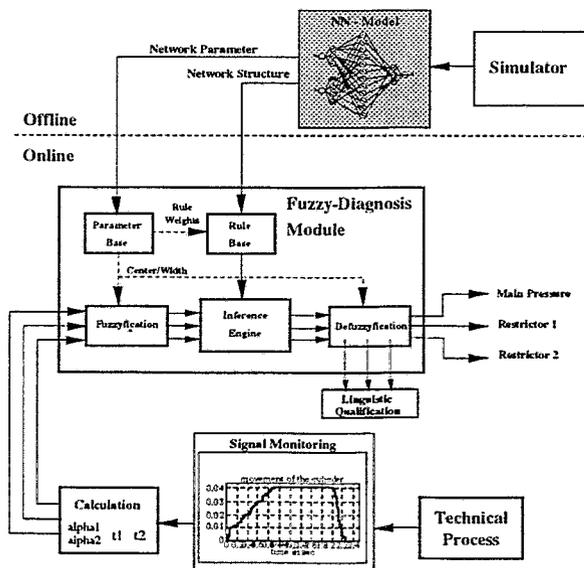


Abbildung 7: System Architektur

Dabei werden mit Hilfe verschiedener verteilter Simulatoren offline fehlerhafte Profeßzustände simuliert und die Bewegungscharakteristik eines pneumatischen Zylinders berechnet (Abbildung 8). Aus dieser Charakteristik werden vier verschiedene, den Verlauf

beschreibende Werte errechnet, welche als Trainingsdaten für das beschriebene neuronale Netzwerk dienen. Dessen Parameter und Struktur werden in weiterer Folge für das Fuzzy Diagnose Modul verwendet.

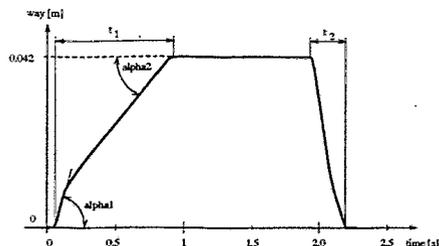


Abbildung 8: Bewegungscharakteristik eines pneumatischen Zylinders

Vom Autor dieser Arbeit wurde in weiterer Folge auch ein verbessertes Lernverfahren entwickelt, welches in der selben Zeit zusätzliche verschiedene Simulationen zuläßt und im 'online' Betrieb eine schnellere Adaptation an geänderte Systemparameter erlaubt [7].

Literatur

- [1] D.O. Hebb. *The Organization of Behavior*. Wiley, New York, 1949.
- [2] Teuvo Kohonen. Self-Organization and Associative Memory. In *Information Science*, volume 8, page 132. Springer Verlag, Berlin, Germany, 1988.
- [3] Chin-Teng Lin and C.S. George Lee. Neural-Network-Based Fuzzy Logic Control and Decision System. *IEEE Transactions on Computers*, 40(12):1320-1336, December 1991.
- [4] M. Pistauer. *A Linguistic Control Strategy Based Neural Network for Processing Fuzzy Process Data*. Dissertation, Graz University of Technology, Graz, Austria, 1995.
- [5] M. Pistauer and R. Röhner. Fuzzy Controller in einem modularen Prozeßdatensystem. In *Berichte der Informationstagung Mikroelektronik 1995*, Vienna, September 1995. ÖVE. in press.
- [6] M. Pistauer and Ch. Steger. A Fuzzy Diagnosis Module used in a Modelbased Real-Time Expert System. In *Proceedings of the IASTED International Conference on Modelling and Simulation*, Colombo, Sri Lanka, July 1995. in press.
- [7] M. Pistauer and Ch. Steger. Multistep Parameterlearning in a Neural Network Based Fuzzy Diagnosis Module. In *Proceedings of the*

1995 *IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, Vancouver, October 1995. IEEE. in press.

- [8] David E. Rumelhart, Geoffrey E. Hinton, and Ronald J. Williams. Learning Internal Representations by Error Backpropagation. In David E. Rumelhart, James L. McClelland, and the PDP Research Group, editors, *Parallel Distributed Processing, Explorations in the Microstructure of Cognition*, volume 1, pages 319–364. MIT Press, Massachusetts, 1986.
- [9] T. Mišek. General Hydrondynamic Design Basis for Columns. In J.C. Godfrey and M.J. Slater, editors, *Liquid-Liquid Extraction Equipment*, pages 95–113. John Wiley & Sons, Chichester/New York/Brisbane/Toronto/Singapore, 1994.
- [10] Ishwar K. Sethi. Entropy Nets: From Decision Trees to Neural Networks. In Clifford G. Y. Lau, editor, *Neural Networks, Theoretical Foundations and Analysis*, pages 275–283. IEEE Press, New York, 1990.
- [11] Ch. Steger, R. Weiss, et al. Design and Implementation of a Distributed Real-Time Expert System for Fault Diagnosis in Modular Manufacturing Systems. In Antonio Núñez and Don Fay, editors, *Proc. Euromicro 91 Hardware and Software Design Automation*, number 1–5 in The EUROMICRO Journal, pages 799–806, Vienna, August 1991. North-Holland.
- [12] Franz-Josef Wesselbaum. *Einfluß der Zellenhöhe auf das hydrodynamische Verhalten eines Drehscheibenextraktors*. Diplomarbeit, Ruhr-Universität Bochum, Bochum, Germany, 1978.

WAAC - Eine Weit- Winkel- Kamera für Luftbildaufnahmen

Andreas Eckardt
DLR - Deutsche Forschungsanstalt für Luft- und Raumfahrt,
Institut für Weltraumsensorik
Rudower Chaussee 5
D-12484 Berlin
Tel.: (x4930) 69545539
Fax.: (x4930) 69545532
e-mail.: eckardt@sunnyboy.ws.ba.dlr.de

Zusammenfassung

Im folgenden Beitrag wird eine neue Entwicklung einer 3 CCD- Zeilen Weitwinkelkamera im Institut für Weltraumsensorik Berlin Adlershof vorgestellt. Diese Entwicklung ermöglicht sowohl On-line Korrekturen der Daten als auch die Datenspeicherung auf großen Massenspeichern mit sehr großen Datenraten. Die WAAC-Kamera (Wide Angle Airborne Camera) kann sowohl 11Bit- Rohdaten, 8Bit- normierte Daten als auch nach JPEG komprimierte Bilddaten generieren [1,4]. Alle diese Datenformate lassen auf Grundlage der geometrischen Anordnung der 3 CCD- Zeilen zueinander eine spätere Stereo Rekonstruktionen zu. Diese Zusammenhänge werden im folgenden ausführlich dargelegt und diskutiert.

1. Einleitung

Die Entwicklung der Wide Angle Airborne Camera (WAAC) basiert auf der Entwicklung der WAOSS-Kamera. Die WAOSS- Kamera (Wide Angle Optoelectronic Stereo Scanner) wurde so konzipiert und entwickelt, daß sie allen wissenschaftlichen Anforderungen wie auch den technologischen Erfordernissen des russischen Satellitenbusses für die Mission Mars 94/96 gerecht wurde [3]. Mit Hilfe der WAAC- Kamera konnte man eine Testmöglichkeit basierend auf ein offenes Kamerakzept schaffen, mit welchem man Algorithmen, Softwarestrukturen, Datenkompressionseinflüsse und Sensorkonzepte untersuchen kann. Das Konzept der WAAC- Kamera unterlag nicht mehr den technologischen Erfordernissen einer Tiefraummission und des dazugehörigen Satellitenbusses. Somit hatte man auch hinsichtlich der Datenrate keinerlei Limitierung mehr.

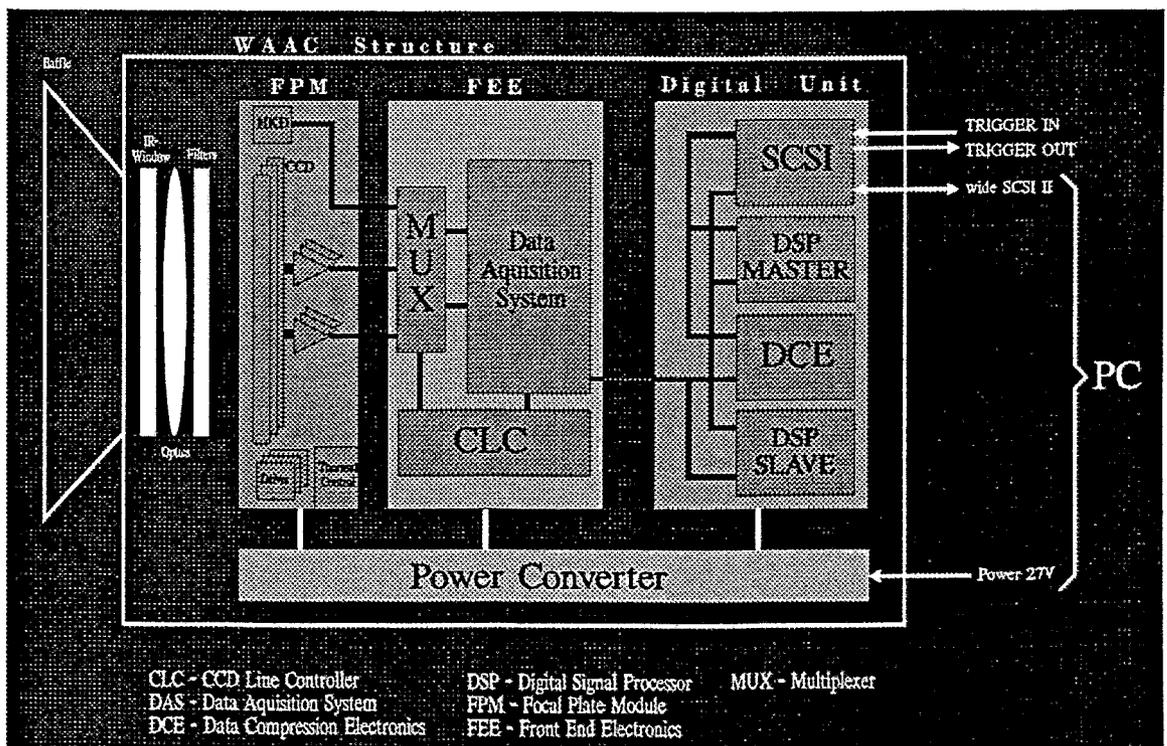


Abbildung 1.0

2. Konzept und Struktur der WAAC- Kamera

Die Abbildung 1.0 zeigt die Struktur der WAAC- Kamera. Mit dieser Struktur wurde ein offenes und modulares Kamerakonzept verwirklicht.

Das Konzept der internen Modularität ist dadurch gekennzeichnet, daß der Datenbus innerhalb der Kamera so ausgelegt ist, daß einzelne Baugruppen ohne großen Aufwand gewechselt oder weiterentwickelt werden können. Beispielsweise könnte die On-line Kompression durch schnelle RISC- Architekturen für On-line Vorhersagen, Prognosen oder Klassifizierungen ersetzt werden. Auch die Analogschnittstellen sind überwiegend standardisiert, damit man in die Lage versetzt wird, auch andere Sensoren oder Optikmodule in verschiedensten Wellenlängenbereichen fliegen zu können. Diese Sensoren benötigen meist die unterschiedlichsten Ansteuerungen und Auslesealgorithmen. Als Lösung dieser Problematik innerhalb der WAAC- Kamera, wurde ein programmierbarer Schaltkreis FPGA auf der Baugruppe FEE vorgesehen, der an die jeweiligen Sensoren angepaßt werden muß. Ebenfalls ist das Buskonzept auf keinen Prozessortyp zugeschnitten, so daß auch hier immer die einzelnen Baugruppen weiterentwickelt werden können.

Das Konzept der externen Modularität beinhaltet sowohl die Möglichkeit der externen Synchronisation als auch der externen Triggerung. Beides ist möglich durch Trigger Ein- und Ausgänge der WAAC- Kamera. Weiterhin wurde großer Wert auf eine standardisierte Schnittstelle gelegt (Wide SCSI II), mit der man von der Rechner- Plattform unabhängig ist (Sun, IBM-PC, Mac-PC, VAX...) und eine minimale Ansteuerelektronik im Flugzeug benötigt [1,4,5].

3. Funktionsweise der WAAC- Kamera

Die WAAC- Kamera funktioniert nach dem Zeilen-Abtast-Verfahren, welches den Bildaufbau dadurch ermöglicht, daß sich die Kamera selbst relativ zum Beobachtungsobjekt mit einer konstanten Geschwindigkeit bewegt. Hieraus wird die Lage der CCD- Zeilen zum Beobachtungsobjekt verändert. Die Kamera besitzt eine Anordnung mit 3 CCD- Zeilen, die auf Grund ihrer Geometrie das zu beobachtende Objekt aus verschiedenen Winkeln abtastet. Bei Kenntnis der geometrischen Verhältnisse innerhalb der Kamera ist es damit möglich, aus den gemessenen digitalen Daten eine Stereo-Rekonstruktion durchzuführen.

Unter Bezugnahme auf das Strukturbild der Abbildung 1.0 und 2.0, soll der Signalverlauf innerhalb der Kamera im folgenden beschrieben werden. Die einfallende Strahlung wird über das Büffle, das IR- Filter, die Optik und das Spektralfilter zu den CCD- Sensoren geleitet. Diese Strahlung erzeugt im Sensor Elektronen-Loch- Paare, von denen die Elektronen in den Potentialmulden der CCD- Sensoren gesammelt und über Schieberegister zum Ausgangsverstärker der Sensoren transportiert werden. Vor dem Ausgangsverstärker werden die Potentiale in Spannungen gewandelt (FD,FG). Diese Signalspannungen werden der Baugruppe FEE (Front End Electronics) zugeführt.

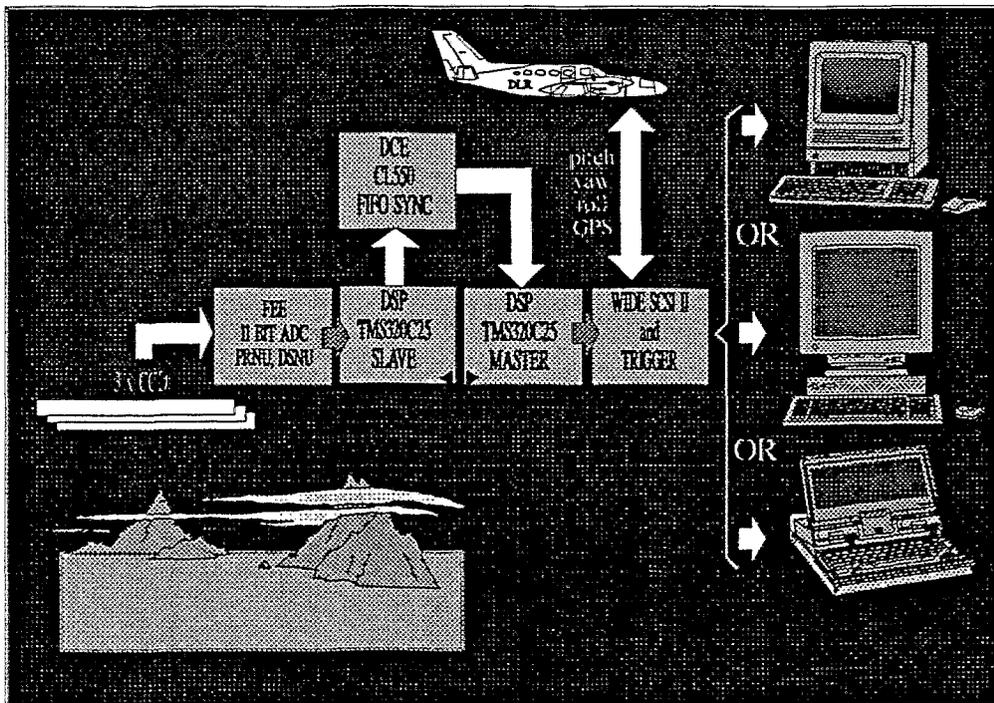


Abbildung 2.0

Die Steuerung der CCD- Sensoren wird vom CLC (CCD Line Controller) realisiert. Dieser Controller wurde als FPGA- Design ausgeführt, damit es keine Beschränkungen hinsichtlich der Auswahl von Sensoren gibt. Seine Steuerung beinhaltet gleichzeitig die Möglichkeit defekte Sensorzellen zu markieren, so daß der digitalisierte Wert des Pixels davor, als Schätzwert des markierten Pixels, an den Slave DSP abgegeben werden kann. Die analogen Signalspannungen werden in der FEE On-line abgetastet (Correlated Double Sampling CDS) und korrigiert. Das bedeutet, die Korrekturen bezüglich des Offsets (DSNU) und der Optik und des CCD-Patterns (PRNU) werden analog in Echtzeit vorgenommen.

Die analog korrigierten Abtastspannungen werden mit Hilfe eines 11Bit A/D-Wandlers in digitalisierte Daten überführt. Diese Daten werden zum Slave DSP übertragen, falls notwendig in ihm modifiziert, beziehungsweise gefiltert. Der Slave DSP gibt diese Daten in Makropixel-Formaten [1 x 1] ... [31 x 31], an die Baugruppe DCE (Data Compression Electronics) weiter. Innerhalb der DCE- Baugruppe findet die Zeilensynchronisation und die Zwischenspeicherung der Daten statt. Der Master DSP steuert die DCE-Baugruppe derart, daß auf Wunsch 11Bit Rohdaten, 8Bit normierte Daten oder nach JPEG komprimierte Daten die Kompressionseinheit DCE verlassen. Diese Ausgangsdaten der DCE- Einheit werden mit Synchronisationsmarken und zusätzlicher Informationen versehen und über das Wide SCSI II Interface abgegeben. Diese Steuerung übernimmt ebenfalls der Master DSP [2,5].

4. Steuerung der WAAC- Kamera

Die WAAC- Kamera ist in der Lage eine eingestellte Kamera-Aufnahmesequenz zu speichern. Sie muß für deren Wiederholung lediglich eingeschaltet werden. Nach einem Zeittrigger wird die noch gespeicherte Sequenz wiederholt. Falls eine veränderte Einstellung gewünscht wird, können die Parameter Integrationszeit ($\geq 4,2\text{ms}$), Taktzeit ($\geq 4,2\text{ms}$), Makropixelformat (1x1..31x31), Schwadbreite (8... 5184), Zeilenanzahl (8..nx8); Rohdaten (8-Bit oder 11-Bit), Qualitätsfaktor der Kompression (1..255), Start- und Synchronisations-trigger verändert werden. Hierbei sind alle einstellbaren Kombinationen innerhalb der Kamera echtzeitfähig.

5. Möglichkeiten weiterer On-line Korrektur

Neben den schon beschrieben analogen On-line Korrekturen auf der FEE und der Möglichkeit der Ausblendung defekter Pixel im Datenstrom, besitzt die WAAC- Kamera weitere gute Ansätze von On-line Korrekturen. Einer dieser Ansätze ist beispielsweise die intelligente Steuerung der Kompression hinsichtlich konstanter Bildqualität wie auch konstanter Kompression.

Weiterhin sollen die Möglichkeiten des Wide SCSI II Interfaces derart ausgenutzt werden, daß die hoch genau mitgeschriebenen Fluglagedaten mit in die Kamera eingelesen werden können. Dies bedeutet, daß bei entsprechender Prozessorleistung die Daten on-line geometrisch korrigiert werden. Die dazu benutzten Fluglagedaten sind Bestandteil der Datenrahmen und somit ist eine spätere Rückrechnung immer möglich.

Gleichzeitig wird die absolute Lage über ein differentielles Global Positioning System GPS der WAAC-Kamera mitgeteilt. Dieses dient zur unterstützenden Anbindung der Fluglagedaten, um damit eine Verbesserung der absoluten Korrektur zu erreichen [1,4].

6. Datenblatt der Kamera

	WAAC
Focal Length, f	21,7 mm
FOV (Across the Track)	$\leq 80^\circ$
Optics	Spitmo- Russar-96
Number of CCD- Lines	3
Spacing of CCD's	10,1 mm
Convergence Angle	25°
I FOV (Quadratic)	$3,23 \times 10^{-4}$ rad
Elements per CCD- Line	5184
Elements Spacing	7 μm
According to Orbit Data	H = 5 km (v = 200 km/h)
Swath Width (Nadir CCD)	8,4 km
Min Ground Resolution	
- in Line Direction	1,6 m
- in Trajectory Direction	1,6 m
Radiometric Resolution	8 Bit
Spectral Channels	
- Nadir	580...770 nm
- Forward, Backward	470...670 nm
Data Compression Factor	2..20
Data Compression Method	DCT- JPEG
Computer Performances	20 MIPS
Output Science Datarate	100KBit / s...24MBit / s
Physical Dimensions	L:285 x B:190 x H:202 mm
Mass	4,4 kg
Power	15W

7. Literatur

- [1] Andreas Eckardt, Wide- Angle Airborne Camera (WAAC) OEEPE Workshop digital cameras , IGN Paris, 28-29.9.1994
- [2] Sandau R. , Venus H. Konzeption zur digitalen Echtzeit- Signalverarbeitung bei der Stereokamera WAOSS Bild & Ton (1990) S244-246
- [3] Bild & Ton 45 (1993) 9/10 Special issue to WAOSS
- [4] Andreas Eckardt (1995) ISPRS Intercommission Workshop FROM PIXELS TO SEQUENCES March 22-24 Zurich, Switzerland
- [5] Andreas Eckardt (1995) Multiple Processor Structure with the TMS320C25 for the Wide Angle Airborne Camera (WAAC) Fifth Annual TMS320 Educators Conference, 10-11.8.1995 Houston TX. USA
- [6] Joint Photographic Experts Group (JPEG), ISO/IEC, JTC1/SC2/WG8, CCIT, SGVIII, JPEG Technical Specification Revision 5, Dec 1989

8. Liste der Abkürzungen

CCD	: Charge Coupled Devices
DCE	: Data Compression Electronic
DSNU	: Dark Signal Non Uniformity
DSP	: Digital Signal Processor
FEE	: Front End Electronic
FPGA	: Field Programmable Gate Arrays
FPM	: Focal Plate Module
FOV	: Field Of View
GPS	: Global Positioning System
HKD	: House Keeping Data
IFOV	: Instantaneous Field Of View
JPEG	: Joint Photography Experts Group
PRNU	: Photo Response Non Uniformity
SCSI	: Small Computer System Interface

CCD - Bildaufnahme

ohne perspektivische Verzerrungen

Gerd Nowack

Lehrstuhl für Datenverarbeitung, Ruhr-Universität, D-44721 Bochum

Kurzfassung

In dieser Arbeit wird eine CCD-Kamera vorgestellt, deren optische Achse immer senkrecht zu der Gegenstandsebene ausgerichtet ist. Der Bildausschnitt wird dann rechner-gesteuert durch x,y-Verschiebung eines CCD-Sensors eingestellt. Dadurch werden Einflüsse der perspektivische Verzeichnung, der Bildunschärfe und der Maßstabsänderungen auf die Ergebnisse der Bild-Vermessung ausgeschlossen.

Zusammenfassung

Eine perspektivisch korrekte Aufnahme läßt sich nur erreichen, wenn Bild- und Gegenstandsebene genau parallel sind, d.h. die optische Achse des Aufnahmesystems senkrecht zur Gegenstandsebene steht. Üblicherweise wird dazu die optische Achse des Aufnahmesystems exakt horizontal ausgerichtet und der Bildausschnitt dann durch Parallelverschiebung der Optik (PC-Objektive = Perspective Controlling) eingestellt. (Der Bildkreis der Optik muß dabei entsprechend groß sein, um Vignettierungen zu vermeiden.) Die mechanische Verstellung der meist schweren und teuren PC-Optiken (über schwergängige Schwalbenschwanzführungen) ist ein schwerwiegendes Handicap für eine computer-gesteuerte, automatische Korrektur der Perspektive, wie sie z.B. bei Filmaufnahmen in Echtzeit notwendig wäre.

Die neue Idee dieser Arbeit besteht darin, die teure PC-Optik durch eine preiswerte Optik zu ersetzen, in deren Bildkreis dann sehr schnell der sehr leichte CCD-Sensor rechnergesteuert an den Ort positioniert wird, der dem gewünschten Bildausschnitt entspricht, ohne daß dabei überhaupt noch perspektivische Verzerrungen auftreten könnten.

In der Hardware-Realisierung wurde ein NIKON-Zoomobjektiv: 1:3,5-4,5/28 - 85 mm (15 Linsen, 540 g) (als Wechseloptik) mit einem S/W-CCD-Sensor der Fa. SONY (752*582 Pixel) benutzt. Brennweite, Focus und Sensorposition sind (seriell) von einem PC einstellbar. Als Voraussetzung für die Bildauswertung und -bearbeitung wird das Video-Signal in Echtzeit digitalisiert. Die Ablaufsteuerung übernimmt ein μ -Controller des Typs: MOTOROLA 68HC11. Die Software wurde objektorientiert in C++ geschrieben.

Perspektivische Verzerrungen treten bei der Bildaufnahme auf, wenn die optische Achse nicht senkrecht auf der Gegenstandsebene steht. Sie hängen vom Aufnahmeformat und von der Brennweite des eingesetzten Objektivs ab.

Eine quantitative Berechnung der perspektivischen Abbildungsfehler soll an dem Fall einer unendlich ausgedehnten Halbfäche mit waagerechten und senkrechten Parallelen diskutiert werden, die als Gegenstandsfläche die Vorderansicht eines Gebäudes simuliert, das senkrecht auf der Horizontlinie steht. Standort des Aufnahmesystems soll ein beliebiger Ort auf der ebenen Grundfläche sein. In allgemeiner Lage kann die optische Achse in einem beliebigen Winkel die Gegenstandsfläche durchdringen. Dabei überlagern sich die Effekte der perspektivischen Verzerrung, wie sie nacheinander entstehen würden, wenn die optische Achse zunächst nur in x-Richtung bzw. dann in y-Richtung aus der jeweils senkrechten Lage gekippt würde. Es soll nun angenommen werden, daß das Aufnahmesystem solange nach oben gekippt wird, bis der untere Schenkel des Öffnungswinkels gerade horizontal liegt, so daß die Gegenstandsfläche formatfüllend abgebildet wird.

Die Wirkungen der Verkippung sind (a) die perspektivische Verzerrung senkrechter Parallelen, deren Abstand auf dem Bild (nach oben) verkürzt wird, da die Entfernung zum Aufnahmesystem vom Fußpunkt der Parallelen aus immer größer wird, und (b) der Schärfeverlust da auf der Bildebene nur noch ein Punkt der Gegenstandsparallelen exakt scharf abgebildet wird. Da unscharfe Konturen auch maßstäblich fehlerhaft abgebildet werden, treten auch Verfälschungen bei der photogrammetrischen Auswertung auf.

Ein weiterer Nachteil eines gekippten Aufnahmesystems besteht darin, daß horizontale Linien im Bild zwar waagrecht bleiben, daß sich aber die Abstände in demselben Maße verkleinern, wie sich der Abstand senkrechter Linien nach oben verjüngt (c). Auch Längenmaße in y-Richtung müssen also korrigiert werden, um sie photogrammetrisch richtig auszuwerten.

Die quantitative Analyse der photographischen Abbildung geschieht in drei Stufen:

- (a) Umwandlung der photographischen in eine zentralperspektivische Abbildung: Bestimmung des Projektionszentrums,
- (b) Anwendung geometrischer Abbildungsgesetze, mit deren Hilfe parallele Strukturen in Strahlen (Zentralrisse der Parallelen) durch den Fluchtpunkt (Zentralriß des Fernpunktes der Parallelen) abgebildet werden und
- (c) Aufstellung eines analytisch algebraischen Formelwerks als Grundlage eines Rechnerprogramms, mit dessen Hilfe schnell die Auswirkungen von Parameterveränderungen (wie z.B. Brennweitenwechsel -bw. -variation) auf den Abbildungsvorgang bestimmt werden können.

In der Abbildung 1 wird die Bild-Entstehung senkrechter Gegenstandsparallelen in einem rechteckförmigen Hochkant-Format (z.B. Kleinbild: $36 \times 24 \text{ mm}^2$) bei Verkippung der optischen Achse konstruiert:

Senkrecht auf der optischen Achse des Abbildungssystems stehen die Hauptebenen des Objektivs, die bei idealer Abbildung zusammen fallen. Mit F ist der bildseitige mit F' der objektseitige Brennpunkt bezeichnet. Ganz links ist die Bildebene (Filmebene) für den Fall einer endlichen Gegenstandsweite eingezeichnet: Der Pfeil (G) wird über zwei Konstruktionslinien: (a) durch F gebrochener Parallelstrahl und (b) ungebrochener Zentralstrahl in sein photographisches Abbild (B) überführt. Bei unendlicher Gegenstandsweite verschiebt sich die Bildebene bis in Brennpunktslage (Ebene durch F).

Die photographische Abbildung ($G - B$) kann als perspektivische Abbildung aufgefaßt werden, wenn der Durchstoßpunkt der optischen Achse durch die Hauptebenen (O) als Projektionszentrum aufgefaßt wird. Das durch Spiegelung an den Hauptebenen entstandene Abbild B' muß noch um 180° gedreht werden: B'' ist also das zentralperspektivische Bild von G . Für Gegenstände im Fernbereich verschiebt sich die Bildebene in den Punkt F' . In F' ist das um 90° gedrehte Hochkanformat (z.B. einer Kleinbildkamera: $36 \times 24 \text{ mm}^2$) mit einem Normalobjektiv: $f=50 \text{ mm}$ eingezeichnet. Damit ergibt sich ein Öffnungswinkel in der Vertikalen von $39,6^\circ$.

Die optische Achse wird nun solange nach oben gekippt, bis der untere Schenkel des Öffnungswinkels mit der Horiontrichtung zusammenfällt. In großem Abstand (also hinter der eingezeichneten Unterbrechung) soll nun eine Gegenstandsfläche senkrecht auf dem unteren Winkelschenkel stehen. Alle senkrechten Parallelen fallen in der Projektion mit der Reißlinie der Gegenstandsebene zusammen. Gesucht sind die Projektionslinien dieser Parallelen in der Bildebene (in F'). Der Fernpunkt der Parallelen auf der Gegenstandsebene liegt im Unendlichen, so daß die Parallele zur Gegenstandsebene durch das Projektionszentrum (O) auf der Reißlinie der Bildebene die Lage des Fluchtpunktes (FP) bestimmt: dem Punkt, in dem sich in der Bildebene alle Projektionen der Gegenstandsparallelen schneiden müssen. Die zweite Koordiante für die Projektionsstrahlen durch FP liefert die Schnittlinie zwischen der Gegenstands- und Bildebene, deren Projektion der Punkt SP ist. Dreht man diese Schnittlinie um 90° um die Achse der Bildebene, so wird der Abstand der Gegenstandsparallelen und damit ihre Lage in der Bildebene deutlich. Die beiden eingezeichneten Geraden sind die Abbilder derjenigen Gegenstandsparallelen, die genau durch die untere Ecken des Bildformates gehen. Innerhalb des Bildformates kann man jetzt deutlich die „stürzenden Linien“ sehen, die im Hochformat auftreten. Die numerische Auswertung ergibt eine Abstandsverringerng um $-22,95 \%$, wenn der abgebildete Gegenstand eine unendlich große Gegenstandsweite besitzt. Ist die Gegenstandsweite geringer, verschiebt sich die Bildebene von F' nach rechts, d.h. trotz gleichbleibender Brennweite reduziert sich der Öffnungswinkel und damit nimmt die Verzeichnung (geringfügig) ab: z.B. beträgt sie: $-22,85 \%$, wenn die Gegenstandsweite 20 m beträgt. Im Nahbereich z.B. bei einer Gegenstandsweite von 100 mm verringert sich der Öffnungswinkel auf etwa die Hälfte und die perspektivische Verzerrung beträgt nur noch etwa 6% .

Der Text und die Abbildung sind Auszüge aus der Veröffentlichung Gerd Nowack: Grundlagen der digital gesteuerten, perspektivischen Abbildung in CCD-Systemen, Facta Universitatis, Nis (in Vorbereitung)

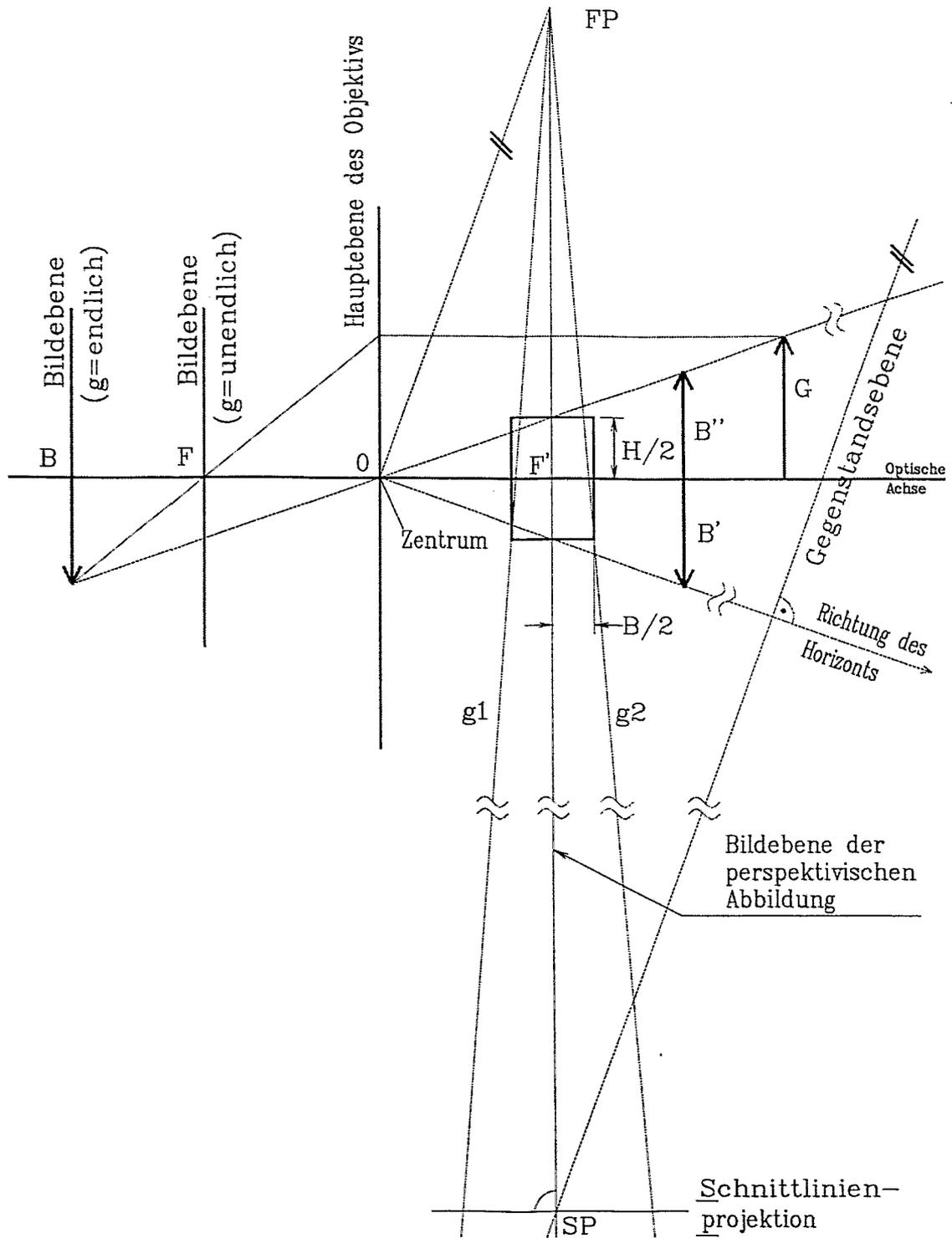
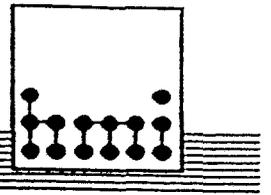


Abb. 1: Abbildungsgesetze zur Bestimmung der perspektivischen Verzerrung bei Kippung der optischen Achse



Abt. DH (Meßtechnik und Hardware)
Gliener Str. 100, D-14109 BERLIN, Tel. +49 (0)30 - 8062 - 2210, Fax +49 (0)30 - 8062 - 2991

Dr. B. Namaschk

Ein rauscharmer Strom-Spannungs-Konverter mit hoher Bandbreite und hoher Verstärkung

1. Wandlungsprinzipien
2. Rauschen
3. Parasitäre Einflüsse
4. Entwurfshilfsmittel
5. Praktische Ergebnisse

1. Wandlungsprinzipien

1.1. Shuntprinzip

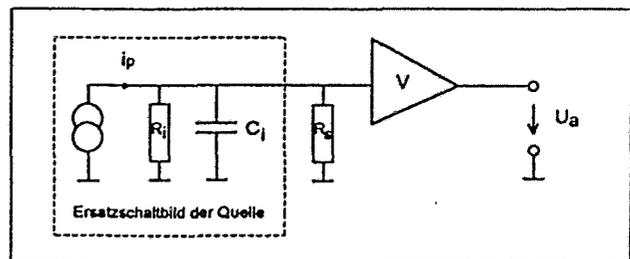


Abbildung 2.1: Shuntprinzip

1.2. Gegenkopplungsprinzip

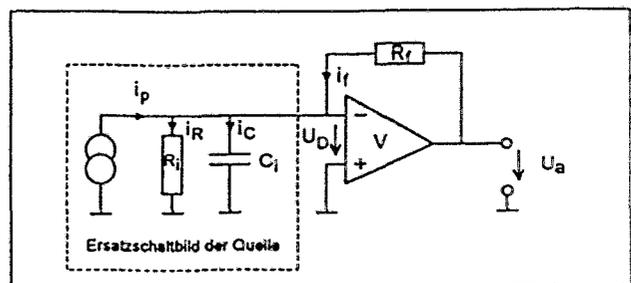


Abbildung 2.2: Gegenkopplungsmethode

2. Rauschen

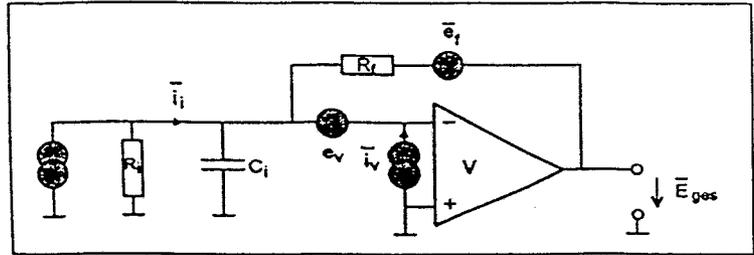


Abbildung 2.4: Rauschersatzschaltbild des IU-Konverters

Durch Bildung des quadratischen Mittelwerts der einzelnen Ausgangsrauschspannungen ergibt sich für das Gesamtrauschen:

$$E_{\text{ges}} = \sqrt{E_i^2 + E_{e_v}^2 + E_{e_r}^2 + E_{e_w}^2} \quad (2.2.11)$$

$$E_{\text{ges}}(j\omega) = \sqrt{\left((i_i \cdot R_f)^2 + (i_v \cdot R_f)^2 + (e_r)^2 + \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right)^2 \cdot \left(1 + j\omega C_i \frac{R_f}{1 + \frac{R_f}{R_i}}\right)^2 \cdot (e_v)^2 \right)} \cdot \left(1 + \frac{1}{v} \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right)\right) \cdot \left(1 + j\omega C_i \frac{R_f}{1 + v + \frac{R_f}{R_i}}\right) \quad (2.2.12)$$

Aus Gleichung (2.2.12) ergeben sich einige generelle Forderungen an die Rauschoptimierung:

- Quellwiderstand R_i maximal
- Quellkapazität C_i , sowie mögliche Eingangskapazitäten des Verstärkers minimal
- Gegenkopplungswiderstand R_f maximal
- Verstärker mit geringem Spannungs- und Stromrauschen wählen

3. Parasitäre Einflüsse

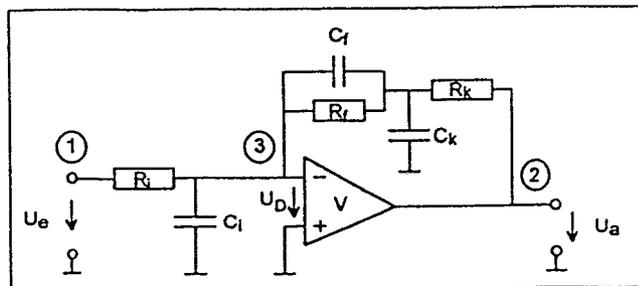


Abbildung 2.13: IU-Konverter mit Kompensationszweig

$$C_f \cdot R_f = C_i \cdot R_k \text{ und } \frac{C_f}{C_i} \ll 1$$

Das folgende Beispiel zeigt die Bedeutung der Restkapazität.

Randbedingungen: $v \gg \frac{R_f}{R_i}$, $C_i = 150 \text{ pF}$, $i_p = 10 \text{ pA}$,

$$U_s = 10 \text{ mV} \Rightarrow R_f = \frac{U_s}{i_p} = 1 \text{ G}\Omega$$

$C_f = 5 \text{ fF}$ (Restkapazität trotz Kompensation)

1. $v = 10^5$: $f_g = \frac{v}{2\pi R_f [C_i + (1+v)C_f]} = 24,5 \text{ kHz}$ mit: $(1+v)C_f = 500\text{pF} > 150\text{pF} = C_i$
2. $v = 10^6$: $f_g = 30,9 \text{ kHz}$ mit: $(1+v)C_f = 5\text{nF} \gg 150\text{pF} = C_i$
3. $v = 10^7$: $f_g = 31,7 \text{ kHz}$ mit: $(1+v)C_f = 50\text{nF} \gg 150\text{pF} = C_i$

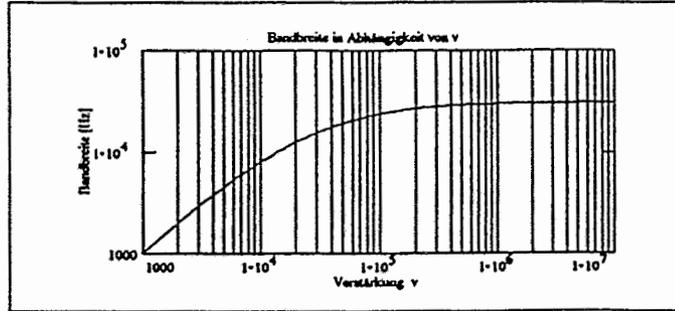


Abbildung 2.14: Bandbreite in Abhängigkeit von der Verstärkung

4.2. Bandbreite unter Berücksichtigung der nicht kompensierbaren Restkapazität

$$f_g = \frac{v}{2\pi R_f C_i \left[1 + (1+v) \frac{C_f}{C_i} \right]} \approx \frac{K}{2\pi R_f [1 + K \cdot C_f]} \quad \text{mit} \quad K = \frac{v}{C_i}$$

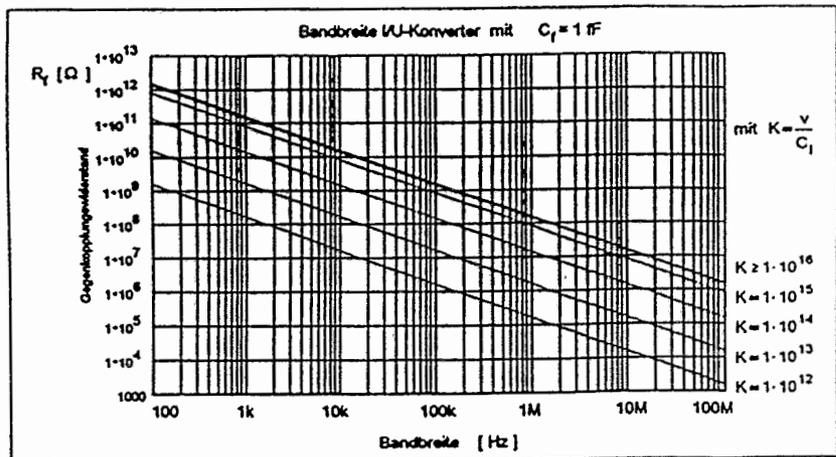
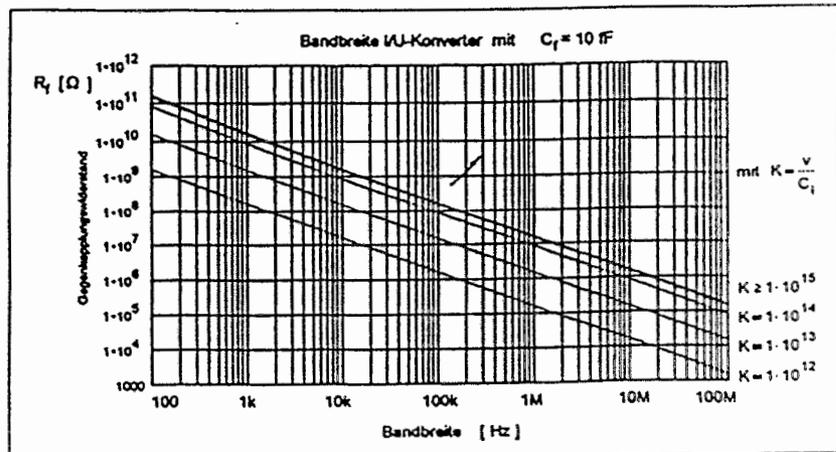


Abbildung 5.3: Bandbreite unter Berücksichtigung von $C_f = 1 \text{ fF}$



4.3. Gesamttrauschen

$$\overline{E}_{\text{ges}} = \sqrt{\overline{E}_s + \overline{E}_v + \overline{E}_r + \overline{E}_n}$$

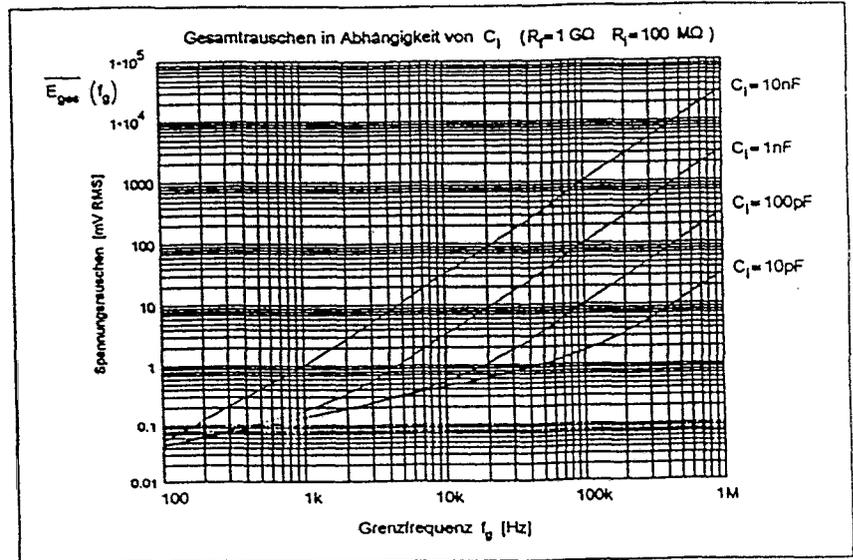


Abbildung : Gesamttrauschen in Abhängigkeit von C₁

5. Praktische Ergebnisse

- * Quellwiderstand: 50 MΩ
- * Quellkapazität: 150 pF
- * Konversionsfaktor: 10 GΩ
- * Ausgangsspannung: > 100 mV
- * Grenzfrequenz: 32 kHz
- * SNR: 3.4 dB

Messung des Frequenzganges

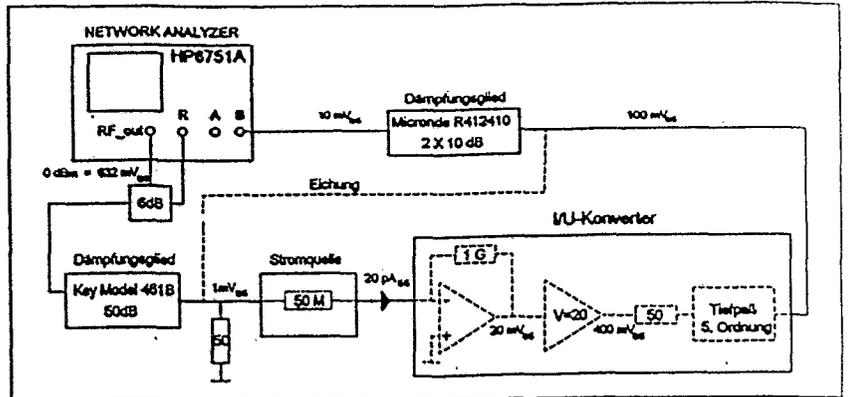


Abbildung 4.14: U/I-Konverter mit Spannungsverstärker und Tiefpaß

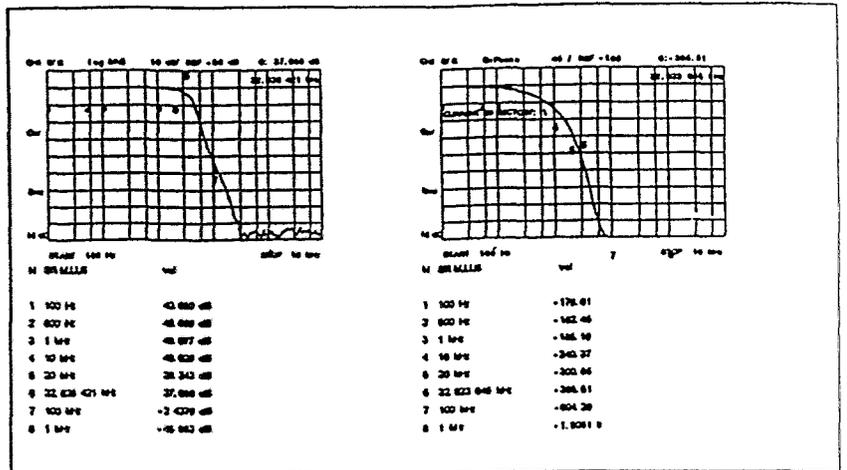


Abbildung 4.15: Frequenz- und Phasengang U/I-Konverter Gesamtschaltung

The Design of an Animal PET: Flexible Geometry for Achieving Optimal Spatial Resolution or High Sensitivity

S. Weber, A. Terstegge*, H. Halling*, H. Herzog, R. Reinartz*,
P. Reinhart*, F. Rongen*, H.W. Müller-Gärtner

Institut für Medizin, *Zentrallabor für Elektronik, Forschungszentrum Jülich GmbH

October 26, 1995

Abstract

A positron emission tomograph (PET) for small animals, e.g. rabbits or rats, is under development at the KFA Juelich as a cooperative effort between the Institute of Medicine which includes a PET center, the Central Laboratory for Electronics and the Institute for Thin Film and Ion Technology (ISI).

The first version of the scanner uses arrays of small individual Yttrium Aluminium Perovskit (YAP) scintillator crystals coupled to position sensitive photomultiplier tubes. Special hardware has been built for coincidence detection, position detection and real time data acquisition, which is performed by a PC. The single event data are transferred to workstations, where the radioactivity distribution is reconstructed. The fundamental design features have extensively been simulated.

Preliminary studies were carried out by using single NaI:Tl crystals coupled to position sensitive photomultiplier tubes. For the reconstruction of the simulated source configurations and measured data a 3D EM-algorithm has been implemented.

The main advantage of the animal PET scanner is its high flexibility, allowing the realization of various detector system configurations. The system is capable of either providing good spatial resolution or high sensitivity for dynamic studies of pharmacokinetics. The reconstruction software is flexible and matches the different choices.

1 INTRODUCTION

At the KFA Juelich a positron emission tomograph (PET) for small animals, e.g. rabbits or rats, is under development.

The animal PET will be used

- for the development and validation of new radiopharmaceuticals,
- for investigations of therapy results, for example in tumor therapy,
- and for investigations of pharmacological interventions.

First experiences with kinetic studies of ^{11}C -choline, a ^{11}C -D₄-receptor ligand and ^{18}F -octreotide in small animals such as rats and rabbits were obtained using a conventional PET scanner GE4096 with an image resolution of 5-6 mm.

In order to improve the accuracy of such measurements a dedicated animal PET must have high spatial resolution (≤ 3 mm) and high sensitivity (detector solid angle e.g. $> 30\%$). In order to reduce the accidental coincidence rate and dead time losses by single events, a good time resolution (≈ 20 ns) is necessary. Good energy resolution ($\approx 20\%$) is required in order to suppress scattered coincidences.

2 SYSTEM DESCRIPTION

Material	NaI	BGO	YAP
Density [g/cm ³]	3.67	7.13	5.37
Integrated light output [%NaI:Tl]	100	15	40
Scintillation decay time [ns]	230	300	25
Hygroscopic	yes	no	no
Wavelength of max. emission [nm]	415	480	370
Index of refraction	1.85	2.15	1.95
Chemical formula	NaI	Bi ₄ (GeO ₄) ₃	YAlO ₃

Table 1: Physical properties of NaI:Tl, BGO and YAP:Ce

The first version of the scanner uses arrays of small individual YAP:Ce (Cerium doped Yttrium Aluminium Perovskit) scintillator crystals [1] of dimensions $2 \times 2 \times 15$ mm³ optically isolated, closely packed and coupled to position sensitive photomultiplier tubes (Hamamatsu R2487)[2]. YAP is a recently developed scintillation material [3] with acceptable density, shorter scintillation decay time and higher light yield than BGO [4] (tab.1). Fig. 1 shows the energy spectra of a 1 mm thick YAP crystal and a 5 mm thick BGO crystal, both measured with a ^{137}Cs source.

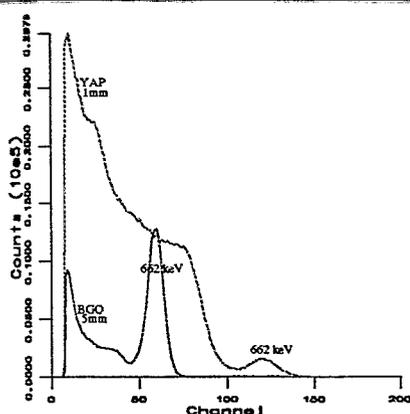


Figure 1: ^{137}Cs spectra in BGO (5 mm thick crystal) and YAP (1 mm thick crystal)

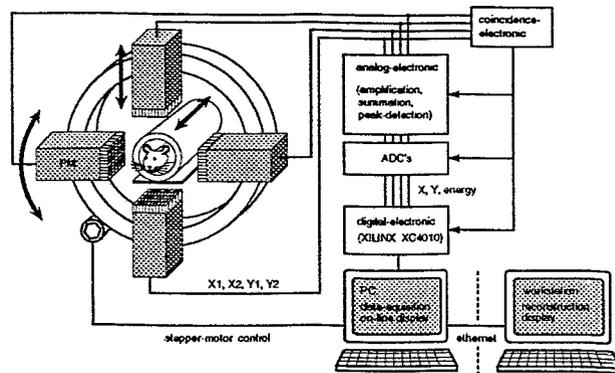


Figure 2: Detector configuration and system block diagram

Special hardware has been built for coincidence detection, position detection and real time data acquisition, which is performed by a PC. The coincidence data are transferred to workstations, where an iterative 3D expectation maximum (EM) algorithm is used for the reconstruction of the activity distribution.

The detector configuration is shown in fig.2. The technical data are summarized in tab.2.

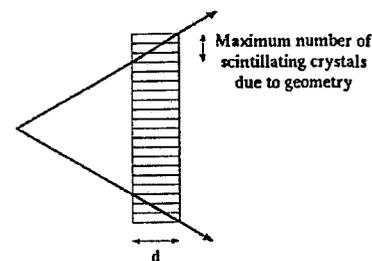


Figure 3: Penetration effect: Maximum number of scintillating crystals due to geometry.

Number of modules	4
Crystal material	Yttrium Aluminium Perovskit (YAP)
Crystal size	2x2x15 mm ³
Number of crystals	20x20 per module
Photomultiplier	3" square position sensitive photomultiplier Hamamatsu R2487
Ring diameter min.	10cm controlled by
Ring diameter max.	50cm stepper motor
Rotation	90°
Wobble	yes
Data acquisition & online display	PC
Reconstruction & display	Workstation (DEC-AlphaStation)

Table 2: Technical data

Avalanche photodiodes (APD's) have been investigated for a number of years as an alternative for photomultiplier tubes [5][6]. The primary advantage of APD's is their small size compared to photomultiplier tubes. This leads to a very compact and flexible design and permits independent readout and processing of the signals from the individual scintillator crystals. Presently prototype APD's are being produced at the ISI. The APD's will be used in a second version of the animal PET scanner replacing the photomultiplier tubes.

3 RESULTS

3.1 Simulation

The fundamental design features have extensively been simulated using the program package GEANT developed at CERN.

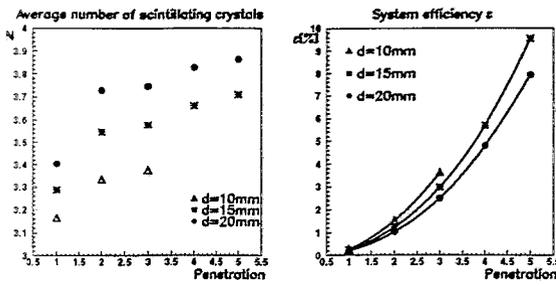
Fig.4(a) shows the average number of scintillating crystals in coincidence as a function of penetration. The penetration depends on the source-detector distance, the module dimensions and the crystal length d (fig.3). It is here defined as the maximum number of scintillating crystals. The average number of scintillating crystals per event influences the achievable spatial resolution.

Fig.4(b) shows the system efficiency as a function of penetration. The results demonstrate the feasibility for either choosing optimal spatial resolution or high sensitivity by varying the source-detector distance.

The simulated point spread function for the proposed detector configuration is shown in fig.5. A point source is moved perpendicular to the connection line of two crystals which are embedded in a crystal matrix (fig.4).

3.2 Experimental results

Some preliminary studies have been made using single NaI:Tl crystals (7 mm thick, 4 cm diameter) coupled to position sensitive photomultiplier tubes (Hamamatsu R2487). Fig.6(a) shows the position spectra for



(a) Average number of scintillating crystals per event as a function of penetration.

(b) System efficiency as a function of penetration.

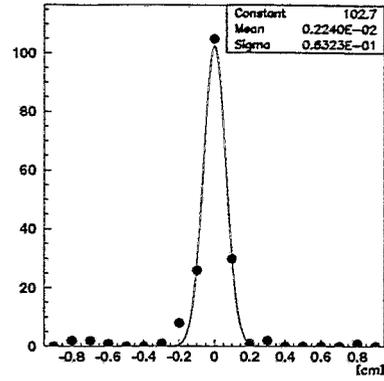


Figure 5: Point spread function

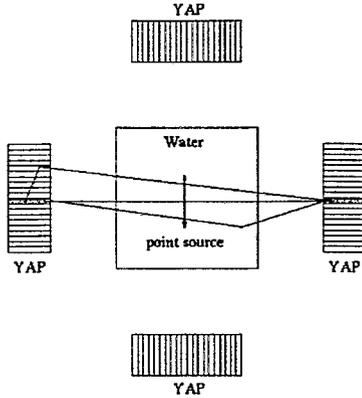
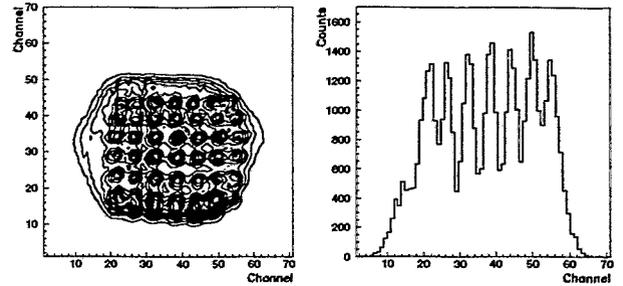


Figure 4: Simulated system



(a) Position spectra for different γ -ray incident points spaced by 5 mm.

(b) Detector response function in x-direction.

some different γ -ray incident points spaced by 5 mm and the detector response function in x-direction (fig.6(b)).

Event data produced by an encapsulated ^{22}Na point source were reconstructed. In fig.7(a) one slice of the reconstructed 3D data set is plotted, showing the position of the source. The algorithm for the reconstruction is described in the next section.

4 RECONSTRUCTION

For the reconstruction of the activity distribution the EM-algorithm (eq.1) [7] has been investigated and implemented for the 3-dimensional case as a ray-driven iterative procedure, which eliminates the need to store large matrices in memory.

$$\lambda^{new}(b) = \frac{\lambda^{old}(b)}{\sum_{d=1}^D p(b,d)} \sum_{d=1}^D \frac{n^*(d)p(b,d)}{\sum_{b'=1}^B \lambda^{old}(b')p(b',d)} \quad (1)$$

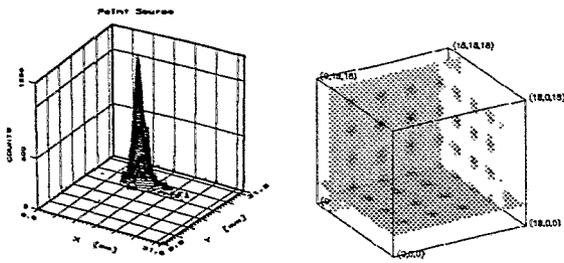
$\lambda(b)$ denotes the activity in each voxel b , ($b = 1 \dots B$), while $p(b,d)$ denotes the probability to detect an event

Figure 6: Preliminary studies with NaI crystal and position sensitive photomultiplier

with origin b in tube d , ($d = 1 \dots D$). The $n^*(d)$ are the measured counts in tube d .

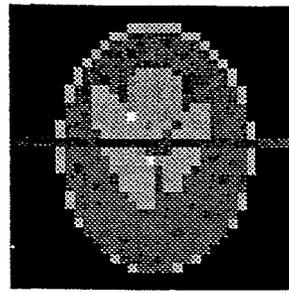
Both simulated source configurations and measured data have been reconstructed with the algorithm. Fig.7(a) shows one reconstructed slice of a measured 3D data set. The result was obtained after 20 iterations with $\approx 1.2 \cdot 10^6$ coincident events per iteration. The FWHM of the peak is about 3 mm in all directions. Fig.7(b) displays 3 planes of a reconstructed 3D data set, with event data being produced by GEANT simulating $4 \times 4 \times 4$ point sources and a detector configuration as shown in fig.2. Again this result was obtained after 20 iterations, with $\approx 10^5$ events per iteration. The point sources have a distance of 2 mm in each direction, while the size of each reconstructed voxel is 0.5 mm. The average FWHM of the peaks is about 1.5 mm, assuming an ideal detector.

Fig.8 shows the reconstruction of a simulated 3D-Shepp and Logan head phantom, after 2 and 10 iterations with $\approx 25,000$ coincident events per plane and a lineplot of the activity distribution along one line in each of the pictures.

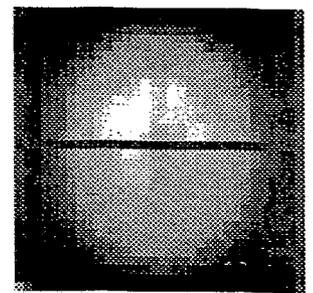


(a) Measured data: Reconstructed position of a shifted ^{22}Na point source

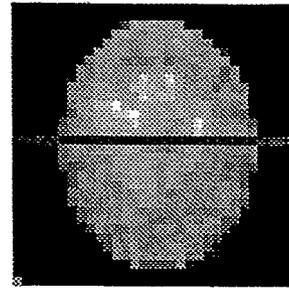
(b) Simulated data: Reconstructed point sources (see text for explanation)



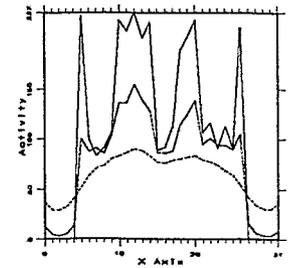
(a) Original distribution, slice 15



(b) ML-EM reconstructed distribution after 2 iterations



(c) ML-EM reconstructed distribution after 10 iterations



(d) Lineplots along horizontal line; solid: (a), dashed: (b), dotted dashed: (c)

Figure 8: Reconstruction of 3D-Shepp and Logan head phantom (32x32x32 voxels) from 25,000 coincident events per plane

[7] L. Shepp and Y. Vardi, "Maximum likelihood reconstruction for emission tomography," *IEEE transactions on medical imaging*, vol. MI-1, pp. 113-122, Oct. 1982.

Figure 7: Reconstruction of measured and simulated data

5 SPECIFIC ADVANTAGES

The main advantage of the animal PET scanner is its high flexibility which makes it possible to realize various detector system configurations. The system is capable of either providing good spatial resolution or high sensitivity for dynamic studies of pharmacokinetics. The reconstruction software is flexible and matches the different choices. An automatic system calibration process is being developed in order to remove the geometrical distortions caused by scintillator crystals and photomultipliers as well as the photomultiplier inhomogeneities.

References

- [1] Preciosa Crytur, Ltd., Přepeřská 1447, CZ - 51119 Turnov, Czech Republic.
- [2] Hamamatsu Photonics, Electron tube division, *Position-sensitive photomultiplier tubes with crossed wire anodes R2487 series*, 1989.
- [3] P. Lecoq, "The quest for new scintillators," in *Calorimetry in high energy physics. 4th International Conference Proceedings*, (Isola, Italy), p. 23, 1993.
- [4] S. Baccaro, K. Blažek, F. de Notaristefani, P. Maly, J. A. Mares, R. Pani, R. Pellegrini, and A. Soluri, "Scintillation properties of YAP:Ce," *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, vol. 361, p. 209, 1995.
- [5] M. R. Squillante, J. S. Gordon, R. Farrell, S. Vasile, K. Daley, C. Oakes, and K. Vanderpuye, "Recent advances in avalanche photodiode technology," in *SPIE Vol. 2009 X-Ray Detector Physics and Applications II*, p. 64, 1993.
- [6] S. J. Fagen, "Avalanche photodiode arrays boost PET scanners," *Lasers and Optronics*, vol. 12, no. 12, p. 15, 1993.

Spannungsregler für batteriebetriebene Geräte

K. Kennepohl, Forschungszentrum Jülich, Abtlg. ZEL

Eine große Anzahl elektronischer Geräte werden heute mit Hilfe von Batterien betrieben:

- a. Organizer
- b. Laptop-Computer
- c. Medizinische Geräte
- d. Elektronische Fernbedienungen
- e. Funktelefone
- f. Digitale Kommunikations-Geräte
- g. PCMCIA-Systeme
- h. Mobilgeräte, usw.

Da diese Geräte jedoch meistens mit integrierten Schaltungen realisiert werden, die mit 5V- bzw. 3,3V-Spannungsversorgungen arbeiten und empfindlich gegenüber Spannungsschwankungen größer $\pm 5\%$ sind, müssen die Versorgungen der Geräte (Batterien, Solarzellen) ausgangsseitig auf diese Spannungen hin abwärts- bzw. aufwärts geregelt werden. Um dabei eine möglichst lange Batterielebensdauer zu erreichen, müssen speziell die Abwärtsregler ein äußerst geringes „Drop Out“ (Spannungsdifferenz zwischen Eingangs- und Ausgangspannung) besitzen und gleichzeitig die grundlegenden Forderungen des Marktes in bezug auf Kosten, Gehäuseabmessungen und Großserienproduktion erfüllen.

Sind die Batterie- bzw. Eingangsspannungen größer als die erforderlichen Versorgungsspannungen der Schaltungen, kommen linear-geregelte und getaketete Abwärtsregler zum Einsatz. Im umgekehrten Fall werden Aufwärtsregler eingesetzt.

Zur Verlängerung der Batterielebensdauer sollten die Spannungsregler möglichst folgende Eigenschaften besitzen:

- a. Einen möglichst geringen (Low Drop Out = LDO) Spannungsabfall zwischen Batterie- und Ausgangsspannung und somit einen möglichst hohen Wirkungsgrad hinsichtlich der Ausnutzung der Batterie.
- b. einen geringen Ruhestrom
- c. möglichst einen logisch gesteuerten „shutdown“
- e. eine Temperaturüberwachung
- f. eine Batteriespannungsüberwachung, um das Ende der Nutzungsdauer der Batterie rechtzeitig anzuzeigen.

Entsprechende integrierte Schaltungen werden von mehreren Halbleiterherstellern angeboten: Harris, Thomson CSF, TI, Maxim, NSC, Linear Technologie, usw.

Bis zur Herbsttagung der SEI in Graz gingen (in den letzten Tagen) nur von TI und Maxim einigermaßen gute Unterlagen ein, wodurch es kaum möglich ist, einen guten, gezielten Überblick über diese Bauelemente zu geben.

Dennoch sollen hier einige der Regler von diesen beiden Firmen angeführt und Blockschaltbilder mitgeteilt werden.

Firma Maxim

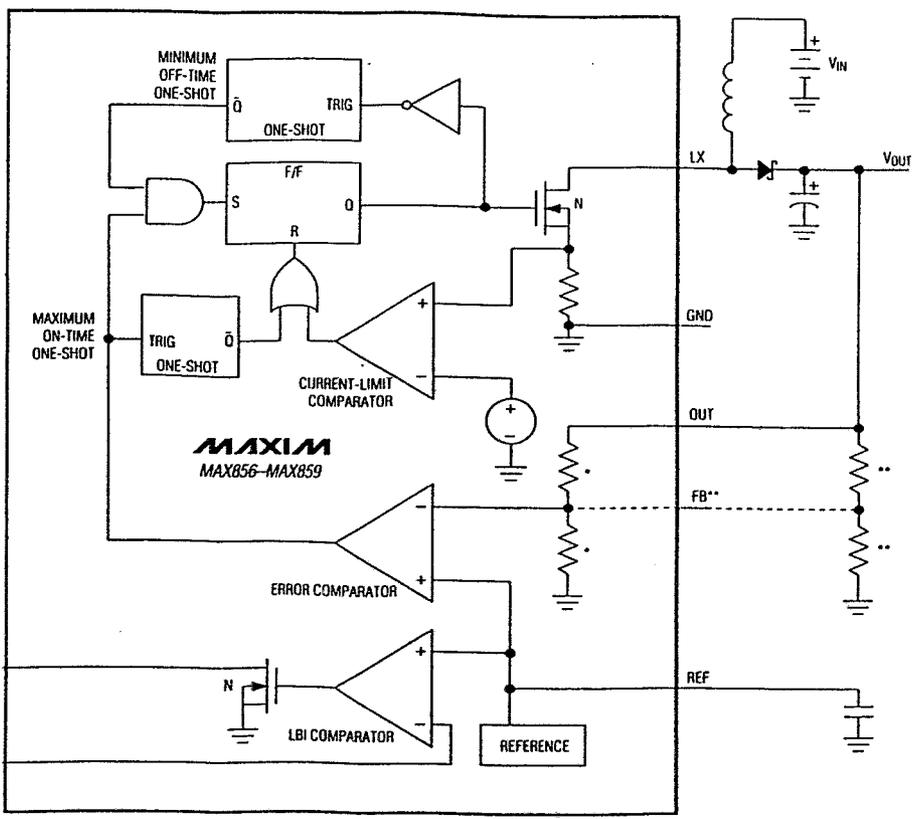
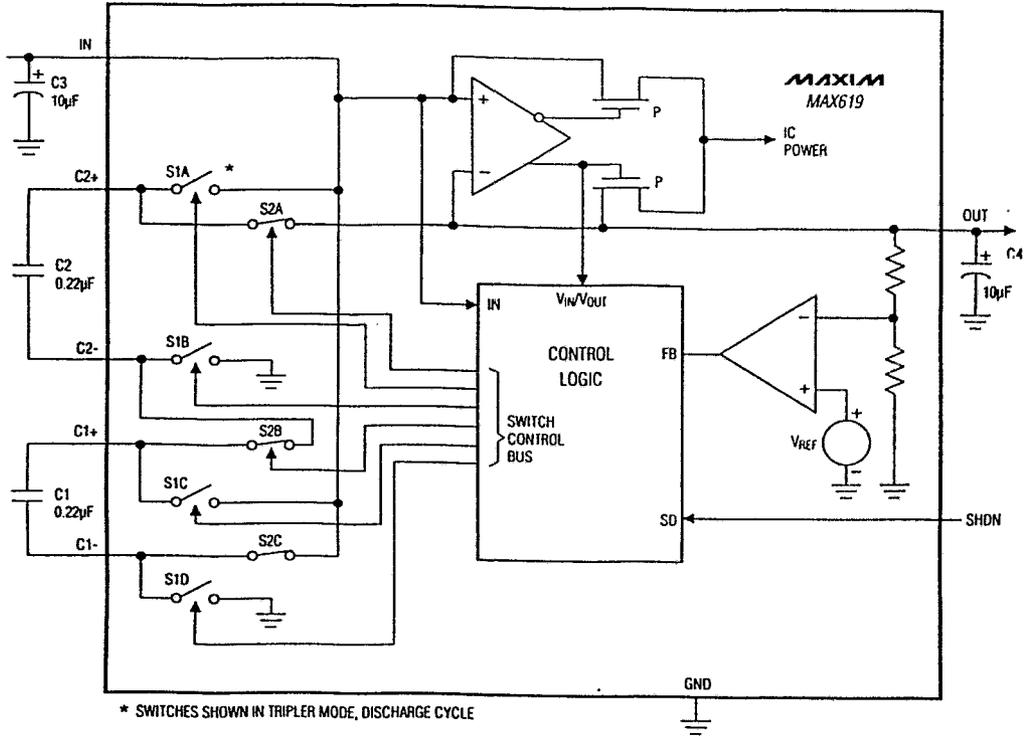
- a. **Max 777/778/779**
Aufwärtsregler, die aus Eingangsspannungen von 1V bis 6,2V festeinstellbare Ausgangsspannungen von 3V, 3,3V und 5V anbieten bei Ausgangsströmen von 240mA. Die Schaltung arbeitet mit Spannungsverdopplung oder -verdreifachung, je nach eingestellter

Ausgangsspannung bzw. vorhandener Eingangsspannung.

- b. **Max 856/859**
CMOS-Aufwärtsregler. Ausgangsströme ca. 100mA. Besonders geeignet für kleine Eingangsspannungen (0,8V bis 6,0V). Sie besitzen Ruhestrome von 25 μ A, im Shutdown-Mode 1 μ A. Getaktet werden diese Regler bis hinauf zu 500kHz. Der Batterieladezustand wird detektiert. Die Ausgangsspannungen belaufen sich auf fest 3,3V oder 5V.
- c. **Max 638**
Getakteter 5V-Festspannungs-CMOS-Abwärtsregler. Die Ausgangsströme belaufen sich auf ca. 250mA. Der Max 638 kann durch zwei zusätzliche Widerstände auch auf andere Ausgangsspannungen als 5V oder 3,3V eingestellt werden. Ihr Eingangsspannungsbereich liegt zwischen 6V und 16,5V.
- d. **Max 619**
Aufwärtsregler für Kleine Leistungen ($I_o = 120$ mA). Eingangsspannungsbereich 2V bis 3,6V. Intern arbeitet der Regler mit einer Ladungspumpe, die mit ca. 500kHz getaktet wird.
- e. **Max 882/883/884**
Linear-geregelte 3,3V/5V-Festspannungsregler mit sehr geringem DO (220mV bei $I_o = 200$ mA). Der maximale Ausgangsstrom liegt bei 300mA, der Ruhestrom bei 11 μ A (1 μ im Shutdown-Mode). Eine Batteriespannungsdetektion ist vorhanden. „LBO“(low batterie out)-Strom = 50mA.
- f. **Max 603/604**
Linear-geregelte 3,3V/5V-Festspannungsregler mit geringem DO. Maximaler Ausgangsstrom ca. 600mA. Die Eingangsspannungen können im Bereich von 2,7V bis 11,5V liegen. Sie besitzen eine Überhitzungssicherung. Durch externe Widerstände können Ausgangsspannungen eingestellt werden, die zwischen 1,25v und 11,0V liegen.

Firma TI

- a. **TLV 2217-33/2217-33Y**
Linear-geregelte 3,3V-Festspannungsregler. Die DO-Spannung bei 500mA Ausgangsstrom beträgt 500mV. Ihr Eingangsspannungsbereich ist maximal 16V.
- b. **TPS 7201Q/7233Q/7248Q/7250Q**
Diese Linear-Spannungsregler sind erhältlich für 5V-, 4,85V-, und 3,3V-Festspannungen. Ihre Ausgangsspannungen können jedoch auch eingestellt werden. Bei $I_o = 100$ mA ist die DO-Spannung kleiner als 85mV. Im Shutdown-Mode fließt noch ein Strom von 0,5 μ A. Der Eingangsspannungsbereich ist 2,5V bis 10V.
- c. **TPS 7101Q/7133Q/7148Q/7150Q**
Auch bei diesen linear-geregelten Festspannungsreglern können andere Ausgangsspannungen durch zusätzliche Widerstände eingestellt werden. Sie scheinen die Regler mit der geringsten DO-Spannung überhaupt zu sein. Der TPS 7150Q besitzt bei $I_o = 100$ mA eine DO-Spannung von 32mV. Der maximale Ausgangsstrom liegt bei 500mA. Die Eingangsspannungen können zwischen 2V und 10V liegen. Die Ruhestrome betragen maximal 285 μ A, im Shutdown-Mode ca. 1 μ A.



MAX856/MAX858 ONLY
 MAX857/MAX859 ONLY

PVDF-Resonatorsensor

W. Möbius⁺, J. Eichinger^{*}, C. Brütting^{*}, G. Lindner^{*}

⁺ Fakultät für Physik, Universität Konstanz

^{*} Dr. Lindner Sensortechnik, F.-Rückert-Str. 81, 96450 Coburg

1. Funktionsprinzip

Der Resonatorsensor besteht aus einer einseitig eingespannten Platte, die in unterschiedlichen Moden bei verschiedenen Resonanzfrequenzen schwingt. Der Meßeffect besteht in einer Verschiebung der Resonanzfrequenz als Folge einer Veränderung der zu messenden Einflußgröße.

Die Anregung und Detektierung der Schwingung erfolgt durch beidseitig auf das Trägermaterial aufgeklebte piezoelektrische PVDF-Folie. Da nur die Frequenzverschiebung der Resonanz, nicht aber die Änderung der piezoelektrischen Analogsignale von Bedeutung ist, ist der Sensor sehr alterungsstabil. Der Sensor ist vielseitig einsetzbar, robust und dabei kostengünstig /-2-/.

2. Einflußgrößen

Die Resonanzfrequenz wird im wesentlichen von der Temperatur, der Massenbelegung, von Druck und Dichte des umgebenden Mediums und von auf den Sensor wirkenden mechanischen Kräfte beeinflusst. Dabei kommt es zu keiner Verschlechterung der Güte (d.h. gleichbleibende Breite der Resonanzkurve, Bilder 1 und 2).

In der folgenden Graphik (Bild 1) wird der Zusammenhang zwischen Verschiebung der Resonanzfrequenz und der Zusammensetzung eines binären Gasgemisches dargestellt.

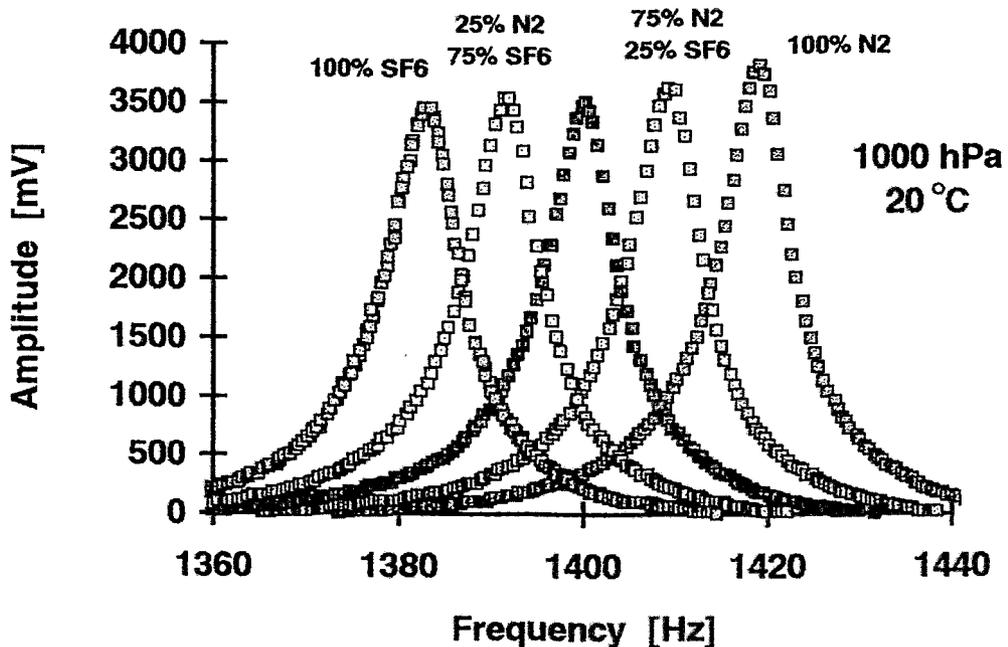


Bild 1: Verschiebung der Resonanzkurve durch Änderung der Gaszusammensetzung /-1-/.

Bild 2 zeigt die Beziehung zwischen Gasdruck und Resonanzfrequenz bei konstanter Temperatur.

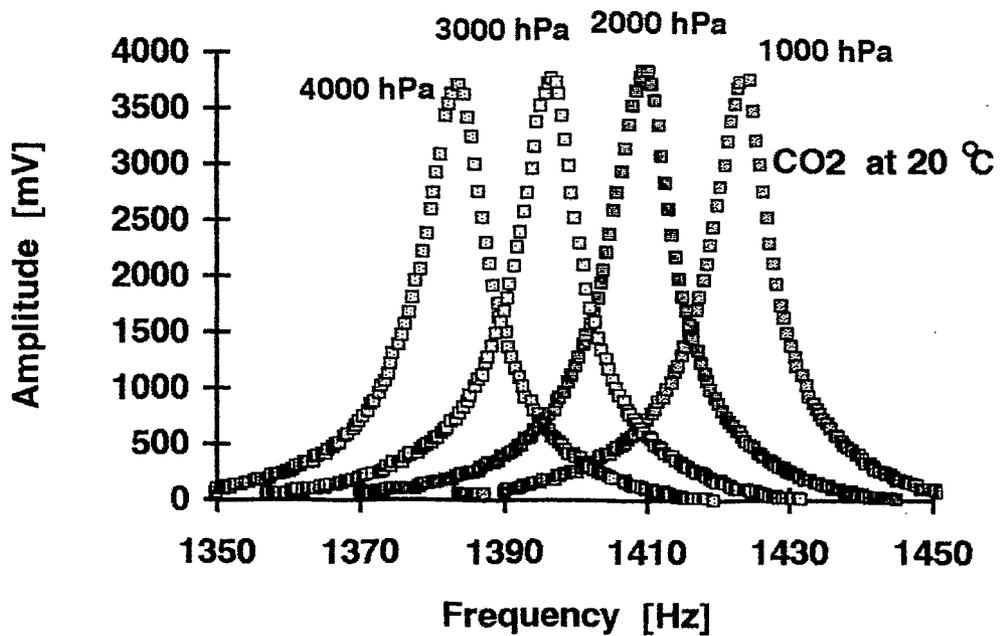


Bild 2: Verschiebung der Resonanzfrequenz mit dem Gasdruck, CO₂ bei T=20 °C, /-1-/.

Eine den Resonator verstimmende Kraft kann z. B. durch strömende Medien erzeugt werden (vgl. Bild 3).

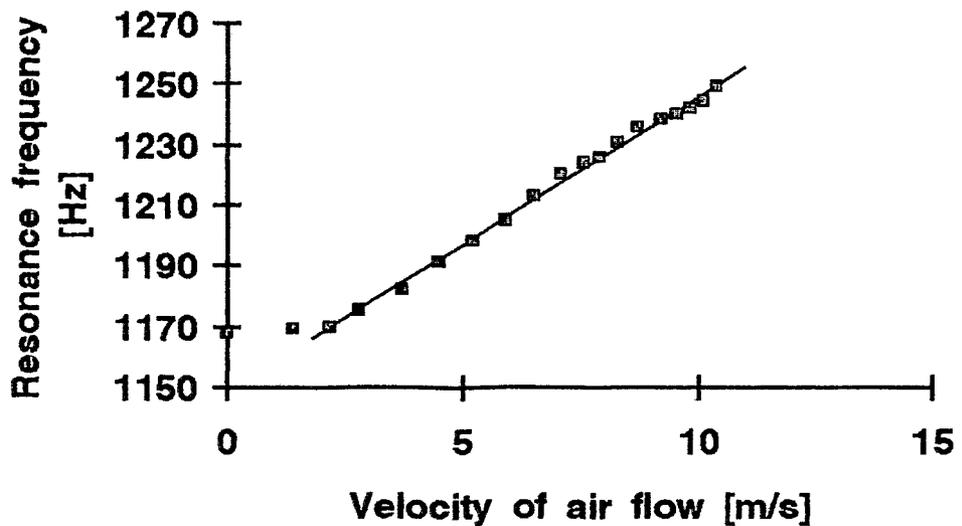


Bild 3: Änderung der Resonanzfrequenz durch Anströmung /-1-/.

3. Aufbau

Der Sensor besteht aus einem Trägermaterial auf das beidseitig piezoelektrische PVDF-Folie aufgeklebt wird. Als Trägermaterial wird vorzugsweise Glas verwendet, doch sind für verschiedene Anwendungsbereiche auch andere Materialien (z.B. Federstahl, Aluminium, Silizium, metallisches Glas) möglich. Die typische Größe der Platte ist $21 \times 26 \times 0.15 \text{ mm}^3$, wobei auch kleinere Strukturen realisierbar sind. Die mechanische Halterung und elektrische Kontaktierung erfolgt durch eine speziell entwickelte Schnellspannvorrichtung.

Die auf der einen Seite aufgeklebte PVDF-Folie wird durch ein Sinussignal mit einer Spannung von $20V_{ss}$ zu einer Größenänderung angeregt. Dies erregt die Resonatorschwingung (typischer Wert: 1430 Hz in Gasen bei Schwingung im Hauptmode, Güte $Q=200$). Die auf der anderen Seite aufgeklebte Folie schwingt mit und erzeugt ein Sensorsignal von einigen hundert Millivolt.

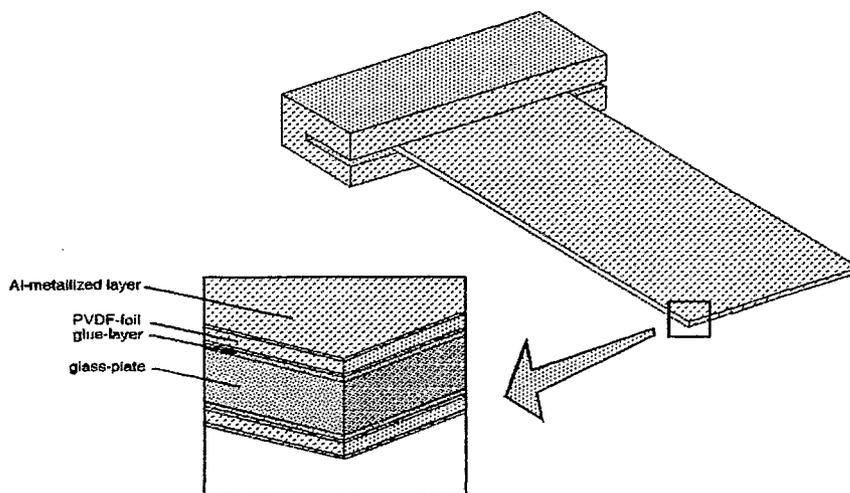


Bild 4: Aufbau des Resonatorsensors /-1-/.

4. Beispiele

- Der Resonatorsensor findet bereits im Bereich der Konzentrationsmessung von binären Gasmischungen Anwendung. Hervorzuheben sind hier besonders Edelgase und andere chemisch schwierig nachweisbare Gase (z.B. SF_6).
- Ein anderes Anwendungsfeld ist die einfache, schnelle und leicht handzuhabende Messung der Viskosität von flüssigen Medien.
- Der Sensor eignet sich auch zur Messung der relativen Feuchte. Dazu wurde eine hygroskopische Schicht auf den Resonator aufgebracht. Durch andere reaktive Schichten kann der Sensor für andere Meßaufgaben genutzt werden.

/-1-/ A. Glück, W. Halder, G. Lindner, H. Müller and P. Weindler, PVDF-excited resonance sensors for gas flow and humidity measurements, *Sensors and Actuators B*, 18-19 (1994) 554-557.

/-2-/ J. Niebuhr, G. Lindner, Physikalische Meßtechnik mit Sensoren; 3. Auflage; Oldenbourg; München 1994

SCHNELLE MESSUNG DER VERSTÄRKUNGS- UND RAUSCHWERTE VON EINGANGSVERSTÄRKERN

F. Buschbeck

Österreichisches Forschungszentrum Seibersdorf

ZUSAMMENFASSUNG:

Bei der Entwicklung von empfindlichen Eingangsverstärkern stellt sich oft das Problem, daß die für den geforderten Einsatzbereich interessanten Werte in den Datenblättern nicht aufscheinen.

Es wird gezeigt, wie mittels eines getasteten Signales und eines Spektrumanalysators vergleichende und quantitative Messungen von Verstärkungs- und Rauschwerten, sowie eine Arbeitspunktoptimierung sehr schnell durchgeführt werden können.

1. Problemstellung

Als Entwickler elektronischer Geräte steht man häufig vor dem Problem, Signale auswerten zu müssen, deren Größe an der Rauschgrenze liegt. Der Frequenzbereich sowie die Impedanz der Signalquelle sind zumeist von der Aufgabenstellung her vorgegeben. Man muß also eine geeignete Eingangsschaltung und passende Bauteile finden, um eine Rauschanpassung zu erzielen. Studiert man die Datenblätter der in Betracht kommenden Transistoren, so wird man sehr oft jene Angaben nicht finden, die man eigentlich sucht. Man ist somit darauf angewiesen, das Verhalten der in Betracht kommenden Bauteile unter den vorgegebenen Randbedingungen (z. B. der Quellimpedanz) durch Messungen zu ermitteln.

Hierbei verbleiben einem als Freiheitsgrade meist nur die Wahl des Bauteiltyps sowie die Festlegung des Betriebsregimes, welches sich allerdings sehr wesentlich auf das Verhalten des Bauteiles auswirken kann.

Im ersten Schritt handelt es sich bei diesen Messungen um einen Vergleich des Verhaltens verschiedener Bauteile (auch von verschiedenen Herstellern) im jeweils optimalen Betriebsregime.

Damit kann eine grobe Auswahl aus den zur Verfügung stehenden Bauelementen durchgeführt werden mit dem Ziel, das günstigste Bauelement herauszufinden. Als nächster Schritt muß

dann eine quantitative Messung durchgeführt werden um festzustellen, inwieweit das angestrebte Ziel erreicht ist.

In manchen Fällen kann es zweckmäßig sein, alle diese Messungen bereits mit der vorgegebenen Quellimpedanz durchzuführen. Zur Lösung des Problems ist also die Messung der Rauschzahl des Eingangsverstärkers unter vorgegebenen Randbedingungen mit möglichst geringem Arbeitsaufwand erforderlich.

2. Messung der Verstärkerrauschzahl

Die Rauschzahl F ist definiert als das Verhältnis von Signal/Rauschleistung (S_1/R_1) am Eingang des zu untersuchenden Verstärkers zur Signal/Rauschleistung (S_2/R_2) an seinem Ausgang.

Bezeichnet man G mit dem Verstärkungsfaktor:

$$G = S_2/S_1 \quad (1)$$

so läßt sich die Rauschzahl F in den folgenden Formen darstellen:

$$F = \frac{S_1/R_1}{S_2/R_2} = \frac{R_2/G}{R_1} \quad (2)$$

Alle Meßverfahren der Rauschzahl benötigen zwei Schritte. In einem Schritt wird bei bekanntem Eingangsrauschen das Rauschen am Ausgang des Verstärkers bestimmt; im zweiten Schritt wird der Verstärkungsgrad ermittelt. Daraus läßt sich die Rauschzahl berechnen (lit.1. lit.2). Bei bekannter Rauschbandbreite kann anstelle eines kalibrierten Rauschsignales auch eine sinusförmige Spannung verwendet werden (lit.3). Üblicherweise werden die beiden Meßschritte nacheinander durchgeführt.

Sowohl das Verstärkerrauschen als auch der Verstärkungsgrad sind - zumindest in breitbandigen Anwendungsfällen - Funktionen der Frequenz. Daher ist auch die Rauschzahl eine Funktion der Frequenz.

3. Getastete Messung

Insbesondere für vergleichende Messungen hat sich die getastete Messung der Verstärkungs- und Rauscheigenschaften von Verstärkern gut bewährt.

Hierbei wird das Eingangssignal - praktischerweise vom Trackinggenerator eines Spektrumanalysators - über einen periodisch wirkenden Unterbrecherschalter und einen Abschwächer dem Meßobjekt zugeführt, sodaß während eines Frequenzscandurchlaufes abwechselnd beide Meßschritte durchgeführt werden. (s. Abb. 1 - Blockschaltbild)

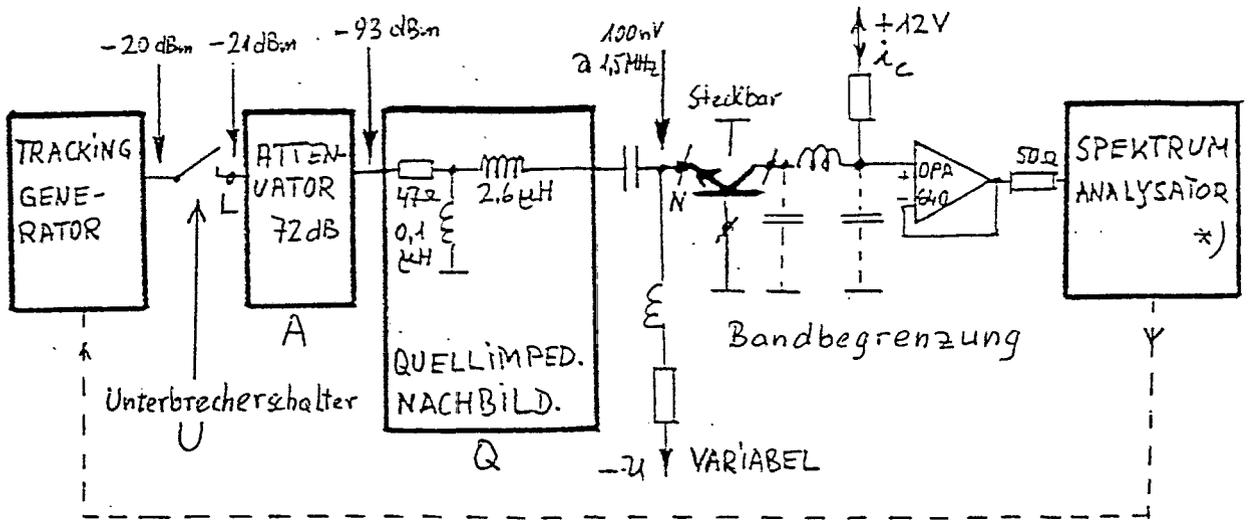


Abb. 1 Blockschaltbild

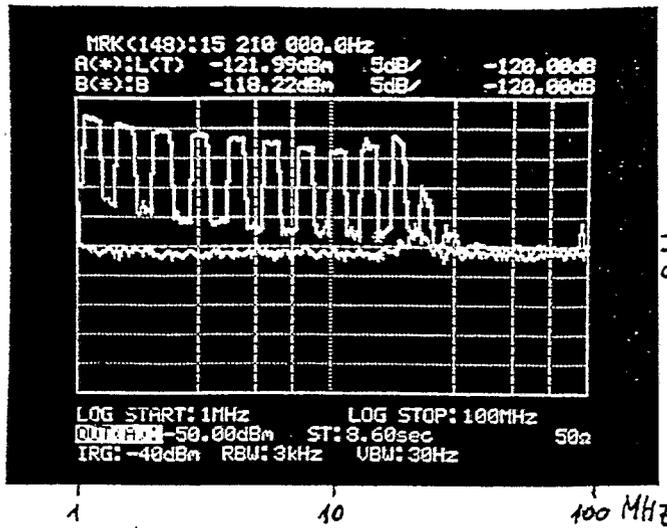


Abb. 2: Schirmbild auf den Spektrumanalysator *)

Obere Umhüllende: Verstärkungsverlauf

Untere Umhüllende: verstärktes Rauschen

Untere Kurve: Eigenrauschen des Analysators

Maßstab: 5 dB/Zeile

Frequenzscandauer: 8,6 s.

*) Anritsu MS 560J

$\frac{-120}{dB}$ T = 2x BFG 134
 $i_c = 14mA$

untere Linie: Rauschen
 ohne Transistor

Das Ausgangssignal des Meßobjektes wird über ein - im Vergleich zur Durchlaßbreite des Meßobjektes schmales - Bandfilter beobachtet. In den Zeitabschnitten, in denen der Schalter nicht unterbricht, erhält man den Verstärkungsverlauf als Funktion der Frequenz. In den anderen Zeitabschnitten erhält man die verstärkte Rauschspannung - entsprechend der gewählten Breite des Bandfilters - als Funktion der Frequenz.

Wählt man die Frequenz des Unterbrecherschalters so, daß während der Abtastung des interessierenden Frequenzbereiches ca. 10 bis 30 Umschaltungen erfolgen, so kann man leicht den Verlauf beider Funktionen interpolieren und gleichzeitig beobachten. Es entsteht ein Kurvenzug, wie er z. B. auf Abb. 2 dargestellt ist. Die „obere Umhüllende“ zeigt den Verstärkungsgrad als Funktion der Frequenz, die „untere Umhüllende“ zeigt das verstärkte Eigenrauschen der Anordnung.

Außer schnellen Vergleichsmessungen lassen sich mit dieser Methode auch einige Verstärkerparameter quantitativ bestimmen, sofern der verwendete Spektrumanalysator in den erforderlichen Parametern kalibriert ist und die Abschwächungsfaktoren der äußeren Schaltungselemente auf Abb. 1 (Unterbrecherschalter U, Abschwächer A, Quellimpedanzsimulation Q) bekannt sind:

1. Verstärkung als Funktion der Frequenz:

Mit Hilfe des Abschwächers A kann am Punkt N (der Abb. 1) ein bekannter Signalpegel eingestellt werden. (Auf Abb. 2: 100 nV bei 1,5 MHz). Der Abstand dieses Pegelwertes zur „oberen Umhüllenden“ ergibt den Verstärkungsgrad bei der jeweiligen Frequenz (in Dezibel).

2. Rauschspannung am Ausgang des Verstärkers:

Diese ist unmittelbar als „untere Umhüllende“ (typisch in dBm) ablesbar. Eine notwendige Voraussetzung hierfür ist allerdings, daß diese Werte deutlich über dem Eigenrauschen des Analysators liegen. Als Bandbreite gilt hier die am Analysator eingestellte Rauschbandbreite.

3. Die Rauschzahl:

Aus der gemessenen Rauschgangsleistung R_2 und der gemessenen Verstärkung läßt sich mit Formel (2) für jede Frequenz die Rauschzahl berechnen.

4. Signal / Rauschverhältnis:

Legt man am Eingang des Meßobjektes (Abb. 1 Punkt N) einen bestimmten Signalpegel an, so stellt der Hub zwischen „oberer und unterer Umhüllender“ unmittelbar das Signal / Rauschverhältnis (in Dezibel) für diesen Signalpegel dar.

4. Der Unterbrecherschalter

Bei den zuvor dargelegten Messungen wurde davon ausgegangen, daß der Unterbrecherschalter in der gesperrten Stellung tatsächlich ideal unterbricht. In der Praxis ist eine ideale Unterbrechung leider nicht realisierbar. Es genügt jedoch, daß das ungewollte Restsignal klein ist im Vergleich zum Eigenrauschen des Quellwiderstandes. Diese Bedingung konnte für den Frequenzbereich von 1 bis 100 MHz mit einem in mehreren Kammern aufgebauten, zweistufigen Diodenschalter gut erfüllt werden.

Die Abb. 3 zeigt das Ausgangssignal des Unterbrecherschalters am Punkt L. Der dynamische Bereich des Schalters beträgt zumindest 60 dB.

Solange das am Verstärkerausgang gemessene Signal / Rauschverhältnis deutlich (zumindest 20 dB) kleiner ist als der Dynamikbereich des Schalters, kann man das Restsignal als vernachlässigbar ansehen.

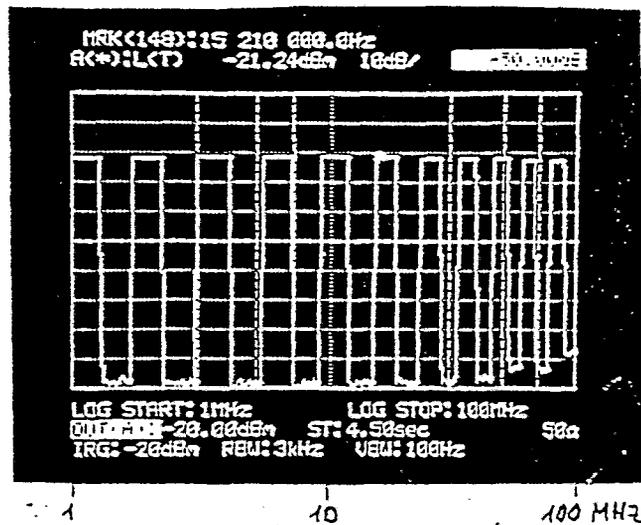


Abb. 3 Dynamischer Bereich des Unterbrecherschalters
Maßstab: 10 dB / Zeile

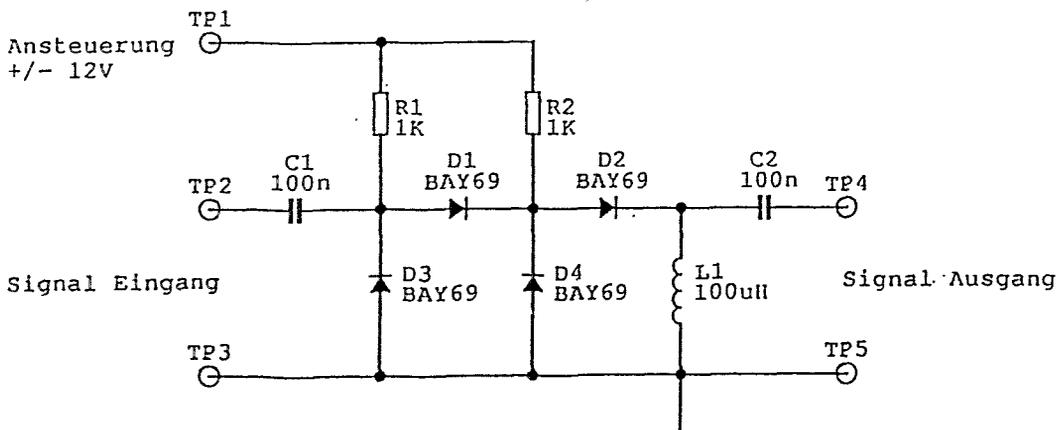


Abb. 4 Schaltung des Unterbrecherschalters

5. Umschaltfrequenz der Tastung

Je genauer die Rauschspannung gemessen werden soll, desto längere Mittelungszeiten sind pro Meßpunkt erforderlich, was sich natürlich auch auf die Dauer eines Meßdurchlaufes (Sweeptime) auswirkt. Die Abb. 5 zeigt hierfür zwei Beispiele.

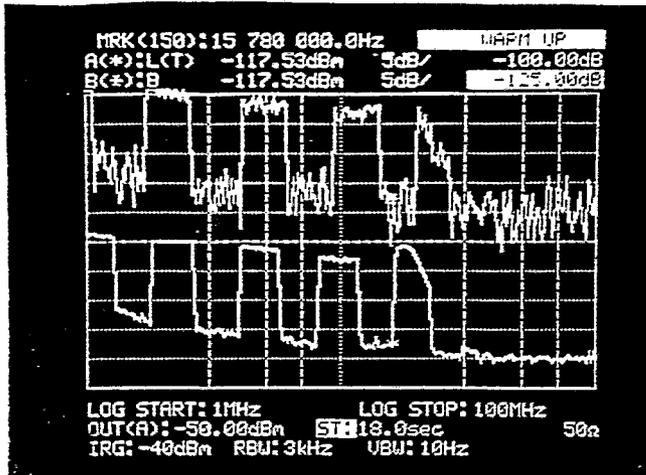


Abb. 5

2X BFG 134 (9mA)

oben: Video BW 1 KHz
Sweeptime 1,4 s.
t = 5,6 ms

unten: Video BW 10 Hz
Sweeptime 18s
t = 72 ms

Maßstab: 5 dB/Zeile
t- Mittelungszeit pro Meßpunkt

6. Literatur

1. Müllner, R.: Rauschen, Springer-Verlag 1979, Kapitel 8
2. Groll, H.: Mikrowellen Meßtechnik, Verlag Friedr. Vieweg & Sohn 1969, Kapitel 13
3. Rohde & Schwarz GmbH: Verfahren und Anordnung zum Bestimmen der Rauschzahl von elektronischen Meßobjekten, Patentschrift DE 41 22 189 C2, erteilt 7. 10. 1993

MINIATURE MULTI CHANNEL ANALYZER FOR APPLICATION IN INTERNATIONAL SAFEGUARDS

F. Gabriel, R. Jainsch, D. Pröhl, A. Wolf
(Forschungszentrum Rossendorf e.V., Dresden, Germany)
B. Richter (Forschungszentrum Jülich GmbH (KFA), Jülich, Germany)
M. T. Swinhoe (EC, Safeguards Directorate, Luxembourg)
R. Arlt (IAEA, Vienna, Austria)

The work is sponsored by the Government of the Federal Republic of Germany as TASK C.27/842 within the Joint Programme on Technical Development and Further Improvement of IAEA Safeguards between the Federal Republic of Germany and the IAEA.

Abstract

A small portable miniature 4K multi channel analyser for international safeguards and other field applications has been developed as a field test unit. The device consists of a MCA module with the footprint of an HP 100LX palmtop computer. It can be operated with any industry standard PC, notebook or palmtop computer. It has its own battery power supply and can use with a great variety of detectors like NaI, HPGe, CdTe, Si and neutron detectors. The design concept supports the use of the device as a MCA, counter and as a Multi Channel Scaler (MCS). A wide spectrum of software supported safeguards NDA measurement applications requiring pulse counting or spectrometry is covered.

Introduction

From the point of view of inspection use, logistics and technical support, safeguards equipment can be categorized into three groups:

- portable equipment
- attended in-situ equipment
- unattended installed equipment

Portable equipment is shipped or carried to a facility for single inspection and is generally returned, to HQ or a regional office for re-calibration, test and storage. In-situ equipment is left at facilities for use by inspectors during certain time periods. Installed equipment operated in unattended mode works continuously in facilities; the inspectors service it during inspections and retrieve the data.

Sometimes the same instruments could be used in all three categories, however, such a scheme would not provide optimum performance. For equipment in each group the emphasis should be on different design features.

Portable equipment - often battery operated - must be small, reliable and of light weight. It should be designed for frequent air and surface shipment

and work in a wide range of changing environmental conditions. Data evaluation must give results on the spot. Setup and re-configuration must be easy.

Installed equipment operated unattendedly must be highly reliable, robust in its performance and insensitive to various external factors like interruption of the mains power supply, electrical interferences, continuous high or low temperature and humidity. Modular design should allow maintenance and repair on the spots. Because of these differences in the technical requirements, we believe that portable equipment and installed, unattended instrumentation should have different design features.

Effort is under way, e.g. through the IAEA Integrated Safeguards Instrumentation Programme, to establish over time, an optimized equipment inventory in all three categories described above. One target is to minimize the variety of instrumentation systems performing similar functions, whereby all costs directly dependent on the number of implemented instrument systems are reduced.

In addition for unattended monitoring equipment the use of modular devices adhering to an international bus standard is pursued.

In this paper a possible solution for portable equipment is discussed. We describe a small MCA with scaler capability which is tailored to include the functional capability of several portable instruments. In addition to small size and weight, universal detector support and different measurement modes are major objectives. This contributes to a reduction of the number of instruments which support the similar functions. The present portable IAEA instruments (PMCA, HM-4, Cutie Pie and HSGM) have a very high frequency of usage. The described portable device can address all these functions with a single hardware platform supporting different radiation detectors. If operated with a notebook or palmtop computer and specific software, a wide range of safeguard applications can be covered.

General Design Concept

MCAs have been developed, built and used for many decades. One of the ways to design a modern MCA is to split it into the MCA hardware part (amplifier, ADC, power supply, buffer memory) on one side and the control, archiving, evaluation and user interface part on the other side. While the MCA hardware is designed to match a certain application profile, for the backend part one can rely on commercially available, steadily improving computer technology - for our applications primarily notebook and palmtop computers.

A market review performed in 1994 showed, that there were several portable MCAs with this structure commercially available. None of them, however, fulfilled our requirements of small size and wide extent of detector support ranging from pulse counting, low resolution gamma spectrometry to 4K high resolution gamma spectrometry, integrated low voltage and detector bias supply and a footprint not exceeding that of a modern palmtop computer. This project has formally started, in cooperation with the EURATOM-Safeguard Directorate as a task under the German SP to IAEA-Safeguards in the middle of 1994, based on earlier development work in this field at the Forschungszentrum Rossendorf (FZR). At present a prototype is nearly finished and field test units are scheduled to be available in Summer 1995.

Technical Specifications

Agreed technical specifications are summarized as follows:

Hardware

Amplifier

1. Type

Gaussian programmable shaping amplifier with pile-up rejector and gated base line restorer

2. Gain

- from 1-1000
- minimum gain step 0.5 channel for 2K scale
- gain tuning under visual control of spectrum
- gain adjustment by peak stabilizer
- integral linearity of amplifier $<0,1\%$ for full output range

3. Input

- accepts positive and negative preamplifier signals
- input resistance 1 kOhm
- DC coupled, accepting ± 200 mV DC levels
- maximum input signal corresponding to full ADC scale at minimum gain: 10 V

4. Pulse shaping

- active integrator and single, pole zero compensated differentiator
- two shaping time constants (1 and 3 μsec)

5. Base line restorer (BLR)

- active, gated BLR
- settings: default - automated, strength of BLR depending on countrate

6. Pole Zero Cancelation (PZC)

- settings: automated by MCA software and manual setting option
- designed for decay time of the preamplifier pulses $>40 \mu\text{sec}$

7. Pile UP Reduction (PUR)

- settings: OFF and ON

ADC

1. Successive approximation ADC with sliding scale linearization

- channel splitting 128-4K
- full input voltage range 10 V, positive

2. Dead time (including time needed to write into memory)

- $< 8 \mu\text{sec}$

3. Non-linearities

- differential non-linearity $<2\%$ (over 95% channel range)
- integral non-linearity $<0,1\%$ (over 95% channel range)

4. Peak capturing

- works with pulse of gaussian shaping amplifier (range of shaping time constant between 0,5 and 5 μsec)

5. Stability

- TK 100

6. Discriminators and threshold

- digital LLD and ULD (0-100% and 100-0%, allows channel-wise cutting)
- analogue threshold (0-60% of ADC range)

7. Multi Channel Scaling (MCS) mode allowing to count the following pulses

- TTL input pulses (minimum width of flat top 0,2 μsec) not routed through the ADC (maximum rate 1 MHz)
- LLD/ULD counting mode, counting pulses within a preset digital window, maximum countrate 100.000 cps

Power supply

1. Voltages: ± 12 V; ± 24 V

- maximum current: ≤ 30 mA for each voltages
- maximum total power: ≤ 2 W
- current limited mode with indication of overload condition
- power supply adequate for NaI, CdTe and HPGe detectors

2. Bias Voltage range and sign

- single positive supply reaching +50 to +2000 ... 3000 V
- negative bias module for use with planar HPGe detectors can optionally be installed by trained personal
- indication of high voltage sign and value by software
- calibration within 1% at maximum of bias voltage

3. Maximum current

- maximum 0,5 mA or 0,3 W (e.g. 1000 V and 0,3 mA)
- power supply adequate for commonly used NaI, HPGe, CdTe and proportional counters
- current limited mode with indication of overload condition through software; short circuit protected and automated recovery after overload or shortening

Battery

1. Type

- rechargeable battery
- no memory effect
- deep discharge protected
- short circuit protected

2. Battery capacity

- 2 Ah for 20 degree C

3. Expected values of the battery life time

- If no detector connected: > 8 hours

Expected battery life time with detection systems connected are:

Standard IAEA NaI detector (Harshaw): > 6 hours

Bias: 500 V, 100 μ A

Preamplifier: 100 mW

Highly sensitive CdTe detection probe: > 5 hours

Bias: 400 V, 100 nA

Preamplifier: +12 V/20 mA, -12 V/9,5 mA

Standard planer HPGe detector: 2-3 hours

Bias: 2000V, 1 nA

Preamplifier: +12 V/21 mA, -12 V/7 mA;

+24 V/18 mA, -24 V/8 mA

Mechanical specification

Weight: Box ca. 800 g (incl. battery)

Charger ca. 200 g

Size: 155 mm x 95 mm x 45 mm (footprint of palmtop HP 100LX)

Environmental ratings

- range of storage temperature: -20 ... +60 degrees C
- range of operational temperatures: 0-50 degrees C
- range of humidity: up to 90 % non condensing
- EMC (Electro Magnetic Compatibility) according to European standard EN 55022

Software

The MCAM emulation software allows to operate the device as a general purpose multi channel and multi scaler. Additional user programmes which support safeguards specific applications can be based on the functions supported by this software. Since the lowest computer platform is the HP 100LX palmtop computer, the software must work under DOS 5.0 (and higher DOS versions).

1. General concept

- set-up menus providing to the extent possible MS Windows pulldown menu and navigation "look and feel"
- easy navigation also at the level of the HP 100LX
- screens easy to read on the HP LX100 palmtop computer LCD
- compatible with any industry standard notebook of PC
- special display to control and supervise the measurements
- software written in C using the C-Scape software development toolkit
- MCAM hardware control language based on ASCII strings (SCPI compatible)

2. Basis software functions

File menu: write/read functions with drive/path-and file picklist functions

Setup menu: ADC, Amplifier, Presets, Memory splitting, MCA mode, MCS mode, Multi spectral recording mode; automated instrument configuration using setup files

Acquire control: Start, Stop, Erase, Presets

Display functions: Automated linear and logarithmic, manual linear Y scale, X axis expansion and scrolling, Cursor function, ROI setting and processing

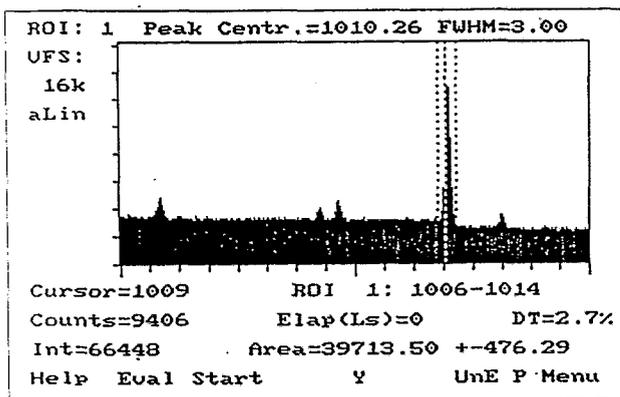
Peak stabilization

Analysis functions: ROI peak area and integral,
FWHM calculation
Analysis report function
Energy calibration function: linear calibration curve
using up to 3 peaks
Incorporated Help texts
Print screen for quick documentation
Automated measurements

Test Results

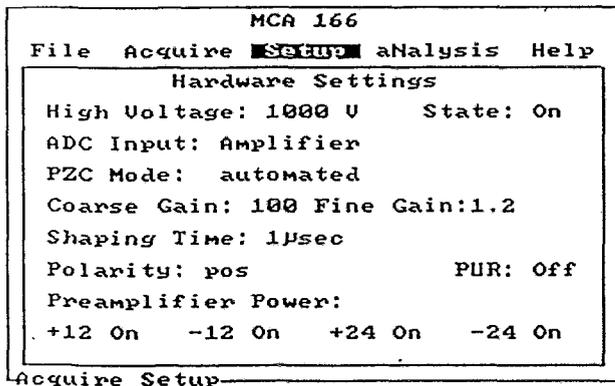
On Figures (see below) test results addressing the main hardware features and the performance of the device, operated with a HPGe and a CdTe detector, are shown.

The measurement results show, that the tested parameters meet the specifications.



MCA 166 Display

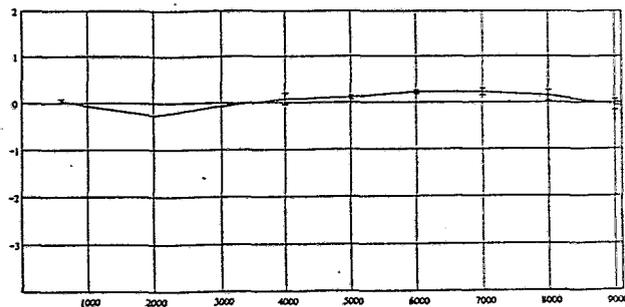
Example of MCA 166 special display



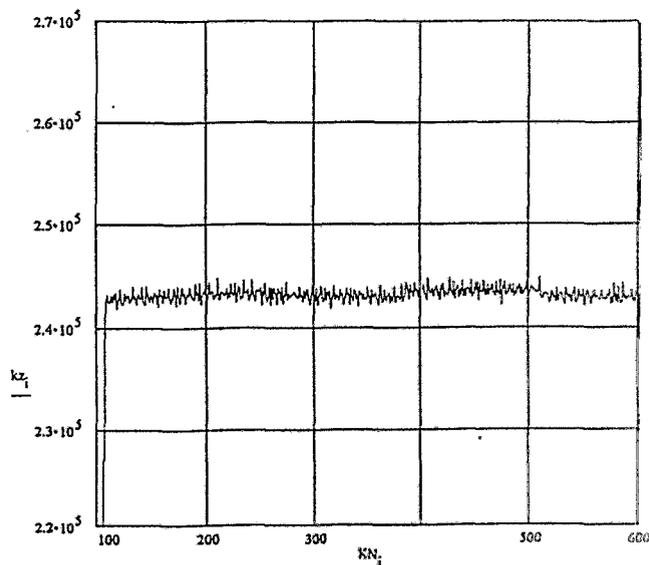
MCA 166 Menu

Example of MCA 166 Setup summary sc

Test of Integr. Nonlinearity [0,1 %]



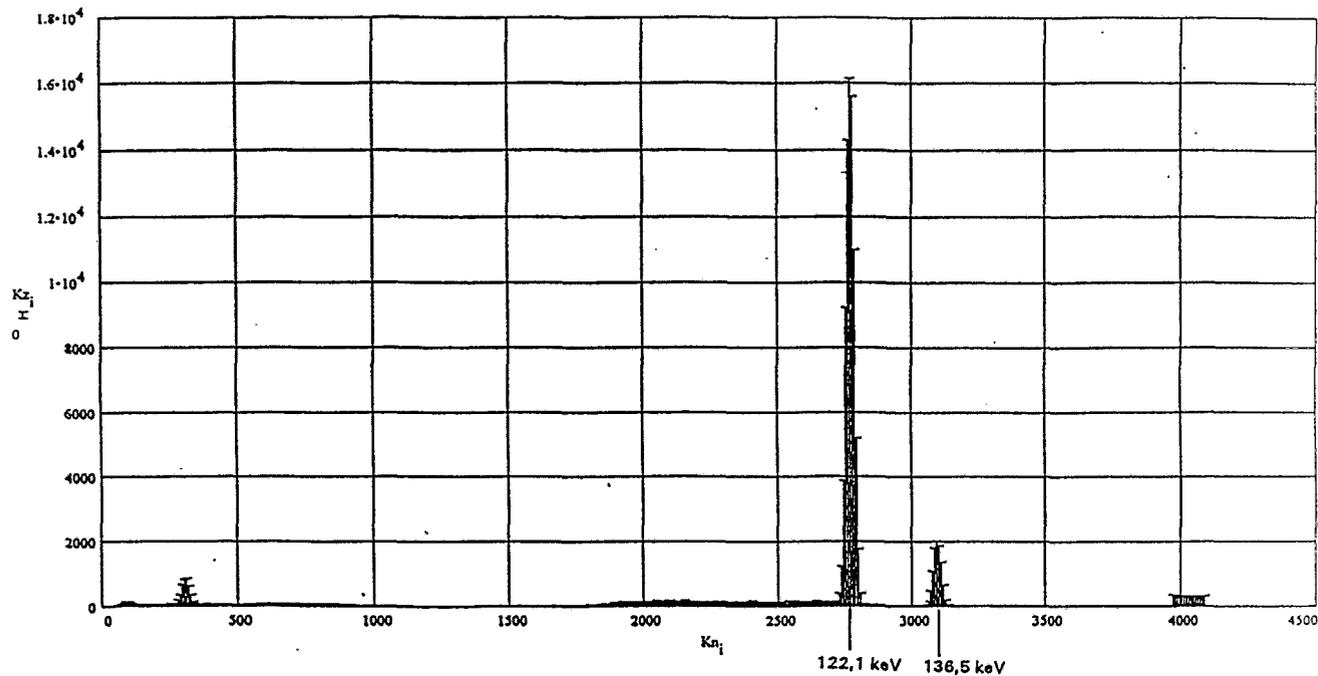
Test of Diff. Nonlinearity



High countrate test HPGe detector

Detector: HPGe 25 cm³
Countrate: 20.000 sec⁻¹

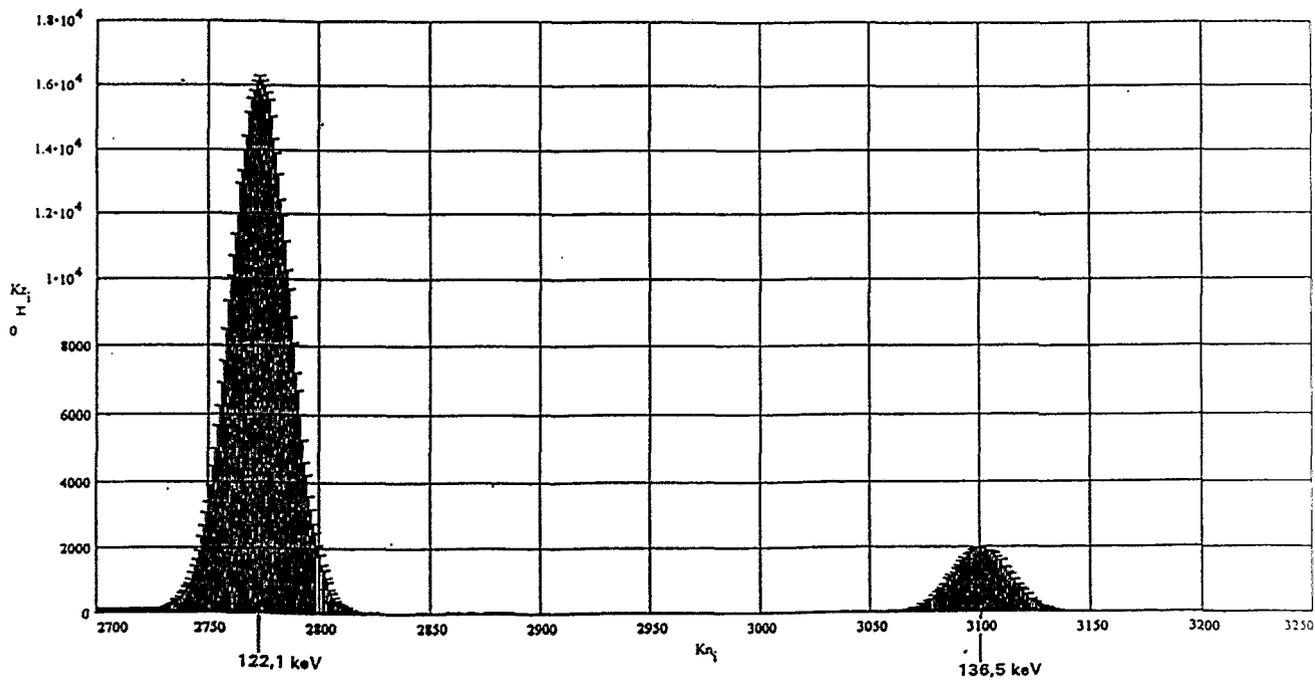
shaping time: 1 μsec
Co⁵⁷



High countrate test HPGe detector

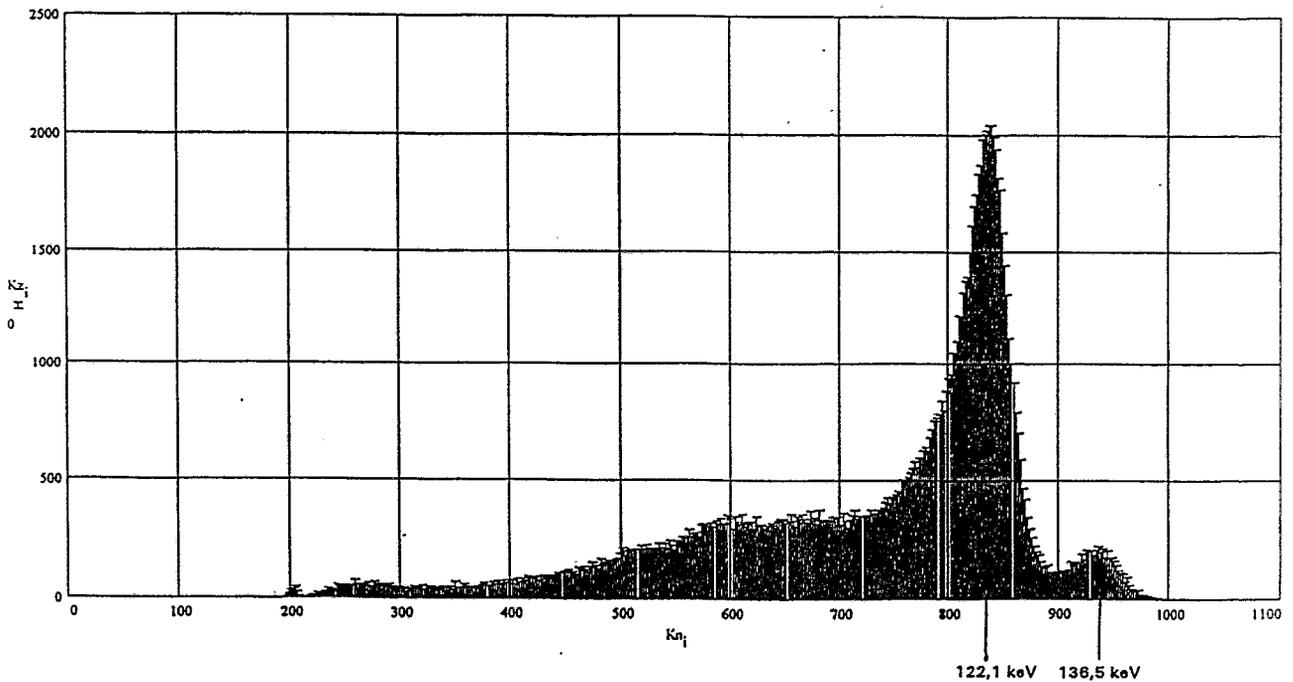
Detector: HPGe 25 cm³
Countrate: 20.000 sec⁻¹

shaping time: 1 μsec
Co⁵⁷



Compaibility test CdTe detector

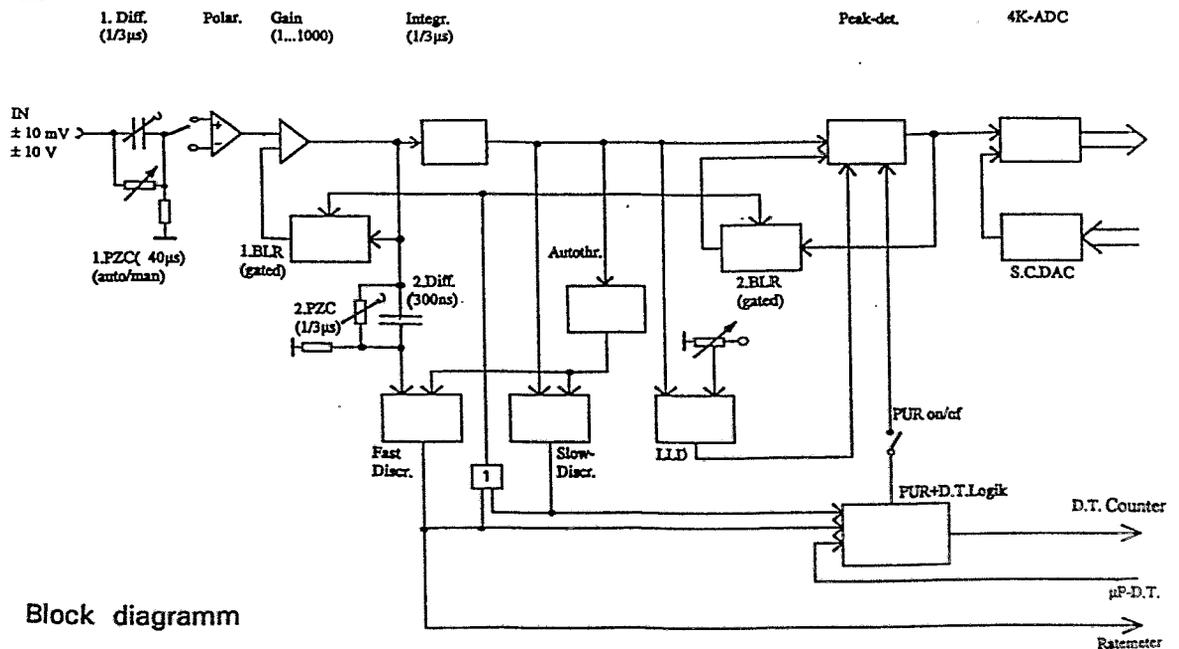
Detector: Cadmium-Telurid SDP 310 Nr. 9500/002 shaping time: 1 μ sec
 Countrate: 700 sec⁻¹ Co⁵⁷



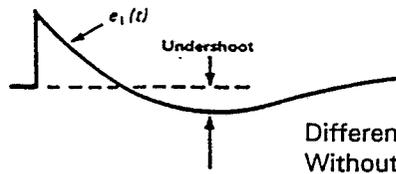
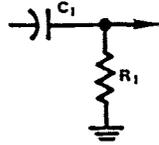
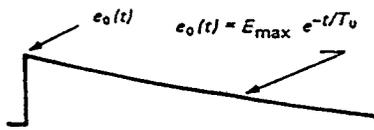
Summary

Summarizing we state that features of a 4K MCA and multi channel scaler with detector power supply can be implemented within a small form factor. Standard multi channel analyzer features and various scaler functions can be performed. Various high and low resolution radiation detectors can be supported. The design of the field test units is presently nearing completion. The first units are expected to be available for test at the end of 1995.

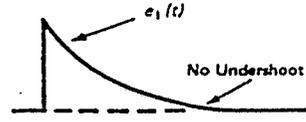
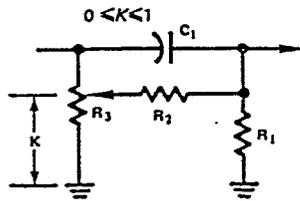
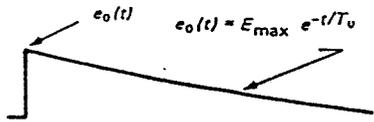
Annex



Block diagramm

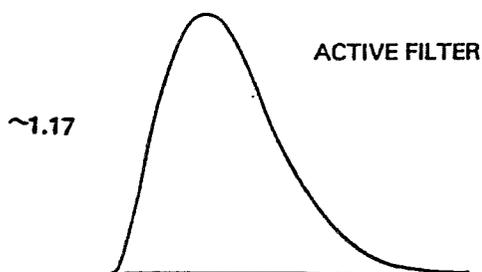
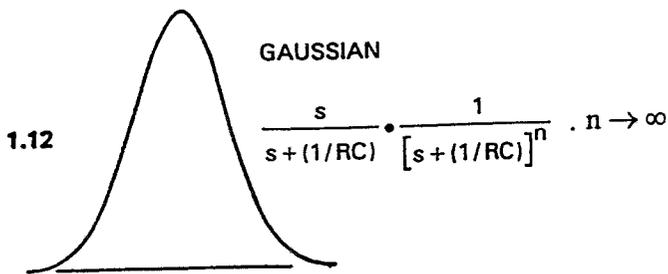
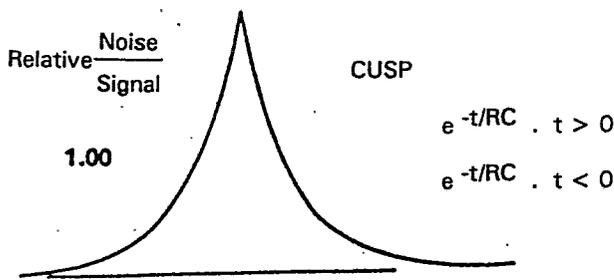


Differentiation in an Amplifier Without Pole-Zero Cancellation

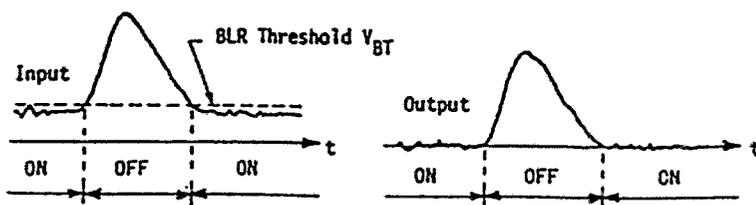
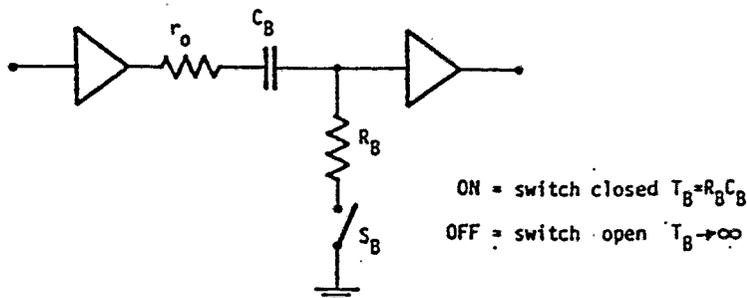
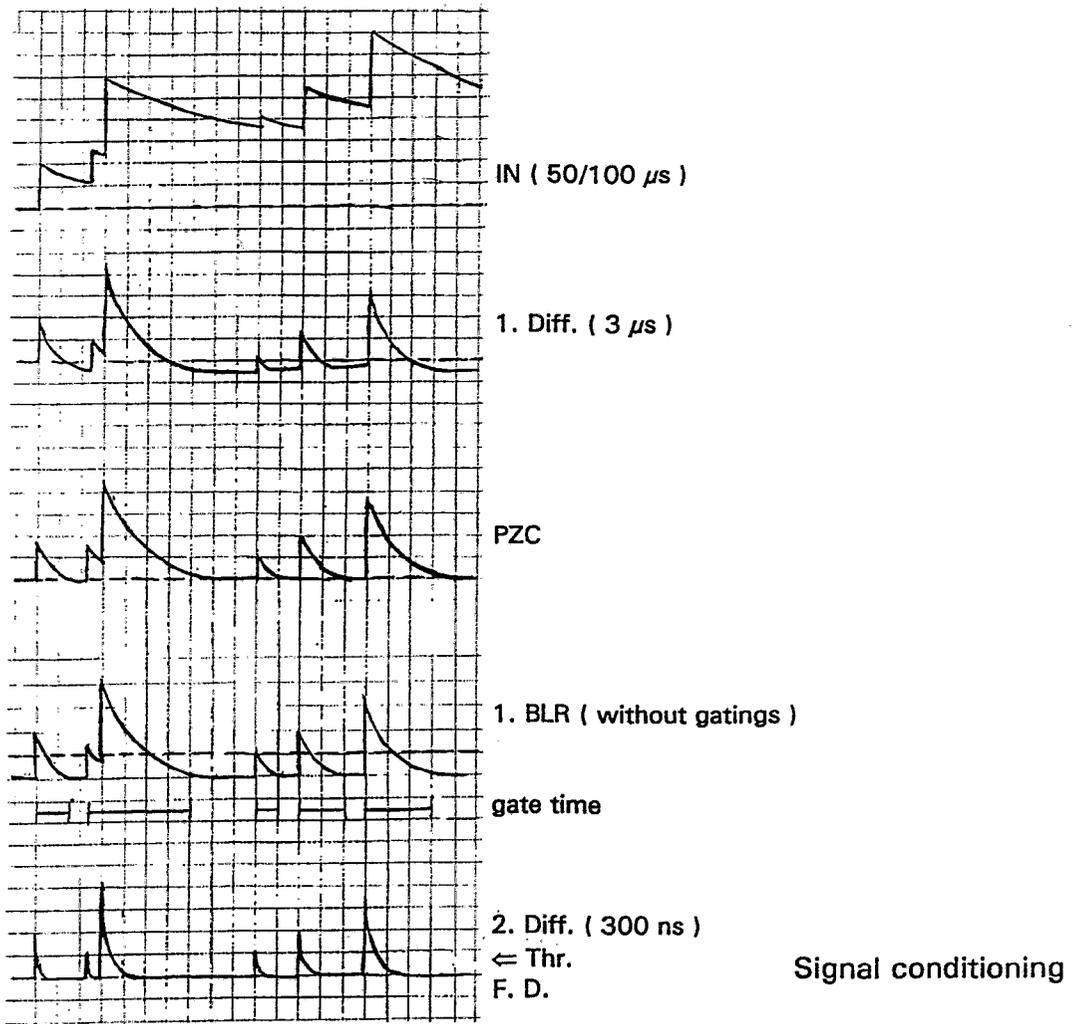


Differentiation in a Pole-Zero Cancelled Amplifier

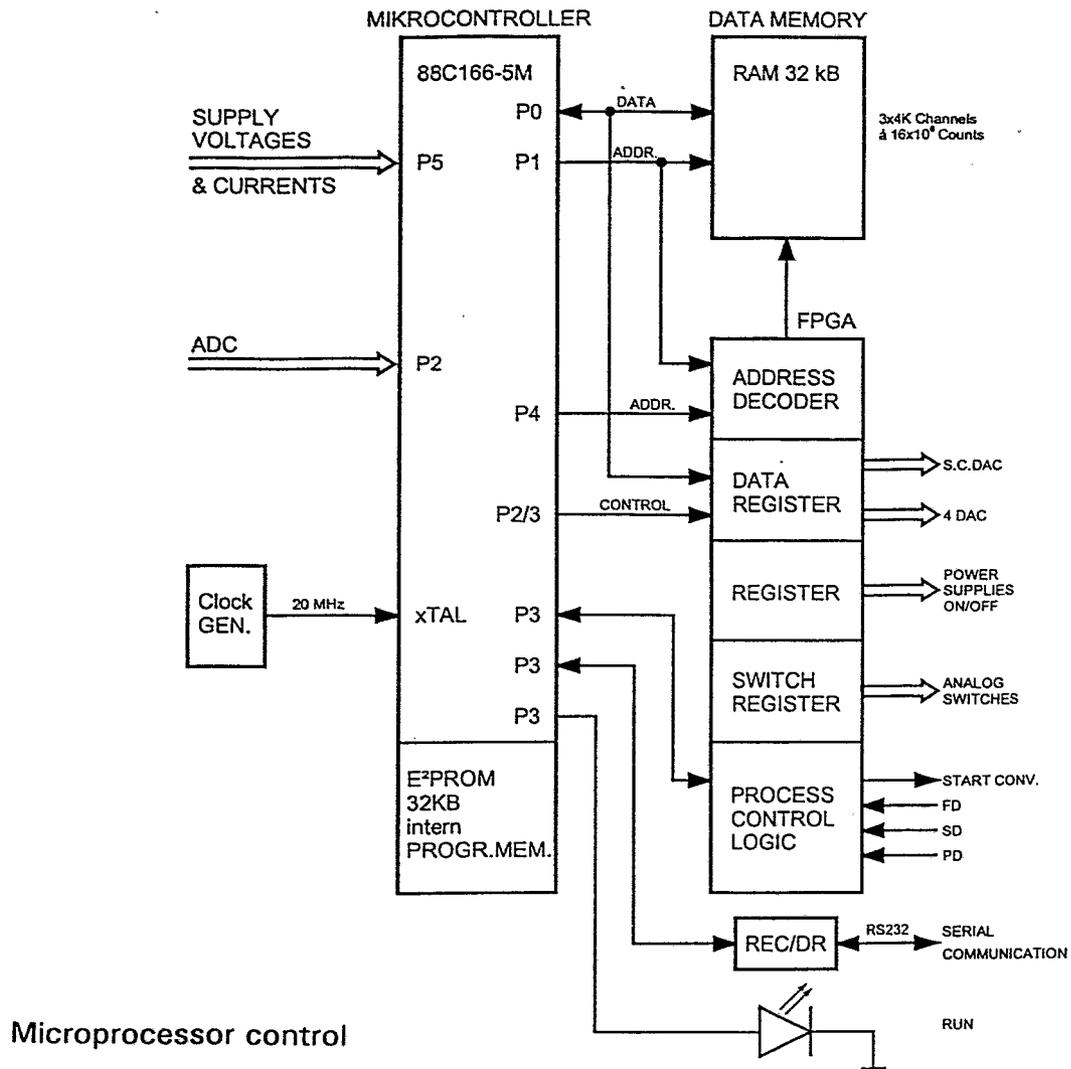
Principle of pole-zero-cancellation



Pulse shaping



General principle of the baseline restorer: the baseline is differentiated whereas the pulses are not. For the sake of clarity, input and output buffer amplifiers are also drawn; r_o represents the output resistance of the signal source feeding the differentiator.



PC-based hardware and software tools

Development tools for MCA software

- Visually-oriented screen designer and code generator (Look & Feel) and C-scape library routines (Version 4.0.1, Liant Software Corporation)
- HP Palmtop (100LX/200LX) Developer's Guide
- C Compiler (Microsoft Visual C++ Professional Edition Version 1.5)

Development tools for MCA firmware

C Cross-Compiler/-Assembler 80C166 (Version 5.0, Boston Systems Office/Tasking)

Development tools for MCA hardware

- Evaluation Board EVA166 (Hitex Systementwicklung)
- telemon 80C166 Monitor (Hitex Systementwicklung)
- teletest 32 80C166 In-Circuit-Emulator (Hitex Systementwicklung)