

FORSCHUNGSZENTRUM  
ROSSENDORF e.V.

FZR

---

Archiv-Ex.:

FZR-141

Juni 1996

Bericht der Frühjahrstagung  
der Studiengruppe für  
Elektronische Instrumentierung  
vom 25. bis 27. März 1996 in Karlsruhe

SEI

**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](mailto:za-fwf@fz-rossendorf.de)**

---

Bericht der Frühjahrstagung  
der Studiengruppe für Elektronische Instrumentierung  
vom 25. bis 27. März 1996 in Karlsruhe

Inhalt:

Teilnehmerliste

Kurzfassung der Vorträge

---

## Teilnehmerliste Karlsruhe 25. - 27.03.96

<i>Albrecht, Hans-Helge</i>	<i>PTB Berlin</i>
<i>Arends, Isolde</i>	<i>Bochum</i>
<i>Arnst, Harald</i>	<i>FZ Karlsruhe</i>
<i>Badura, Eugen</i>	<i>GSI Darmstadt</i>
<i>Balzer, Matthias</i>	<i>FZ Karlsruhe</i>
<i>Böhm, Rudolf</i>	<i>Uni Mainz</i>
<i>Borutta, Hans</i>	<i>Ing.-Büro Wächter</i>
<i>Brandt, Bernd-A.</i>	<i>Kirchhain</i>
<i>Büttig, Hartmut</i>	<i>FZ Rossendorf</i>
<i>Deutsch, Werner</i>	<i>MPI Göttingen</i>
<i>Fromhein, Olaf</i>	<i>FZ Karlsruhe</i>
<i>Gabriel, Frank</i>	<i>FZ Rossendorf</i>
<i>Gemmeke, Hartmut</i>	<i>FZ Karlsruhe</i>
<i>Isaacson, Anders</i>	<i>ETH Zürich</i>
<i>Karbstein, Werner</i>	<i>FZ Karlsruhe</i>
<i>Kennepohl, Klemens</i>	<i>KFA Jülich</i>
<i>Meisel, Ulrich</i>	<i>HMI Berlin</i>
<i>Meyer, Ullrich</i>	<i>DESY Zeuthen</i>
<i>Mihlan, Heinz, F.</i>	<i>PTB Braunschweig</i>
<i>Müller, Klaus-Dieter</i>	<i>Jülich</i>
<i>Namaschk, Bernhard</i>	<i>HMI Berlin</i>
<i>Notz, Dieter</i>	<i>DESY, Hamburg</i>
<i>Nowack, Gerd</i>	<i>Ruhr Uni, Bochum</i>
<i>Paul, Hans-Joachim</i>	<i>Uni Hannover</i>
<i>Rabl, Carl-Roland</i>	<i>Uni Bielefeld</i>
<i>Rietzschei, Klaus</i>	<i>FZ Karlsruhe</i>
<i>Rüschmann, Gustav</i>	<i>Uni Frankfurt/M.</i>
<i>Sattler, Erich</i>	<i>Mol (Belgien)</i>
<i>Specht, Thomas</i>	<i>FZ Karlsruhe</i>
<i>Stollfuß, Detlef</i>	<i>PTB Berlin</i>
<i>Stripf, Helmut</i>	<i>FZ Karlsruhe</i>
<i>Thielmann, Richard</i>	<i>Uni Marburg</i>
<i>Urban, Hans-j.</i>	<i>Uni Freiburg</i>
<i>von Walter, Peter</i>	<i>Uni Heidelberg</i>
<i>Wächter, Hartmut</i>	<i>Ing.-Büro Wächter</i>
<i>Wenzel, Gert</i>	<i>Wenzel-Elekt. Jettenbach</i>
<i>Wolf, Rainer H.</i>	<i>Büro f. techn. Entwickl. Großwalbur</i>



Teilnehmer der SEI-Tagung  
im März 1996 in Karlsruhe



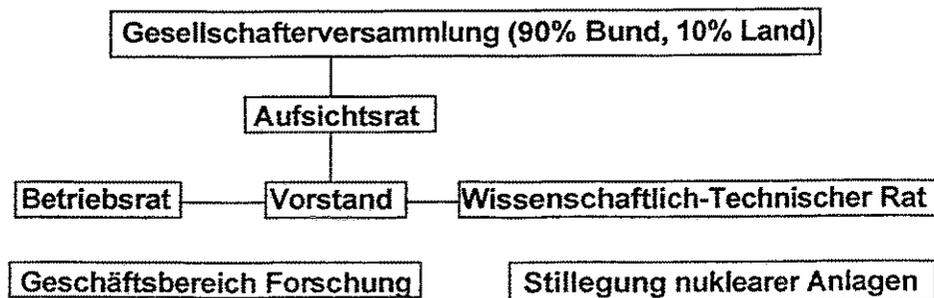
# Forschungszentrum Karlsruhe Technik und Umwelt

Forschungszentrum Karlsruhe GmbH, Postfach 3640, D-76021 Karlsruhe, FRG  
Institut für Mikrostrukturtechnik (IMT)

## Übersicht über die Struktur und Aufgaben des Forschungszentrums Karlsruhe und der Hauptabteilung Prozeßdatenverarbeitung und Elektronik

H. Gemmeke

### Organisationsplan FZK

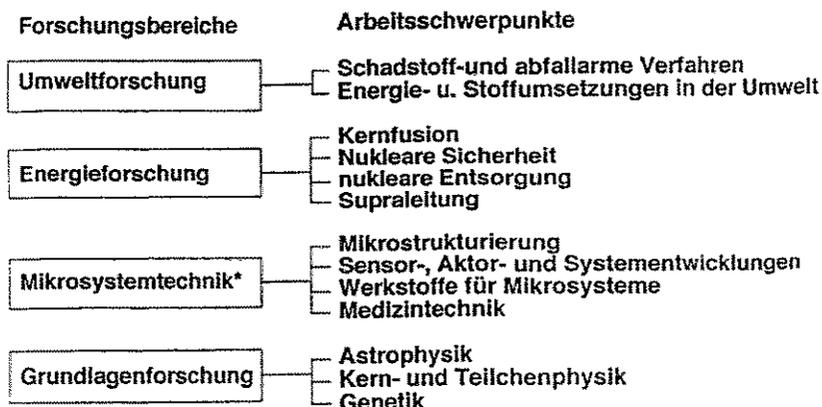


4 Vorstandsbereiche:

- (1) Umweltforschung (Dr. Popp)
- (2) Kaufmännisch-administrativ (Dr. Hansen)
- (3) Energieforschung (Prof.Dr. Hennies)  
und Stillegung nuklearer Anlagen
- (4) Neue Technologien und  
Grundlagenforschung (Prof.Dr. Gleiter)

mit insgesamt 50 Instituten, Projektträgerschaften und  
Hauptabteilungen

### Forschung für umweltschonende Hochtechnologien



\* Die LIGA-Technik wird seit 1993 als Spinoff des U-Trenndüsenverfahrens zur Herstellung neuer Mikrostrukturen in Ergänzung zur Siliziumtechnik betrieben. LIGA bedeutet Lithografie, Galvanik und Abformung.

## Personal und Budget des FZK 96

Stellenplan	2554
außerhalb des Stellenplans (381 Auszubildende ,...)	798
aus 3-Mittel	484
Personal	3836

	F&E MDM	%	Stilllegung	%	Summe (MDM)
Investitionen	71	14%	18	11%	89
Sachausgaben	153	30%	125	79%	278
Personalkosten	287	56%	16	10%	303
Summe	511	100%	159	100%	670
Eigene Erträge	79	15%	43	27%	122

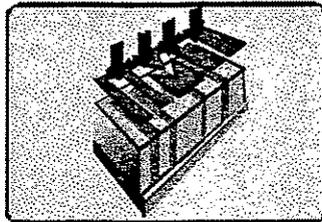
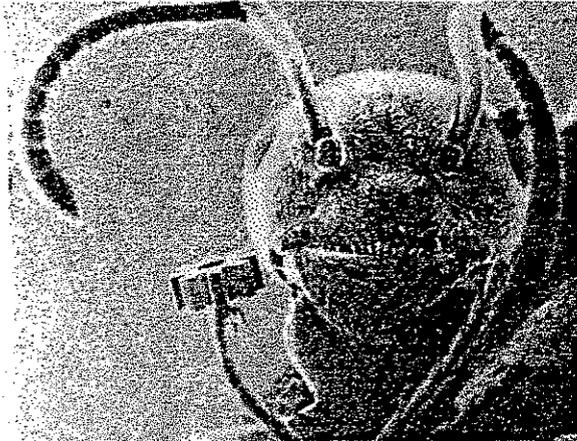
## Arbeitsschwerpunkte im FZK

F&E-Schwerpunkte	F&E-Aufwand in %										
	46	43	40	30	27	26	24	19	17	15	
Kerntechnik	46	43	40	30	27	26	24	19	17	15	
Fusionstechnologie	18	19	19	21	19	22	20	19	18	19	
Supraleitung						6*	6	7	7	8	
Mikrosystemtechnik	16	19	20	24	25	15*	13	13	15	16	
Grundlagenforschung	7	6	6	9	9	11	15	17	16	13	
Umweltforschung	13	13	15	16	20	20	22	25	27	29	
	Ist	Ist	Ist	Ist	Ist	Ist	Ist	Ist	Ist	Ist	Soll
	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	

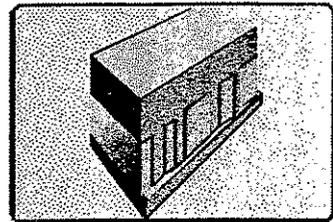
\*1991/1992 Auflösung des Schwerpunktes neue Technologien, Programmkonzentration auf Mikrosystemtechnik und Supraleitung

# Die Prozeßschritte des LIGA-Verfahrens

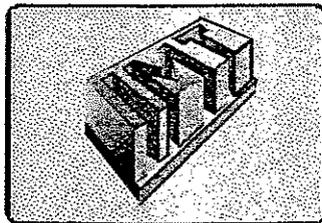
für die Mikrosystemtechnik mit Kunststoffen und Metallen



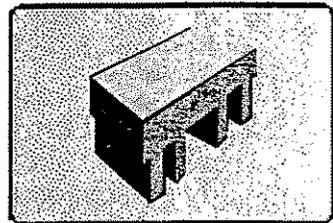
1 Bestrahlung des Kunststoff-Resists



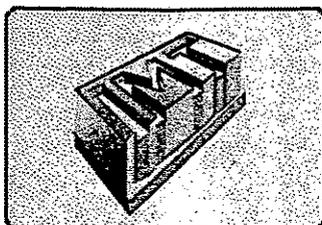
4 Formeinsatz



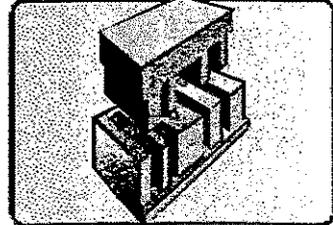
2 Entwicklung des Resists



5 Mikrostruktur aus Metall



3 Metallabscheidung



6 Abformung für Mikrosysteme aus Kunststoff

# Hauptabteilung Prozeßdatenverarbeitung und Elektronik (HPE)

**Personal:** 42 Grundfinanzierte Mitarbeiter  
6 Nachwuchswissenschaftler (+1)  
13 Mitarbeiter in Technologietransfer  
18 Doktoranden + Diplomanden + Praktikanten

## Arbeitsbereiche:

- Service
- Fertigungstechniken (CAE, SMD-Bestückung, Leiterplattenfertigung)
- Dickfilmhybrid-Technik (u.a. auch Multichip-Modul-Technik)
- ASIC-Design
- Meßtechnik
- System- und Automatisierungstechnik
- Prozeßdatenverarbeitung
- Anwendung Neuronaler Netze und Fuzzy Logik

## Zusammenarbeiten:

Institut für Mikroelektronik Stuttgart (IMS)  
Fachhochschule Offenburg, Karlsruhe  
TH Karlsruhe (Elektrotechnik, Informatik)  
Forschungszentrum für Informatik (FZI)  
Rutherford Appleton Laboratory  
JINR Dubna

<b>Aufgaben 96:</b>	<b>Service</b>	<b>12,1 MJ</b>
	<b>Grundlagenforschung</b>	<b>4,0 MJ</b>
	<b>Fusion</b>	<b>11,0 MJ</b>
	<b>Umwelt</b>	<b>7,9 MJ</b>
	<b>Mikrosystemtechnik</b>	<b>13,9 MJ</b>
	<b>Technologietransfer</b>	<b>14,5 MJ</b>
	<b>(4 Projekte)</b>	

## Hauptaufgaben in HPE I

- **Umweltpsychik:** Michelson Interferometer MIPAS für die Messung atmosphärischer Parameter,
  - 28 Spurengase (Ozon, F, ClO, CO, NO, NO<sub>2</sub>, ...)
  - Ballon, bzw. Stratosphären Flugzeug als experimentelle Plattform:
    - > • Daten-Kompression,
    - adaptive neuro-fuzzy Regelung für die Regelung der Sichtlinie,
    - Telemetrie + Operator -> ersetzt durch künstliche Intelligenz (Fuzzy Entscheidungssystem)
    - > 486-VME-Board + Transputer-System

Auftraggeber Prof. Fischer (IMK)

- **Mikrosystemtechnik:** Mikroelektronik (SMD- oder Hybrid-technik und ASIC's) und Informationstechnik für Mikro-Aktoren und Sensoren wie z.B. verschiedene künstliche Nasen, Mikrospektrometer, Mikropumpen und 1D- und 3D-Beschleunigungssensorsysteme für die unterschiedlichsten Anwendungen

eigene F&E, sowie viele Auftraggeber aus dem Projekt Mikrosystemtechnik

## Hauptaufgaben in HPE II

- **Teilchenphysik:** Experiment für kosmische Teilchen **KASCADE**  
(Karlsruhe shower core & array detector)
  - 200\*200 m<sup>2</sup>,
  - 256 Detektoren für elektromagnetische Strahlung und Muonen ,
  - 16\*20 m<sup>2</sup> Hadron Kalorimeter,
  - Farm von 160 Transputern und 1000 ASIC's für Daten-Reduktion, Kompression und Auslese

Partner Profs. Schatz, Zeitnitz (IK)

- **Projekt nukleare Fusion:** Testsystem für supraleitende Spulen für Tokamaks,
  - ~ 1050 Sensor-Signale
  - ~ 300 Parameter werden mit Transienten Rekordern erfaßt,
  - ~ 100 Kontrollsysteme,
  - Umgebung mit hohen Magnetfeldern -> plattenlose Online Computer Systeme,
  - 3 verschiedene Betriebssysteme: OS/2, VAXeln, VMS
  - Datenspeicherung: ORACLE Datenbank client/server Prinzip

Partner Prof. Komarek (ITP)

## Technologie-Transfer Projekte in HPE

- Ultraschallmethode zur Wärmemengenmessung im Haushalts- und Industriebereich (Fa. IWK, Karlsruhe)
- **Mikrowellen-Prozeß-Gasanalyse System (MIPAN) für die Ammoniak** (Trick: Baugröße und -Art des Resonators)  
Anwendungen:
  - **Mikrolyt** (Fa. Junkalor, Dessau) schnelles prozeßtaugliches Ammoniakanalysesystem, z.B. für Rauchgase im Kraftwerksbereich
  - **Ammoniak-Schwellwertdetektor**, bei der automatischen Getränkeflaschen-Inspektion für ≈ 40000 Flaschen pro Stunde, Faktor 3,5 besser (weniger falsch identifizierte Flaschen) als laseroptische Methoden (Fa. Grässle, Söllingen)
- **Datenerfassung und On/Offline-Datenreduktion für (Ultraschall-) Pipeline-Molche** (Fa. Pipetronix, Stutensee) ab Sommer 95 neues Projekt mit 27 MJ, ≈ 1 MDM Lizenzeinnahmen/Jahr

# Die ORACLE-Datenbank im Projekt TOSKA-UP

© 28.03.1996 Thomas Specht

Forschungszentrum Karlsruhe GmbH, Hauptabteilung Prozeßdatenverarbeitung und Elektronik, Postfach 3640, D-76021 Karlsruhe

<b>1 Kurzeinführung in TOSKA-UP</b>	<b>1</b>
<b>2 Der Einsatz von ORACLE-Produkten im Projekt TOSKA-UP</b>	<b>1</b>
<b>3 Die Entstehung der Kontrolldatenverwaltung</b>	<b>3</b>
<b>4 Konfiguration der Hardware aus der Datenbank</b>	<b>4</b>
<b>5 Grobstruktur der Meßdatenarchivierung</b>	<b>5</b>
<b>6 Zusammenfassung</b>	<b>6</b>

## 1 Kurzeinführung in TOSKA-UP

### 1.1 Spulentestanlage TOSKA

Im Rahmen des internationalen Fusionsexperiments ITER („International Thermonuclear Reactor“) werden in der Toroidalspulentestanlage Karlsruhe („TOSKA“) supraleitende Spulen getestet und optimiert. Die geplante Modellspule im Maßstab 2:1 wiegt rund 60 Tonnen und muß aufgrund ihres hohen Strombedarfs von 80 kA mit flüssigem Helium gekühlt werden. Etwa 1000 Meßfühler müssen zyklisch alle drei Sekunden erfaßt und schritthaltend archiviert werden. Hinzu kommen 60 bis 100 Transientenkanäle, die beim Auftreten bestimmter Ereignisse getriggert werden. Bedingt durch die mehrwöchige Archivierungsdauer entstehen Datenmengen in der Größenordnung 20 Gigabyte. Da außerdem auch noch die Anlagendaten verwaltet werden müssen, ist der Einsatz einer Datenbank naheliegend.

In einer längeren Umbauphase wurde die Hard- und Softwareausstattung grundlegend erneuert bzw. erweitert. Dazu gehören insbesondere der Umstieg auf DEC Alpha unter OpenVMS, die Einführung des Prozeßvisualisierungssystems VXL und der relationalen Datenbank ORACLE 7.1. Als FrontEnd-Bedienungsrechner kommen erstmalig PCs zum Einsatz. Der Schwerpunkt in diesem Beitrag liegt auf dem Einsatz der Datenbank zur Verwaltung der Kontrolldaten (Anlagendaten) und zur Archivierung aller im Versuchsbetrieb anfallenden Meßdaten.

### 1.2 Visualisierungssystem VXL

Zur Steuerung und Überwachung des komplexen Versuchsbetriebs wird das Prozeßvisualisierungssystem VXL unter dem Betriebssystem OpenVMS (DEC VAX bzw. DEC Alpha) eingesetzt. Auf einer grafischen Oberfläche wird die gesamte Testanlage schematisch auf mehreren Seiten abgebildet. Durch einfaches Anklicken von Symbolen lassen sich z.B. Ventile verstellen, Reglersollwerte vorgeben oder Meßwerte beobachten.

Alle aufgenommenen Meßwerte werden durch entsprechende Serverprozesse in die interne Echtzeitdatenbank (RTDB - Real Time DataBase) von VXL eingetragen. Da diese jedoch immer nur den aktuellen Meßzyklus speichert, müssen die zu archivierenden Meßwerte schritthaltend durch den Archivierungsserver aus der RTDB ausgelesen und in die ORACLE-Datenbank übernommen werden. Mehr zu diesem Thema im fünften Kapitel.

## 2 Der Einsatz von ORACLE-Produkten im Projekt TOSKA-UP

### 2.1 ORACLE-Datenbankserver

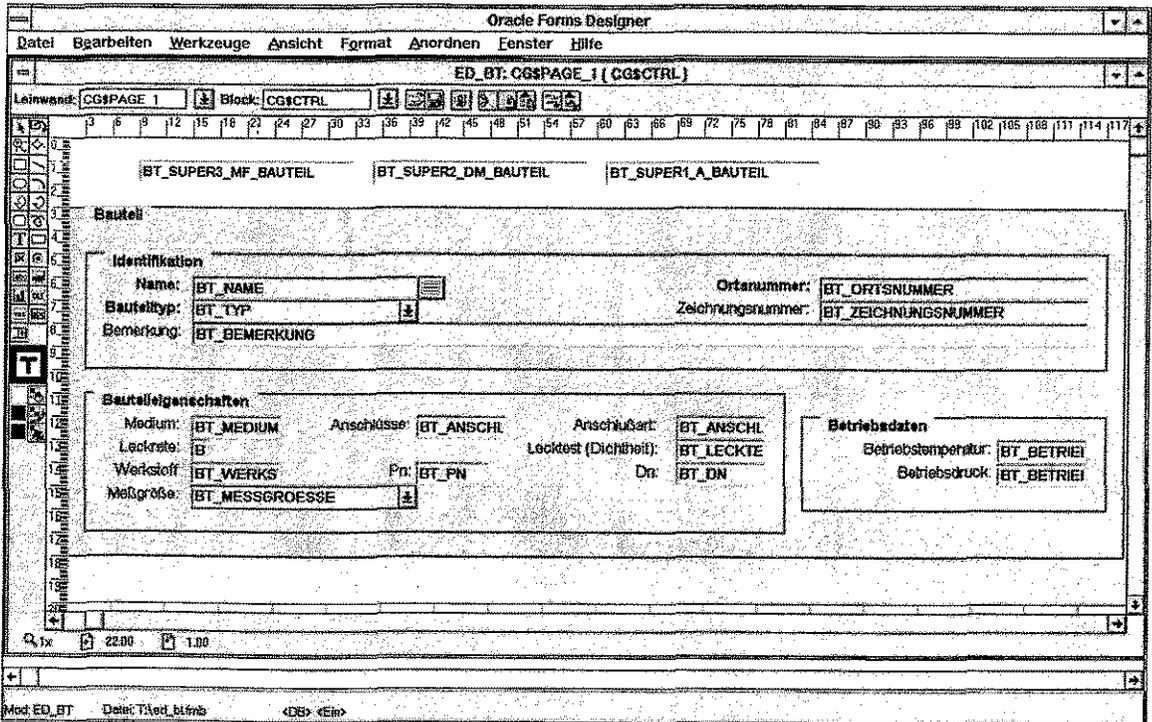
Für das ITER-Projekt hat man sich aufgrund der starken Marktstellung und der Stabilität auf den Einsatz der ORACLE-Datenbankserversoftware geeinigt. Aus Stabilitäts- und Performancegründen steht eine DEC Alpha unter OpenVMS exklusiv als Datenbankserver zur Verfügung. Abgesehen von kleineren Störfällen hat sich diese Konfiguration in den letzten Monaten als sehr stabil und zuverlässig erwiesen.

### 2.2 ORACLE-FrontEnd-Werkzeuge

In den letzten Jahren verstärkt sich der Trend zum Client-Server-Betrieb. Serveranwendungen (Datenbankserver, Netzwerkservers ...) laufen auf schnellen Workstations wie SUN oder DEC Alpha unter stabilen Betriebssystemen (UNIX, VMS), während die der Entwicklungs- und Ablaufumgebung auf inzwischen recht flotte und leicht bedienbare PCs unter Windows (NT) verlagert wird. Dadurch wird die Stabilität der Workstations und die leichte Bedienbarkeit der PCs kombiniert. Ein abgestürztes FrontEnd-Werkzeug läßt sich im allgemeinen ohne größere Datenverluste neu aufsetzen, während eine zerschossene Datenbank fatal wäre.

## 2.2.1 ORACLE Forms

Für die Anlagendatenverwaltung benötigt man eine grafische Entwicklungs- und Ablaufumgebung. ORACLE Forms ermöglicht die Erzeugung und das Editieren der Masken mit Standardbedienelementen von Windows per Drag and Drop. Die Bindung diese Elemente an Datenbankspalten erfolgt durch Auswahllisten.



### Forms Designer: Entwicklungsumgebung

Zur Benutzung der so entworfenen Bedienoberflächen genügt die Runtime-Version, die im Gegensatz zur Designer-Version im Falle MS-Windows (und nur dort) ab Version 4.5 frei weitergebar ist. Für jeden Designer-Benutzer hingegen muß man extra löhnen.

## 2.2.2 ORACLE Browser

Wegen der großen Attributanzahl, von denen meist nur einige wenige ausgewählt werden, wünscht das ITP eine tabellarische Darstellung, bei der man auch zur Laufzeit noch Spalten ausblenden oder ihre Breite verändern kann. Genau diese Lücke füllt der mit der neuen Version neu eingeführte Browser: Er erlaubt dem Endanwender eine Excel-ähnliche Darstellung mitsamt zugehörigen Druckmöglichkeiten.

Gerätegruppe	Gerät	Modul	ModulNo	Bemerkung	Stationnr (Modul)	CAMAC-Controllerartennung	IIRomposition-ID	CTRA-Meterbezeichnung	Triggermodul
1	CAMAC	CAMAC-Crate 1	AG	HFE 429 3			JA		0
2			A1	HFE 429 3			JA		0
3			B0	HFE 429 3			JA		0
4			B1	HFE 429 3			JA		0
5			C0	HFE 429 3			JA		0
6			C1	HFE 429 3			JA		0
7			Z0	HFE 429 2			JA		0
8			Z1	HFE 429 2			JA		0
9		CAMAC-Crate 2	D0	HFE 429 4			JA		0
10			D1	HFE 429 3			JA		0
11			D2	HFE 429 3			JA		0
12			D3	HFE 429 3			JA		0
13			D4	HFE 429 3			JA		0
14			E0	HFE 429 3			JA		0
15			E1	HFE 429 3			JA		0
16			E2	HFE 429 3			JA		0
17			E3	HFE 429 3			JA		0
18		CAMAC-Crate 4	JR0	JR0			JA		0
19			TR01	HFE 1444		20	JA		1
20			TR02	HFE 1444		22	JA		0
21			TR03	HFE 1444		24	JA		0
22			TR04	HFE 1444		20	JA		0
23			TR04	HFE 1444		10	JA		0

Browser zum schnellen Betrachten und Ausdrucken tabellarischer Übersichten



### **3.2 Designphase**

Nach der Fertigstellung des Entity-Relationship-Modells mußte als nächstes die Datenbank entworfen werden. Die Abbildung der Entitäten auf Tabellen und der Relationen auf Fremdschlüsselattribute erledigt die CASE-Umgebung weitgehend automatisch. Dennoch mußte an einigen Stellen nachgebessert oder ergänzt werden.

### **3.3 Implementierungsphase**

Die Datenbank ließ sich aus den in der Designphase erstellten Tabellenstrukturen automatisch erzeugen. Für die automatisch generierten Bildschirmmasken und Menüs wurde zur Arbeitsrationalisierung mit hohem Zeitaufwand eine gemeinsame Schablone („Template“) erstellt. Eine manuelle Nachbearbeitung war wegen der eingeschränkten Platzierungs- und Gruppierungsmöglichkeiten des Generators und der noch zu implementierenden Sonderfunktionen (z.B. die Schnittstelle zum Meßdatenauswerteprogramm ORIGIN) dennoch unvermeidbar.

### **3.4 Inbetriebnahme und Weiterentwicklung**

Die Erfahrung lehrt, daß die Wünsche der Anwender umfangreicher werden, sobald eine erste Version fertiggestellt ist. Allein durch den experimentellen Charakter von TOSKA-UP ergeben sich hier zwangsläufig Erweiterungswünsche. Zudem zeigen sich Unzulänglichkeiten in der Bedienung häufig erst im Alltagsbetrieb. Eine gute CASE-Umgebung leistet bei der Weiterentwicklung gute Dienste.

### **3.5 Erfahrungen mit der CASE-Umgebung ORACLE Designer 2000**

Durch die automatische Generierung der Bildschirmmasken unter Hinzunahme gemeinsamer Schablonen („Templates“) und der zentral gespeicherten Informationen werden einfache Codiertätigkeiten zunehmend weg-rationalisiert und die gesamte Arbeit auf ein höheres Abstraktionsniveau angehoben. Dadurch beschleunigt sich die Softwareentwicklung nach der Einarbeitungsphase spürbar.

Eine CASE-Umgebung kann kein fundiertes Datenbankwissen ersetzen. Die Erfahrung lehrt eher das Gegenteil: Ohne solides Fundament in Form des in mühevoller Kleinarbeit erstellten Entity-Relationship-Modells sind so umfangreiche Projekte wie die TOSKA-Datenbank von vornherein zum Scheitern verurteilt. Deshalb sollte man auch nicht der Versuchung erliegen, aufgrund der komfortablen Oberflächen auf qualifiziertes Personal zu verzichten. Weiterhin sollte man von vornherein mindestens drei Monate Einarbeitungsaufwand einkalkulieren, in denen die Produktivität zunächst sinkt, bevor sie dann stark ansteigt.

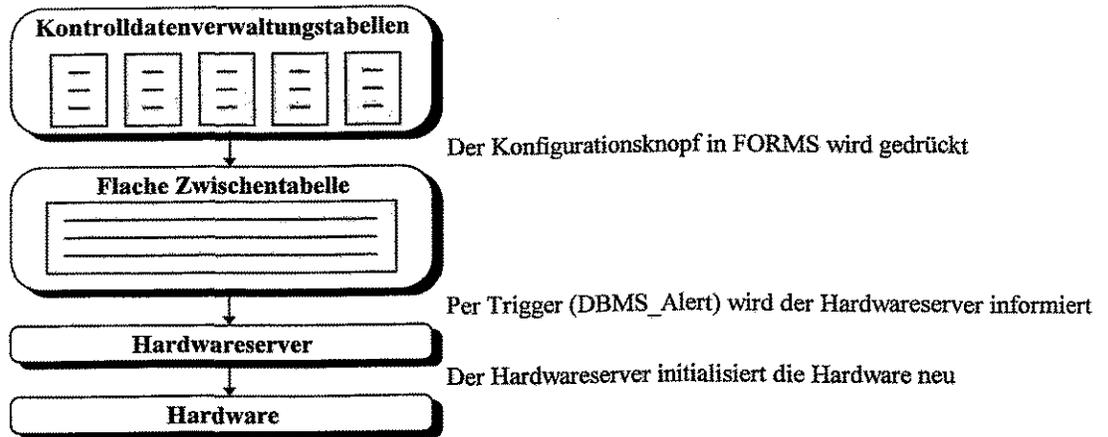
Beim Anwender und auch den eigenen Vorgesetzten ist in der Einführungsphase eine Menge Geduld nötig, weil es in den ersten Monaten scheinbar überhaupt nicht vorangeht. Auch das ITP (Institut für technische Physik) mußte diese leidvolle Erfahrung machen. Bis ein erster benutzbarer Prototyp vorlag, dauerte es bei der Kontroll-datenverwaltung über ein halbes Jahr. In dieser Zeit wurden neben der Einarbeitung zunächst einmal alle relevanten Informationen gesammelt, in das CASE Dictionary eingetragen, die Datenbank selbst angelegt und eine gemeinsame Schablone für alle Bildschirmmasken erstellt. Wer in diesen frühen Projektphasen spart, zahlt es bei der Implementierung, den Tests und der Wartung doppelt und dreifach zurück. Deshalb ist es auch eine Illusion, unter Zeitdruck CASE neu einzuführen, um einen zu knapp kalkulierten Termin doch noch einhalten zu können.

Wichtig ist weiterhin eine stabile und intuitiv bedienbare CASE-Umgebung, um den Rationalisierungseffekt der computerunterstützten Softwareentwicklung nicht durch Bedienungsfehler und erhöhten Einarbeitungsaufwand zunichte zu machen. Erst der Designer 2000, Nachfolgeprodukt des veralteten und weniger empfehlenswerten CASE Dictionary 5.1.7, läßt durch die durchgehende Realisierung von Drag und Drop, die konsequente Einbettung in die MS-Windows-Oberfläche und viele Detailverbesserungen ein schnelles und produktives Arbeiten zu.

## **4 Konfiguration der Hardware aus der Datenbank**

Die Kontrolldatenverwaltung beinhaltet neben reinen Verwaltungsinformationen auch eine Reihe Parameter, die zur Konfiguration der Meßdatenerfassungshardware benötigt werden. Im Sinne einer möglichst natürlichen und redundanzfreien Abbildung der „Miniwelt“ des TOSKA-Experiments sind sie nicht in einer einzigen Tabelle zusammengefaßt, sondern setzen sich aus mehreren Teilinformationen zusammen und werden zunächst per View (künstliche Sicht) gebündelt. Per Tastendruck werden sie auf Fehlerfreiheit geprüft und in Zwischentabellen übernommen. Ein an den zugehörigen Server abgesandter Trigger lädt die neuen Werte in die Hardware.

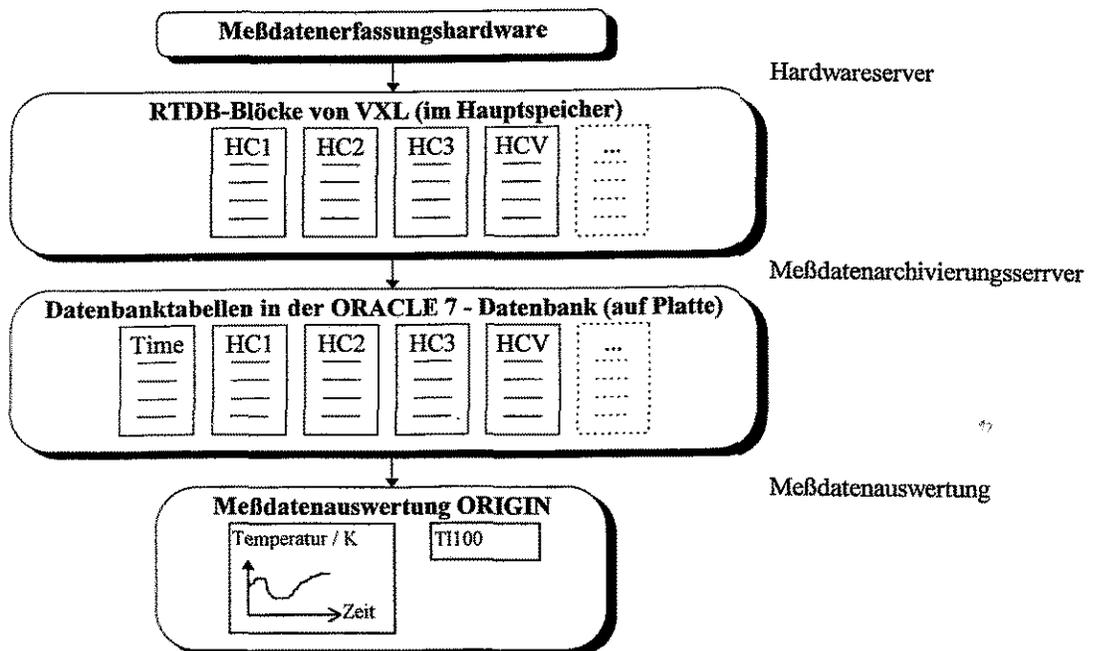
Beim Booten und anschließenden Initialisieren der Hardware werden die Zwischentabellen ohne Zutun des Benutzers ebenfalls ausgelesen. Da zu jedem Zeitpunkt ein konsistenter Satz Konfigurationsdaten vorliegen muß, was während umfangreicher Änderungen in der Kontrolldatenverwaltung nicht immer der Fall ist, sorgen die Zwischentabellen hier für eine Entkopplung.



*Stark vereinfachter Weg der Konfigurationsdaten in die Hardware*

## 5 Grobstruktur der Meßdatenarchivierung

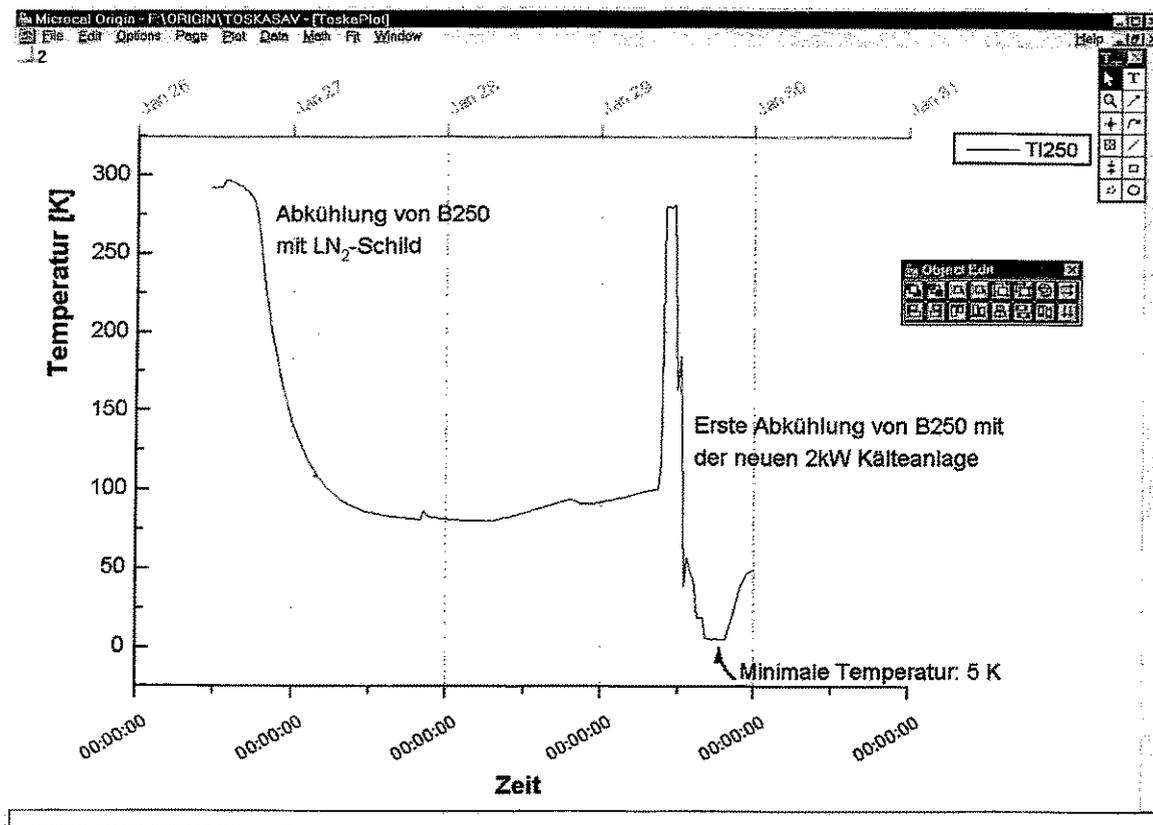
Wie bereits angedeutet, sammelt die interne VXL-Echtzeitdatenbank (RTDB - Real Time DataBase) alle relevanten Meßdaten der Spule und der vorhandenen Infrastruktur (Kühlsystem, Stromzuführung ...). Über ein C-Programmierinterface läßt sich der aktuelle Meßzyklus blockweise auslesen. Diese Blöcke werden 1:1 in die ORACLE-Datenbank abgebildet, denn durch die Begrenzung der Spaltenanzahl in ORACLE auf 254 Spalten pro Tabelle wäre es ohnehin nicht möglich, die beinahe 1000 Meßfühler in einer einzigen Tabelle zusammenzufassen. Aus Effizienzgründen erfolgt die Verknüpfung der einzelnen Datentabellen über eine weitere Tabelle namens Time, die fortlaufende Messungszyklusnummern der jeweiligen Messungszeit zuordnet.



*Übersicht zur Meßdatenarchivierung (von VXL in die ORACLE-Datenbank)*

Viel Wert wurde bei der Meßdatenarchivierung auf die Ausfallsicherheit gelegt. So erkennt der Archivierungsserver Ausfälle von VXL oder gar des Datenbanksservers und versucht im Fehlerfall regelmäßig, eine neue Verbindung dorthin aufzubauen. Um den VXL-Rechner nicht zu überlasten, darf das jedoch immer erst nach einer gewissen Wartezeit erfolgen. Stürzt der VXL-Rechner seinerseits (mitsamt dem darauf laufenden Archivierungsserver) ab, so setzt der Archivierungsserver nach dem Neustart automatisch wieder dort auf, wo er sich verabschiedet hat. Intern funktioniert diese Maßnahme über ein „Gedächtnis“ in Form einer Datenbanktabelle.

Gesteuert wird die Meßdatenarchivierung ebenso wie die spätere Meßdatenauswertung unter ORIGIN über FORMS-Masken der Kontrolldatenverwaltung. Es existiert somit für die Kontrolldatenverwaltung und die Meßdatenarchivierung eine einheitliche Benutzeroberfläche unter MS Windows for Workgroups.



### ORIGIN-Bildschirm

Der Helium-Kühlmittelbehälter B250, dessen Temperatur mit dem Meßfühler TI250 erfaßt wird, wurde am 26. und 27. Januar 1995 mit flüssigem Stickstoff zunächst von Raumtemperatur (273 Kelvin) auf etwa 80 Kelvin abgekühlt. Nach erneutem Aufwärmen auf Raumtemperatur erfolgte am 29. Januar der Test der neuen 2kW-Kälteanlage, bei dem ein Tiefpunkt von 5 Kelvin erreicht wurde.

Die Achsskalierungen und Beschriftungen des Diagramms lassen sich nachträglich per Hand ändern. Ebenso können neue grafische Elemente mit der Toolbox rechts oben eingefügt werden.

## 6 Zusammenfassung

Im Projekt TOSKA-UP wird in HPE erstmalig eine relationale Datenbank zur Kontrolldatenverwaltung und Meßdatenarchivierung eingesetzt. Ihr Entwurf erfolgte größtenteils mit der ORACLE-CASE-Umgebung Designer 2000 (CASE Dictionary). Auch die Bedieneroberflächen und Druckmöglichkeiten wurden per CASE entworfen und laufen unter Developer 2000 (Forms) und Discoverer 2000 (Browser) ab. Die Instabilität und schwere Bedienbarkeit der ersten Versionen (CASE Dictionary 5.1.8, Forms 4.0) sind inzwischen behoben, so daß nach einigen Monaten Einarbeitungszeit ein produktives Arbeiten mit den genannten Werkzeugen möglich ist. Für kleinere Projekte empfiehlt sich evtl. der kleinere Bruder ORACLE Power Objects, der bei eingeschränkter Komplexität und Leistungsfähigkeit erheblich einfacher zu bedienen ist und auch bei der Anschaffung geringere Kosten verursacht.

## Mikroelektronik für Mikrosysteme.

O.Fromhein FZ Karlsruhe

Die wirtschaftliche Bedeutung der Mikrosystemtechnik ist stark gestiegen. Die Zahl der Kooperationen mit der Industrie und vor allem die Drittmittel-Einwerbungen belegen diesen erfreulichen Trend.

Als dieses Arbeitsgebiet als Forschungs- und Entwicklungsprogramm postuliert wurde, bestand die Vorstellung, den mikromechanischen Strukturen aus der LIGA-Technik Einsatzgebiete für industrielle Anwendungen zu eröffnen. Damit wurde die Hoffnung verbunden, Einzelsysteme zu übergeordneten Systemen mit höherer Funktionalität und mit besseren Eigenschaften zusammenzufassen.

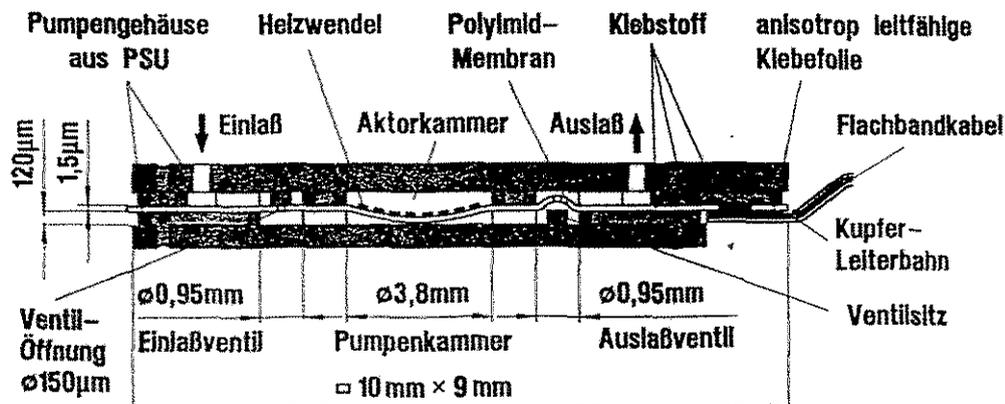
Da ein mechanischer Sensor erst durch die Verknüpfung mit Elektronik seine eigentliche Funktionalität gewinnt, ist die Bedeutung der Mikroelektronik besonders groß. Im folgenden werden am Beispiel einiger Aufgaben die unterschiedlichen Aspekte der Mikroelektronik aufgezeigt.

- Ansteuer- und Schutzschaltung für die Mikropumpe
- Ausleseelektronik für optisches Spektrometer
- Künstliche Nase mit beschichteten SAW's
- Planares 3D-Beschleunigungssensor-System

Wie die Beispiele zeigen, ist der Begriff Mikrosystem nicht zwangsläufig nur auf Strukturen im Mikrometer-Bereich und Bauvolumina in Streichholzschachtelgröße beschränkt, sondern es finden sich auch Systeme in Zigarrenkistengröße. Infolge dessen finden wir neben der Dickfilmtechnologie und der analogen und digitalen ASIC-Entwicklung auch die kompakte SMD-Technik als Einstiegstechnologie in die Mikroelektronik.

Anforderungen an mikroelektronische Schaltungen:

- Integration von Sensorik und Elektronik
- geringe Verlustleistung,  $\Rightarrow$  Volumenreduktion
- hohe Zuverlässigkeit,  $\Rightarrow$  Schutzfunktion für Mikrosystem
- geringe und unkomplizierte äußere Verdrahtung
- Integration von Chips unterschiedlicher Technologien
- Integration von passiven Bauelementen
- hohe EMV-Verträglichkeit



Schematische Darstellung der Mikropumpe:

Die Mikropumpe besteht aus zwei im Spritzgußverfahren hergestellten Gehäusehälften aus Polysulfon (PSU), in die die Strömungskanäle, die Ventilsitze, die Aktor- und Pumpenkammer hineinstrukturiert sind. Dazwischen befindet sich eine dünne Polyimidfolie, die als Pumpenmembran und als Membran für das Ein- und Auslaßventil dient. Für den thermopneumatischen Antrieb ist auf der Pumpenmembran eine dünne Heizwendel aus Gold aufgebracht. Durch kurze Spannungspulse wird die Heizspirale und damit auch die Luft in der Aktorkammer erwärmt. Dadurch entsteht in der Aktorkammer und über die Pumpenmembran auch in der Pumpenkammer ein Druckimpuls, der das Einlaßventil schließt und das Auslaßventil öffnet. Nach dem Abschalten des Heizstromes kühlen sich Heizwendel und Aktorkammer schnell wieder ab, und die Pumpenmembran bewegt sich in die Ausgangslage. Durch den Druckunterschied zwischen Pumpenkammer und Auslaß wird die Polyimid-Membran auf den Ventilsitz gepreßt und verschließt den Ausgang. Am Eingang gibt die flexible Ventil-Membran den Durchgang zur Pumpenkammer frei und der Vorgang kann sich wiederholen. Durch das Aufheizen der Heizwendel ergeben sich thermische Belastungen von über 300°C, ca 4W Verlustleistung werden über 3-5ms umgesetzt. Bei unkontrollierter Betriebsweise würde die Pumpe in kurzer Zeit thermisch überlastet werden. Rückmeldungen über den thermischen Zustand der Pumpe sind nicht vorhanden. Die Lösung besteht darin, daß die Heizwendel in einer Widerstandsbrücke betrieben wird. Man nutzt die Temperatur-Widerstandsbeziehung der Heizwendel aus. Der Brückenabgleich erfolgt bei Erreichen der Grenztemperatur, ein Komparator erkennt diesen Zustand und trennt die Pumpe von der Versorgungsspannung. Ein Betrieb unterhalb definierter Temperaturgrenzen ist somit möglich.

Wenn eine Integration von Sensor und Elektronik und kleine Bauweise nicht erforderlich sind, steht zwischenzeitlich auch eine SMD-Version zur Verfügung, die bei gleicher Funktionalität kostengünstiger durch Einsatz eines Bestückungsautomaten zu fertigen ist.

Zusammenfassung der Eigenschaften:

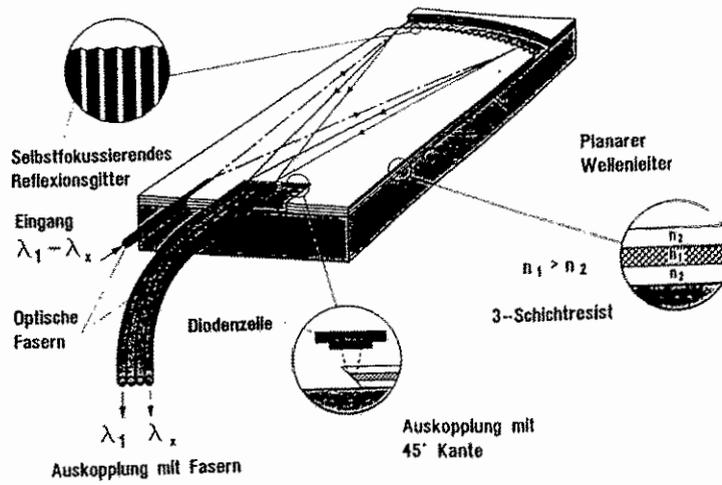
- Spannungsversorgung: 12V bis 30V
- Betriebsart: Pulstriggerung TTL-Pegel positiv
- höchste Heizwendeltemperatur : ca. 300°C - 400°C
- Schaltungsprinzip: Widerstandsmeßbrücke
- Brückengleichgewicht bei höchster Heizwendeltemperatur
- Realisierungstechnik: Multilayer-Dickfilmschaltung 7 x 7 x 3 mm<sup>3</sup>
- Anzahl der Leiterbahnebenen: 4
- Anzahl der Isolations- und Ausgleichsschichten : 11
- Kondensatoren in Siebdrucktechnik
- Dimension der Mikropumpe : 10 x 9 mm<sup>2</sup>
- Pumprate : 50ms
- Förderrate ( µl/min) : 150

Gitterspektrometer in LIGA-Technik:

Über optische Fasern wird das zu untersuchende Licht in das Spektrometer eingekoppelt und auf ein selbstfokussierendes Reflexionsgitter geleitet. Am Austrittsfenster stellt sich eine planare Zerlegung aller vorhandenen spektralen Anteile ein, die mit einer Diodenzeile in elektrische Kanäle umgewandelt werden.

Das Mikrospektrometersystem besitzt etwa die Größe einer Zigaretenschachtel und enthält den Spektrometerbaustein und die Ausleseelektronik. Der Mikrokontroller hat vor allem die Aufgabe, die Ablaufsteuerung für das Ansteuern des Dioden-Array's zu bewerkstelligen, Mittelwertberechnung über mehrere Spektren auszuführen und gegebenenfalls weitere Funktionen auszulösen.

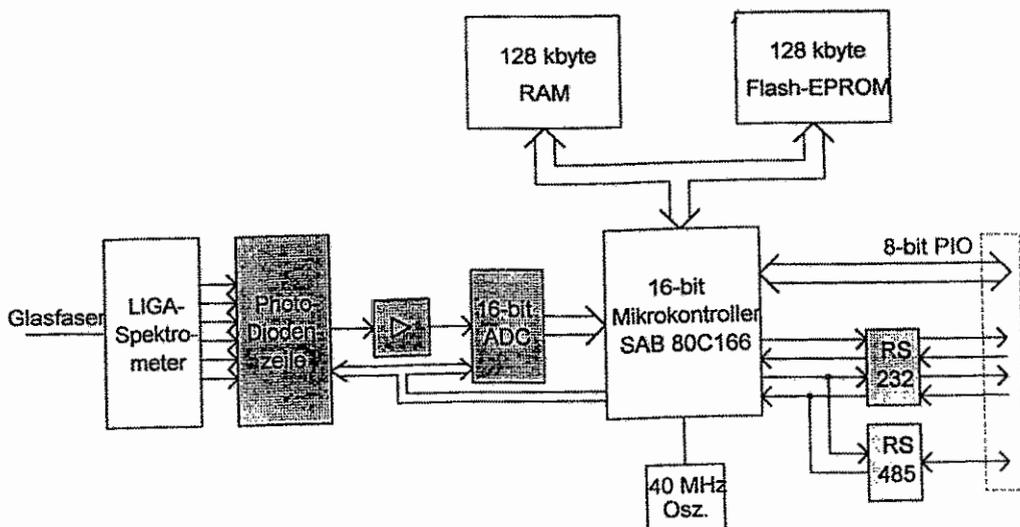
## Gitterspektrometer in LIGA-Technik



### Leistungsdaten des Spektrometersystems:

- Spektralbereich: 380 - 1100 nm
- Transmission: > 25%
- Spektrale Auflösung: 7 nm
- Glasfaser: 50 / 125  $\mu\text{m}$
- Photodiodenzeile: 512 Dioden, 25  $\mu\text{m}$  x 500  $\mu\text{m}$
- Dynamik: 10.000 - 20.000
- Integrationszeit: 40 ms - 2,5 s
- Spannungsversorgung: 5 Volt, 150 mA
- Baugröße: 9,5 x 6,8 x 3,4  $\text{cm}^3$

### Blockschaltbild Mikrospektrometersystem

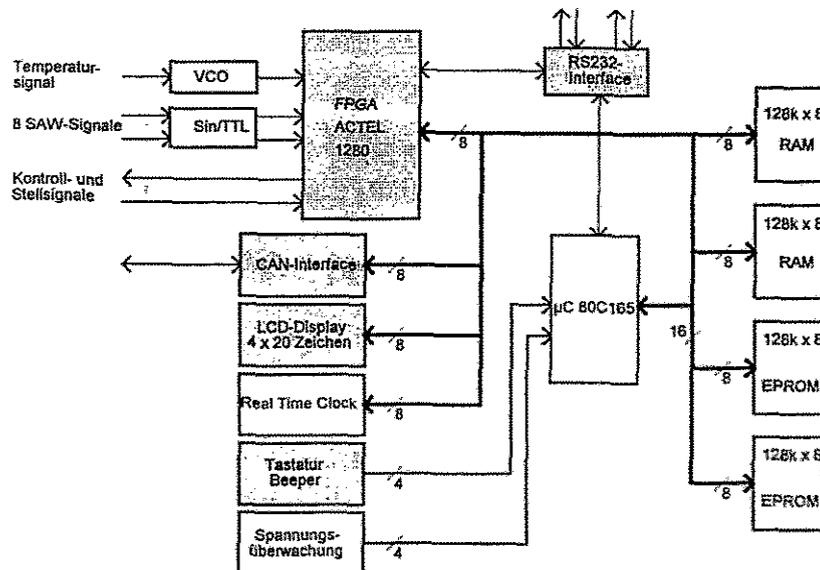


## Gassensorik mit akustischen Oberflächenwellenfiltern

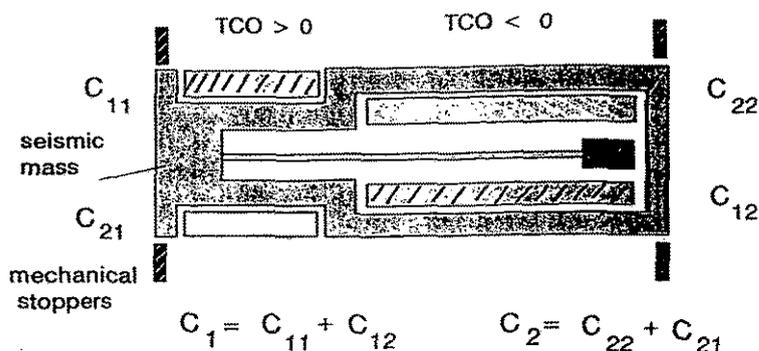
SAW-Bauelemente haben ein großes Anwendungsspektrum im Bereich der signalverarbeitenden Elektronik, z.B. in HF-Filtern und in stabilen HF-Oszillatoren. Als hochwertiges industrielles Massenprodukt werden sie zu sehr kostengünstigen Preisen gefertigt. In modifizierter Form können SAW-Bauelemente zur hochsensitiven Detektion von Gasen verwendet werden, wobei ein SAW-Bauelement als frequenzbestimmendes Element einer Oszillator-Schaltung dient. Das eigentliche Geheimnis liegt in der Beschichtung der SAW-Oberfläche mit gaselektiven Absorptionsschichten. Durch die Gasanlagerung ergibt sich in einem Oszillatorkreis eine proportionale Frequenzverschiebung. Mit Hilfe eines zweiten unbeschichteten SAW-Oszillators wird eine Referenzfrequenz erzeugt. Durch multiplikative Mischung entsteht eine Differenzfrequenz, proportional zur Gaskonzentration und frei von störenden Einflüssen. Da die Gaselektivität Querempfindlichkeiten aufweist, ist ein System mit acht unterschiedlich beschichteten Oszillatoren aufgebaut worden.

In der ersten Entwicklungsphase erfüllte ein FPGA die Funktionen eines Mikrokontrollers, er enthält außerdem noch 8 Zähler/Timer-Systeme mit 24Bit Zählertiefe für die Erfassung der Differenzfrequenzen bis 10MHz und 1Hz Auflösung. Die interaktive Ablaufsteuerung, die arithmetische Bearbeitung der Meßdaten und deren Darstellung werden von einem Host-Rechner ausgeführt. Die Auswertung erfolgt über ein acht-achsiges Bezugssystem. Die anteiligen Ergebnisse werden auf den Achsen aufgetragen und bilden Signalmuster. Die Auswertung solcher Signalmuster wird mit Neuronalen Netzen betrieben. Diese Aufgabe wird in der Zwischenzeit von einem On-Board-Mikrocontrollersystem übernommen.

### Blockschaltbild SAW-Sensorsystem - Systemsteuerung

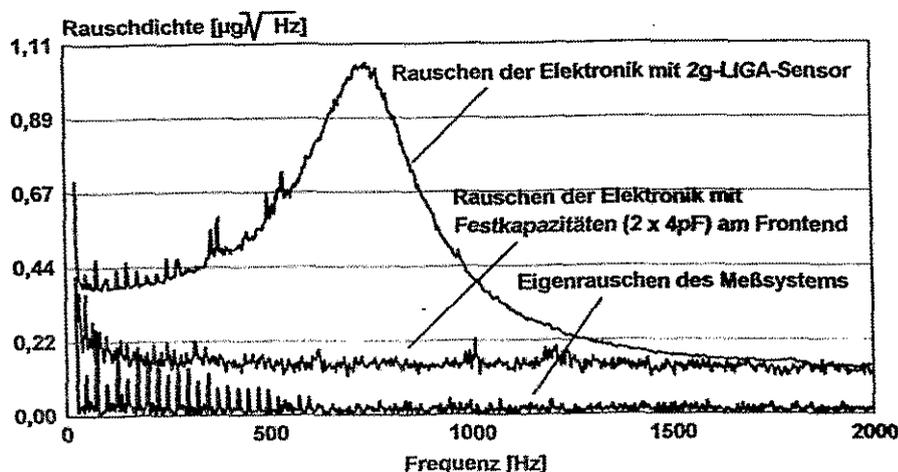


### Ein planares 3D-Beschleunigungssensor-System:



- Sensorprinzip: Kapazitiver LIGA-Differentialsensor
- Strukturmaterial: Nickel
- Substratmaterial: Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>-Keramik
- Kondensator-Spaltbreite: 4µm
- Ruhekapazität: 2 x 4,5pF

Das LIGA-Beschleunigungssensor-System besteht aus einer seismischen Masse, die unter der Einwirkung einer Beschleunigung die differentiellen Kapazitäten in Relation zu festen Elektroden verändern. Durch eine spezielle Formgebung der Elektrodenanordnung entstehen Bereiche mit positivem und negativem Temperaturkoeffizienten, so daß für einen Temperaturbereich um 40°C eine hervorragende Kompensation gegeben ist. Die Auswertung erfolgt mit einer speziellen Lageregelung, die mechanische Kräfte aufgrund der Beschleunigung durch elektrostatische Kräfte kompensiert. Hiermit ergibt sich der Vorteil, daß das Gesamtsystem unabhängiger von den Herstellungsparametern des Sensors wird und der Frequenzgang linearisiert wird. Auch ein kapazitiver Sensor rauscht, bedingt durch die mechanische Ankopplung an die Brown'sche Molekularbewegung des umgebenden Gases. Mit Hilfe einer Lagedetektionsschaltung gelang es, das mechanische Rauschen nachzuweisen, indem alle elektronischen Rauscheinflüsse minimiert wurden. Dazu gehören die Auswertung bei hohen Meß-Frequenzen zur Vermeidung des 1/f-Rauschens, Einbau eines FET-Vorverstärkers mit geringem Strom- und Schrotrauschen und Demodulation durch phasenselektive Gleichrichtung. In der Darstellung der anteiligen spektralen Rauschdichten ist für das Gesamtsystem die starke Resonanzüberhöhung zu erkennen und somit der Nachweis von dem Sensorrauschen gelungen. Die meßtechnisch gewonnene Rauschdichte stimmt dabei mit den theoretisch ermittelten Werten hervorragend überein.

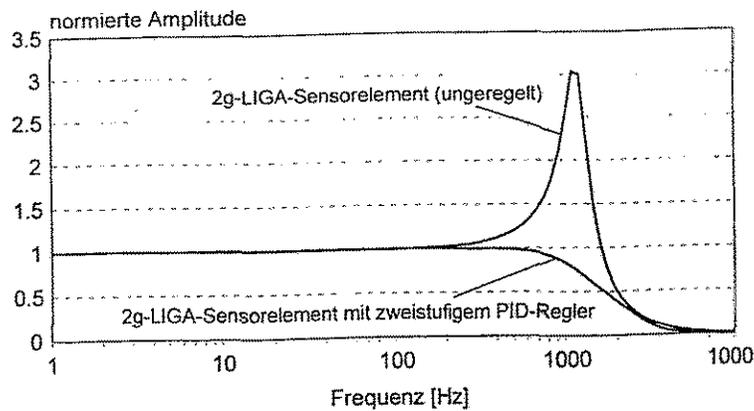


Ein 3D-System läßt sich fertigungstechnisch sehr einfach mit perfekter orthogonaler Ausrichtung in planarer Bauweise herstellen, wenn zwei LIGA-Sensoren für die x/y-Richtung und ein Si-Sensor für die z-Richtung zusammen mit der Auswerte-Elektronik angeordnet werden. In Multilayer-Dickfilmtechnik ist ein solches 3D-System in einem Volumen von 25 x 35 x 2mm<sup>3</sup> realisiert worden.

Zusammenstellung der technischen Daten:

- Meßbereich  $\pm 1g, \pm 2g, \pm 5g$
- Empfindlichkeit  $2,5 \text{ V/g} \pm 10\%$
- Bandbreite 600Hz
- Auflösung  $1\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Linearität  $< 1\%$
- TC Offset  $200 \mu\text{g/K}$
- TC Empfindlichkeit  $300 \text{ ppm/K}$

Linearisierung der Frequenzabhängigkeit durch spezielle Reglerstruktur



Zum Abschluß werden die Leistungsmerkmale der von HPE praktizierten Dickfilmtechnik zusammengestellt:

- Substratträger  $\text{Al}_2\text{O}_3$ -Keramik
- Aufbautechnik Die-Bonden
- Verwendung von Chips alle Technologien
- Bauformen
  - von Kondensatoren Bauform 0402 und Siebdruck
  - von Widerständen  $20\text{mil} \times 20\text{mil} \times 10\text{mil}, 100\text{mW}$
  - $30\text{mil} \times 30\text{mil} \times 10\text{mil}, 250\text{mW}$
- Verbindungstechnik US-Bonden  $25\mu\text{m Al}$  oder  $\text{Au}$ ;  $75\mu\text{m Al}$   
Flip-Chip-Bonden
- Leiterbahnbreiten  $100\mu\text{m}$ , ( $75\mu\text{m}$  möglich)
- Multilayerschichten 15 (Überdeckung  $< 10\mu\text{m}$ )
- Überdeckungsgenauigkeit Vorderseite/Rückseite  $< 20\mu\text{m}$

# Synergie von Elektronik und Mikromechanik am Beispiel eines Beschleunigungssensorsystems

S. Wüstling

Hauptabteilung Prozeßdatenverarbeitung und Elektronik,  
Forschungszentrum Karlsruhe, Postfach 3640, D-76021 Karlsruhe

## Zusammenfassung

Für den Aufbau eines 3D-Beschleunigungssensorsystems mit mikromechanischen kapazitiven LIGA-Beschleunigungssensoren [2] wurde ein Auswertepinzipp entworfen, bei dem jeder der drei Meßkanäle einen elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler als full-custom ASIC sowie ein digitales  $[\sin(x)/x]^3$ -Dezimierungsfiler enthält. Ein Interface für Mikrocontroller oder Signalprozessoren erlaubt vielseitige weitere digitale Signalaufbereitung. Zum softwaremäßigen Bereichs- und Offsetabgleich und zum Selbsttest dient ein Sechsfach-DAC im Sensorkopf. Ein digitalisierender Temperaturfühler ermöglicht eine Temperaturkompensation.

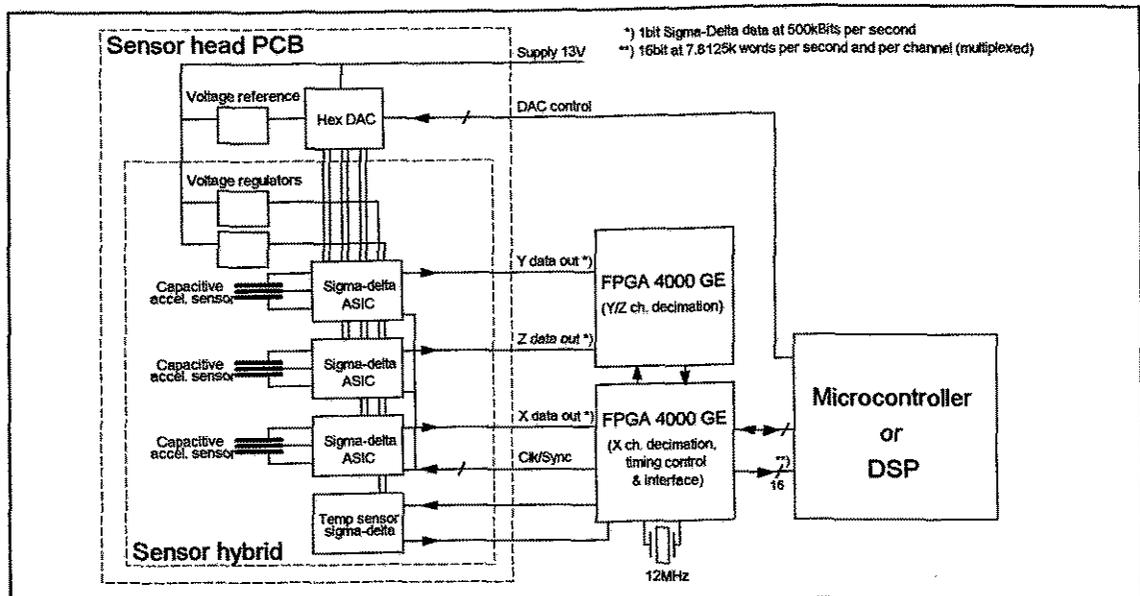


Abb. 1: Systemüberblick

## Synergieeffekt durch elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler

Ursprünglich sollte für die Auslesung der mikromechanischen Sensorelemente eine bereits vorliegende, mit käuflichen Bauelementen aufgebaute Hybridschaltung als monolithischer full-custom-ASIC realisiert werden. Diese Schaltung arbeitet nach dem Modulationsverfahren und besitzt einen analogen Ausgang. Die Erfordernisse der monolithischen Integration auf einem CMOS-Prozeß und bestimmte Vorzüge legten jedoch für die vorliegende Absicht ein anderes Ausleseprinzip nahe, das des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandlers.

Abb. 2 zeigt die Verwandtschaft des elektromechanischen Sigma-Delta-Wandlers mit einem rein elektrischen Sigma-Delta-Wandler zweiter Ordnung. Die beiden elektronischen Integratoren werden durch das Feder-Masse-Dämpfer-System des mikromechanischen Beschleunigungssensors ersetzt, der Eingangsgröße Spannung steht die neue Eingangsgröße Beschleunigung gegenüber. Da der Knoten zwischen den beiden Integratoren jetzt nicht mehr zugänglich ist, muß an anderer Stelle innerhalb der Rückkopplungsschleife ein Phasenkorrekturglied eingefügt werden, um die Stabilität der Schleife sicherzustellen. Beim elektromechanischen Sigma-Delta-Wandler werden also Bauelemente, die bei rein elektrischer A/D-Wandlung notwendig gewesen wären, durch die ohnehin vorhandene Mikromechanik

ersetzt. Man kann hier von einem *Synergieeffekt* zwischen Mikromechanik und Elektronik sprechen, der sich in folgenden Vorteilen bezahlt macht:

- Inhärente Linearität
- Große Bandbreite der Krafrückkopplung (Keine Kreuzmodulationen durch Anregung außerhalb des Nutzbandes; robust gegen Streuung der Sensorparameter)
- Geringe Ansprüche an den Halbleiterprozeß
- Inhärente A/D-Wandlung
- Kein analoges Anti-Aliasing-Filter notwendig aufgrund der hohen Abtastrate

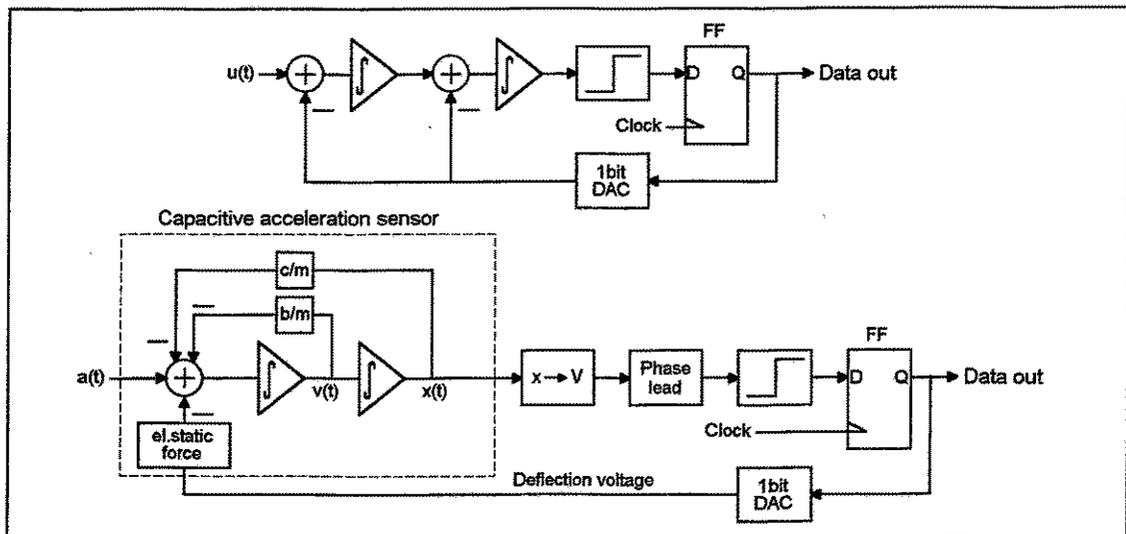


Abb. 2: Vergleich von rein elektronischem und elektromechanischem Sigma-Delta-Wandler

Da die mikromechanischen Sensorelemente nur aus einem einzigen Differentialkondensator bestehen, müssen Positionsabtastung der Sensorzunge und Aufschalten der Kompensationskraft in zeitlich getrennten Phasen geschehen. Während der Abtastphase werden gegenphasige Spannungssprünge auf die feststehenden Sensorelektroden geschaltet. Durch korrelierte Doppelabtastung der Spannung an der Sensorzunge wird die Position der Sensorzunge ermittelt, anschließend eine Phasenkorrektur durchgeführt und das Signal sodann dem Komparator zugeleitet, dessen Ausgang mit einer Rate von 500kHz abgetastet wird. Der sich ergebende Bitstrom steuert einerseits den 1-bit DAC für die Krafrückkopplung an, andererseits stellt er das digitale Ausgangssignal des Wandlers dar. Der Leistungsverbrauch des einkanaligen Wandlers beträgt 25mW.

### Das Dezimierungsfilter mit Mikrocontroller-Interface

Bei einem sigma-delta-codierten Signal besteht der größte Teil der Signalenergie aus Quantisierungsrauschen. Es eignet sich daher nicht direkt zur Fernübertragung, Speicherung oder sonstigen Auswertung. Die Umwandlung in ein Abtastsignal mit der geringstmöglichen Abtastrate, der Nyquist-Rate, bezeichnet man als Dezimierung.

Candy [1] hat gezeigt, daß ein sigma-delta-codiertes Signal bis hinab zu einem Oversampling-Faktor von vier mit einfachen Filterstrukturen, die sich leicht hardwaremäßig implementieren lassen, dezimiert werden kann. Es handelt sich um mehrfach kaskadierte Mittelung von jeweils N Abtastwerten, wenn N der Dezimierungsfaktor ist. Es wurde gezeigt, daß für einen Sigma-Delta-Wandler zweiter Ordnung eine dreifache Kaskadierung ausreichend ist. Es ergibt sich ein FIR-Filter mit  $[\sin(x)/x]^3$ -Charakteristik, dessen Koeffizienten sich leicht rekursiv aus einem Startwert berechnen lassen. Somit entfällt ein Koeffizientenspeicher.

Einschließlich des Mikrocontroller-Interfaces und einer Logik für die Temperatureauswertung läßt sich ein dreikanaliges Filter nach diesem Prinzip in einem FPGA mit 8000 Gatteräquivalenten unterbringen. In der ersten Ausführung wurden zwei Actel ACT2 FPGAs A1240A mit je 4000 Gatteräquivalenten verwendet.

## ***Weitere Systemkomponenten***

Sigma-Delta-Wandler und Dezimierungsfilter werden durch folgende Komponenten zum einsatzfähigen Meßsystem ergänzt:

- Eine Referenzspannungsquelle mit nachgeschaltetem Sechsfach-DAC dient zum softwaremäßigen Austrimmen von herstellungsbedingten Offsets der Sensorelemente und ermöglicht einen Angleich der Meßbereiche, wenn im Interesse eines einfacheren mechanischen Aufbaus für die Z-Richtung ein Sensorelement anderen Typs eingesetzt wird. Ferner ist durch diese Komponenten eine *Selbsttestfähigkeit* gegeben.
- Ein digitalisierender Temperaturwandler erlaubt das Ermitteln der Sensorkopf-temperatur, wenn verbleibende Temperaturabhängigkeiten softwaremäßig kompensiert werden sollen.
- Spannungsregler auf dem Sensorkopf schützen den empfindlichen Analogsignalbereich vor Störungen über die Zuleitungen und ergänzen so die robuste digitale Schnittstelle des Meßkopfes.

## ***Kenndaten des Beschleunigungsmeßsystems***

Mit den vorgesehenen LIGA-Sensorelementen und einem Meßbereich von  $\pm 1,5g$  beträgt die Rauschbeschleunigungsdichte ca.  $5\mu g/\sqrt{Hz}$  (von 0Hz bis zur mech. Eigenresonanz des Sensorelementes). Die durch Simulation ermittelte theoretische Grenze des eingesetzten Wandlers liegt unter gleichen Bedingungen bei  $0,17\mu g/\sqrt{Hz}$ , was bereits unter das Eigenrauschen der (gasgefüllten) Sensorelemente von  $0,5\mu g/\sqrt{Hz}$  fällt. Die Ursache für suboptimale Rauschdichte ist im Sigma-Delta-Wandler zu suchen, bei dem es sich um ein erstes experimentelles ASIC-Design handelt.

## ***Anwendungen***

Das vorgestellte Beschleunigungssensorsystem wurde vor allem in Hinblick auf Anwendungen entwickelt, bei denen es auf *geringe Baugröße, niedrigen Leistungsverbrauch* und hohe Auflösung und Linearität ankommt. Beispiele sind Neigungssensoren, Bewegungssensoren z.B. in der Medizintechnik oder für Virtual Reality, Seismometer, Schwingungsanalyse an Gebäuden, Maschinen, in der Geologie, etc.

Der Einsatz und die Einbindung in bestehende Anordnungen wird begünstigt durch das robuste digitale Interface zum/vom Sensorkopf, die unipolare Versorgung, das Entfallen eines Hardwareabgleichs, die softwaremäßige Temperaturkompensation und die Selbsttestfähigkeit.

## ***Weiterentwicklung***

Wir arbeiten an einem Sensorkopf-ASIC, der drei elektromechanische Sigma-Delta-Modulatoren, eine Temperatursensorschaltung, softwareprogrammierbare Offsetkorrektur und einen Quarzoszillator enthalten wird. Er wird in der Lage sein, die meisten mikromechanischen kapazitiven Beschleunigungssensoren auslesen zu können. Das Timing des Dezimierungsfilters wird mit einer PLL auf das der Sigma-Delta-Modulatoren synchronisiert werden, so daß Clock- und Synchronisationsleitungen zum Sensorkopf entfallen. Eine Implementation des Dezimierungsfilters als Gate-Forest-ASIC wird den Leistungsverbrauch beträchtlich reduzieren. Das Dezimierungsverhältnis wird pin-programmierbar sein und bis zu 256 betragen können.

## ***Literatur***

- [1] J. C. Candy: „Decimation for Sigma Delta Modulation“, IEEE Transactions On Communications, Vol. COM-34, No.1, pp. 72-76, January 1986
- [2] M. Strohmann, P. Bley, O. Fromhein, J. Mohr: „Acceleration Sensor with Integrated Compensation of Temperature Effects Fabricated by the LIGA Process“, Sensors And Actuators, A41-42, pp. 426-429, 1994

# ANKA, eine Synchrotronstrahlungsquelle für die Fertigung und Analyse von Mikrostrukturen

H. O. Moser

Forschungszentrum Karlsruhe GmbH  
Technik und Umwelt  
Projekt Mikrosystemtechnik

Forschungszentrum Karlsruhe, Postfach 3640, D-76021 Karlsruhe, Germany

<sup>1</sup>Universität Karlsruhe, Postfach 6980, D-76128 Karlsruhe, <sup>2</sup>Universität Stuttgart, Pfaffenwaldring 55, D-70550 Stuttgart, <sup>3</sup>Sincrotrone Trieste, Padriciano 99, I-34012 Trieste, <sup>4</sup>DESY, Notkestr. 85, D-22603 Hamburg, <sup>5</sup>EPFL, PHB-Ecublens, CH-1015 Lausanne, <sup>6</sup>Universität Freiburg, Hebelstr. 25, D-79104 Freiburg, <sup>7</sup>Fachhochschule Ostfriesland, Constantiaplatz 4, D-26723 Emden, <sup>8</sup>Universität Hamburg, Martin-Luther-King-Platz 5, D-20146 Hamburg, <sup>9</sup>ESRF, BP 220, F-38043 Grenoble Cedex, <sup>10</sup>Efremov Institute, 189631 St.-Petersburg, <sup>11</sup>Max-Planck-Institut für Festkörperforschung, Heisenbergstr. 1, D-70569 Stuttgart, <sup>12</sup>Fairleigh Dickinson University, Teaneck, New Jersey 07666, <sup>13</sup>J. Stefan Institute, Jamova 39, 61111 Ljubljana, <sup>14</sup>NLSL, Brookhaven National Laboratory, Upton, New York 11973, <sup>15</sup>European Molecular Biology Laboratory, Hamburg Outstation, c/o DESY, Notkestr. 85, D-22603 Hamburg

Fabrication of microstructures by X-ray deep lithography (XRDL), galvanofarming, and plastic molding (German acronym LIGA) has made its way from Forschungszentrum Karlsruhe to many labs throughout the world. The acronym ANKA stems from Ångström and Karlsruhe to indicate the main spectral range and the location. ANKA is designed to satisfy the needs of XRDL as well as of X-ray analysis, in particular, of microstructures. Industrial demand of service in both fields will play a major role for ANKA. The main design parameters of the storage ring are an electron energy of 2.5 GeV, magnetic field of 1.5 T, and an ensuing characteristic wavelength of 0.2 nm. The lattice has fourfold symmetry with four dispersion-free straight sections, each about 4 m long. The optics is a double DBA structure with four 22.5° bending magnets per cell resulting in a compact medium-emittance design with a circumference of 97.2 m and an emittance in the range of 40 to 80 nmrad. Four 500 Mhz RF cavities are placed one in the middle of each cell. In this way, only one straight section is needed for injection leaving three for optional insertion devices. Electron current will be 200 mA in a first phase. Lifetime will exceed 17 h. Dynamic aperture is large enough to insert wigglers and wavelength shifters and to double the current when upgrading the RF system. 14 out of 32 available bending magnet radiation ports will be equipped with beamlines in the first phase.

## I. INTRODUCTION

After decades of basic research with synchrotron radiation, and development of more and more powerful sources, it is time to bring synchrotron radiation based methods of microfabrication and analysis to the daily use of industry. The ANKA project planned by Forschungszentrum Karlsruhe (FZK) aims at such a transfer in the fields of

microfabrication and analysis. An essential element of the philosophy behind ANKA is to commercialise the use of synchrotron radiation in these fields. Mixed beamline groups with members from universities as well as from the service staff will offer a professional full service to customers. More conventional ways of access are, of course, not precluded.

ANKA is a trade-off between low construction cost to keep down operational cost, and finally cost per service hour, and high performance to enable offering high-quality service. In a sense, ANKA is a high-performance, yet „budget-limited“ synchrotron light source which could be attributed to the 2.5<sup>th</sup> generation at the cost of roughly one quarter of a 3<sup>rd</sup> generation source. A significant number of industrial partners have signed letters of intent for making use of this offer. Thanks to continued marketing their number will grow.

## II. GENERAL

ANKA is embedded in the infrastructure of FZK. A 60×60 m<sup>2</sup> building with additional aisles will house the accelerator and the beamlines with the endstations for microfabrication and analysis. Only this building has to be constructed. Laboratory, workshop, and office space is already available in existing near-by buildings. As far as possible, proven components or designs will be used for the accelerator and the beamlines. All together will help to keep down the construction cost for the accelerator, the beamlines with endstations, and the building.

## III. SOURCE

### A. Lattice

The lattice is rather compact, featuring four cells with a double Double-Bend-Achromat (DDBA) structure. There are

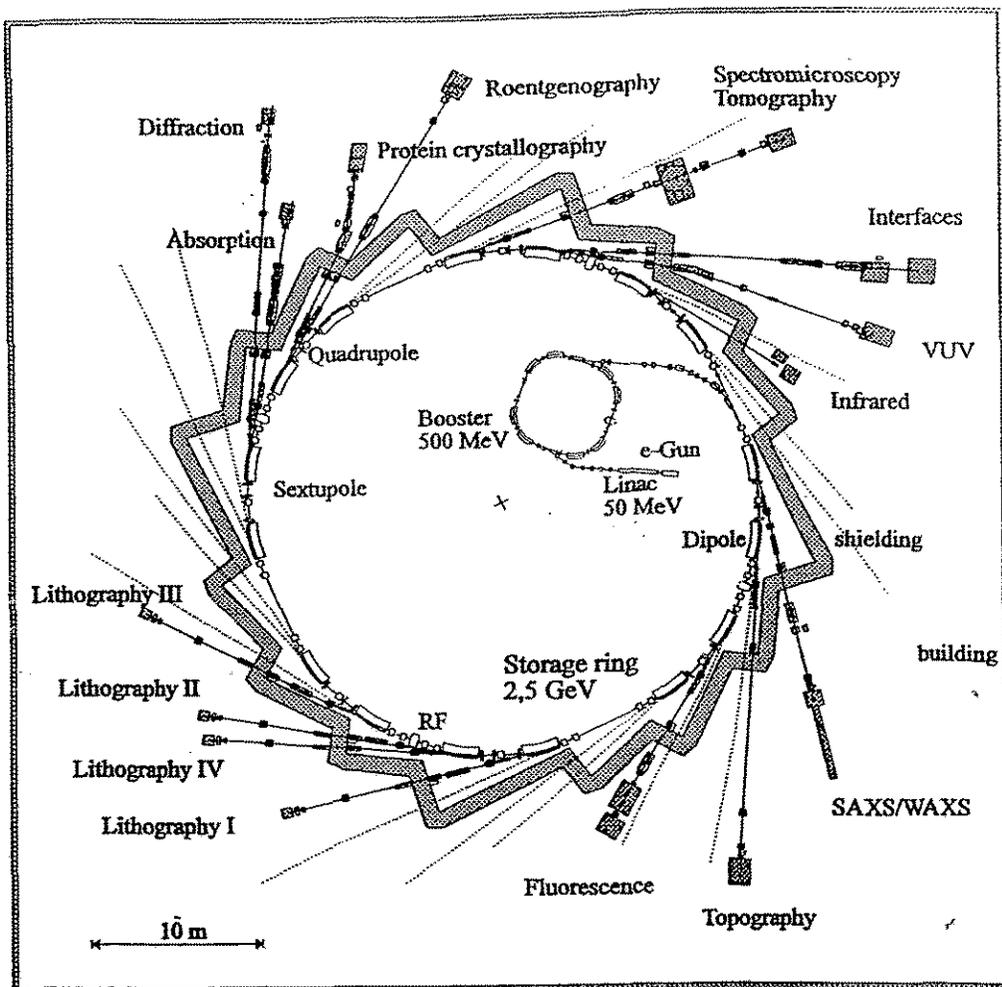


Fig. 1: Layout of the whole ANKA installation

four long dispersion-free straight sections, one for injection, three for optional insertion devices. In the center of each cell is a short dispersion-free straight section which will accommodate an RF cavity. The circumference is 97.2 m to bring down overall cost. Two optics were analysed so far, one with zero dispersion in long and short straight sections, leading to an emittance of 83 nrad, another one allowing some dispersion in the straight sections with the benefit of reducing the emittance to roughly one half, i.e., 43 nrad. Chromatic and harmonic sextupoles are used for correcting chromaticity and maintaining a large dynamic aperture. Chromatic sextupoles are separate, harmonic ones are integrated into quadrupoles. An overview of the whole installation is shown in figure 1. Main parameters of the ring are given in table 1. Figure 2 displays the machine functions within a cell in the zero dispersion case.

### B. Components

Storage ring dipole magnets are normal conducting and have a bending angle of  $22.5^\circ$ . They produce a uniform field of 1.5 T across a gap 50 mm wide and about 140 mm large. Field uniformity is better than  $\pm 1 \cdot 10^{-4}$  within  $\pm 35$  mm

horizontally. The iron yoke is laminated. End faces are parallel. A prototype is about being delivered by Efremov Institute.

Quadrupoles are derived from ELETTRA design with improved pole profiles to enlarge good field region at low power consumption. Open bore is 70 mm diameter. Maximum gradient is 22 T/m, gradient uniformity is better than  $\pm 2.3 \cdot 10^{-4}$  within  $\pm 32.5$  mm horizontally. They come in two lengths, 42 and 35 cm, with a power consumption of 3.6 and 3.2 kW, respectively. They have a horizontal slot 24 mm high to accommodate the vacuum chamber.

Separate sextupoles for chromatic correction are based on the DELTA design. Bore diameter is 75 mm, magnetic length 100 mm, and maximum differential gradient  $800 \text{ T/m}^2$ . Harmonic sextupoles are integrated in the quadrupoles according to the DELTA design.

The vacuum chamber is made of stainless steel with an antechamber design in the dipoles and an octagonal cross section all over the electron beam duct. Synchrotron radiation is absorbed by discrete water-cooled copper blocks. Sufficient pumping capacity (2000 l/s per bend) to reach a dynamic pressure lower than 2 nTorr is provided by NEG and by Ti

Table 1: Main parameters of ANKA

	$\eta = 0$	$\eta \neq 0$
Electron energy E(GeV)	2.5	
Charact. wavelength $\lambda_c$ (nm)	0.2	
Circumference C(m)	97.2	
Lattice	4xDDBA	
Tunes $Q_x / Q_y$	6.851/2.880	6.851/2.879
Chromaticities $\xi_x / \xi_y$	-15.3/-7.45	-14.9/-7.32
Natural emittance (2% coupling) $\epsilon_x / \epsilon_y$ (nm-rad)	83 / 1.7	43 / 0.86
Momentum compaction $\alpha$	$9.2 \cdot 10^{-3}$	0.0107
<b>Beta functions</b>		
Straight section $\beta_x / \beta_y$ (m/rad)	18.8 / 6.91	17.5 / 8.53
Center of dipole $\beta_x / \beta_y$ (m/rad)	0.65 / 9.25	0.60 / 11.12
Maximum $\beta_x / \beta_y$ (m/rad)	19.02/20.20	17.5 / 21.0
Minimum $\beta_x / \beta_y$ (m/rad)	0.65 / 1.27	0.60 / 1.30
<b>Dispersion function</b>		
Straight section $\eta_x$ (m)	0.0	0.60
Center of dipole $\eta_x$ (m)	0.107	0.13
Damping integral D	0.0255	0.0304
Damping times $\tau_x / \tau_y / \tau_z$ (ms)	2.68/2.61/ 1.29	2.69/2.61/ 1.28
Natural energy spread $\sigma_E$	$9.035 \cdot 10^{-4}$	$9.024 \cdot 10^{-4}$
<b>Radio frequency system</b>		
Frequency f(MHz)	500	
Number of harmonics h	162	
Energy loss per turn $eU_0$ (keV)	642	
Overvoltage factor q	3	
Electron current $I_e$ (mA)	200 (400 with upgrade)	
Beam lifetime $\tau$ (h)	>17	
<b>Beam dimensions</b>		
Straight section $\Sigma_x / \Sigma_y$ (mm)	1.25 / 0.11	1.02 / 0.086
Center of dipole $\Sigma_x / \Sigma_y$ (mm)	0.25 / 0.13	0.20 / 0.098

sublimator boosted ion pumps. Beam lifetime is mainly limited by gas scattering to about 17 h at final energy.

There are up to four RF cavities based on the ELETTRA design. Frequency is 500 MHz. Each cavity will be fed by a commercial 60 kW transmitter allowing for beam currents of about 200 mA. Doubling the number of transmitters as a later option will upgrade the current to 400 mA.

### C. Injector

Injection energy is 500 MeV. Two alternative injectors are looked at, namely a booster synchrotron with a linac preinjector and a 500 MeV linac. In this paper, the booster alternative is shown (fig. 1). Lifetime at injection energy is roughly 1.5 h. The injection process will include accumulating a current which can be accelerated by the RF system and, then, ramping it to final energy.

### D. Spectra

In the first phase, radiation from bending magnets will be used. Figure 3 shows a comparison of the brightness of

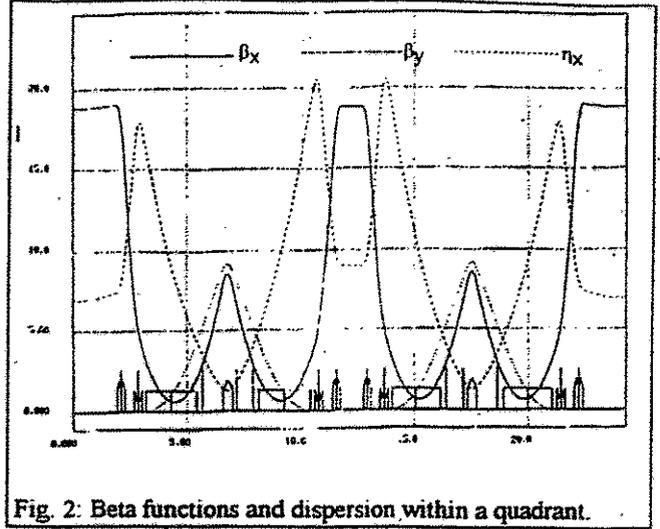


Fig. 2: Beta functions and dispersion within a quadrant.

operational 2<sup>nd</sup> generation sources with ANKA. Options for later upgrading include a normalconducting wiggler to enhance flux and a superconducting wavelength shifter to produce harder photons.

### E. Beamlines and experimental stations

14 beamlines are planned for the initial operation phase as shown in fig. 1. Four of them are for microfabrication with the LIGA process, 10 for various analytical purposes. The latter were selected according to demand expressed by industrial partners and evidenced by operational sources.

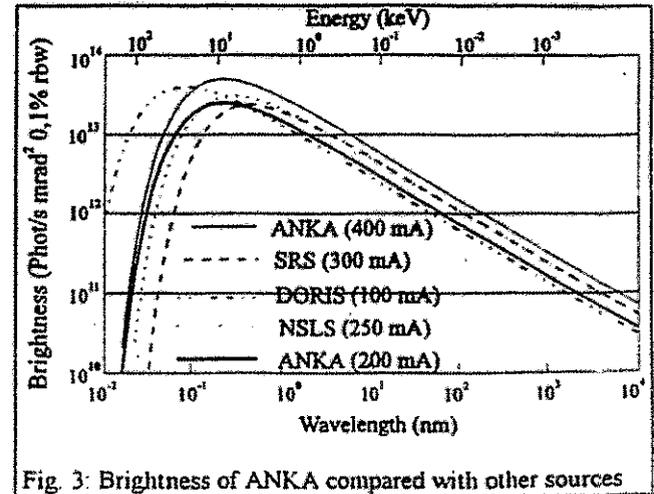
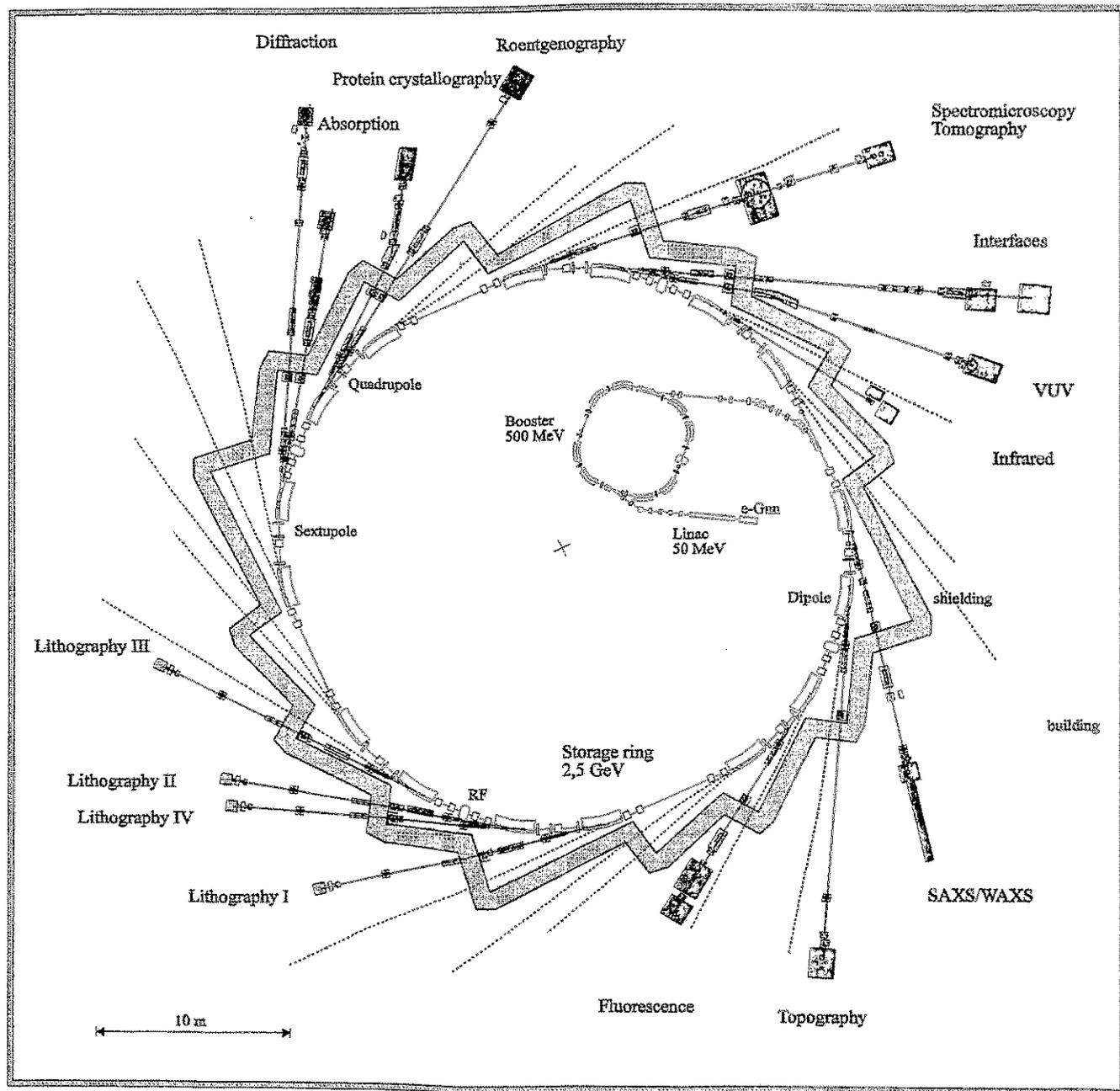


Fig. 3: Brightness of ANKA compared with other sources

## IV. CONCLUSION

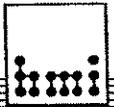
Benefiting from the experience available ANKA is designed as a powerful X-ray source at moderate cost. Letters of intent signed by industry indicate that there will be a demand for full service in microfabrication and analysis.



ANKA: Synchrotron Light Source for Microfabrication and Analysis

## Main parameters of ANKA

Parameter	Unit	Value
Electron energy	GeV	2.5
Current	mA	200 (400)
Magnetic field	T	1.5
Bending radius	m	5.559
Characteristic wavelength	nm	0.2
Number of cells (2xDBA)		4
Circumference	m	97.2
Emittance	nmrad	45 - 80
Tunes $Q_h/Q_v$		6.88/2.82
Natural chromaticities $\xi_h/\xi_v$		-15.8/-7.3
RF frequency	MHz	500
Momentum compaction		$9.2 \cdot 10^{-3}$
Lifetime	h	>17
Source size in dipole $\Sigma_h/\Sigma_v$	mm	0.29/0.12
Number of dipoles		16
Beamlines per dipole		2
Free straight sections		3



## Analyse und Synthese linearer Netzwerkfunktionen

Dr.-Ing. Bernhard Namaschk

Hahn-Meitner-Institut Berlin GmbH, Abt. DH

Glienicker Straße 100, 14109 Berlin; Tel.: +49 (30) 8062-2373; Fax: +49 (30) 8062-2991

Zur Analyse und Synthese linearer Schaltungen ist es oft wünschenswert, ein Programm zur Verfügung zu haben, das folgende Forderungen berücksichtigt:

- \* Die Strukturauswahl und die Dimensionierung der Schaltung erfolgt nach der Modifikation ihrer Eigenschaften
- \* Systemfunktionen und deren erste Ableitungen sollen mit einfachen Formeln berechenbar sein
- \* Auf numerisch durchgeführte Laplace- bzw. Fourier-Transformationen soll gänzlich verzichtet werden
- \* Die Systemfunktionen im Zeit- und Frequenzbereich sollen sich auf einfache Art und Weise Wunschvorstellungen anpassen lassen
- \* Die Berechnungen sollen mit einer minimalen Anzahl von Variablen durchgeführt werden, wobei jede Variable separat zur Optimierung freigegeben werden kann
- \* Alle wichtigen Arten von Funktionen, wie Spannungs-, Strom-, Impedanz-, Admittanz- und Übertragungsfunktionen sollen sich bearbeiten lassen

Eine angepaßte Beschreibungsform zur Lösung dieser Aufgabe ist die Pol-Nullstellen-Darstellung der Systemfunktion im Bildbereich (LAPLACE-Transformierte). Auf dieser Grundlage wurde das Programm PONULAUS (Pol-Nullstellen Analyse und Synthese) entwickelt, das die oben genannten Forderungen erfüllt. Es erlaubt die Berechnung der Dämpfung, der Phase, der Gruppenlaufzeit und der Impuls- bzw. Sprungantwortfunktion eines linearen Netzwerks.

PONULAUS gibt es als DOS-Programm für IBM-PC/AT und auch in einer Microsoft-WINDOWS 3.1-Version. Leistungsfähigkeit und Bedienung dieser Versionen sind vergleichbar. Das Programm besteht aus einem

Editor (PN-Editor) für Pol-Nullstellen-Daten (PN-Daten), einem Editor für Probenwerte der Sollfunktion einer Netzwerkeigenschaft (SF-Editor), einem Parametermenü, einem Analyse- und einem Synthesemodul.

Der PN-Editor ermöglicht die effektive Eingabe der PN-Daten in Tabellenform. Dabei ist es möglich, nach der Eingabe des Real- und Imaginärteils einer Pol-Nullstellen-Anordnung auch deren Typ festzulegen, der auch bei einer Optimierung stets erhalten bleibt, so daß stets ein einfacher Bezug zu einer Schaltung hergestellt werden kann. Es gibt acht Typen, wie zum Beispiel Einzel-Pol/-Nullstelle, PN-Paar und PN-Quadrupel. Es kann für die PN-Daten auch eine Vielfachheit angegeben werden. Mehrfachpole benötigt man beispielsweise bei der gütearmen Filterapproximation. Jeder Wert der PN-Daten kann einzeln oder vollständig zur Optimierung freigegeben werden, wobei das Programm dafür sorgt, daß Ergebnisse für realisierbare Netzwerke entstehen.

Der SF-Editor erlaubt die Eingabe von Probenwerten für den Sollverlauf einer Netzwerkeigenschaft. Eine Wichtung jedes einzelnen Punktes und eine Sortierfunktion der Liste sind vorhanden. Die Werte sind auch als ASCII-Datei von einem Meßgerät oder von einem anderen Programm zu laden.

Das Parametermenü legt bestimmte Randbedingungen für die Rechnung fest. Man kann mit Frequenzen oder Kreisfrequenzen rechnen. Die Phase ist in Grad- oder Bogenmaß darstellbar, der zu bearbeitende Frequenzbereich kann linear oder logarithmisch angezeigt werden. Es gibt verschiedene Zielfunktionen für die Optimierung zur Auswahl und aus der Definition eines Fixpunktes der Dämpfungsfunktion wird die Konstante des PN-Planes bestimmt.

Das Analysemodul berechnet entsprechend der gewählten Parameter eine Netzwerkeigenschaft. Diese wird durch Graphic-Server grafisch dargestellt, ebenso die Daten der jeweiligen Sollfunktion, falls diese eingegeben wurde. Zoomfunktionen und verschiedene Variationen der Darstellung sind möglich. Das Synthesemodul dient zur automatischen Anpassung einer Netzwerkeigenschaft an einen Sollverlauf. Es stellt verschiedene Typen von Optimierungsverfahren zur Verfügung, so daß in der Regel, bei korrekt formulierter Aufgabe, rasch eine Lösung gefunden werden kann. Über den Verlauf der Optimierung wird ein Protokoll angefertigt. Man erhält die Startnäherung, die Sollfunktion und das Ergebnis der Optimierung grafisch dargestellt.

Folgende Probleme wurden mit PONULAUS bereits gelöst:

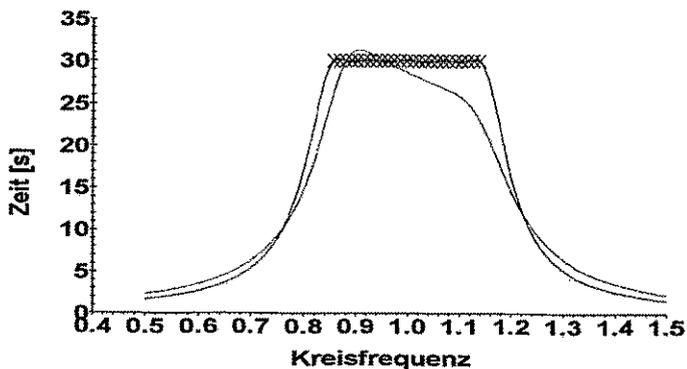
- \* Approximation von Dämpfungsfunktionen für Filter mit speziellen Eigenschaften
- \* Entwurf von Dämpfungsentzerrern
- \* Korrektur des Einschwingvorgangs von Transimpedanzverstärkern
- \* Approximation einer Ortskurve des Eingangs-Scheinwiderstandes von Transkonduktanzverstärkern
- \* Approximation des Phasenganges des Operationsverstärkers OP27 über 7 Dekaden
- \* Phasenlinearisierung eines Bandpasses
- \* Approximation eines über der Frequenz konstanten Spulenstromes in einem Anpassungsnetzwerk

Der Einsatz des Programmes ist nicht auf elektrotechnische Aufgaben beschränkt, auch Analogien z.B. zur Mechanik lassen sich nutzen.

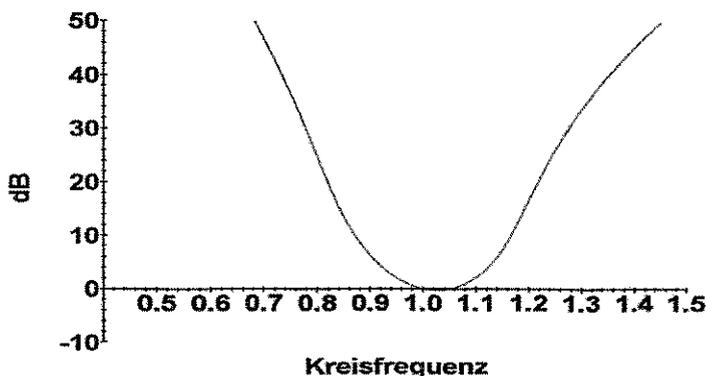
Ein Beispiel soll die Arbeitsweise von PONULAUS verdeutlichen. Gegeben seien die PN-Daten für

	Realtell:	Imaginärteil:	Typ:	Anz.:	Frei:
001	-1.27508391600E-0001	9.91637491800E-0001	KKPP	1	Beide frei
002	-1.24378608900E-0001	1.05593371200E+0000	KKPP	1	Beide frei
003	-1.10024188300E-0001	9.34069376700E-0001	KKPP	1	Beide frei
004	-9.13853351000E-0002	1.12939332400E+0000	KKPP	1	Beide frei
005	-7.11790006000E-0002	8.79671645300E-0001	KKPP	1	Beide frei
006	0.00000000000E+0000	0.00000000000E+0000	ENI	5	Beide fest

### Gruppenlaufzeit-Analyse



### Dämpfungs-Analyse



### Synthese-Protokoll

```

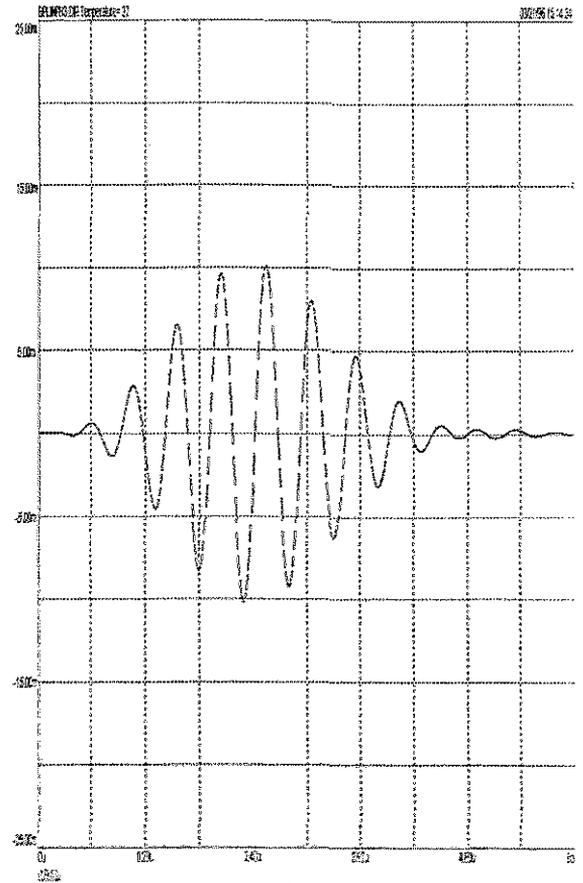
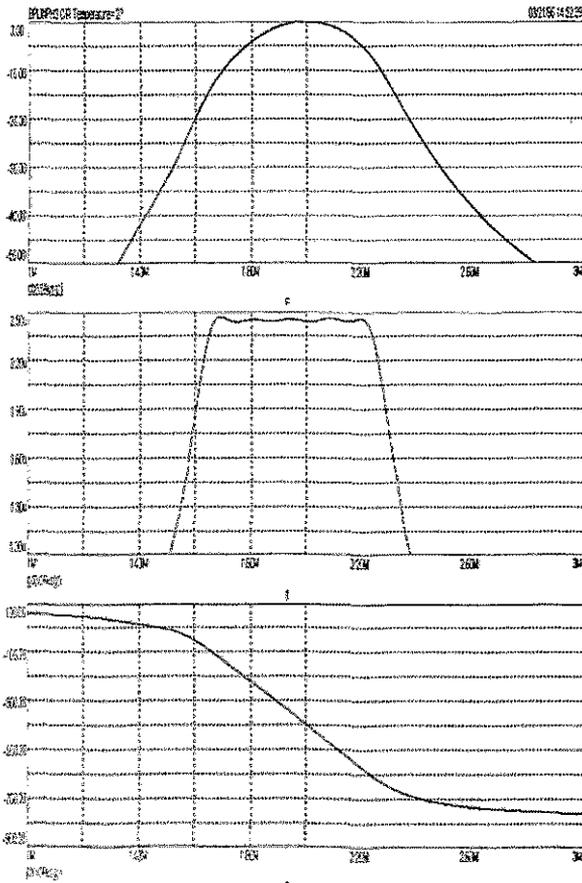
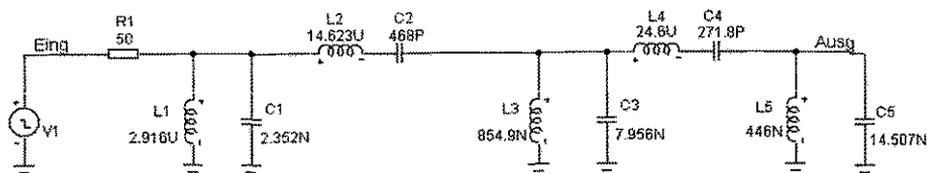
=====
Aktuelles Verfahren: BFGSMin
Abbruch-Fehlerquadratdifferenz: 1.000E-0010
Anzahl der Iterationen: 10
Anzahl der Durchläufe: 1
Datei mit den PN-Daten: e:\ponuldabw\bsp3-5ibp
Datei mit den SF-Daten: e:\ponuldabw\bsp3-5ibp
Starting bfgsmin
Iteration 1, f = 3.37041682241641E+0001
Iteration 2, f = 1.90725371904229E+0001
Iteration 3, f = 9.88298263958998E+0000
Iteration 4, f = 6.57006242630444E+0000
Iteration 5, f = 5.96168518899448E+0000
Iteration 6, f = 5.43622629351697E+0000
Iteration 7, f = 4.92183647936800E+0000
Iteration 8, f = 4.56921507178629E+0000
Iteration 9, f = 4.43679790325715E+0000
Iteration 10, f = 4.42038724772970E+0000
Iteration 11, f = 1.87558724963002E+0000
Iteration 12, f = 1.17608701760737E+0000
Iteration 13, f = 7.33971383673372E-0001
Iteration 14, f = 6.31774988019104E-0001
Iteration 15, f = 5.50494508324762E-0001
Iteration 16, f = 4.30345286837433E-0001
Iteration 17, f = 3.18366113081860E-0001
Iteration 18, f = 2.54335827903972E-0001
Iteration 19, f = 1.45925918015595E-0001
Iteration 20, f = 1.34018048893359E-0001
Iteration 21, f = 1.19848509215235E-0001
Iteration 22, f = 1.09767987840971E-0001
Iteration 23, f = 1.01305050520376E-0001
Iteration 24, f = 9.99881674489514E-0002
Iteration 25, f = 9.98562831513967E-0002
Iteration 26, f = 9.98361185086018E-0002
Iteration 27, f = 9.98014055760454E-0002
Iteration 28, f = 9.97962432279067E-0002
Iteration 29, f = 9.97953658704722E-0002
Iteration 30, f = 9.97953234531606E-0002
Iteration 31, f = 9.97953156044500E-0002
Iteration 32, f = 9.97953155660918E-0002
Iteration 33, f = 9.97953155660777E-0002
Synthese-Ende

```

ein Tiefpaßfilter mit Bessel-Charakteristik der Dämpfung. Der Phasengang im Durchlaßbereich des Filters ist linear, die Gruppenlaufzeit konstant. Führt man die Tiefpaß-Bandpaß-Transformation aus, so erhält man die PN-Daten für einen Bandpaß mit arithmetisch-symmetrischem Verlauf der Dämpfung, die lineare Phase bzw. die konstante Gruppenlaufzeit gehen jedoch verloren. Mit PONULAUS kann die Linearphasigkeit unter Inkaufnahme geringer Dämpfungsverzerrungen erzeugt werden.

Aus den synthetisierten PN-Daten läßt sich nun eine Schaltung dimensionieren, die genau die berechneten Eigenschaften besitzt. Mit dem Schaltungsanalyseprogramm MICROCAP V wurde nach der Dimensionierung des Bandpaßfilters eine Kontrollrechnung durchgeführt und Übereinstimmung mit den Ergebnissen von PONULAUS festgestellt.

PONULAUS : Beispiel 3-5  
Bandpass mit linearer Phase



## Entwicklung eines Simulationsmodells für eine Laserdiode

Dr.-Ing. Ulrich Meisel

Hahn-Meitner-Institut Berlin GmbH, Abt. DH

Glienicker Str. 100 , 14109 Berlin; Tel.: +49 (30) 8062 - 2583; Fax: +49 (30) 8062 - 2548

Zur Entwicklungsunterstützung von Datenübertragungssystemen mit Glasfasern im linearen und nichtlinearen Bereich durch SPICE - Simulatoren fehlten bisher, auch in kommerziellen Bibliotheken, u. a. Modelle der Halbleiter-Laser-Sendediode. Im Folgenden wird die Erstellung eines von der SPICE-Temperaturanweisung unabhängigen Makromodells vorgestellt, das sowohl für die DC-, AC- und Transienten-Analyse geeignet ist, um reale Systemsimulationen zu ermöglichen.

Vernachlässigt man wie im vorliegenden Fall eines DFB-Lasers die energieschwachen Neben-Moden, so beschreiben zwei nichtlineare Bilanzgleichungen vollständig die dynamische Abhängigkeit der Photonendichte von der Elektronendichte in der aktiven Zone des Lasers, und damit die Abhängigkeit der emittierten optischen Leistung vom Injektionsstrom [1].

Die in diesem Differenzialgleichungssystem auftretenden physikalischen Größen hängen von den Dotierungen und geometrischen Abmessungen des Laserchips ab, und bleiben aus verständlichen Gründen das Geheimnis des Herstellers. Ergänzt durch die im GHz-Bereich zu berücksichtigenden parasitären Effekte muß das Modell, um für alle Analysen geeignet zu sein, durch SPICE die numerische Integration dieser Bilanzgleichungen durchführen können.

Zur Bestimmung der physikalischen Größen des Lasers aus seinem gemessenen elektrischen und optischen Verhalten bis zum endgültigen SPICE-Modell waren verschiedene Entwicklungsschritte notwendig, die im Flußdiagramm Abb.1 dargestellt sind. Durch die ausschließliche Verwendung von SPICE2G6-Grundelementen wurde erreicht, daß das Modell ohne Anpassungen unter verschiedenen Anlogsimulatoren lauffähig ist.

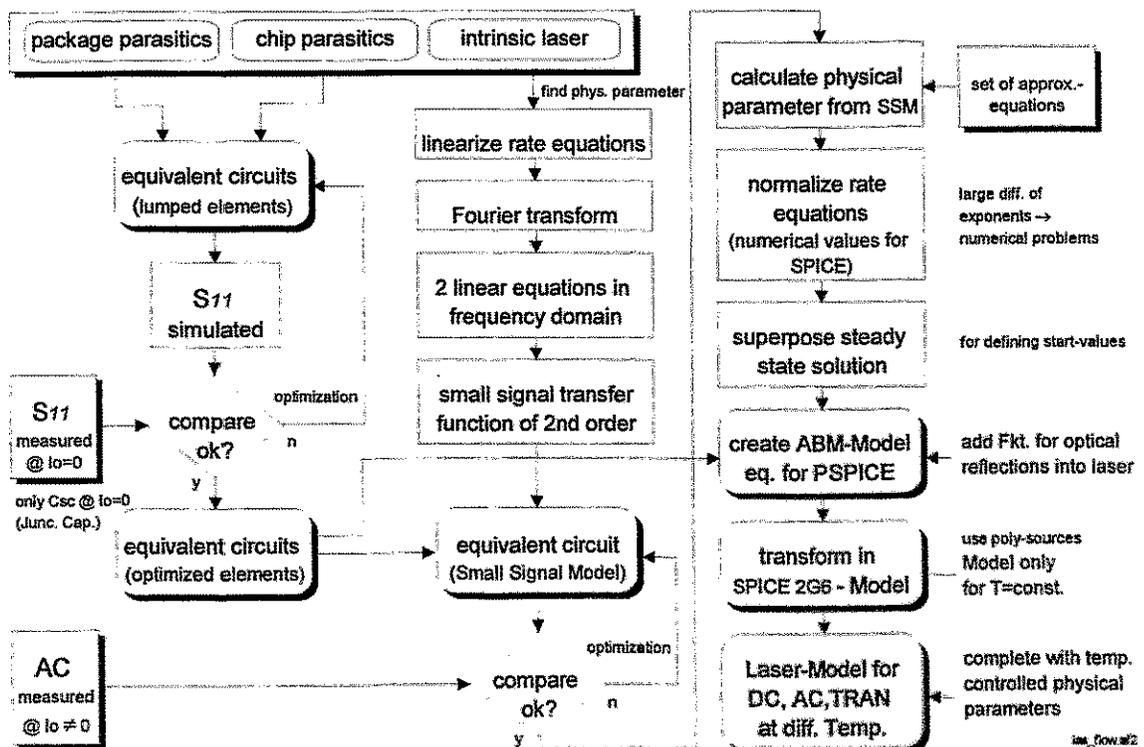


Abb. 1 Entwicklungsablauf vom physikalischen Laser zum SPICE-Modell

Durch Analyse des mechanischen Modulaufbaus ist ein parasitäres Gehäuseersatzschaltbild mit konzentrierten Elementen (Induktivitäten der Bonddrähte mit Streukapazitäten) und anfänglich geschätzten Werten erstellt worden. Den parasitären Größen des Chips wird ebenfalls eine Kleinsignalersatzschaltung mit konzentrierten Elementen zugeordnet, die im wesentlichen aus einem Serienbahnwiderstand mit der aktiven Laserzone und parallel zu dieser aus einer Kombination von Leckwiderständen mit einer Ladungsträger- und Kontaktierungskapazität besteht. Ohne Vorstrom darf die Laserdiode als Lastimpedanz allein durch ihre Sperrschichtkapazität dargestellt werden.

Unter dieser Beschaltung wurde mittels eines Netzwerkanalysators der Reflexionsfaktorverlauf  $S_{11}$  der Laserdiode bis 2,5 GHz gemessen. Die Meßwerte wurden einem Mikrowellensimulator mit Optimierungsprogramm (SUPERCOMPACT) als Ziel vorgegeben. Durch Kombination von Werteabschätzungen und rekursiven Optimierungsläufen wurden die Werte der Ersatzschaltung so lange geändert, bis der gemessene und simulierte  $S_{11}$ -Verlauf weitgehend übereinstimmte. Die Chip- und Gehäuse-Ersatzschaltbilder mit den ermittelten Werten sind im Abb. 2 dargestellt.

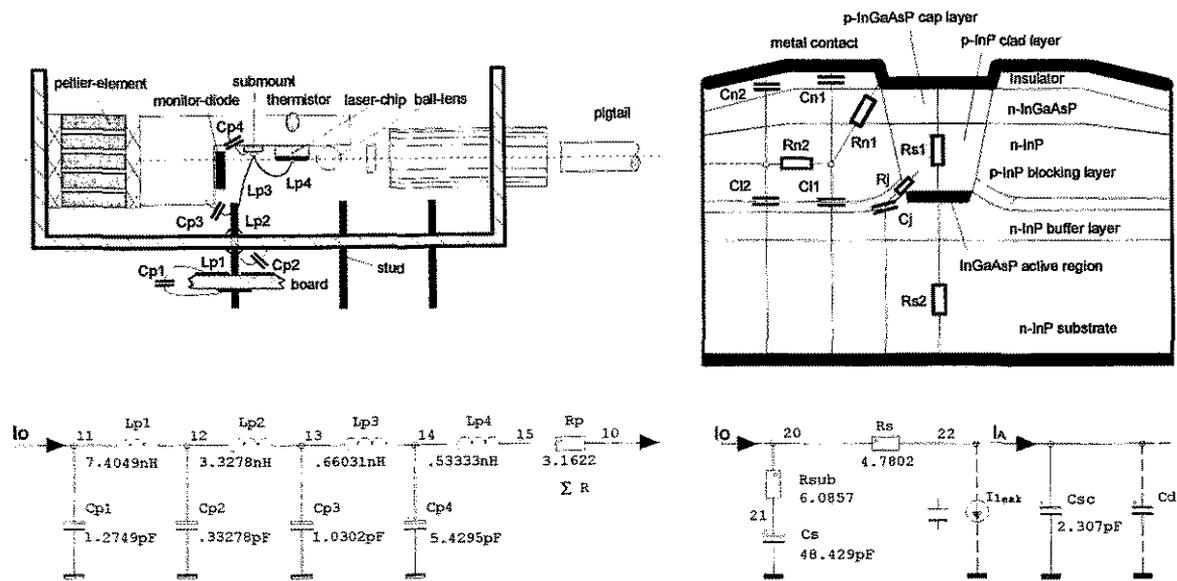


Abb. 2 Gehäuse- und Chip-Ersatzschaltbild

$$\frac{dS}{dt} = \left\{ \Gamma g_0 (N - N_{0g}) (1 - \varepsilon S) - \frac{1}{\tau_p} \right\} S + \Gamma \beta \frac{N}{\tau_n}$$

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I_A}{q V_{act}} - \frac{N}{\tau_n} - g_0 (N - N_{0g}) (1 - \varepsilon S) S$$

$S$  = mittlere Photonendichte im Volumen der aktiven Zone

$N$  = mittlere Elektronendichte im Volumen der aktiven Zone

$V_{act}$  = Volumen der aktiven Zone

$\Gamma$  = optischer Begrenzungsfaktor (Verhältnis  $V_{act}$  zu Modenvolumen)

$g = g_0 (N - N_{0g})$  = optische Verstärkung

$g_0$  = Konstante

$I_A$  = Injektionsstrom in die aktive Zone

$N_{0g}$  = Elektronendichte bei optischer Verstärkung = 0

$\beta$  = Beitrag der spontanen Emission zur Laserwelle

$\varepsilon$  = Verstärkungsverlustfaktor der aktiven Zone

$\tau_p$  = Photonlebensdauer

$\tau_n$  = Elektronlebensdauer bei spontaner Rekombination

Abb. 3 Allgemeine Bilanzgleichungen mit physikalischen Parametern

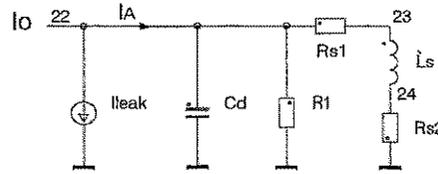
Die Bilanzgleichungen im Abb. 3 werden in einem allgemeinen Arbeitspunkt der Laserkennlinie mit der Substitution:  $I_A = I_{A0} + i_A(t)$ ;  $S = S_{A0} + s(t)$ ;  $N = N_0 + n(t)$  linearisiert.

Durch eine anschließende Fourier-Transformation erhält man zwei Gleichungen im Frequenzbereich, die als Lösung eine Kleinsignalübertragungsfunktion 2. Ordnung ergibt.

$$\frac{s(j\omega)}{i_A(j\omega)} = H(j\omega) = \frac{H_0}{1 + a(j\omega) + b(j\omega)^2}$$

Eine gleichartige Übertragungsfunktion liefert auch eine Schaltung aus konzentrierten R-L-C-Elementen. Über Näherungsgleichungen (Abb. 4) aus [1] können diese arbeitspunktabhängigen Werte des Kleinsignalersatzschaltbildes den physikalischen Größen des Lasers zugeordnet werden.

Die Reaktanzen sind als Speicher der Photonen- und Elektronen zu verstehen, und bestimmen die Relaxationsfrequenz des optischen Pulses bei Ansteuerung aus dem Bereich unterhalb des Schwellwertes, die Widerstände beeinflussen deren Dämpfung.



$$R \cong \frac{R_d}{1 + \tau_n g_0 S_0}$$

$$R_{s1} \cong \frac{\varepsilon R_d}{g_0 \tau_n}$$

$$R_{s2} \cong \frac{I_{tA} \beta \Gamma R_d \tau_p}{q V_{act} g_0 \tau_n S_0^2}$$

$$R_d \cong \frac{2 k T}{q I_{tA}}$$

$$C_d \cong \frac{\tau_n}{R_d}$$

$$L_s \cong \frac{R_d \tau_p}{g_0 \tau_n S_0}$$

$$S_0 \cong \frac{\tau_p \Gamma}{q V_{act}} (I_0 - I_{th})$$

$$I_{tA} \cong \frac{q V_{act} \left( \frac{1}{\tau_p \Gamma g_0} + N_{0g} \right)}{\tau_n}$$

$$I_{th} = (I_{tA} + I_{leak})$$

$$I_0 = (I_A + I_{leak})$$

$S_0$  = Photonendichte im eingeschwungenen Zustand im Arbeitspunkt

$I_0$  = Steuerstrom

$I_{th}$  = Schwellenstrom (aus Pop/I<sub>0</sub> - Messung)

$I_{tA}$  = Schwellenstrom der aktiven Zone

$C_{sc}$  = Sperrschichtkapazität (aus  $S_{11}$ -Messung)  $\ll C_d$

$C_d$  = Diffusionskapazität

$R_d$  = differentieller Widerstand der Diode im Arbeitspunkt

$L_s$  = steht für die Speicherung der Photonen in der aktiven Zone

$k$  = Boltzmann Konstante

$T$  = Temperatur

$R_1$  }  
 $R_{s1}$  } = modellieren die Dämpfung der  
 $R_{s2}$  } Relaxationsschwingung ( $fR = f(C,L)$ )

Abb. 4 Kleinsignalersatzschaltung und Bezug zu den physikalischen Parametern

Die Übertragungsfunktion des Lasers wurde mit einem Netzwerkanalysator bei verschiedenen Vorströmen gemessen. Unter diesen Arbeitspunkten wurde wiederum mit dem HF-Simulator SUPERCOMPACT über alle drei Teil-Ersatzschaltungen (Gehäuse-, Chip-, Kleinsignal-) zur Bestimmung der restlichen Elementgrößen Optimierungsläufe gestartet, bis die AC- "über alles"-Simulationskurven mit den gemessenen weitgehend übereinstimmten (Abb. 5).

Die ermittelten Größen des Ersatzschaltbildes betragen:  $R_{s1} \cong 8 \text{ m}\Omega$ ;  $R_{s2} \cong 0,4 \text{ m}\Omega$ ;  $L_s \cong 1 \text{ pH}$  und  $C_d \cong 2,6 \text{ nF}$  und ergeben über die Bezugsformeln aus Abb. 4 die physikalischen Parameter:

$$I_{leak} \cong 1 \mu\text{A} \ll I_{th}$$

$$V_{act} \cong 1,82 \cdot 10^{-16} \text{ m}^3$$

$$\beta \cong 5,625 \cdot 10^{-4}$$

$$\Gamma \cong 0,281$$

$$\varepsilon \cong 1,002 \cdot 10^{-22} \text{ m}^3$$

$$g_0 \cong 4,093 \cdot 10^{-12} \frac{\text{m}^3}{\text{s}}$$

$$N_{0g} \cong 8,721 \cdot 10^{23} \frac{1}{\text{m}^3}$$

$$\tau_p \cong 1,09 \cdot 10^{-12} \text{ s}$$

$$\tau_n \cong 3,402 \cdot 10^{-12}$$

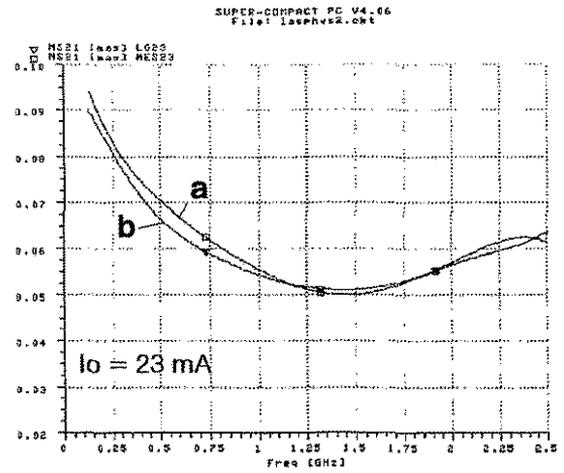
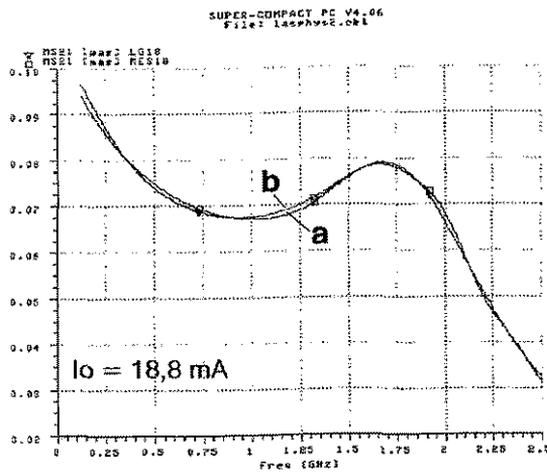


Abb. 5 Übertragungsverhalten des Lasers in verschiedenen Arbeitspunkten  
a) gemessen b) simuliertes Kleinsignalersatzschaltbild mit parasitären Größen

Die aus den Näherungsgleichungen errechneten und untereinander um viele Größenordnungen differierenden physikalischen Parameter werden durch eine geeignete Normierung:

$$S' = S g_0 \tau_n \text{ (normierte Photonendichte);}$$

$$N' = \frac{N}{N_{Og}} \text{ (normierte Elektronendichte)}$$

auf neue Modellparametern  $k_1, k_2, k_3, k_5, k_i, k_r, \tau$  mit akzeptablen Potenzwerten umgerechnet, um numerische Probleme mit SPICE zu vermeiden.

$$k_1 = \frac{1}{3} \cdot 10^7 \Gamma N_{Og} g_0 \quad (3,0737 \cdot 10^3)$$

$$k_r = \frac{1}{3} \cdot 10^7 \frac{1}{\tau_n} \quad (0,98)$$

$$k_2 = \frac{\epsilon}{g_0 \tau_n} \quad (7,196 \cdot 10^{-3})$$

$$\tau = \frac{1}{3} \cdot 10^7 \frac{\tau_p}{\tau_n^2} \quad (3,0625 \cdot 10^3)$$

$$k_3 = \frac{1}{3} \cdot 10^7 \Gamma \beta N_{Og} g_0 \quad (1,7289)$$

$$k_i = \frac{1}{3} \cdot 10^7 \frac{1}{q V_{act} N_{Og}} \quad (131,025)$$

$$k_{33} = \frac{1}{k_3} \quad (0,5784)$$

$$k_5 = \frac{q V_{act} N_{Og}}{\tau_n} \quad (7,478 \cdot 10^{-3})$$

Durch Einsetzen dieser Parameter in die Bilanzgleichungen ergibt sich ein nichtlineares Differentialgleichungssystem (1) (2), das mittels eines rückgekoppelten elektrischen Netzwerkes in Abb. 6 (Millerintegrator) durch den Simulator Zeitschritt für Zeitschritt numerisch integriert werden kann.

$$\frac{dN'}{dt} = [k_i I_{in} - k_r N' - k_1 (N' - 1)(1 - k_2 S') S'] \cdot 3 \cdot 10^{-8} \quad (1)$$

$$\frac{dS'}{dt} = ([k_1 (N' - 1)(1 - k_2 S') - \tau] S' + k_3 N') \cdot 3 \cdot 10^{-8} \quad (2)$$

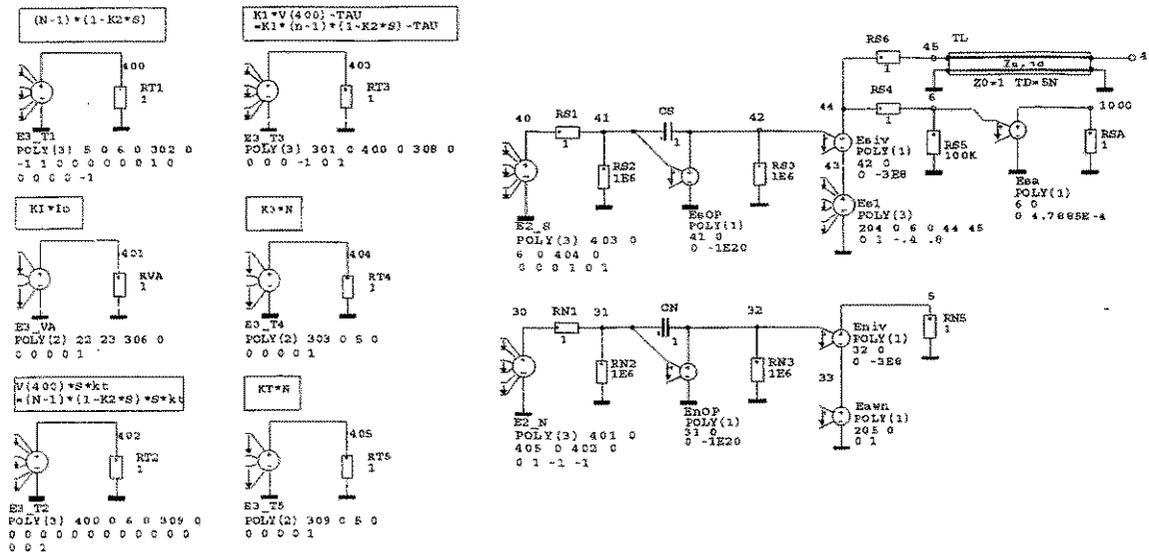


Abb. 6 Integrationsnetzwerk

Zur Beseitigung von Konvergenzproblemen sind die Ausdrücke auf der rechten Seite des Bilanzgleichungssystems in einfachere Terme aufgespalten, für die über folgende Polynomquellen jeweils Zwischenwerte berechnet werden. Diese werden dann durch die gesteuerten Spannungsquellen E2\_S und E2\_N am Eingang des Integrationsnetzwerkes entsprechend Gl. (1) u. (2) zusammengefügt.

Polynomquelle	≙	Term
E3_T1	≙	$(N' - 1)(1 - k_2 S')$
E3_T2	≙	$k_1 * E3\_T1 * S' = k_1 (N' - 1)(1 - k_2 S') S'$
E3_T3	≙	$k * E3\_T1 - \tau = k_1 (N' - 1)(1 - k_2 S') - \tau$
E3_T4	≙	$k_3 N'$
E3_T5	≙	$k_1 N'$
E3_VA	≙	$k_1 I_{in}$

Am Ausgang des Integrationsnetzwerkes erfolgt mittels der Quellen Esiv bzw. Eniv eine Normierung der Spannungswerte durch Multiplikation mit einer Konstanten. Die Werte der Zustandsgrößen S' und N' liegen dadurch in einem für das Integrationsnetzwerk numerisch unkritischen Bereich. In Serie zu den Polyquellen Esiv und Eniv befindet sich jeweils eine weitere gesteuerte Spannungsquelle (Es1 bzw. Eawn). Sie stellen dem Integrationsnetzwerk die vom *Steady State-Netzwerk* berechneten Anfangswerte von normierter Elektronen- (sez) und Photonendichte (nez) zur Verfügung.

Die Polynomquelle Es1 enthält zusätzlich den Term:

$$S_E = k_4 [0,5 \cdot V_{opt} - Z_0 \cdot I(R_{se})]$$

mit  $V_{opt} \hat{=} S'$ ;  $k_4 =$  Konstante und  $Z_0 =$  Leitungsimpedanz.

Er berücksichtigt die Beeinflussung der Photonendichte durch optische Reflexionen in den Resonatorraum des Lasers (externe Photoneninjektion), die von der Glasfaser mit dem optischen Stecker als Stoßstelle hervorgerufen werden. Die Funktion wird durch die fehlangepaßte verlustlose Leitung TL nachgebildet.

Die von der Laserdiode in die Glasfaser emittierte Lichtleistung in W wird als äquivalente Knotenspannung am Pin 1000 über einen Anpassungsfaktor (Poly-Quelle Esa) aus der Lösung der Bilanzgleichungen für die normierte Photonendichte berechnet.

Zur Integration der Bilanzgleichungen müssen zum Zeitpunkt  $t=0$  und bei Injektionsströmen  $I_m(t=0) = I_0 > 0$  korrekte Startwerte vorgegeben werden. Diese Anfangswerte (Arbeitspunkt) entsprechen dem Lösungsvektor des Differentialgleichungssystems für den eingeschwungenen Zustand (steady state-Lösung).

$sez = S'(t=0)$  normierte Photonendichte im eingeschwungenen Zustand

$nez = N'(t=0)$  normierte Elektronendichte im eingeschwungenen Zustand

Das Differentialgleichungssystem geht damit in ein nichtlineares algebraisches Gleichungssystem über, welches durch das im oberen Teil der Abb. 7 dargestellte rückgekoppelte Netzwerk gelöst wird.

$$nez = -k_{33} [k_1 (nez - 1)(1 - k_2 sez) - \tau] sez$$

$$sez = sez + k_i I_0 - k_i nez - k_i (nez - 1)(1 - k_2 sez) sez$$

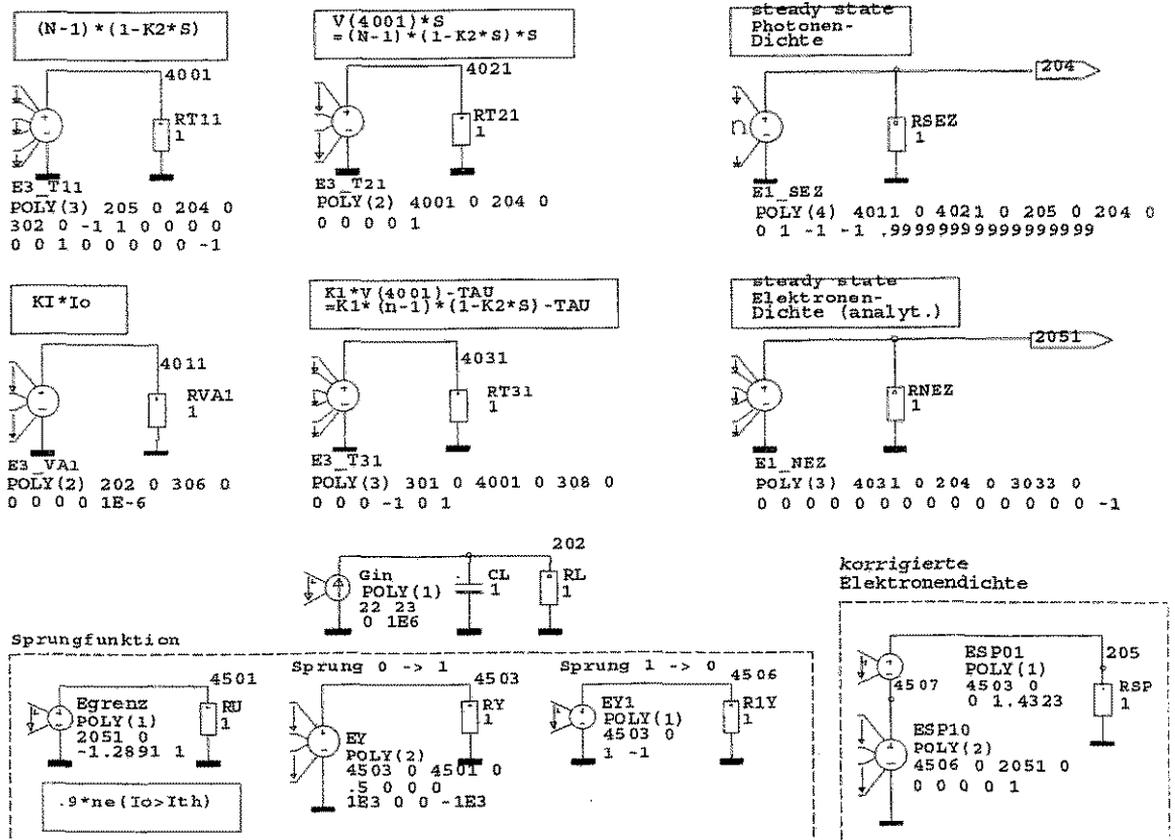


Abb. 7 Steady-State-Netzwerk

Die Produkte der rechten Gleichungsseite sind auch hier zur Vermeidung von Konvergenzproblemen in einfachere Terme aufgespalten, die dann durch die Polynomquellen  $E1\_NEZ$  und  $E1\_SEZ$  zusammengefügt werden.

Die Bestimmung des Injektionsstromes für den Zeitpunkt  $t=0$  erfolgt mittels der spannungsgesteuerten Stromquelle  $G_{in}$  in Verbindung mit einem RC-Glied als Tiefpaß. Die Steuerspannung liefert der in Serie mit der Laserdiode liegende  $R_{in}$  (Abb. 9).  $G_{in}$  erzeugt über  $R_L$  eine stromwert-äquivalente Spannung, die das steady state-Netzwerk treibt.

Bei Injektionsströmen oberhalb des Laserschwelstromes  $I_{TH}$  ermittelt das steady state-Netzwerk zwar mathematisch korrekte Lösungen des quadratischen Gleichungssystems, sie entsprechen jedoch nicht dem physikalischen Verhalten der Laserdiode.

Die nachfolgend beschriebene Zusatzschaltung (Abb. 7 unten) nutzt die Eigenschaft der oberhalb des Schwellenstromes nahezu konstanten, und damit vom Injektionsstrom unabhängigen steady-state-Elektronendichte  $nez' = nez|_{(I_0 > I_{TH})} \cong \text{const.}$ , um auch für diesen Arbeitsbereich korrekte Anfangswerte zu berechnen.

In SPICE2G6 sind keine Schalter-Elemente vorhanden. Eine analytische Schalterfunktion wird durch eine Polynom-Begrenzerfunktion

$$V(4503) \hat{=} SP = 0,5 + k U_{ST} SP - k U_{ST} SP^2 \quad (3)$$

mit der Quelle EY gebildet, welche durch Setzen des Parameters  $k$  auf einen hohen Wert ( $k=1000$ ) nahezu den Verlauf einer Sprungfunktion hat. Die auslösende Steuerspannung  $U_{st}$  liefert EGRENZ am Knoten 4501 derart, daß der Sprung bei  $I_0 = 0,9 I_{TH}$  vollzogen wird.

$$V(4501) \hat{=} U_{ST} = nez(I_0) - 0,9 \cdot nez|_{(I_0 > I_{TH})} \quad (4)$$

In den zwei Bereichen errechnet sich die korrigierte Elektronendichte aus der Summe folgender Produkte und erscheint durch die Serienschaltung der Quellen ESP01 und ESP10 als Spannung am Knoten 205.

1. konstanter  $nez$ -Wert (gültig bei  $I_0 > I_{TH}$ ) \* Sprungfunktion (gebildet durch ESP01)
2. vom Netzwerk berechneter  $nez$ -Wert (gültig bei  $I_0 < I_{TH}$ ) \* inverse Sprungfunktion (ESP10).

Bestimmt durch die Wechselwirkung von Photonen und Elektronen, teilt sich der Injektionsstrom  $I_m$  in einen Beitrag für die spontane, und in einen für die stimulierte Rekombination, repräsentiert durch die spannungsgesteuerte Stromquelle  $G_{stim}$  mit

$$I(G_{stim}) = k_5(N' - 1)(1 - k_2 S')S' \quad (5)$$

$G_{stim}$  liegt parallel zur SPICE-Diode DL (Abb. 10 oben). Sie liegt in Serie mit den eingangs erwähnten parasitären Ersatzschaltungen und bildet mit den Parameterwerten von CJO (statische Sperrschichtkapazität), TT (Minoritätsträgerlebensdauer), N (Emissionskoeffizient) und IS (Sättigungssperrstrom) und  $EG = 0.95$  (Bandabstand) den rein elektrischen pn-Übergang der Laserdiode nach.

Um die gemessenen Temperaturabhängigkeiten des Laserverhaltens mit einem universellen Modell erfassen zu können, werden die Modellparameter  $k$  nicht als Konstante, sondern als Variable in Form von nichtlinearen temperaturgesteuerten Quellen dargestellt.

Deren Funktionsverläufe werden aus dem Temperaturverhalten des Schwellenstromes und der Frequenz der Relaxationsschwingung berechnet. Zusätzlich wird die im Steady-State-Netzwerk erwähnte Korrekturschaltung durch temperaturgesteuerte Werte erweitert.

Durch Variation der physikalischen Parameter wurde festgestellt, daß das Temperaturverhalten der Laserdiode hauptsächlich von den Parametern  $N_{0g}$  und  $g_0$  abhängt. So bestimmt  $N_{0g}$  die Verschiebung des Schwellenstromes und  $g_0$  die Temperaturabhängigkeit der Relaxationsfrequenz  $f_R$ , deren Amplitude und Abklingverhalten. Daher sind im Modell nur  $N_{0g}$  und  $g_0$  temperaturgesteuert, alle anderen physikalischen Parameter wurden vereinfachend als konstant angenommen.

$$N_{0g} = f(f_R(\vartheta), I_{TH}(\vartheta)) = \frac{I_{TH} \tau n}{\alpha} - \frac{1}{\tau p \Gamma g_0} \quad g_0 = f(f_R(\vartheta)) = K_{g_0} \cdot f_R^2$$

Die Berechnung von  $N_{0g}$  erfolgt mittels der in Abb. 8 wiedergegebenen Polynomquellen ENog, ENog1 und ENog2, von  $g_0$  durch die Quelle EG0.

Die Funktionsverläufe  $I_{TH} = f(\vartheta)$  und  $f_R = f(\vartheta)$  wurden aus den Meßkurven bestimmt und durch Polynome approximiert (Abb. 9), repräsentiert durch die Polynomquellen Eith und Efr.

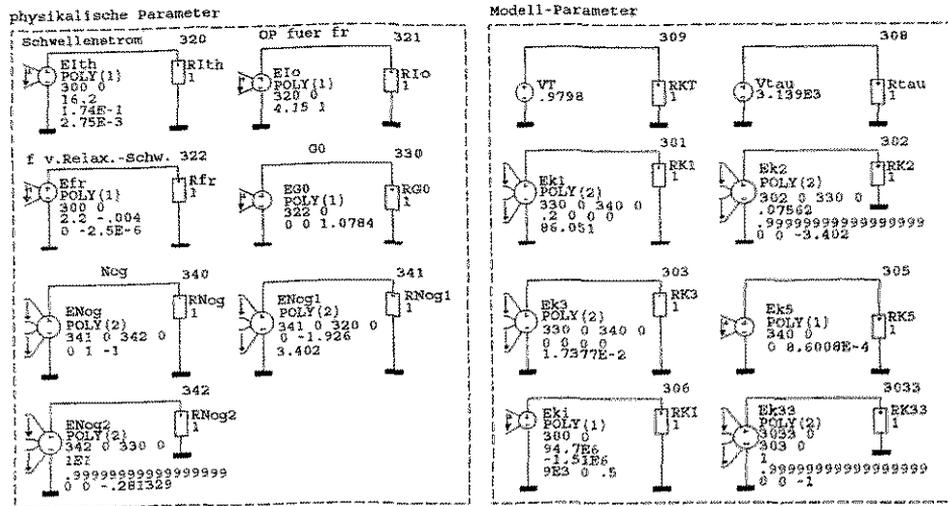


Abb. 8 Netzwerk zur Berechnung der Modellparameter

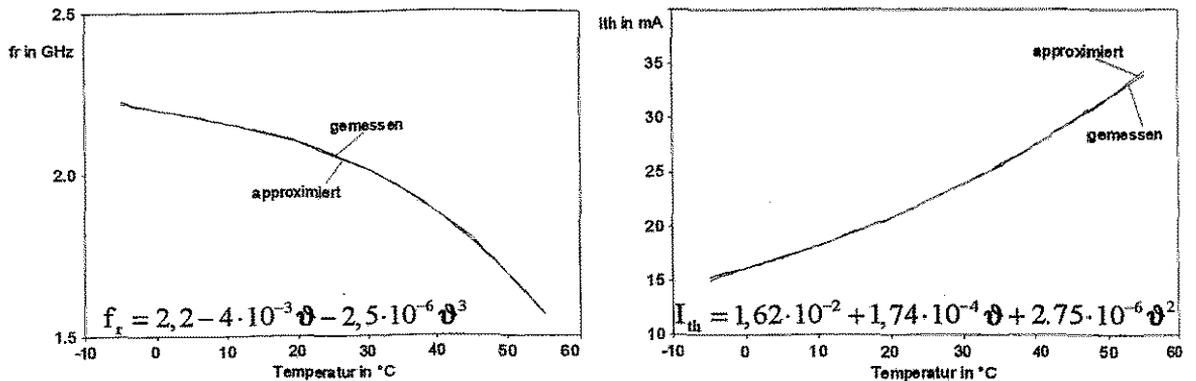


Abb. 9 Korrekturpolynome für die physikalischen Parameter

Mit der rechten Teilschaltung im Abb. 8 werden die Modellparameter  $k$  entsprechend den Gleichungen von Seite 4 berechnet, wobei der Temperaturverlauf des Parameters  $k_i$  aus Konvergenzgründen durch ein Polynom approximiert wird (Quelle Eki).

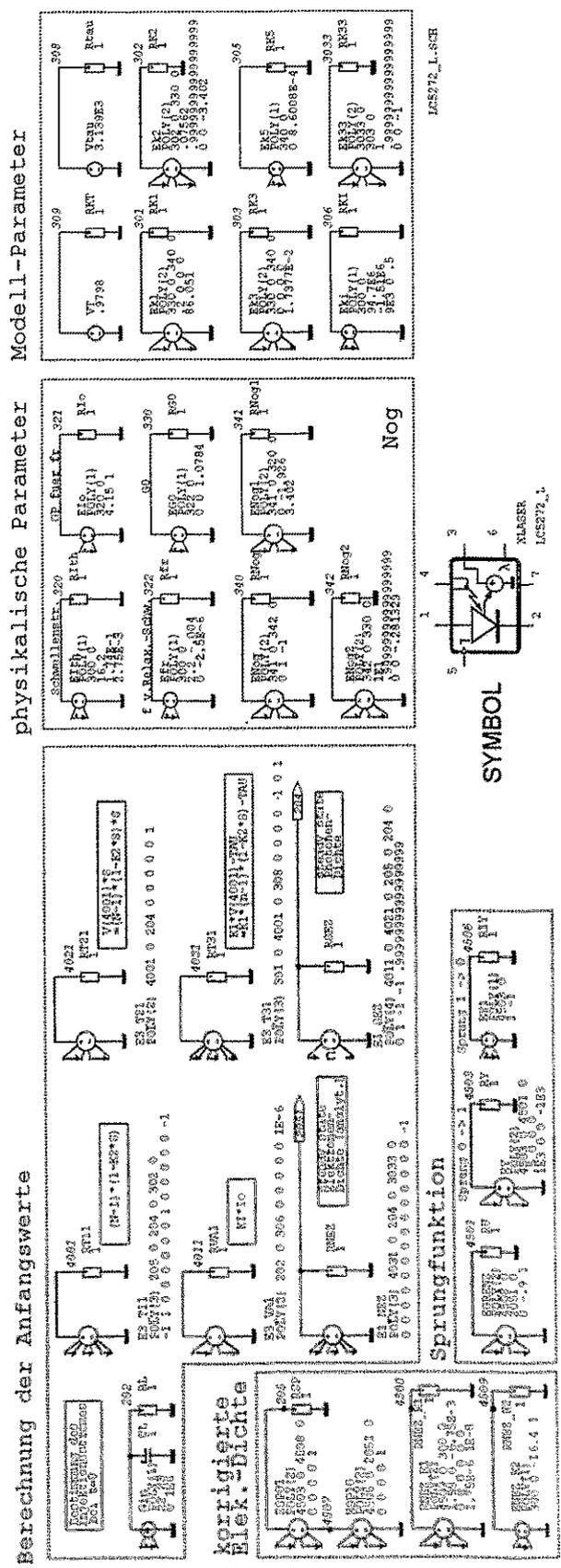
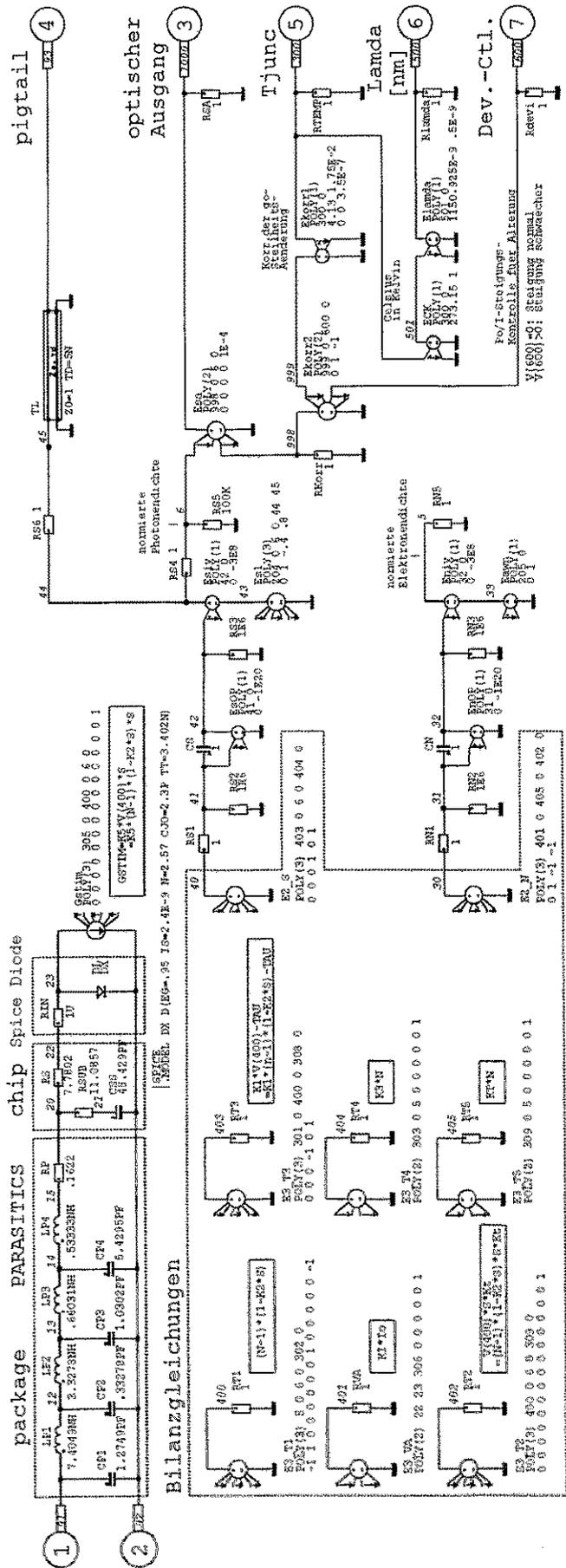
Erweitert wird auch das Steady-State-Netzwerk (siehe Gesamtschaltbild Abb.10, Teil: *Berechnung der Anfangswerte*), da der Schwellenstrom  $I_{TH}$  und die Steady-State-Elektronendichte  $nez$  für  $I_0 > I_{TH}$  temperaturabhängig sind.

Hierzu wird der Temperaturverlauf  $nez' = nez (I_{TH} < I_0) = f(\vartheta)$  durch ein Polynom approximiert (ENEZ\_K1 und ENEZ\_K2), und liegt als Spannung am Knoten 4508. Die temperaturgesteuerte Spannung  $V(4508)$  ersetzt dann die konstanten  $nez$ -Werte in den Polynomquellen ESP01 und Egrenz. Gleichung (4) geht dadurch in  $V(4501) \hat{=} U_{ST} = nez(I_0, \vartheta) - 0,9 \cdot nez'(\vartheta)$  über.

Infolge der Temperaturabhängigkeit von  $g_0$  kommt es im Bereich der stimulierten Emission ( $I_m > I_{TH}$ ) zu einer unerwünschten Steilheitsänderung der  $P_{OPT}/I_m$ - Kennlinie. Dieser Effekt wird kompensiert, indem die zu  $P_{OPT}$  äquivalente Ausgangsspannung der Polyquelle Esa (Abb. 10, Knoten 300) mit einer Korrekturfunktion aus der Quelle Ekorr1 multipliziert wird. Eine Steilheitsänderung ist durch Anlegen einer DC-Spannung an den PIN 7 (Knoten 600) über Ekorr2 möglich, um eine künstliche Alterung der Lasers (Steigung der Kennlinie schwächer) einzustellen. Der Einfluß einer externen Regelschaltung kann dadurch simuliert werden.

Über die Quellen ECK und Elambda steht am Knoten 500 (Pin 6) die temperaturabhängige Wellenlänge des Lasers in nm zur Verfügung.

Alle Temperaturabhängigkeiten werden durch den Pin 5 im Abb. 10 gesteuert (Knoten 300).



LC5272\_L\_SCH

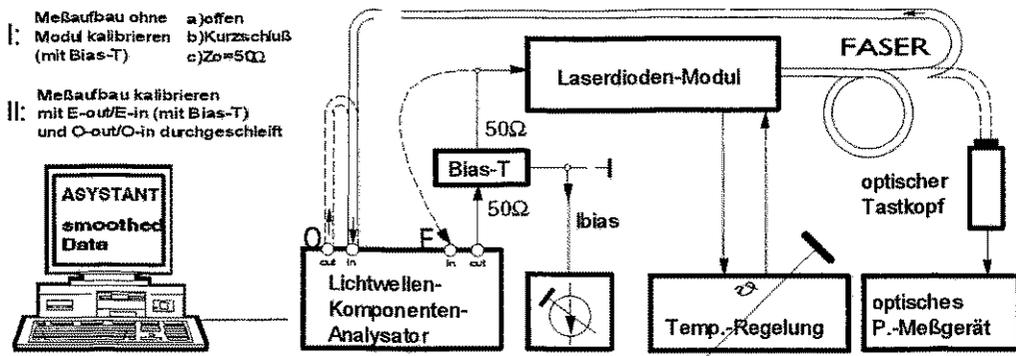
ALASER  
LC5272\_L\_1

SYMBOL

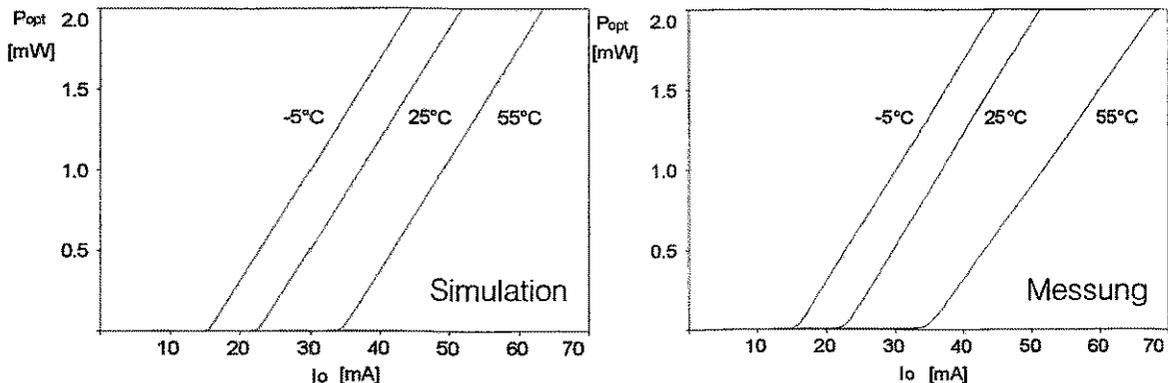
1 2 3 4 5 6

Abb. 10 Komplettes Makromodell des Hitachi-Lasers LC5272, einsetzbar von -5°C bis 55°C

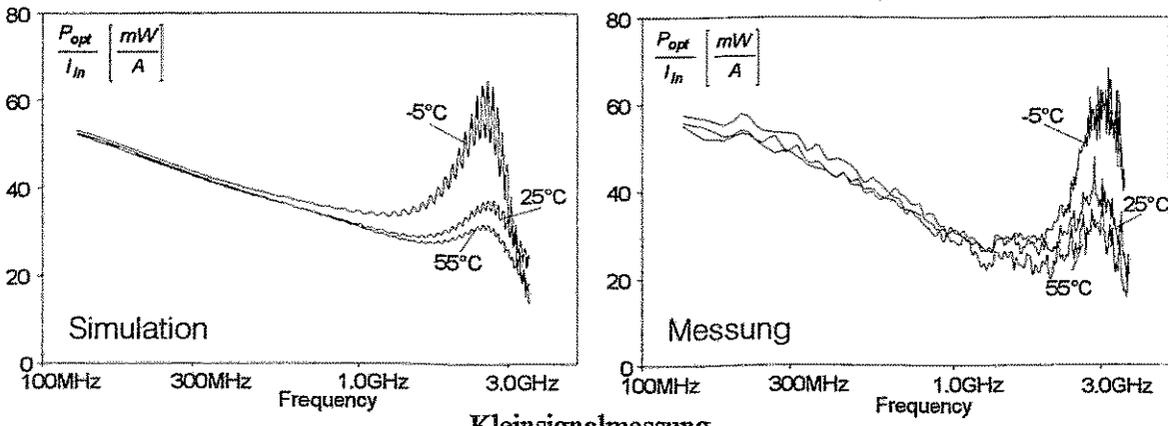
In den Abb. 11 und 12 werden Vergleiche zwischen Meß- und Simulationsergebnissen des Makro-modells nach Abb. 10 wiedergegeben. Sie zeigen gute Übereinstimmungen im DC-, Kleinsignal- und Großsignalverhalten bei unterschiedlichen Temperaturen.



Meßaufbau für die statische P/I-Kennlinie und das Übertragungsverhalten

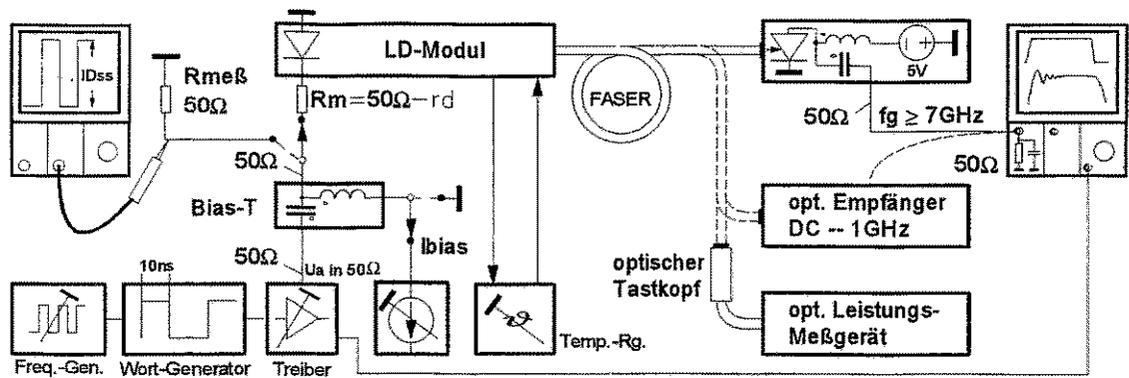


statische P/I - Kennlinie



Kleinsignalmessung

Abb. 11 Vergleich von Messung und Simulation (DC- und AC-Verhalten)



Aufbau zur Messung des Impulsverhaltens

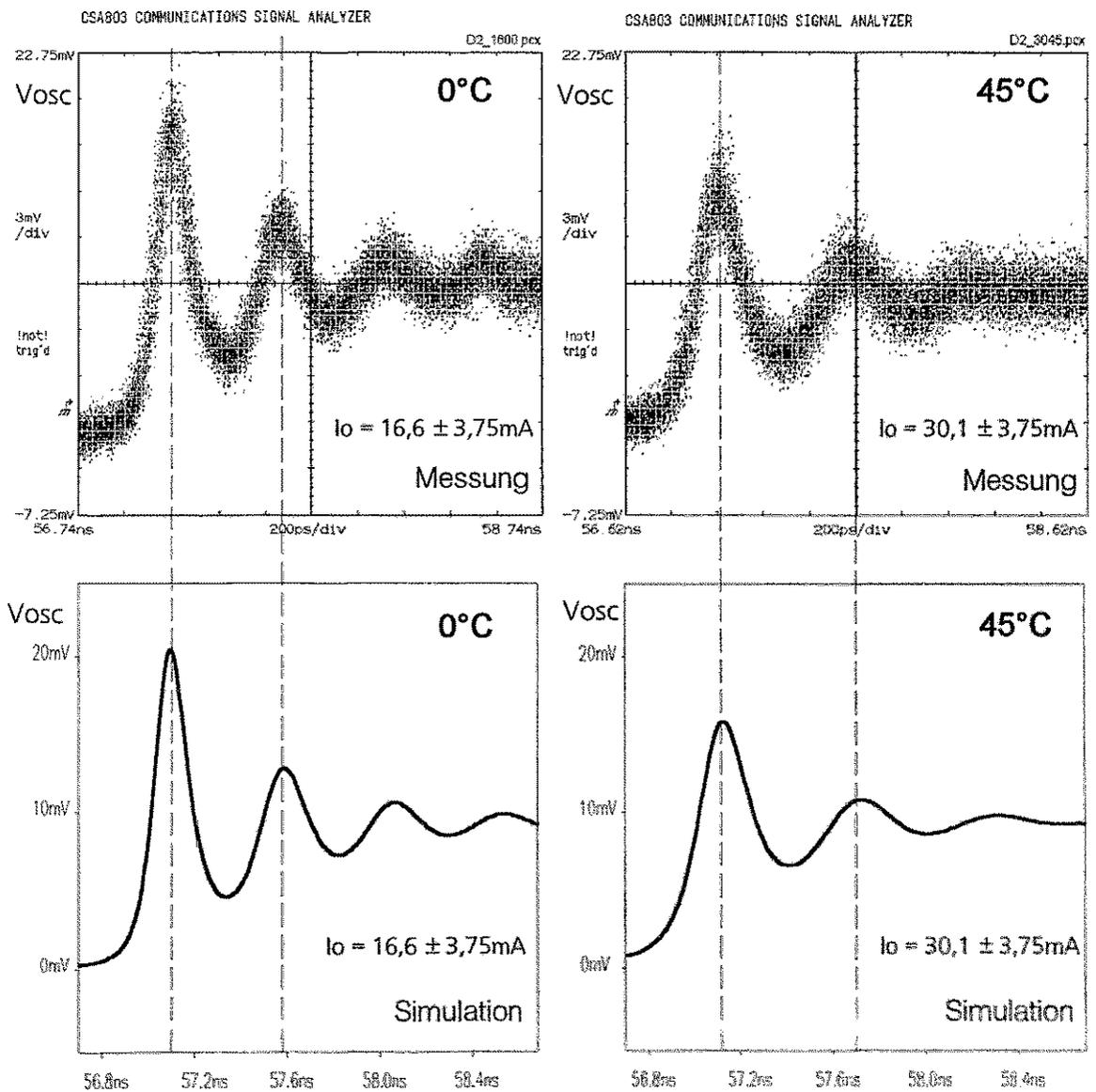


Abb. 12 Vergleich von Messung und Simulation des transienten Verhaltens



# Meßaufbau zur Untersuchung von AD-Umsetzern im dynamischen Betrieb

H.-H. Albrecht

Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB)  
Meßdatenübertragungstechnik  
Fürstenwalder Damm 388  
D-12587 Berlin

## 1. AD-Umsetzer in Meßsystemen

Analog-Digital-Umsetzer sind vielfach Bestandteil von Systemen zur Meßdatenerfassung und -verarbeitung. Für ideale AD-Umsetzer sind die zu erwartenden Meßfehler bekannt. Bei realen AD-Umsetzern ergeben sich hierzu teilweise erhebliche Abweichungen, die von einer Vielzahl von Faktoren abhängen. Setzt man AD-Umsetzer zur Messung zeitlich veränderlicher Größen ein, ist die Kenntnis der dynamischen Eigenschaften des AD-Umsetzers eine notwendige Voraussetzung für Fehlerabschätzungen. Deshalb wird in der PTB eine Meßeinrichtung zur Bestimmung der Eigenschaften von hochauflösenden AD-Umsetzern im dynamischen Betrieb aufgebaut. Mit ihr sollen Messungen an AD-Umsetzerschaltkreisen im speziellen Meßaufbau und als Bestandteil von Geräten durchgeführt werden. Dabei interessieren sowohl Parameter, die die Nichtlinearität der Umsetzerkennlinie direkt beschreiben (integrale/differentielle Nichtlinearität) als auch Parameter, die die Auswirkung der nichtlinearen Umsetzerkennlinie auf die Abbildung des Meßsignals beschreiben. (z.B. THD, total harmonic distortion).

## 2. Meßprinzip und Meßaufbau

Es wird folgendes Meßprinzip angewendet. Ein zeitlich veränderliches und in seinen Eigenschaften bekanntes Referenzsignal wird vom AD-Umsetzer quantisiert. Die interessierenden Parameter werden aus der Veränderung des Referenzsignals durch den AD-Umsetzer bestimmt. Sie sind abhängig vom zeitlichen Verlauf  $y=f(t)$  des Referenzsignals. Das Referenzsignal müßte also mit dem zu messenden Signal identisch sein. Die Darstellung beliebiger Referenzsignale ist aber zur Zeit mit der erforderlichen Genauigkeit nicht möglich. Deshalb werden Sinussignale benutzt. Für beliebige Signalformen muß dann eine Fehlerabschätzung erfolgen.

Im **Bild 1** ist der Aufbau des Meßplatzes dargestellt. Der AD-Umsetzer wird von zwei Generatoren angesteuert, die über eine gemeinsame Zeitbasis gekoppelt sind. Dadurch sind kohärente Messungen möglich. Als Sinusgenerator wird für Messungen an hochauflösenden AD-Umsetzern ein für den Audiofrequenzbereich optimierter Synthesizergenerator eingesetzt. Nachfolgende Filter verbessern die spektrale Reinheit des Sinussignals. Der Taktgenerator arbeitet mit einem programmierbaren Teiler. Der Meßdatenspeicher ermöglicht die on-line Datenaufnahme mit einer Datenrate von maximal 20 MWords/s und hat eine Speicherkapazität von 12 Mbyte. Er wird von einem PC gesteuert, der auch die Meßdatenauswertung übernimmt. Der AD-Umsetzer ist galvanisch durch Lichtleitkabel vom Meßdatenspeicher

getrennt. Dadurch können Meßdatenspeicher und Auswerterechner einige Meter vom Meßaufbau entfernt betrieben werden. Störende Beeinflussungen durch hochfrequente Felder (z. B. vom PC) werden reduziert.

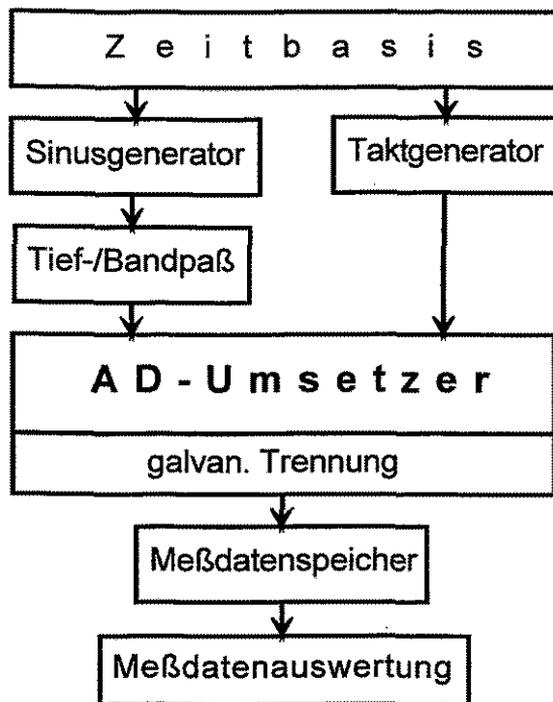


Bild 1 AD-Umsetzer-Meßplatz (Übersicht)

Die mit dem Meßplatz erreichbare Meßgenauigkeit wird vor allem durch die spektrale Reinheit des Sinussignals bestimmt. Harmonische der Grundwelle werden als Nichtlinearität der Umsetzerkennlinie interpretiert, nichtharmonische Spektraltermine gehen z.B. in das Signal-Rauschleistungsverhältnis ein. Der Sinusgenerator bestimmt entscheidend die Qualität des Sinussignals, da Spektraltermine nahe dem Träger (z. B. durch Phasenrauschen verursacht) praktisch nicht mehr ausgefiltert werden können.

Beim Einsatz handelsüblicher Generatoren muß ein geeigneter Typ ausgewählt werden. Er sollte folgende Anforderungen erfüllen:

- geringe Leistung aller harmonischen und nichtharmonischen Spektralanteile des Signals
- geringes Phasenrauschen
- auf externe Referenzfrequenz synchronisierbar (für kohärente Messungen)
- hohe Stabilität von Amplitude und Phase während der Messung
- Ausgangssignalpegel > 10 V

Wenn kein Phasenrauschmeßplatz zur Verfügung steht, kann durch Auswertung der Signaländerung des im Nulldurchgang kohärent abgetasteten Generatorsignals eine Aussage über die Phasenstabilität gewonnen werden. Bild 2 zeigt das Ergebnis der Untersuchung von zwei Generatoren. Generator A ist ein Audiosignalgenerator und Generator B ein Hochfrequenzgenerator, der bei einer Frequenz von 10 kHz nicht eingesetzt werden sollte.

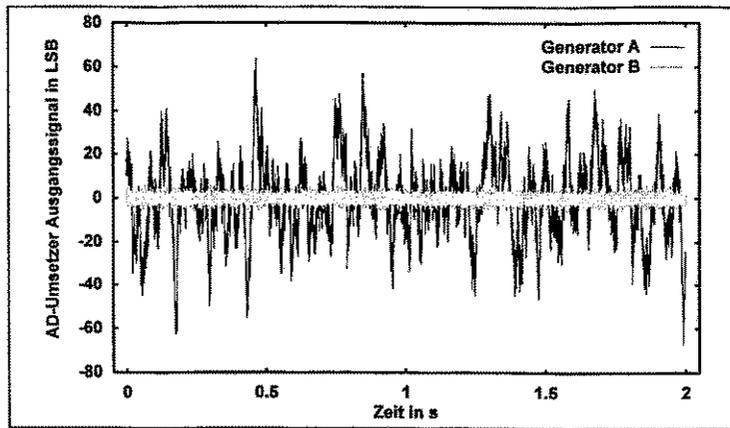


Bild 2 Mit einem AD-Umsetzer kohärent im Nulldurchgang abgetastetes Signal zweier Sinusgeneratoren (Sinusamplitude = 32767 LSB, least significant bit;  $f_{\text{Sinus}} = f_{\text{Sample}} = 10,0 \text{ kHz}$ )

Die Sperrdämpfung konventioneller Filter reicht aus, um die unerwünschten Harmonischen und einen großen Teil der nichtharmonischen Spektraltermine des Generatorsignals auszufiltern. Allerdings führen Nichtlinearitäten der Filterbauelemente (z. B. magnetischer Kernmaterialien oder Operationsverstärker) zur Bildung von Harmonischen im Filter selbst. Mit der Entwicklung eines Kryofilters soll dieser Nachteil beseitigt werden. Durch Ausnutzung der Supraleitung sollen Wirbelstromverluste, Leitungsverluste und Nichtlinearitäten weitgehend vermieden werden.

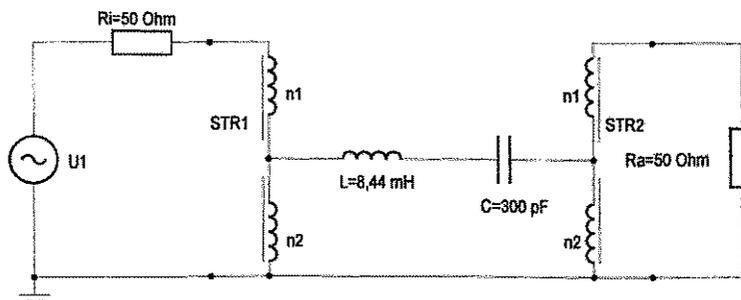


Bild 3 Schaltung des Kryofilters 100 kHz

Im Bild 3 ist die Schaltung des Filters dargestellt. Die Selektion wird durch den Serienresonanzkreis erreicht. STR1 und STR2 dienen der Impedanztransformation. Mit dem Filter soll eine wirksame Güte von etwa 10000 erreicht werden. Parallel zum Kryofilter wird an der Entwicklung konventioneller Filter gearbeitet, da Herstellung und Betrieb von Kryofiltern relativ aufwendig sind und sie deshalb nur für wenige Frequenzen zur Verfügung stehen werden.

### 3. Erste Meßergebnisse

Bisher wurde mit dem Histogrammtest die Nichtlinearität von AD-Umsetzern, die in Baugruppen in der PTB eingesetzt werden, bestimmt. Die Bilder 4 und 5 zeigen die integrale und differentielle Nichtlinearität von AD-Umsetzern, die nach dem Prinzip der sukzessiven

Approximation und mit einer maximalen Abtastfrequenz von 500 kHz arbeiten. Die Messung erfolgte für beide Umsetzer unter gleichen Bedingungen. Die erheblichen Qualitätsunterschiede sind gut erkennbar. AD-Umsetzer B hat eine wesentlich kleinere Nichtlinearität als AD-Umsetzer A. Er wird in einer Baugruppe zur Meßdatenerfassung eingesetzt.

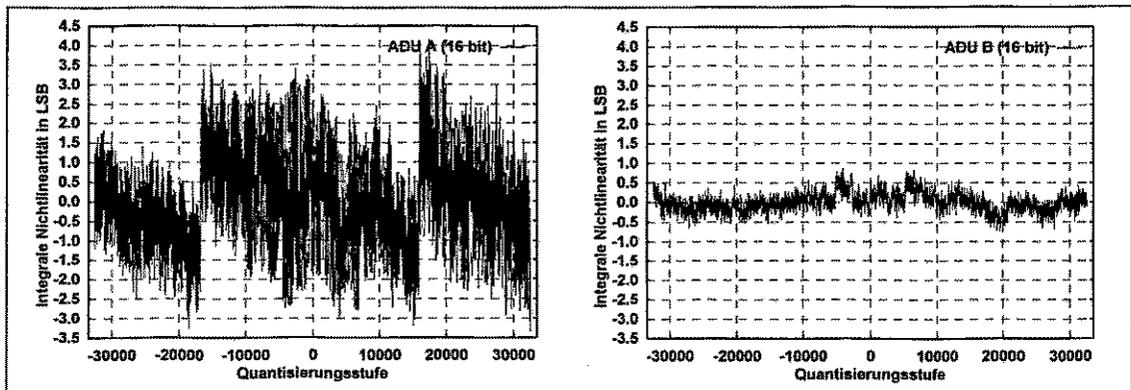


Bild 4 Integrale Nichtlinearität AD-Umsetzer A und B  
 $(f_{\text{Sinus}} = 5,102480 \text{ kHz}, f_{\text{Sample}} = 400,0 \text{ kHz})$

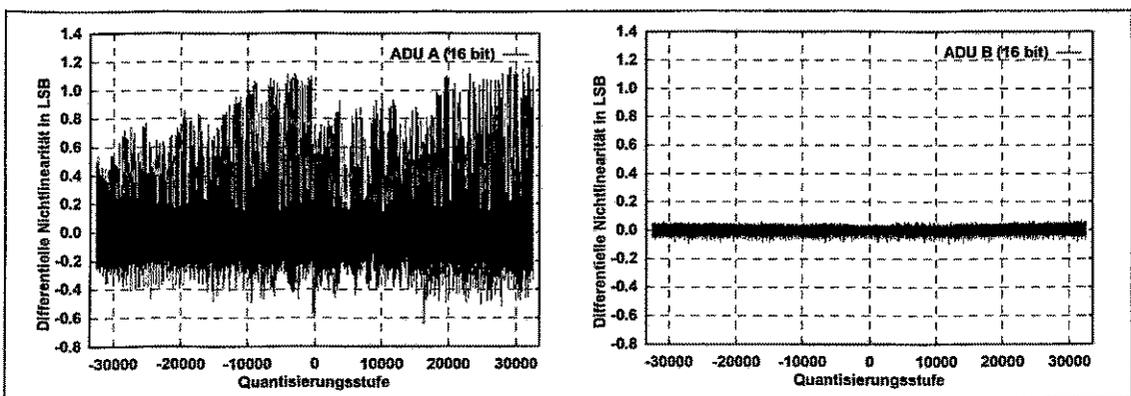


Bild 5 Differentielle Nichtlinearität AD-Umsetzer A und B  
 $(f_{\text{Sinus}} = 5,102480 \text{ kHz}, f_{\text{Sample}} = 400,0 \text{ kHz})$

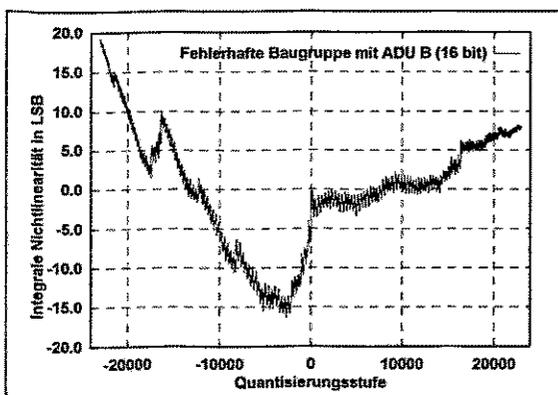


Bild 6 Nichtlinearität durch Fehler im Schaltungs- und Layoutdesign einer Baugruppe mit ADU B

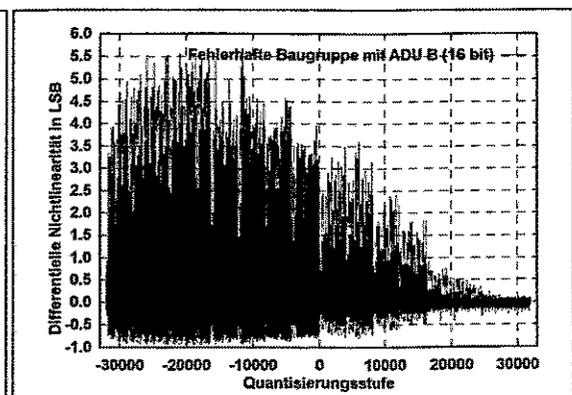
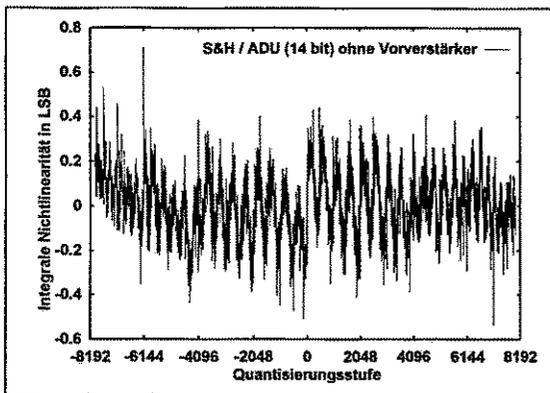


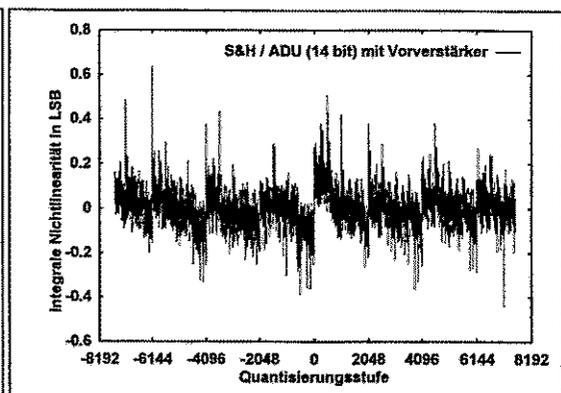
Bild 7 Nichtlinearität durch Fehler im Layoutdesign einer Baugruppe mit ADU B

Nicht nur der AD-Umsetzer selbst, sondern auch das Schaltungs- und Layoutdesign haben wesentliche Einflüsse auf die Nichtlinearität. **Bild 6** zeigt die integrale Nichtlinearität einer fehlerhaften Baugruppe mit AD-Umsetzer B (zum Vergleich siehe Bild 4). Ursachen sind eine ungünstige Masseführung im Digitalteil und der Einsatz von Optokopplern, die unter Worst-Case-Bedingungen keine sichere Datenübertragung gewährleisten. Derartige Fehler sind schwer zu lokalisieren, da eine geringfügige Belastung, wie sie bei Anschaltung eines Logikanalysators entsteht, die Funktion und damit die Nichtlinearität der Baugruppe verändern kann.

Im **Bild 7** ist die differentielle Nichtlinearität einer Baugruppe mit AD-Umsetzer B dargestellt (zum Vergleich siehe Bild 5). Ursache der Nichtlinearität ist ein ungünstiges Layout von Analog- und Digitalmasse, sowie die kapazitive Kopplung zwischen analogen und digitalen Signalen der Baugruppe.

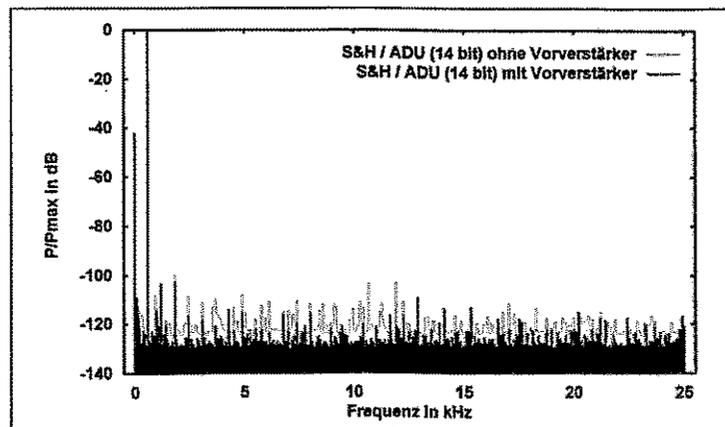


*Bild 8 Integrale Nichtlinearität  
(Sample&Hold ohne Verstärker)*



*Bild 9 Integrale Nichtlinearität  
(Sample&Hold mit Verstärker)*

**Bild 8** zeigt die integrale Nichtlinearität einer Baugruppe, deren Sample&Hold-Schaltkreis direkt von einem Sinusgenerator (Impedanz = 50  $\Omega$ ) angesteuert wird. Zur Vermeidung von Rückwirkungen des Sample&Hold (kurzzeitige Änderung der Eingangsimpedanz beim Umschalten zwischen *Hold*- und *Samplebetrieb*) auf den Generator wurde vor den Sample&Hold ein Verstärker ( $V=1$ ) geschaltet. Dadurch ergab sich eine deutliche Verringerung der integralen Nichtlinearität (**Bild 9**).



*Bild 10 Normiertes Leistungsdichtespektrum (FFT mit  $2^{20}$  Punkten;  $f_{\text{Sinus}} = 612,770 \text{ Hz}$ ,  $f_{\text{Sample}} = 50 \text{ kHz}$ )*

Auch im normierten Leistungsdichtespektrum sind die Unterschiede zwischen beiden Schaltungsvarianten gut zu erkennen (Bild 10).

#### 4. Weitere Arbeiten

Die bisher durchgeführten Messungen bestätigten, daß bei Einsatz von AD-Umsetzern in Meßsystemen der meßtechnische Nachweis der erreichten Parameter im dynamischen Betrieb unerlässlich ist. Schwerpunkt der Arbeit ist die Weiterentwicklung und Untersuchung des Meßplatzes. Dabei wird der Trend zu höheren Auflösungen und Geschwindigkeiten berücksichtigt. Zukünftig sollen neben verschiedenen PTB-Laboratorien auch externe Interessenten die Möglichkeit erhalten ihre Meßaufbauten untersuchen zu lassen.

#### Literatur

- [1] Doernberg, J., Lee, H.-S., Hodges, D. A., "Full-Speed Testing of A/D Converters", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. SC-19, No. 6, December 1984, pp. 820-827
- [2] Pretzl, G., "Dynamischer Histogrammtest von Analog-Digital-Umsetzern mit sinusförmigen Prüfsignalen", Nachrichtentech. Elektron., Berlin 40 (1990) 4, S. 139-142
- [3] Blair, J., "Histogramm Measurement of ADC Nonlinearities Using Sine Waves", IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol. 43, No. 3, June 1994, pp. 373-383
- [4] Albrecht, H.-H., Hess, J., "Schneller Meßdatenspeicher HSM", PTB Bericht PTB-IT2, Juli 1994, ISBN 3-89429-530-9

# 4-Kanal Vorverstärker / Hauptverstärker / Diskriminator

H.-J. Urban

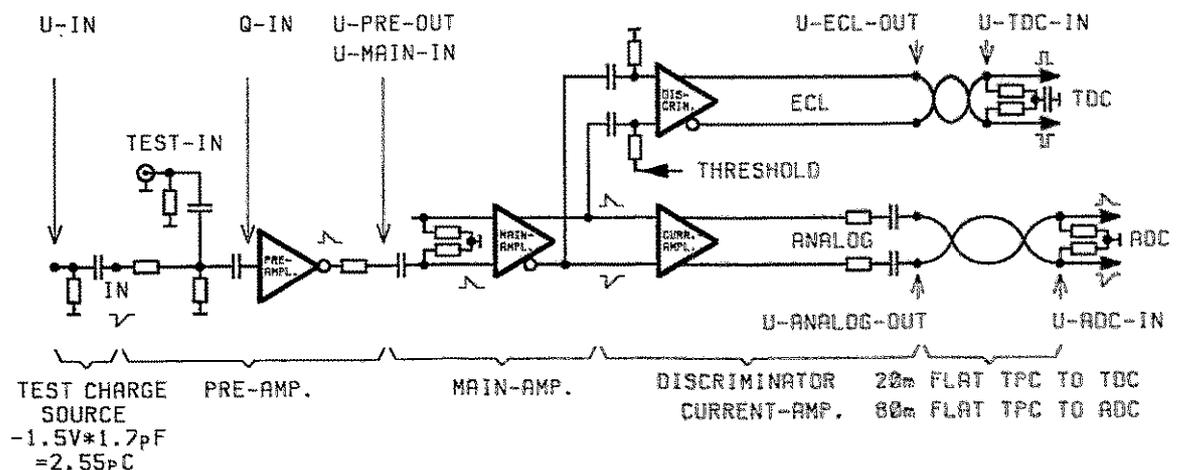
Fakultät für Physik der Universität Freiburg  
Hermann-Herder-Str. 3  
D-79104 Freiburg  
Tel.: 0761 / 203-5780  
Fax.: 0761 / 203-5873  
e-mail.: jurban@uni-freiburg.de

## Zusammenfassung

Es wird kurz eine Verstärker-Diskriminator-Karte mit vier elektronisch identischen Kanälen in SMD-Technik beschrieben, von der 250 Stück für insgesamt 1000 Driftkammer-Kanäle gefertigt wurden. Die Karte mit ihren ladungsempfindlichen Vorverstärkereingängen ist direkt auf der Driftkammer installiert und verarbeitet sowohl deren Zeit- als auch deren Analoginformation. Die Ausgänge der Karte sind über *twisted pair cables* mit nachfolgenden TDCs bzw ADCs verbunden. Dieses Verstärker-Diskriminator-System ist Teil der *front-end electronic* von zwei Physikexperimenten. Das erste - PS185/2 - wird am LEAR am CERN in Genf / Schweiz, das zweite - PSI/R/87-12 - am Paul-Scherrer-Institut in Villigen / Schweiz durchgeführt.

## 1. Einleitung

An der Fakultät für Physik der Universität Freiburg wurden bereits vorhandene Driftkammern so modifiziert, daß an jeweils zwei miteinander verbundenen Auslesedrähten sowohl Zeit- als auch Analoginformation in Form von Driftzeit und Ladungsverteilung zur Verfügung stehen. Damit verbunden war die Neuentwicklung eines Verstärker-Diskriminator-Systems, das beide Informationen verarbeiten und für die Nachfolge-Elektronik bereitstellen kann. Der Auslesedraht-Abstand der Kammern im Zentimeterbereich erlaubte eine gedruckte Schaltung in SMD-Technik mit 4cm Breite und 15,5cm Höhe für vier elektrisch identische Kanäle. Abb. 1 zeigt das Prinzip-Blockschaltbild des Zeit- und Analog-Zweiges eines solchen elektrischen Kanals.



**Abb. 1:**  
Blockschaltbild eines elektrischen Kanal

## 2. Kurze Funktionsbeschreibung

### 2.1 Analogzweig

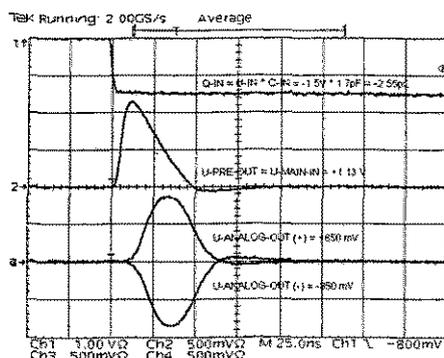


Abb. 2: Analoge Ein-/Ausg.Sign.

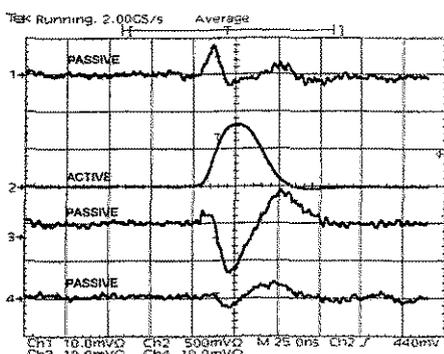


Abb. 3: Übersprechen

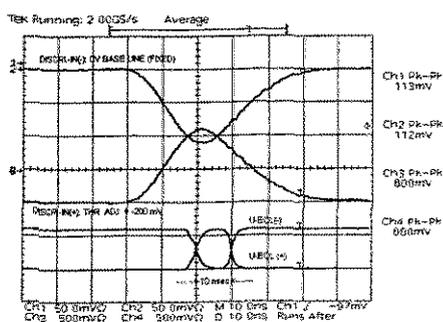


Abb. 4: Diskriminator-Funktion

Die Diskriminatorschwelle ist *local* und *remote* steuerbar.

Das Rauschen am terminierten Ausgang liegt bei  $14\text{mV}_{pp}$ , was einer äquivalenten *root-mean-square* Rauschladung von etwa  $1\text{InC}$  entspricht. Theoretisch müßte die Diskriminatorschwelle bis auf  $-7\text{mV}$  abgesenkt werden, damit der Diskriminator auf komplementär auftretende Rauschpeaks (komplementärer Hauptverstärker-Ausgang!) anspricht. In der Praxis zeigt sich, daß i.a. Schwellen zwischen  $-25$  und  $-75\text{mV}$  eingestellt werden müssen, je nach Wert des Systemrauschens; unter System ist hier die *front-end electronic* einschließlich der Driftkammern zu verstehen.

Mit einer simulierten Eingangsladung  $Q_{in} = U_{in} \cdot C_{in}$  von  $-2,55\text{pC}$  liefert der ladungsempfindliche Vorverstärker (Fujitsu MB43468) für den Hauptverstärkereingang ein Signal von  $+1,13\text{V}$ . Da der Wellenwiderstand für *twisted-pair cables* etwa  $110\Omega$  beträgt, ist der komplementäre Ausgangswiderstand des Hauptverstärkers (VALVO NE592D8 plus *line drivers*) und sein Abschlußwiderstand jeweils  $110\Omega$ . Abb. 2 zeigt die Sprungfunktion  $U_{in}$  für die simulierte Eingangsladung, das Vorverstärker-Ausgangssignal und die komplementären Hauptverstärker-Ausgangssignale von  $\pm 850\text{mV}$ . Diese beiden letztgenannten Signale liegen gerade noch im linearen Bereich und werden durch die *twisted-pair cables* zwischen Verstärkerausgang und ADC-Eingang entsprechend gedämpft.

Das Übersprechen von etwa  $1\%$  ist im wesentlichen durch den Vorverstärker-Chip mit seinen vier elektrischen Kanälen gegeben. Um diesen Wert möglichst wenig zu überschreiten, wurden die vier folgenden Hauptverstärkerkanäle mit jeweils einem Verstärker-Chip aufgebaut. Abb. 3 zeigt den *worst case* mit  $1,1\%$ , der auftritt, wenn der positive Kanal 2 aktiv, die positiven Kanäle 1, 3 und 4 passiv sind.

### 2.2 Zeitzweig

Abb. 4 zeigt die Ein- und Ausgangssignale des 4fach-Diskriminator-Chip (LeCroy, MVL407S). Um ein komplementäres ECL-Ausgangssignal mit der Breite von mindestens  $10\text{nsec}$  (*FWHM*) zu erhalten, müssen die pulsgestalteten Eingangssignale einen Amplitudenüberlapp von  $\geq 25\text{mV}$  haben. Die *base line* des negativen Eingangsimpulses liegt auf  $0\text{V}$ , der *base line* des positiven Eingangsimpulses ist eine Diskriminatorschwelle unterlegt, die zwischen  $0$  und  $-250\text{mV}$  einstellbar ist, d.h. es können Analogimpulse zwischen  $0$  und  $125$  bzw.  $-125\text{mV}$  diskriminiert werden.

# Die Erweiterungen des VME Standards

Dieter Notz

Deutsches Elektronen-Synchrotron, DESY, Hamburg, Germany

EMAIL:F1BNOT@DSYIBM.DESY.DE

## Zusammenfassung

Der bisherige VME Standard mit 3 oder 6 Höheneinheiten und 16 cm tiefen Platinen reicht für die neuen Hochenergieexperimente am CERN nicht mehr aus. Mit den Erweiterungen des Standards möchte man erreichen, daß eine weitgehend einheitliche Linie verfolgt wird und daß die Stückzahlen der Elektronikhersteller nicht unnötig durch Sonderformen zerstückelt werden.

## Einführung

Der VMEbus ist ein sehr erfolgreicher Standard für modulare Computersysteme. Es gibt Karten mit Prozessoren, Speicher, Netzwerkanbindungen, Graphikanwendungen und Ein- und Ausgaben für viele Bedürfnisse.

Die Experimente bei HERA haben bei Erweiterungen des VME verschiedene Kartengrößen und eigene Pinbelegungen in der Backplane definiert, so daß mehrere verschiedene, einander nicht verträgliche Systeme entstanden. Diese Zersplitterung möchte man bei den neuen Experimenten am CERN möglichst vermeiden. Deshalb sucht CERN zusammen mit der VME International Trade Association (VITA) und mit dem Komitee des European Studies on Norms for Electronics (ESONE), in dem die SEI Mitglied ist, nach einem gemeinsamen Standard.

Das CERN VME Steering Committee (VSC), unter der Leitung von Christopher Parkman hat eine Zusammenfassung der Arbeiten unter dem Titel "Recommended Practices for the use of VMEbus in Physics Applications" herausgebracht <sup>1</sup>. Dieses Dokument kann man unter WWW (World Wide Web) beziehen unter der Adresse:  
[http://www.cern.ch/ECP-ESS/VSC/VSC\\_Welcome.html](http://www.cern.ch/ECP-ESS/VSC/VSC_Welcome.html).

## Die VME Erweiterungen

Da die Empfehlungen des VSC leicht über Rechnernetze zu bekommen sind, fassen wir hier die Erweiterungen kurz zusammen:

- Kartengröße: Neben 6U Höhe, 16 cm Tiefe soll auch 9U mit 40 cm tiefen Karten unterstützt werden <sup>2</sup>.
- Es wird einen neuen Stecker P3 geben. Zwischen P1 und P2 soll ein zusätzlicher Stecker J0 oder Jaux plaziert werden. Hier gibt es noch keine gemeinsame Lösung. CERN möchte den bisherigen Stecker Jaux beibehalten und erweitern (Fig. 1).
- Zum Heranführen der Signale sollen an der Rückseite Servicekarten (Cable Transition Module) mit Steckern vorgesehen werden. Im gegenwärtigen Design blockiert noch das CERN Power Supply den Stecker P2 (Fig. 1).

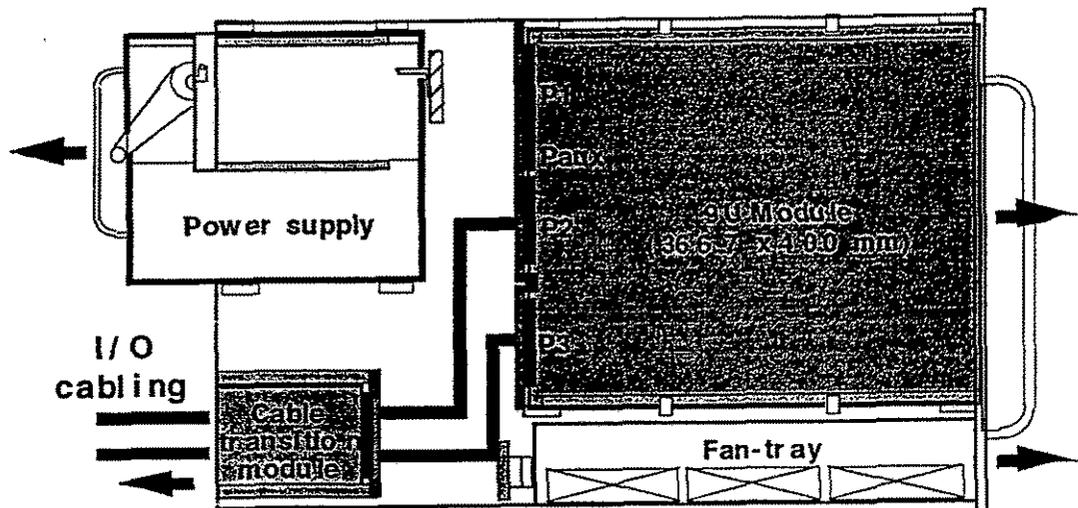


Abbildung 1: Typischer VME Überrahmen für 9 U hohe Platinen und Anschlußkarte für externe Signale. Man möchte die Transitionmodule direkt auf die Backplane stecken. Das Power Supply verdeckt jedoch noch P2.

- Die Stecker brauchen mehr Pins. Evtl. wird statt des bisherigen dreireihigen Steckers ein fünfreihiger DIN-Stecker benutzt, der mit Karten dreireihiger Stecker zusammenpaßt. An den Außenreihen haben die DIN Stecker nur eine Feder.
- Geographische Adressierung soll zusätzlich zur logischen Adressierung zum Initialisieren benutzt werden.
- Zusätzliche Spannungen: Für ECL soll auch  $-5.2\text{ V}$  und  $-2\text{ V}$  angeboten werden. Für analoge Anwendungen wird  $\pm 15\text{ V}$  vorgesehen.
- Für zukünftige Entwicklungen soll auch  $3.3\text{ V}$  vorgesehen werden.
- Es werden zusätzliche Signale für CLOCK, GATE und FAST CLEAR vorgesehen.
- Wegen der Anforderungen an elektromagnetische Verträglichkeit werden die Boards mit Blechen gekapselt. Ein größerer Griff soll das Einsetzen und Entfernen der Einschübe erleichtern<sup>3</sup> (Fig. 2).
- Es soll möglich sein, Platinen auch während des laufenden Betriebs auszuwechseln. Eine Möglichkeit besteht darin, den Griff zum Einsetzen mit einem Mikroschalter zu versehen. Dadurch kann man die Platine stromlos machen (Fig. 2).
- Um große Datenmengen eines Detektors auslesen zu können, wird ein "Chained Block Transfer" vorgesehen. Hier folgen die Erweiterungen im wesentlichen dem VME64 Standard. Nachdem das erste Modul abgearbeitet ist, wird automatisch das nächste Modul gelesen.
- Zum Initialisieren und zur Kontrolle großer VME-Systeme werden einheitliche Control- und Statusregister eingeführt. Dies macht auch die Software leichter.<sup>4 5</sup>

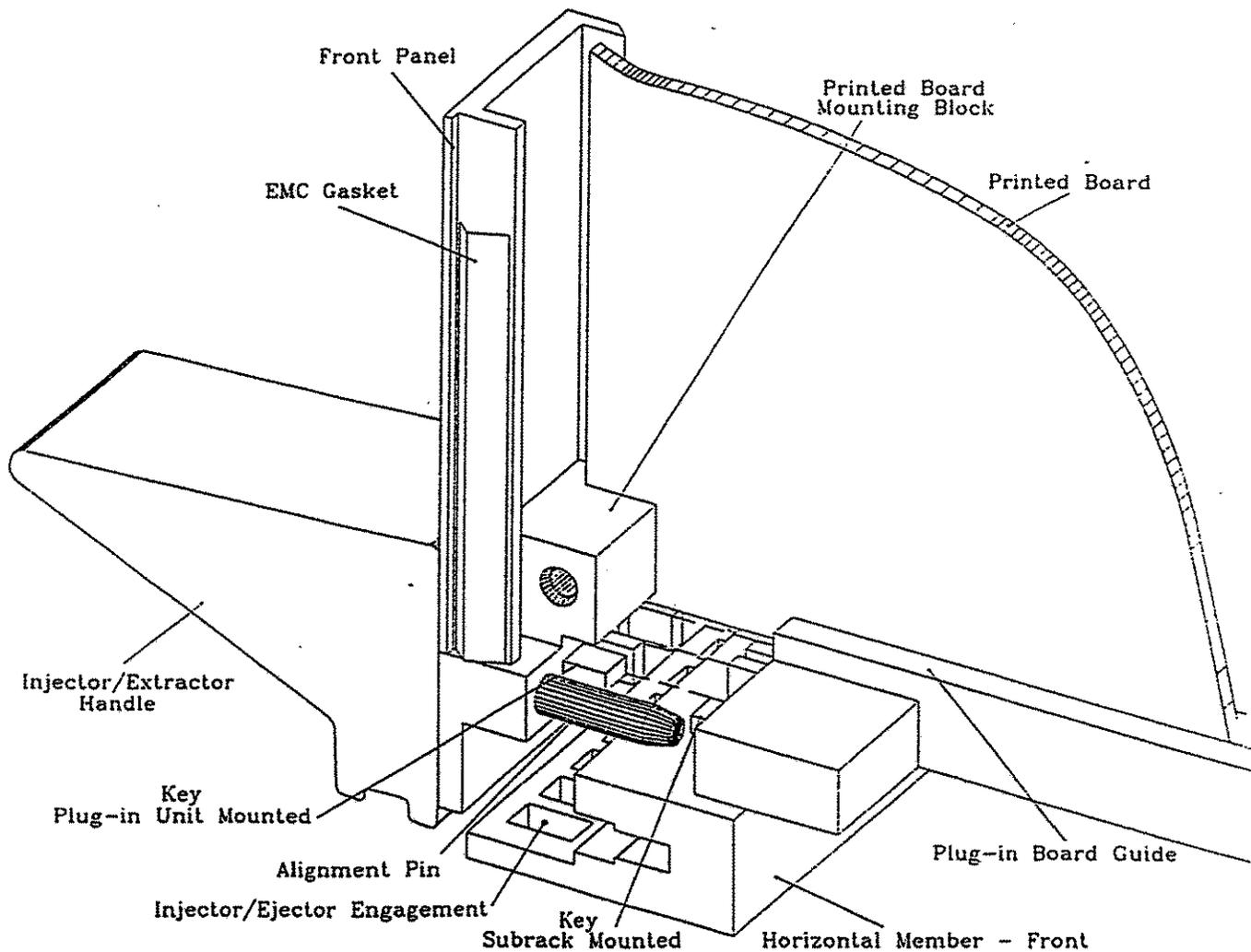


Abbildung 2: Detailzeichnung für einen VME-Einschub. Die Frontseiten sind abgewinkelt und mit Federn (EMC Gasket) mit dem Nachbarn verbunden, um die elektromagnetische Verträglichkeit zu gewährleisten. Ein Codierstecker verhindert, daß Platinen in falsche Slots gesteckt werden können.

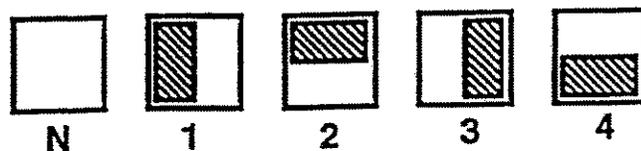


Abbildung 3: Die Codierung erlaubt je vier verschiedene Werte oben und unten am Einschub.

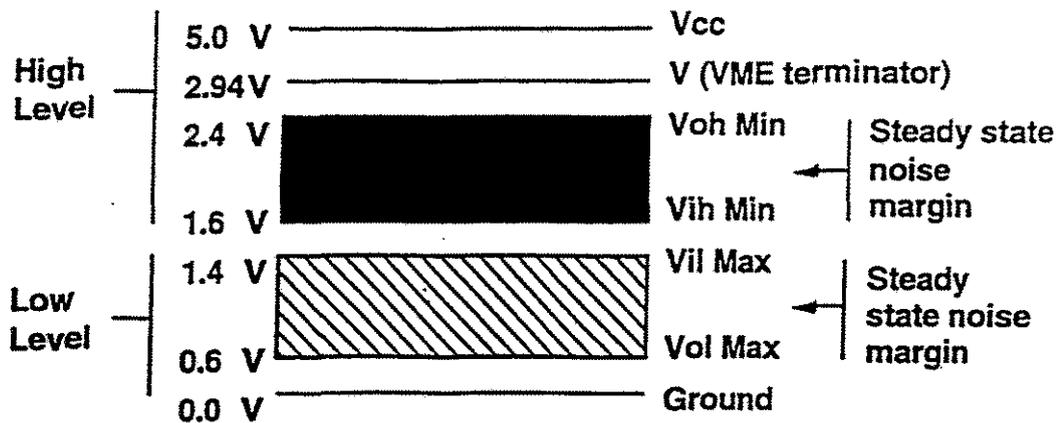


Abbildung 4: Enhanced Tranceiver Logic ETL mit Grenzspannungen bei 1.4 V und 1.6 V

- Elektronikarten werden eine Verschlüsselung tragen, damit Karten nur in die vorgesehenen VME-Slots gesteckt werden können. Man will verhindern, daß eine VSB-Karte in einen Slot mit User-defined Pins mit anderen Spannungen gesteckt werden kann (Fig. 3).
- Für höhere Geschwindigkeiten (20 MHz) wird über Enhanced Tranceiver Logic (ETL) mit Schaltspannungen bei 1.6 V und 1.4 V für high und low (Fig. 4) nachgedacht.

## Danksagung

Ich danke Herrn F. Gabriel und Herrn H. Arnst für die Durckführung des Treffens der Studiengruppe in Karlsruhe und für ihre engagierte Betreuung.

## Referenzen

- [1] Recommended Practices for the use of VMEbus in Physics Applications  
C. Parkman, CERN, 1. 10. 1995
- [2] VME64 9U\*400mm Format Draft Standard  
VITA 23. 6. 1995
- [3] IEEE Standard for additional Mechanical Specifications for Microcomputers using the IEEE 1101.1 Equipment Practice  
Draft 3.0, P 1101.10, 30. 6. 1995
- [4] VME and VSB libraries for the CES FIC8234  
T. Wildish, CES 25. 4. 95
- [5] CERN Specifications for Standard DMA Controller Routines, Version 2.6  
C. R. van der Vlugt, CERN-CN/CE, Januar 1994  
Stored in 'F1BNOT.TEX.PUBLIC(KARLSRUH)'  
<http://www.cern.ch/ESONE/ESONE.html>

# Digitaler, hochauflösender Transientenrecorder mit FPGA

Gerd Nowack  
Lehrstuhl für Datenverarbeitung, Ruhr-Universität, D-44780 Bochum

## Kurzfassung

Durch den Einsatz von High-Tech-IC's wie FPGA (Field programmable Gate Array), EPAC (Electrically Programmable Analog IC), Sampling Two-Pass-Flash-Converter, können hochauflösende Transientenrecorder effizient und aufwandsminimal aufgebaut werden. Die freie Programmierbarkeit erlaubt noch Funktionsänderungen nach der Hardware-Realisierung. In diesem Vortrag werden die Bausteine und Schaltungstechnologien einer Echtzeitdatenerfassung beschrieben, sowie eine konkrete Realisierung vorgestellt.

## 1. Einleitung: Einige Highlights über schnelle komplexe, digitale High-Tech-Produkte

- (1) FPGA's (FPGA = Field Progr. Gate Array) als preiswerte Alternative zu ASIC's (ASIC = Application Specific Integrated Circuit) bei kleinen Stückzahlen
- (2) Unter den Herstellern sind Spezialisten üblich ... und keine Broadliner, wie Texas Instruments, National Semiconductor, Intel haben sich zurückgezogen, Motorola hat mehrere Einstiege versucht, einzig AMD ist erfolgreich; Hauptproblem: die komplexe Hardware kann erst durch profunde Software schnell verfügbar gemacht werden
- (3) Typisch sind >10.000 Gatter in <1 µm CMOS-Strukturen
- (4) Die Komplexität stellt sich weniger in der Anzahl der Gatter dar, als vielmehr in der Anzahl der Makrozellen (typ. um 100) oder Logikzellen (z.B. XILINX 3190 A: 320 Configurable Logic Blocks: CLB) und deren Leistungsfähigkeit
- (5) Wachstumszahlen: > 40 % in 96 (Markt und Technik: 51/52 1995), die Großen: XILINX, ALTERA, LATTICE machten 1995 zusammen etwa 1 Mrd. Dollar Umsatz mit Logikbausteinen
- (6) Unterscheide fest-programmierbare IC's wie EPROM's und frei-programmierbare IC's wie FPGA's auf SRAM-Basis
- (7) Ein wesentlicher Unterschied zwischen CLPD und FPGA's liegt in der Verbindungsstruktur, die einmal fest und einmal frei programmierbar ist (z.B. XILINX 3190 A: 40 Horizontal Longlines, die frei durch Programmable Interconnect Points: PIP verwendet werden können: Vorteil: freie Pin-Definitionen, Nachteil: Kumulierende Laufzeiten durch Matrix-Verdrahtung
- (8) Alle parallelen Logikstrukturen haben Timingprobleme: Hazards sind kurze, gültige Logiksignale, die aus unterschiedlichen Laufzeiten in parallelen Strukturen entstehen: um fehlende Gleichzeitigkeit zu erkennen ist es vernünftig, Testsignale „nach außen“ zu legen, um unterschiedliche Durchlaufzeiten zu messen: Ambiguity.
- (9) Wenig beachtet: der Stromverbrauch: Ansatz für innere Verlustleistung:  
$$P_i/mW = P_{fix} + (P/Takt) * f_{clock}$$

z.B. XILINX:  $P_{fix} = 50$  mW und  $P/Takt = 30E-6$  mW/Hz im Vgl. ALTERA:  $P_{fix} = 600$  mW und  $P/Takt = 3,4E-6$  mW/Hz, In Zahlen: XILINX = 1550 mW, ALTERA = 770 mW mit  $f_{clock} = 50$  MHz:
- (10) PLD-Software kann nur auf der Logikseite Hardware-unabhängig sein. Es bleibt der Traum einer frei verfügbaren, ständig aktualisierten Fitter-Software, die alle aktuell verfügbaren Bausteine kennt und damit selbständig eine optimale Auswahl treffen könnte.

## 2. Bewertungskriterien

### 2.1. Hardware

#### (1) Funktionalität (Umfang der Verknüpfungslogik)

Kann nicht allgemeingültig definiert werden, denn es ist nicht allein die Anzahl der meist in einer Matrix angeordneten Logik-Blöcke, sondern zusätzlich ist die Funktionalität der Logik-Blöcke entscheidend: Anzahl der Ein/Ausgänge, Anzahl/Komplexität der Combinatorial Functions.

#### (2) Testbarkeit der logischen Funktion

Theoretisch müßten alle Einträge in Karnauth-Veith-Diagramm auf 1 bzw. 0 überprüft werden: bei n Eingängen bedeutet das  $2^n$  Prüfmuster. Bei zusätzlichen m Speicherelementen ergeben sich  $2^{n+m}$  Testmuster, d.h. selbst bei nur 1 µs pro Test ergeben sich Testzeiten in Milliarden Jahren.

Die Hersteller versprechen: „100% factory pre-tested devices“. Das tun sie aufgrund eines Boundary Scan's. Dazu dient eine zusätzliche Hardware Busstruktur: 4-Draht Testability Bus. Dieser Test ist ein Baugruppentest, der keinesfalls 100%ig ist.

### (3) **Schnelligkeit/Laufzeiten**

Die Schnelligkeit wird im kleinen durch Laufzeiten bestimmt, im großen durch Messungen: Benchmark-Tests.

Mit der Schnelligkeit steigen die HF-Störgrößen im System.

Komplexe IC's führen oft zu langen Leiterbahnen: die inneren Pfad-Kapazitäten können bei hohen Taktfrequenzen zu Logik-Fehlern führen.

z.B. Daten der XILINX-Familie 3000:

Toggle Rates: 70 - 325 MHz, Logik-Delays von 9 - 2,2 ns, System Clock Speed: > 80 MHz.

### (4) **Fan-Out**

Eine sehr gute Peripheral Component Interconnect (PCI)-Compliance bedeutet:

Output drive Current > 20 mA

## 2.2. Software

### (1) **Logik-nahe Programmierung**

Ein Design beginnt mit einem Blockdiagramm (oder mit einem logischen Ausdruck), das in ein populäres CAE-Tool, z.B.: ViewDraw eingegeben wird. Von da aus geht es über ein „Interface“ in die Hardware-nahe Software, z.B. XACT von XILINX, die den Entwurf in das XILINX Netlist Format (XNF) konvertiert.

### (2) **IC-nahe Programmierung**

Erstellung der LCA (Logic Cell Array)-Files, die dann entweder aus einem ROM oder über einen Mikroprozessor Handshake in das Configuration Register seriell mit 1  $\mu$ s pro Bit geladen wird, z.B. XILINX 3190 A mit: 64.160 Conf. Bits.

Device-Fitter: Software-Implementierung: Partitioning, Placing und Routing (PPR) der logischen Funktionen: heuristische Verfahren, die nicht immer optimal funktionieren, dafür aber schnell sind.

Wenn das Problem nicht lösbar ist, obwohl vergleichsweise wenig komplex, kann man mit Vorgaben über die Pinbelegungen Suchrichtungen vorgeben, in denen das Programm dann eine Lösung finden soll oder NEU: Korrekturmodus, bei dem nur lokal neu optimiert wird.

Neu: universelle Beschreibung in Libraries of parametrized moduls (LPM)

Laufzeiten der Programme zur Erstellung der Configuration Files: z.B. unter DOS, 383er mit 4 MByte Extended Memory: zwischen 20 und 60 min für 16 bis 64 kBit Configuration Files.

## 2.3. Systemqualitäten

### (1) Testbarkeit durch **Simulation**

Ein Softwareproblem, das in der Entwurfsphase zum Einsatz kommen sollte.

### (2) Testbarkeit durch **Prototypenbau**

Ein Hardwareproblem, das sich selten als überflüssig erweist

### (3) Testbarkeit (Vgl. konkurrierender Lösungen in **Benchmark's**)

Test mit: Programmable Electronics Performance (PREP) Benchmarks, ein Product der Fa.: PREP Corp, 504 Nino Ave, Los Gatos, CA, 95032, USA

### (4) **Umkonfigurierbarkeit**: Austausch der Firmware

„Rekonfigurierung im System“, Hauptanwendung: Eigendiagnose

Xilinx: Automatik-Betriebstart: Steuerlogik auf dem Chip sorgt für direktes Laden aus einem externen Speicher, z.B. EPROM, wahlweise paralleler oder serieller Datentransport

### (5) **Vielfachfunktionalität** durch Software-Adaption

z.B. Implementierung schneller Spezial-Coprozessoren: z.B. in der DNA-Forschung: in dieser Spezialanwendung ist die FPGA-Lösung: 325 mal schneller als eine Cray 2. Anderes Beispiel: Kryptographische Verschlüsselung.

### (6) **Signalabhängige Echtzeit-Konfigurierbarkeit**

Anwendung z.B.: Startwort enthält wichtige Protokollinformationen

(7) **Adaptive Regelung** der Funktionalität: optimale Anpassung des Reglers an Systeme mit instabilen Systemparametern

### 3. Hochauflösender Transientenrecorder in moderner Schaltungstechnologie

#### 3.1. Zielsetzung

Schnelle, hochgenaue Echtzeit-Datenaufnahme durch Abtastung transienter, analoger, einmaliger Signale: ADU: 12 Bit, 1 MHz, d.h. hohe, kontinuierliche Durchsatzrate

Echtzeit- Datenverarbeitung: z.B. Triggerung

Speicherung von 1 M Samples, Weiterverarbeitung mit einer PC-Software

4 analoge Eingänge: 1. Kanal direkt an ADU, 2.-4. Kanal werden über S&H und MPX gleichzeitig abgetastet, aber nacheinander gewandelt

umschaltbare Verstärkung: 1x, 10x, 100x, 1000x

Abtastrate umschaltbar, je nach Kanalzahl

AC/DC-Umschaltung, Nullung der Kanäle für Software-Offset-Korrektur

#### Vgl. mit einem Digital-Scope

Digital-Scope's sind nur schnell im Sampling-Betrieb mit repetierenden Signalen, d.h. schneller Sample and Hold (S&H) mit sehr guter Triggerung, 8-Bit Flash-Wandler und Speicherung im Video-RAM: Grenzfrequenzen bis zu einigen GHz.

Im Single-Shot-Betrieb ca. 1/1000 der Sampling-Grenzfrequenz.

Speichertiefe des Digital-Scope meist nur einige kByte.

Der Transientenrecorder hat etwa gleiche Grenzfrequenz wie der Digital-Scope im Single Shot-Modus, aber achtmal größere Genauigkeit durch einen Two-Pass-Flash-Wandler: hier:

DATEL: ADS-112: 12-Bit, 1 MHz

Die Speichertiefe beim Transientenrecorder ist meist wesentlich größer. Erst durch die Wahl des Auswerteprogramms wird festgelegt, welche Impulsparameter numerisch bestimmt werden sollen oder ob das Signal (mit speziellen Zoomfunktionen ausschnittsweise) dargestellt werden soll. Die Auflösung der Darstellung ist weitaus geringer als die der Wandlung.

Universelle Möglichkeiten der Triggerung im Transientenrecorder:

(a) durch Triggersignale, die wie üblich als Start-Impulse oder auch als Stop-Impulse verwendet werden können

(b) durch Softwarebedingungen

#### 3.2. Hardware des Transientenrecorders

##### 3.2.1. Speicherorganisation

Datenspeicherung im Ringspeicher, so daß bei einem Triggerereignis immer auch vorlaufende Daten zur Anzeige/Auswertung zur Verfügung stehen:

frei programmierbarer post/pre-Trigger

ohne Triggerung: ständiger Umlauf des Adressenzeigers

##### 3.2.2. Ablaufsteuerung und Timing

Abtastrate des ADU: 1 MHz (Basistakt)

MC (SAB 80C535) mit 12 MHz, d.h. max. 12 Arbeitstakte pro Wandlung

FPGA mit 48 MHz, d.h. max. 48 Arbeitstakte pro Wandlung

Die 48 Takte sind in 6 Blöcke zu je 8 Takten aufgeteilt:

z.B. Block 0: Einspeicherung der Meßdaten bis

... Block 5: Refresh des dyn. RAM's

Während 1  $\mu$ s können Daten eingespeichert und auch ausgelesen werden

##### 3.2.3. Aufgaben des FPGA XC 3190 A: Echtzeit-Aufgaben:

(a) Steuerung des Analogteils: MPX, PGA's: AM 552 von DATEL

(b) Steuerung des ADU: ADS 112: 12 Bit, 1 MHz von DATEL

(c) Steuerung der Speicherung der Daten in DRAM's:

Adressenerzeugung beim Einschreiben durch den ADU und beim Auslesen durch den Mikrocontroller

(d) Steuerung des Refresh des dyn.RAM mit Hilfe der Signale: /RAS, /CAS und /W

##### Ausnutzung des FPGA's:

In der Anwendung werden genutzt: 119 von 320 CLB's, 52 von 70 I/O-Pins und 8 von 40

internal 3-state „Horizontal Longlines“. Keine „unrouted load pins“, d.h.alle notwendigen

Verbindungen konnten gezogen werden: der kleinere Baustein: XC 3142 A (144 CLB's) ergab keine Lösung des Problems: no fit.

### 3.2.4. Mikroprozessorsteuerung durch den MC: SAB 80C535

**Aufgaben: (nicht in Echtzeit):** Programme auf EPROM

(a) PC-Kommunikation über die serielle RS232 Schnittstelle (hier nicht über Einsteckkarte)

(b) Übergabe der Einstellparameter für die analoge Eingangsplatine

(c) Übergabe der Einstellparameter für Triggerung

(d) serielle Programmierung des FPGA

(e) Starten der Messung

(f) Speicherung der Daten auf 2 8-Bit-breiten SIMM-Modulen

256k, 1M oder 4 MByte werden automatisch erkannt

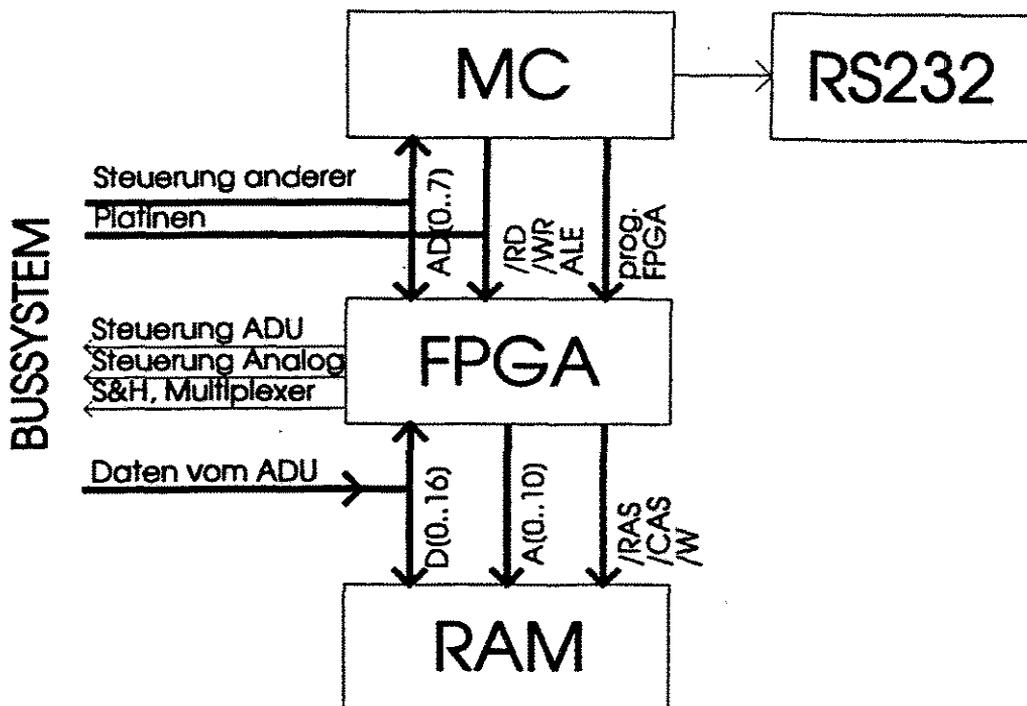
hier: 2 Stck.: 1 MByte (exakt: 1048575), d.h. 20 Bit-Adresse

(g) Auslesen der Daten aus dem RAM in 256 Byte großen Blöcken: Adr.: 00H .. FFH (über FPGA)

(Adreßraum: 18 Bit (256 k Module) bis 22 Bit (4 M Module: die untersten 8 Bit sind auf dem Adreß-Latch, die oberen Adreßbits sind auf 2 Registern im FPGA gespeichert)

und (h) Daten-Übergabe an PC über serielle Schnittstelle

### 4. Blockschaltbild des Transientenrecorders:



### 5. Danksagung

Der Transientenrecorder entstand im Rahmen einer Examensarbeit von Herrn cand.ing. Karsten Hoeland, der sich für diese Arbeit als besonders engagiert und kompetent erwies. Die CAE-Software stand uns durch Herrn Heiko Solmecke von der FernUniversität Hagen zur Verfügung, der uns mit Rat und Tat unterstützte.

### 6. Literaturhinweise

**Field Programmable Gate Arrays** von Brown/Francis/Rose/Vranesic

Kluwer Academic Publisher, Boston Dordrecht London 1992

**Handbuch der PLD's und FPGA's** von Heusinger/Ronge/Stock

Franzis-Verlag GmbH, 85586 Poing 1994

**ELBE-Quelle**  
**20 MeV-Elektronenquelle**  
Interner Projekt-Vorschlag August 1995

**Zeitablauf**

Beginn der Aktivitäten:	Juni 1994
Proposal:	Juni 1995
Maschine Advisory Committee:	Juli 1995
Kuratorium (Geld):	August 1995
Ende:	3 ...4 Jahre

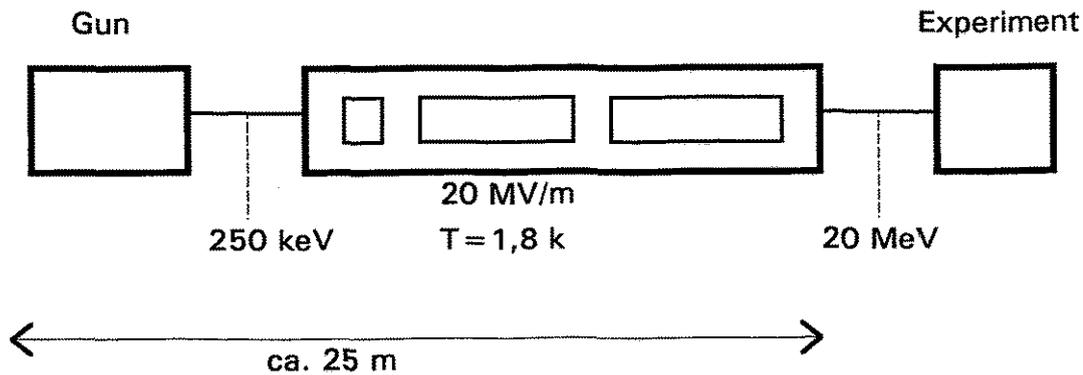
**Überblick**

Mit dem Projekt der 20 MeV-Elektronenquelle werden vorrangig folgende Zielstellungen verfolgt:

1. Aufbau einer leistungsstarken, hochbrillanten Elektronenquelle unter Nutzung modernster beschleunigungstechnischer Entwicklungen; Erschließung dieser Technologien - insbesondere der Supraleitungstechnik - für das FZR.
2. Entwicklung einer speziellen RF-Elektronengun für den Hochstrom-Dauerstrich-Betrieb (cw = continuous wave).
3. Durchführung von Kernresonanzfluoreszenzexperimenten zur Untersuchung der Kernstruktur.
4. Erforschung und Bereitstellung nichtkonventioneller Photonenquellen, die auf der Wechselwirkung relativistischer Elektronen mit Festkörperstrukturen beruhen.
5. Schaffung der Grundlage für den Aufbau eines Freie-Elektronen-Lasers (FEL).

Die Erzeugung brillanter elektromagnetischer Strahlung im Infrarot- bis Röntgenbereich durch nichtkonventionelle Photonenquellen, vor allem aber die Bereitstellung intensiver, kohärenter FEL-Strahlung bieten vielfältige Anwendungsmöglichkeiten in der Materialforschung, Biomedizin und Chemie und lassen somit einen Synergieeffekt für das gesamte Forschungszentrum erwarten.

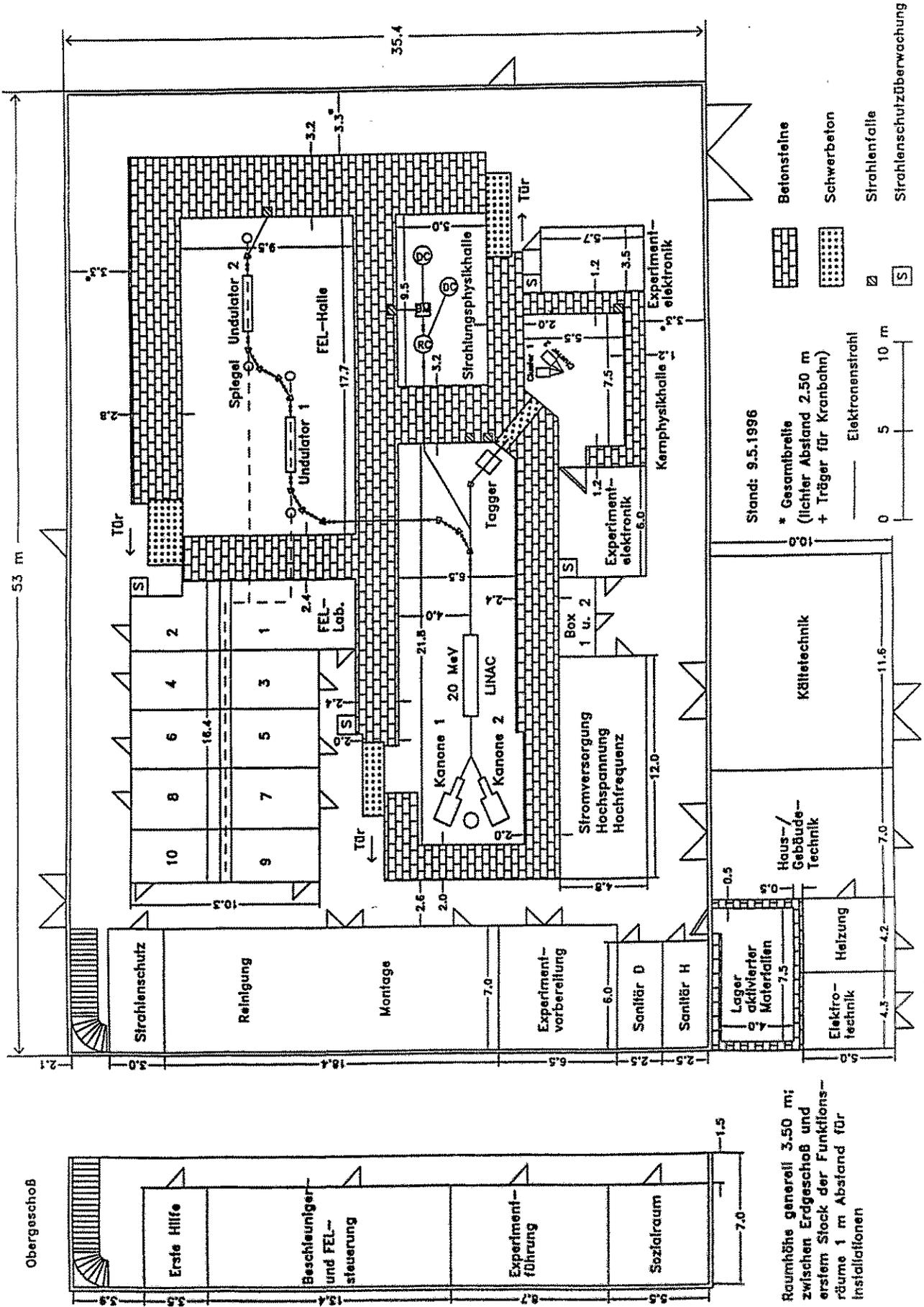
## Technische Spezifikation



Nachstehende Tabelle faßt die wesentlichen Parameter der technischen Spezifikation der ELBE-Quelle zusammen.

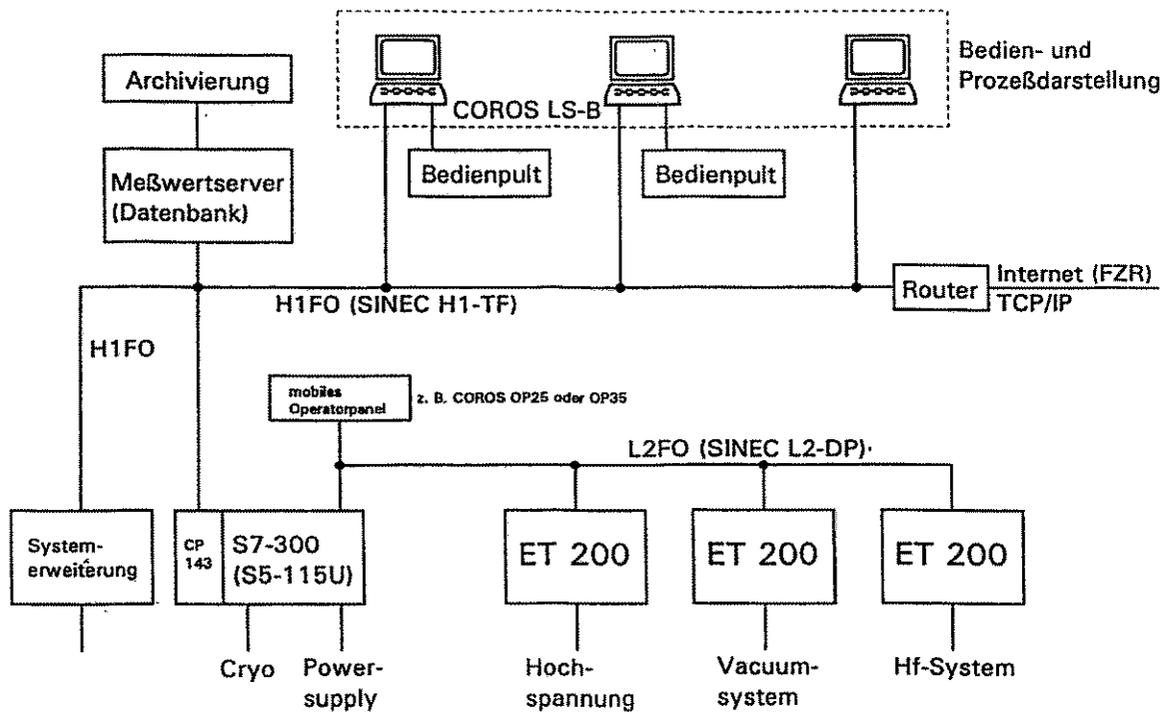
Parameter	ELBE-Quelle (kl. Emittanz)
Strahlenergie [MeV]	20
Strahlstrom [ $\mu\text{A}$ ]	200 *)
Energiebreite [keV]	$\pm 5$
Emittanz normiert $\varepsilon_n$ [ $\pi$ mm mrad]	1
Betriebsfrequenz [GHz]	1,3
Kavitäten: - Anzahl	2
- Beschl.-Gradient [MV/m]	10

\*) Bei dem Entwurf des Gesamtkonzeptes der Elektronenquelle wird eine Erhöhung des Strahlstromes auf  $1000 \mu\text{A}$  zu einem späteren Zeitpunkt berücksichtigt. Einzelne Komponenten bzw. Parameter wie z.B. HOM-Koppler, Klystrans, Kälteanlage und Abschirmungsdicke berücksichtigen dies bereits. An anderer Stelle (z.B. Hauptkoppler der Kavitäten) sind u.a. Entwicklungen bei DESY und an der Universität Stanford wesentliche Voraussetzung für die Erhöhung des Strahlstromes.

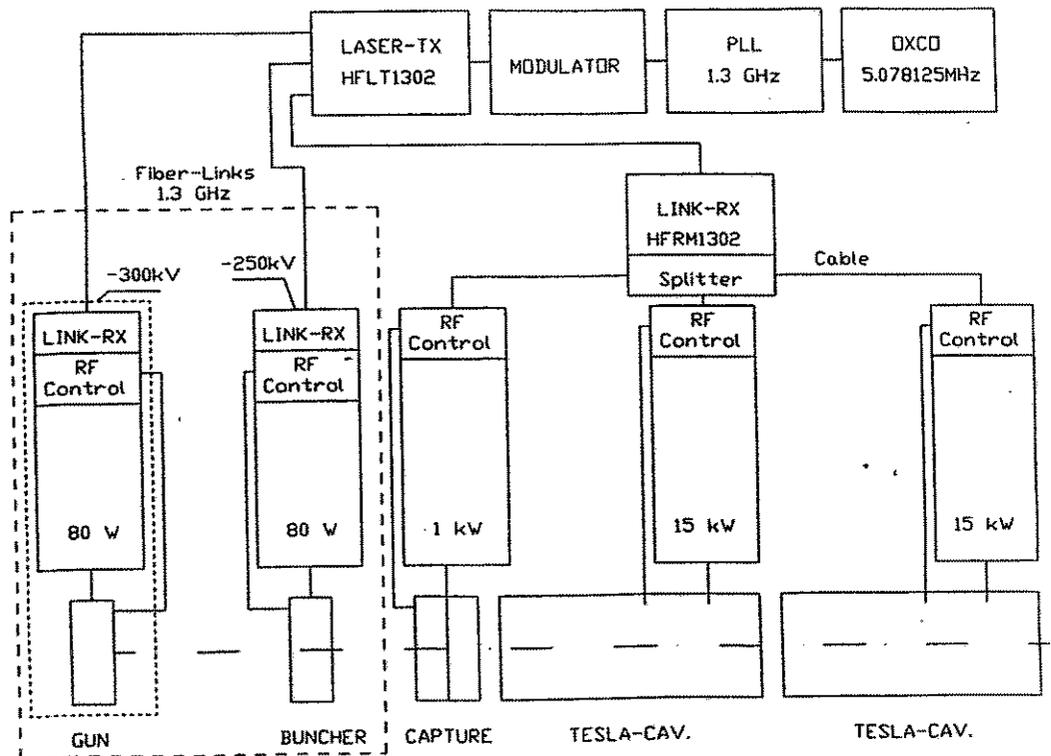


Raumhöhe generell 3.50 m; zwischen Erdgeschoß und erstem Stock der Funktionsräume 1 m Abstand für Installationen

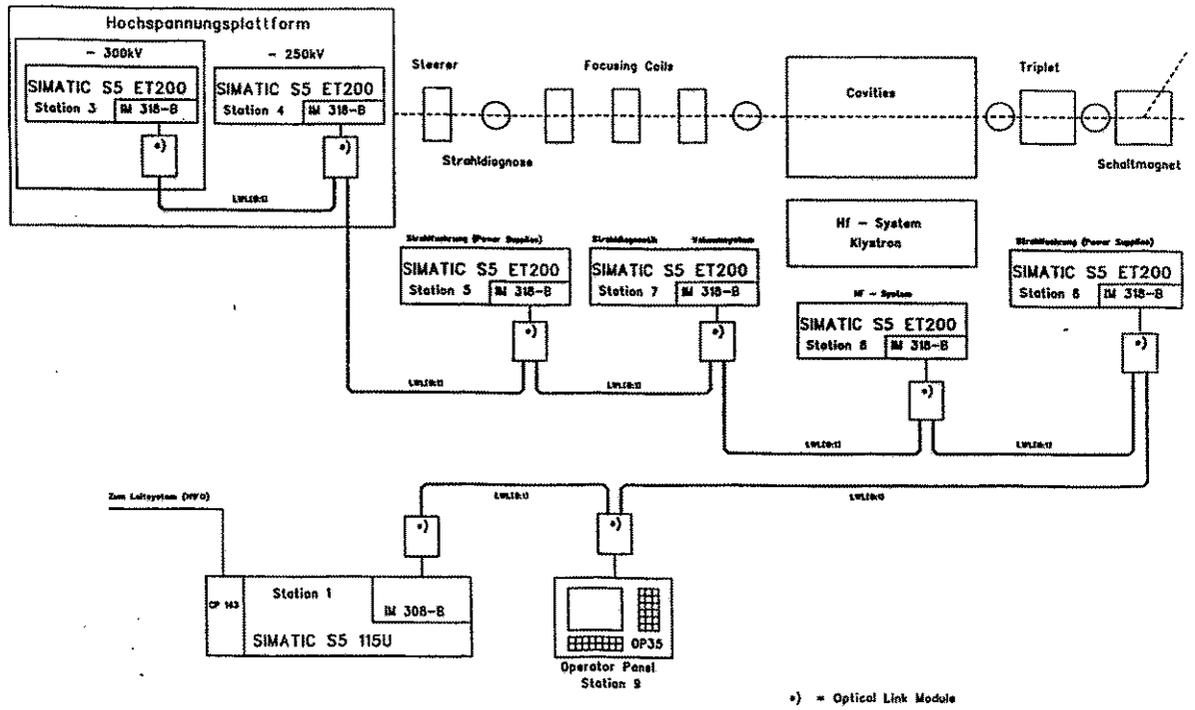
Grundriß des Gebäudes



Architektur des Leitsystems

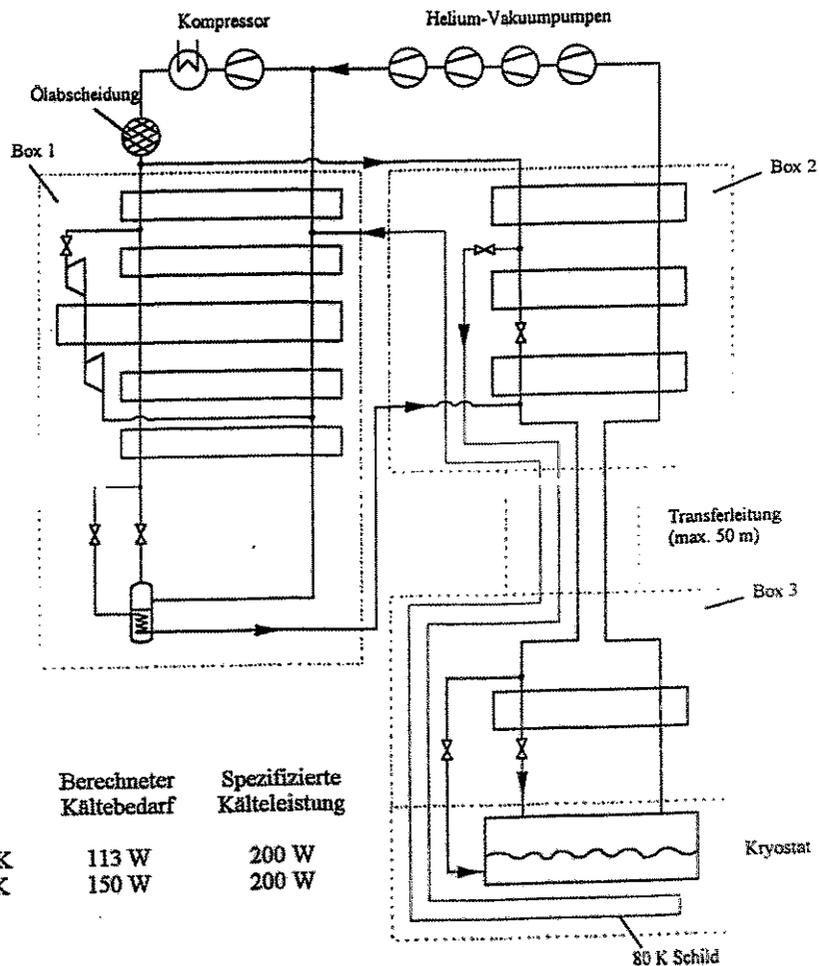


Blockschaltbild des Hochfrequenzsystems



## Prinzipieller Aufbau des Steuerungssystems

Eingesetzte Baugruppen siehe Tabelle III 3.8.2



## Fließbild der Kältenalage

# HF-Stabilisierung für die Rossendorfer Supraleitende 20 MeV - Elektronenquelle "ELBE - QUELLE" (Auswahl erprobter Laborschaltungen)

Hartmut Büttig  
Forschungszentrum Rossendorf e.V.  
Abt. Neue Beschleuniger  
PF 510119  
01314 Dresden  
e-mail: buettig@fz-rossendorf.de

## Zusammenfassung

Im Forschungszentrum Rossendorf wird ein supraleitender Elektronenbeschleuniger, der im cw-Mode bei einer Strahlenergie von 20 MeV einen Strom von 1 mA liefern soll, projektiert /1/. Parallel dazu erfolgen Experimente mit einer Elektronen-Gun bei der der Elektronenemitter direkt im Resonator montiert ist und die Elektronen durch die axiale elektrische Feldkomponente des Resonators (Frequenz = 1,3 GHz) extrahiert und beschleunigt werden. An dem Prüfstand werden auch die Hochfrequenzkomponenten getestet und optimiert, die später Bausteine eines modularen Systems der ELBE-Quelle sind. In dieser Testphase erschien es hinsichtlich der zu treffenden Komponentenauswahl und des Budgets sinnvoll, alle Baugruppen, die im Labor mit vertretbarem Aufwand realisierbar sind, auch selbst zu bauen und zu erproben. Einige schaltungstechnische Details, die auch für andere Anwendungen interessant sein können, sind nachfolgend beschrieben.

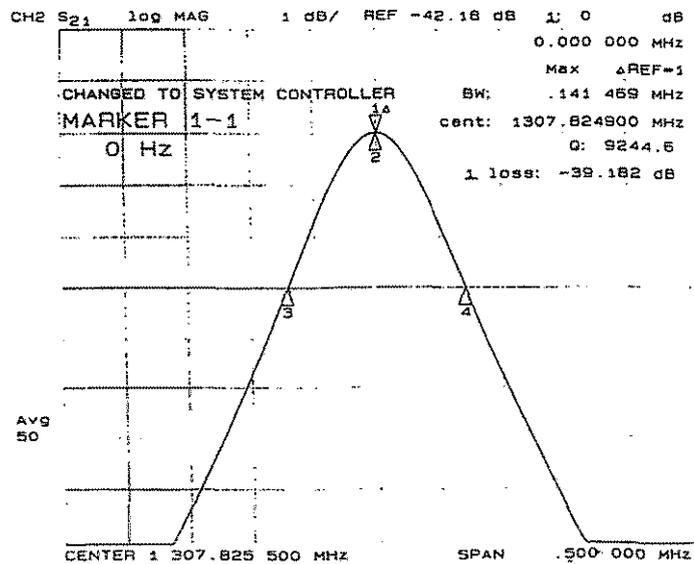
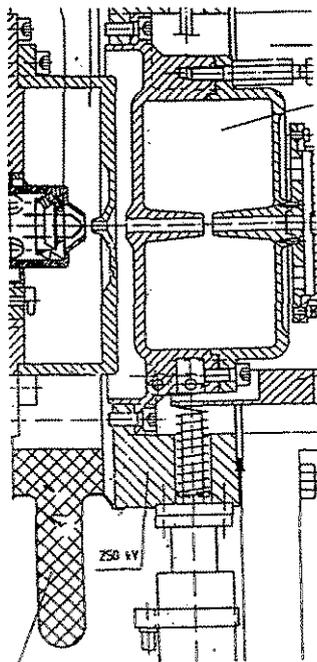


Abb.1: GUN- und Buncherresonator (Schnittbild) und Resonanzkurve des Bunchers

## 1. Überblick über das Hochfrequenzsystem

Im Blockschnittbild (Abb. 2) ist das modular aufgebaute HF-System dargestellt. Jedes HF-Modul besteht aus dem gleichen Steuerteil mit Amplituden- und Phasenregelkreis sowie nachgeschalteten Verstärkerblöcken. Am Gun-Prüfstand sind die Systeme für die Gun und den Buncher (linker umrandeter Teil von Abb.2) aufgebaut.

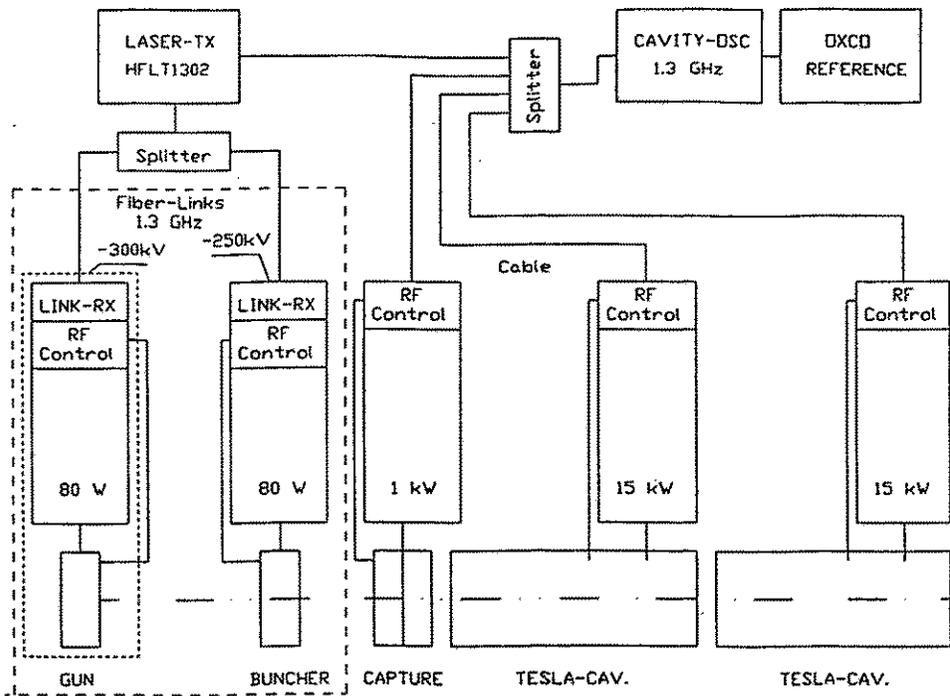


Abb.2: Blockschnittbild des HF-Systems der ELBE-Quelle

## 2. Frequenzerzeugung

Die Entscheidung zum Kauf eines Masterszillators für den Beschleuniger (Frequenzkonstanz  $<10^{-9}$ /Tag und SSB-Phasenrauschen unter  $-110$  dBc/Hz bei 20 kHz Abstand vom Träger) sollte erst nach den experimentellen Untersuchungen aller Komponenten erfolgen. Für Tests während der Projektentwicklung oder fürs Labor ist die in Abb.3 dargestellte Schaltung aufgrund ihrer Parameter gut geeignet /2/. Der 1,3 GHz VCO wird mittels einer PLL (Plessey SP5070) von einer externen Referenzfrequenz gesteuert, wobei der IC-interne Teiler (: 256) die Referenzfrequenz vorgibt. Als einfache aber präzise Referenzquelle eignet sich das von einem PC-steuerbare DDS-System /3/. Die zugehörige PC Software erlaubt sowohl eine direkte Frequenzeingabe als auch die Belegung der "F-Tasten" als Speicher diskreter Frequenzen und die Benutzung der "up, bzw. down-keys" zur Abstimmung. Für die in Abb.3 angegebene Schaltung beträgt bei einer Referenzfrequenz von 5,078125 MHz (entspricht  $f = 1,300$  GHz des VCO) die Genauigkeit des DDS 0,009 Hz. Das entspricht einer Einstellgenauigkeit von 2,3 Hz bei  $f = 1,300$  GHz. Diese Frequenzkonstanz konnte noch nicht gemessen werden.

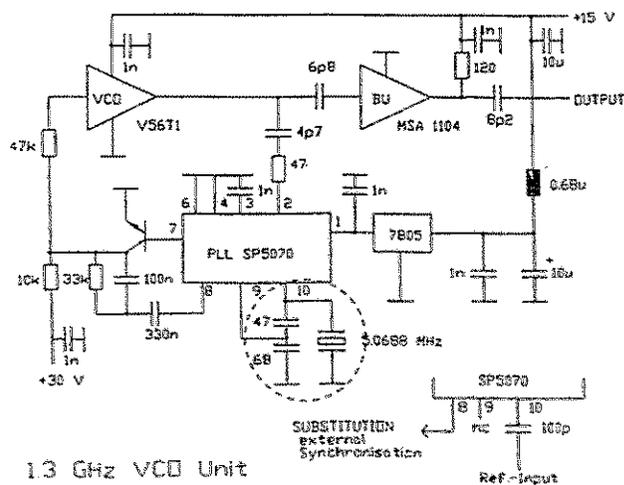


Abb.3: 1,3 GHz Labor-Oszillator, mittels Plessey PLL SP5070 (GPS-System), externe Referenzfrequenzquelle

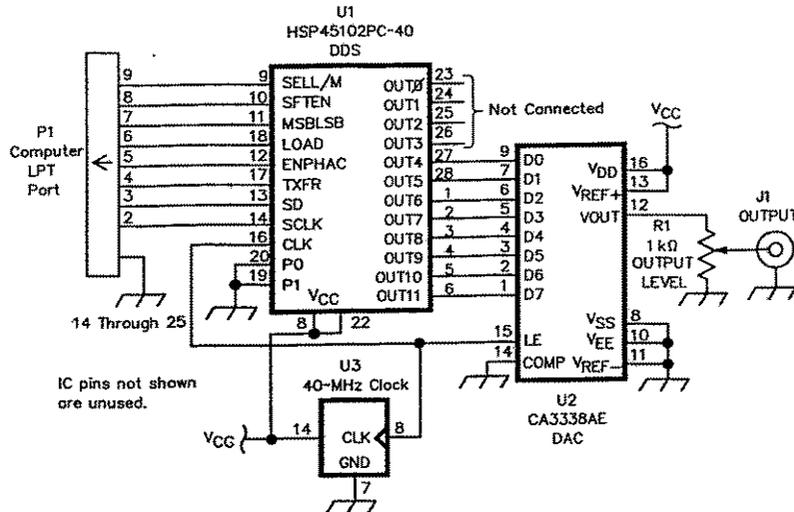


Abb.4: Direct Digital Synthesis (DDS) Oszillator /3/.

### 3. Glasfaserlink zur phasenstabilen Übertragung eines 1,3 GHz-Sinussignales

Aus dem Blockschaltbild des HF-Systems (Abb.2) geht hervor, daß die Hochfrequenzsysteme der Gun und des Bunchers auf einem Hochspannungsterminal montiert sind. Da sämtliche HF-Teilsysteme des Beschleunigers aus einer Signalquelle versorgt werden müssen, wurde zur Ansteuerung der beiden Systeme auf dem Terminal ein Glasfaser-Link aufgebaut und erprobt (Abb. 5 /4/). Die geforderte Phasenstabilität des Sinussignales von besser als  $1^\circ$  bei einer Leitungslänge von 15 m ist erreichbar, wenn alle Wandler (Sender und Empfänger) thermostatiert und wenn das Glasfaserkabel thermisch an die thermostatierte Kühlwasserleitung gekoppelt werden (T etwa  $29^\circ\text{C}$ ).

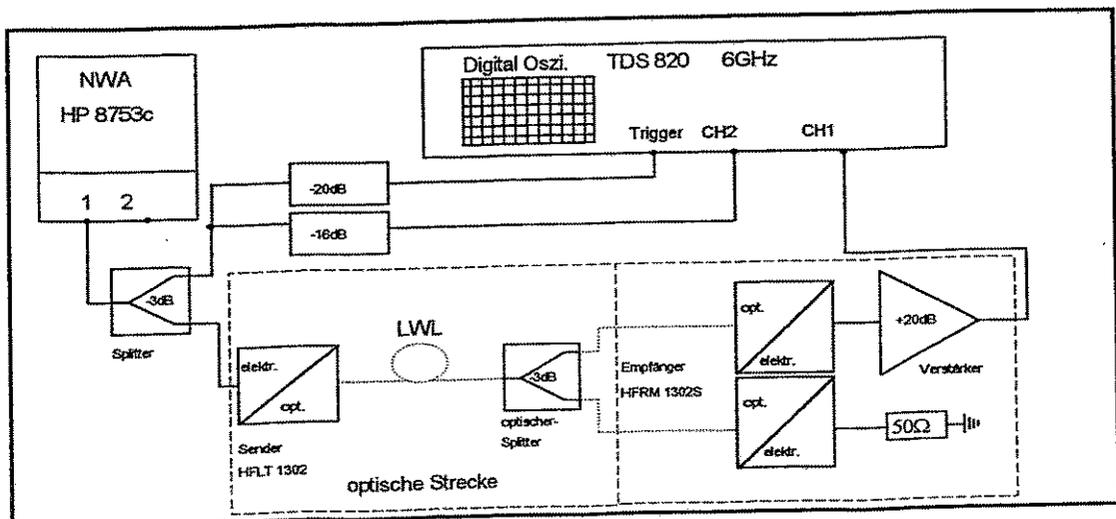


Abb.5: Glasfaser-Link (Meßaufbau) zur phasenstabilen Übertragung eines 1,3 GHz Sinussignales auf eine Hochspannungplattform. Eingesetzte Bauelemente: Sender: HFLT 1302 (Thomson-CSF), Empfänger: HFRM 1302S (Thomson-CSF), Optischer Teiler: SR (Canstar), Kabel: SieCor-Faser, Steckverbinder: FC/PC

#### 4. Hybridkoppler aus Semi-Rigid-Kabelstücken

Der 90°-Hybrid ist ein universell einsetzbares Bauteil, um rückwirkungsarm Verstärker parallel zu schalten, oder um Phasenschieber, Detektoren, IQ-Mischer und Dämpfungssteller aufzubauen. 90°-Hybride bestehen aus elektrisch  $\lambda/4$ -langen Leitungsstücken, wobei Amplitude und Phase der Signale an den vier Ports des Hybrids aus Abb. 6 hervorgehen /5/. Für Laboranwendungen bis etwa 2,5 GHz sind unter Verwendung üblicher Laborwerkzeuge Hybride aus Hybridkabel /6/ einfach herstellbar (Abb. 6). An aufgebauten Hybriden wurden ein Amplitudenfehler von 0,5 dB und ein Phasenfehler von etwa 1° gemessen. Die Leitungslänge ist:  $l = \frac{\lambda}{4\sqrt{\epsilon}}$ , wobei  $\epsilon$  die Dielektrizitätskonstante des Kabelmaterials und  $\lambda$  die

Betriebswellenlänge darstellen. Realisiert wurden spannungsgesteuerte Phasenschieber, PIN-Dioden-Dämpfungssteller und ein IQ-Mischer.

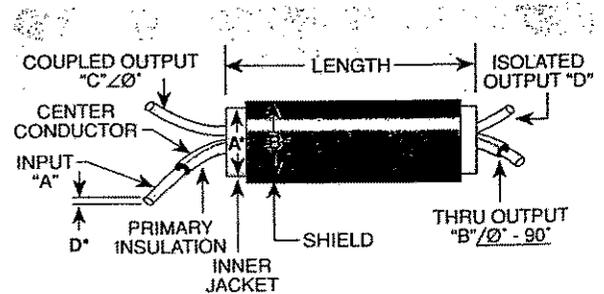
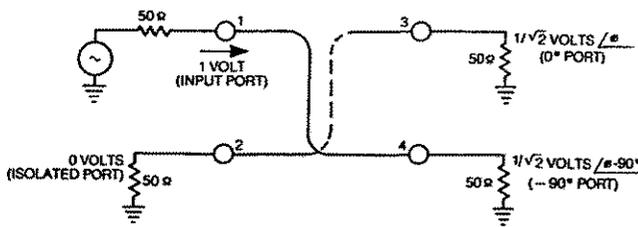


Abb. 6: 90°-Hybride aus Hybrid-Semi-Rigid-Kabel (Sage-Lab.Inc.)

#### 5. Drop-In-Verstärker

Bei 1,3 GHz sind die in Abb. 7 dargestellten Drop-In-Verstärker vielseitig einsetzbar. Sie arbeiten stabil, wenn für eine ausreichend große Massefläche und gute Abblockung der Betriebsspannung gesorgt wird. Für die HF-Komponenten der Elbe-Quelle wurde der gesamte Kleinsignalzweig mit diesen Verstärkern bestückt, lediglich nach dem Glasfaser-Empfangsmodul kam ein GaAs-Fet in einer rauscharmen Vorverstärkerstufe zum Einsatz.

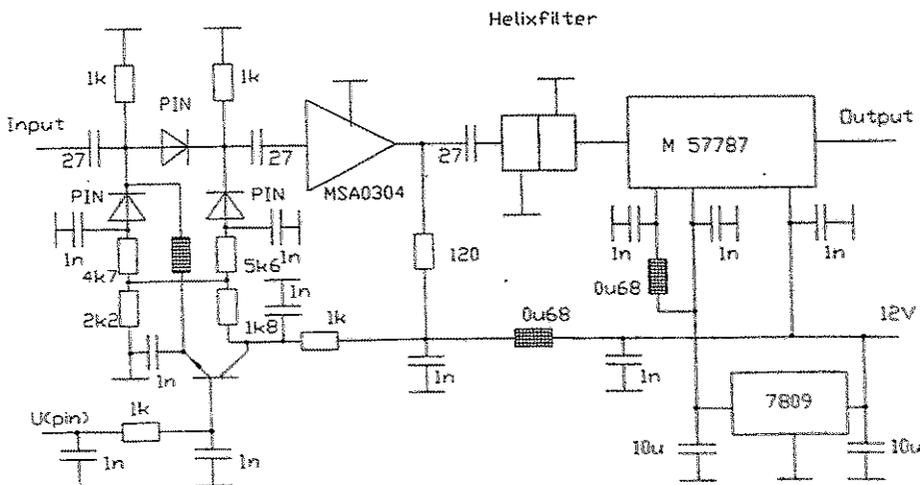


Abb.7: Drop-In-Verstärker - Applikation ( Elbe-Quelle , PIN-Regler und 1 Watt-Treiber)



